

SYSTEMANALYSEN ZUR ELEKTRISCHEN BELASTUNG VON WÄLZLAGERN BEI UMRICHTERGESPEISTEN ELEKTROMOTOREN

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur
(abgekürzt: Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing.

Hans Tischmacher

geboren am 15.08.1966
in Wolfsburg

2017

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick

2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet

Tag der Promotion: 10.02.2017

VORWORT

Seit nunmehr 20 Jahren bin ich als Elektroingenieur in der Industrie tätig. In dieser Zeit habe ich die unterschiedlichsten Aspekte der elektrischen Antriebstechnik aus den Bereichen der Entwicklung und Fertigung von Elektromotoren, Umrichtern und dazugehörigen Systemkomponenten kennenlernen dürfen. Mein besonderes Interesse lag dabei immer auf Themen, welche die Interaktion der Komponenten eines Antriebssystems zum Schwerpunkt haben. Umrichter gespeiste Elektromotoren und die damit verbundenen Fragestellungen rund um die Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit der Einzelkomponenten bieten hierfür ein weites Betätigungsfeld. Die mechanische Lagerschädigung durch elektrischen Stromdurchgang ist dabei ein prominentes Beispiel für ein Thema, das wie kaum ein anderes unterschiedliche Fachgebiete miteinander vereint.

Die vorliegende Arbeit ist wesentlich durch meine beruflichen Aufgabenschwerpunkte der letzten 15 Jahre geprägt. Sie ist aber neben meiner eigentlichen Industrietätigkeit entstanden. Zusätzlich zu der Zeit welche ich selbst mit der Fertigstellung dieser Arbeit verbrachte, haben auch andere Personen einen wesentlichen Anteil am Erfolg. Sei es durch direkte Unterstützung, kritische Diskussionen der Ansätze und Ergebnisse, oder durch Motivation und Rückendeckung.

Mein Dank gilt dabei ...

- ... für die Geduld, die Mühe, die aufmunternden Worte, die Rückendeckung, für das Verständnis über den Verlust vieler Wochenenden und Abende, meiner Frau Carmen, meinen Kindern Luara, Jaron und Talis sowie meinen Eltern Johann und Sarolta. Ohne meine Familie und insbesondere meiner Frau wäre die Entstehung dieser Arbeit nicht möglich gewesen.
- ... für die Betreuung und Unterstützung, die Übernahme des Referats Herrn Prof. Bernd Ponick, für die Übernahme des Koreferats Herrn Prof. Steffen Bernet und für den Vorsitz in der Prüfungskommission Herrn Prof. Axel Mertens.
- ... für den Rückhalt, das Verständnis und die Motivation den Herren Klaus Körber, Dr. Rainer Sommer, Dr. Eric Baudelot und Dr. Peter Köllensperger.
- ... für die Diskussionen, die Unterstützungen und Anregungen den Herren Sven Gattermann, Dr. Ioannis Tsoumas, Oleksandr Kartashov, Christian Maul, Christian Bär, Bernhard Britting, Dr. Johannes Germishuizen, Richard Steckel, Matthias Swarte, Dr. Georg Möller, Prof. Ulrich Werner.
- ... für die Übernahme des Lektorats Herrn Gerd Neeser.
- ... auch allen anderen Freunden und Kollegen, welche die Entstehung dieser Arbeit begleitet haben, aber in dieser Aufzählung nicht namentlich genannt sind.

KURZFASSUNG

Bei umrichter gespeisten und somit drehzahlveränderbar betriebenen Elektromotoren treten einige parasitäre, hochfrequente Randeffekte auf. Vor allem bei den in der Mehrzahl zum Einsatz kommenden Spannungszwischenkreisumrichtern sind dies Erscheinungen, die in der prinzipiellen Funktionsweise dieser Umrichter begründet sind. In Abhängigkeit von den Bedingungen im Gesamtsystem können einerseits hochfrequente Ströme über die Wälzlager der Motoren und der beteiligten Anlagenkomponenten fließen und andererseits der durch Common-Mode-Spannungen verursachte parasitäre Spannungsabfall an den Motorlagern bei Überschreitung der Durchbruchfeldstärke im Schmierpalt eine sogenannte EDM-Lichtbogenentladungen verursachen. Als Reaktion treten in beiden Fällen Materialveränderungen an den Laufflächen der Lager auf, die sich in Form einer Querriffelung ausprägen können und damit einen vorzeitigen, unvorhersehbaren Ausfall des Lagers zur Folge haben. Während sich die schädigenden Auswirkungen der hochfrequenten Ströme durch geeignete Maßnahmen deutlich reduzieren lassen, sind die als EDM-Strom bezeichneten, spannungsbedingten Lichtbogenentladungen im Lagerschmierpalt nur schwer zu begrenzen.

In der vorliegenden Arbeit werden die Wirkmechanismen und Systemabhängigkeiten zur Entstehung von EDM-Lichtbogenentladungen in den Schmierpalten der Motorlager beschrieben und Möglichkeiten angegeben, schädigende Auswirkungen zu klassifizieren und durch Vermeidung von kritischen Betriebszuständen innerhalb des Antriebssystems zu reduzieren. Nach einer mit Literaturstellen belegten Aufarbeitung des Stands der Technik und der Abgrenzung der EDM-Lagerströme zu den Lagerstromarten mit anderen Entstehungsmechanismen erfolgt eine Beschreibung der Quelle dieser parasitären Auswirkung, dem Umrichter. Die Entstehung der Common-Mode-Spannung in Abhängigkeit von der Wechselrichtertopologie, sowie der zeitliche Verlauf, der im Wesentlichen durch die Amplituden der jeweiligen Spannungsstufen, die Steilheit der Spannungsänderungen und die Schaltfrequenz beschrieben wird, sind integraler Bestandteil der Quellenbeschreibung.

Zur Beschreibung der Störsenke – dem Motor – ist es notwendig, einen detaillierten Blick auf die im hochfrequenten Bereich relevanten Größen innerhalb des Antriebsmotors zu werfen, welche die Ausprägung von Lagerströmen beeinflussen. Neben den Wälzlagern spielt hier vor allem der geometrische Aufbau des Motors eine entscheidende Rolle. An den Wälzlagern der Motoren werden die Auswirkungen der parasitären elektrischen Belastungen sichtbar. Entsprechend der zentralen Fragestellung dieser Arbeit ist es dafür notwendig, diese Auswirkungen beschreiben und klassifizieren zu können, um daraus geeignete und im Rahmen des Arbeitsprozesses mögliche Maßnahmen zur Reduktion der Belastung abzuleiten. Im Rahmen dieser Arbeit wird eine Modellsystematik entwickelt, welche diese Beschreibung ermöglicht.

Schlagworte: Umrichter, Motor, Antriebssystem, Wälzlager, Riffelbildung, Lagerstrom, Lichtbogen, Lagerschaden, Common-Mode-Spannung, Modulationsverfahren, Zweipunktumrichter, Dreipunktumrichter.

ABSTRACT

Several parasitic, high-frequency phenomena occur when electric motors are fed from frequency converters in variable speed applications. Voltage-source DC link converters are predominantly used, and their inherent principle of operation causes these phenomena. Depending on the prevailing conditions in the overall system, high-frequency currents can flow through the motor roller bearings and the plant or system components involved. Furthermore, a parasitic voltage drop across the motor bearings can occur as a result of the common mode voltage – and when the breakdown field strength of the oil film in the bearing is exceeded, this can cause an EDM arc discharge. In both cases, these phenomena result in material changes at the bearing raceways. This is manifested in the form of bearing fluting damage and can result in premature and unpredictable bearing failure. The damaging effects of these high-frequency currents can be significantly reduced by applying suitable measures. However, the voltage-related arcing on discharge in the bearing lubrication film, resulting from the EDM current, is difficult to limit.

This paper describes the underlying mechanisms and system interdependencies related to EDM arc discharge phenomena in motor bearing lubrication films. It outlines how to classify these damaging effects and how to reduce them, considering the operating processes. After defining state-of-the-art technology based on the appropriate references and defining EDM bearing currents with respect to other bearing current types with different underlying causes, the root cause of these parasitic phenomena is described, which is the converter itself. The source of these EDM currents is explained, including a description of how the common mode voltage occurs as a function of the inverter topology and its characteristics with respect to time, which are essentially defined by the amplitude of the voltage steps, the gradient of the voltage changes and the switching frequency.

When describing the motor as a disturbance sink, it is important to analyze the motor parameters in detail which are relevant in the high frequency domain and which influence and define the bearing current types. In addition to the roller bearings themselves, it is especially the geometrical motor design that plays a decisive role. The effects of parasitic electric stress are visible at the motor roller bearings. These effects must be described and classified to address the issues outlined at the outset of this paper so that suitable measures to reduce this electric stress can be derived. As part of this paper and the underlying work, a model is developed, which facilitates this description.

Keywords: converter, motor, drive system, antifriction bearing, corrugation, bearing current, arc discharge, bearing failure, common-mode-voltage, modulation techniques, 2-level-converter, 3-level-converter.

NOMENKLATUR

Generelle Definition

g	Zeitabhängige Größe, Augenblickswert
\hat{G}	Spitzenwert, Amplitude
G	Effektivwert, Gleichrichtwert
\bar{G}	Mittelwert
\underline{g}	Zeigergröße
$ \underline{g} $	Absolutwert eines Zeigers

Formelzeichen

Zeichen	Bezeichnung
a	Tastgrad
α	Druckwinkel
A	Nutschlitzhöhe
AH	Achshöhe
A_{Hertz}	Hertz'sche Kontaktfläche
A_{Nut}	Nutmantelfläche
a_{WK}	mittlerer Abstand vom Kurzschlussring zum Wickelkopf
a_{KS}	Absatz zwischen Rotoroberfläche und Kurzschlussring
B	Nutbreite im Zahnbereich
C_{Dyn}	Dynamische Tragzahl des Wälzlagers
$C_{L,AS}$	Lagerkapazität des antriebsseitigen Lagers
$C_{L,BS}$	Lagerkapazität des nicht-antriebsseitigen Lagers
C_{RS}	Kapazität Rotor – Stator
C_{WR}	Kapazität Wicklung – Rotor
$C_{WR,Nut}$	Kapazität Wicklung – Rotor (Nutschlitzbereich)
$C_{WR,WK}$	Kapazität Wicklung – Rotor (Wickelkopfbereich)
C_{WS}	Kapazität Wicklung – Stator
C_L	Lagerkapazität (allgemein)
δ	mechanischer Luftspalt
D_S	Innendurchmesser des Statorblechpakets (Bohrungsdurchmesser)
D_R	Außendurchmesser des Rotors
d_{Iso}	Dicke der Nutsolierung
d_{Draht}	Drahtdurchmesser
d_{DS}	Dicke des Deckschiebers
D_m	mittlerer Lagerdurchmesser

Nomenklatur

D_w	Wälzkörperdurchmesser
D	Elektrische Flussdichte
Δ_W	Abstand Wicklung – Rotor
E	Durchbruchfeldstärke
f_P	Frequenz der Spannungsimpulse am Lagerversuchsstand
f_S	Schaltfrequenz
f_0	Grundfrequenz
f_1, f_2, f_3	Eckfrequenzen der HF-Modellbetrachtung
f_{Rot}	Drehfrequenz des Rotors
F_{AX}	Kraftwirkung in das Lager in axialer Richtung
F_{Rad}	Kraftwirkung in das Lager in radialer Richtung
h	Schmierfilmhöhe
h_0	Zentrale Schmierfilmhöhe
k_{KS}	Höhe des Kurzschlussrings
k_C	Carter-Faktor
k_L	Korrekturfaktor zur Berücksichtigung des Einlaufbereichs bei der Berechnung der Lager-Kontaktkapazität
i_{CM}	Common-Mode-Strom
i_{Welle}	Wellenstrom
i_{Erd}	Erdstrom
i_D	Lagerstrom während des Durchschlags
l_{Fe}	Aktivteillänge
l_{WK}	Wickelkopfausladung
l_{KS}	Ausladung des Kurzschlussrings
m	Modulations- oder Aussteuergrad
m_1	Strangzahl
$m_{lin,max}$	maximaler Modulationsgrad für den linearen Aussteuerbereich
$m_{üb,max}$	maximaler Modulationsgrad für den Bereich der Übermodulation
n	Drehzahl
n_i	Drehzahl des Lager-Innenrings
N_{Krater}	Anzahl der Schmelzkrater
N_W	Anzahl der Wälzkörper
n_{Max}	Maximaldrehzahl für die Versuche am LVS
N_{EDM}	Anzahl der EDM-Durchschläge
P_N	Bemessungsleistung
P	äquivalenter Belastungszustand des Wälzlagers
P_C	Kennwert zur Beschreibung des Schmierzustands im Lager
P_C^*	Auf 100 % bezogener Kennwert zu Beschreibung des Schmierzustands im Lager
$P_{EDM,LVS}$	Wahrscheinlichkeit eines EDM-Durchschlags am LVS
$P_{Ohm,LVS}$	Wahrscheinlichkeit eines ohmschen Übergangs am LVS
$P_{Iso,LVS}$	Wahrscheinlichkeit eines isolierenden Lagerverhaltens am LVS

Nomenklatur

P_{EDM}	Wahrscheinlichkeit eines EDM-Durchschlags in der Modellrechnung für gestufte Spannungen
P_{Ohm}	Wahrscheinlichkeit eines ohmschen Stromübergangs in der Modellrechnung für gestufte Spannungen
P_{Iso}	Wahrscheinlichkeit eines isolierenden Lagerverhaltens in der Modellrechnung für gestufte Spannungen
Q_1	Anzahl der Statornuten
R	Radius des Nutgrunds
R_D	zeitlich veränderlicher Widerstand während eines Lichtbogendurchschlags
S	Nutslitzbreite
s_U, s_V, s_W	Zweigumschalter der dreiphasigen Brückenschaltung in Zweipunkt-Technik
S_O, S_U	obere und untere Position des Inertial Shakers (12 Uhr und 6 Uhr)
\bar{S}_L	mittlere Lagerscheinleistung
S_L	Spitzenwert der Lagerscheinleistung
T	Tiefe der Nut
t_W	Tiefe der Wicklung innerhalb der Nut
t_j, t_k	Einschaltzeiten der aktiven Schaltzustände
t_0	Einschaltzeit der Nullzustände
T_S	Schaltperiode
ΣT_{CM}	Summe der Zeitanteile einer definierten Common-Mode-Spannungsstufe
T_0	Grundperiodendauer
t_R	Einschaltzeit
t_F	Ausschaltzeit
u_L	Lagerspannung (allgemein)
u_{AS}	Lagerspannung des antriebsseitigen Wälzlagers
u_{BS}	Lagerspannung des nicht-antriebsseitigen Wälzlagers
u_{Iso}	Spannungsabfall über der Lagerisolation
u_{CM}	Common-Mode-Spannung
U_{ZK}	Zwischenkreisspannung
du/dt	Spannungssteilheit
φ_{ZK+}	Potential der positiven Zwischenkreishälfte
φ_{ZK-}	Potential der negativen Zwischenkreishälfte
u_{ZK+}	Spannung der zwischen der positiven Zwischenkreishälfte und Erde
u_{ZK-}	Spannung der zwischen der negativen Zwischenkreishälfte und Erde
U_{Netz}	verkettete Netzspannung
u_1, u_2, u_3	Leiter-Erdspannung (Netz)
u_{VE}	Leiter-Erdspannung der Phase V am Umrichter Ausgang oder an den Motorklemmen
u_{VW}	verkettete Spannung zwischen Phase V und Phase W am Umrichter Ausgang oder an den Motorklemmen
u_{E0}	Spannung zwischen Anlagenkomponenten und Erde
u_{U0}	Spannung zum fiktiven Mittelpunkt des Zwischenkreises
u_{UV}	Leiterspannung
u_{N0}	Sternpunktspannung
u_U	Strangspannung U

u_i	Umfangsgeschwindigkeit des Lagerinnenrings
\hat{U}_0	maximale Signalamplitude des Modellsignals
U_o, U_u	obere und untere Position des Unwuchtgewichts (12 Uhr und 6 Uhr)
v_{eff}	effektive Schwinggeschwindigkeit
W	Belastungsmaß nach [1]
Z	Anzahl der möglichen Schaltzustände

Abkürzungen

AS	Antriebsseite des Motors
BS	Nicht-Antriebsseite des Motors
BVR	Bearing Voltage Ratio
CM	Common-Mode
GTO	Gate-Turn-Off
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LVS	Lagerversuchsstand
REM	Rasterelektronenmikroskop
LSM	Laser-Scanning-Mikroskop
ESR	Einspeisestromrichter
ZK	Zwischenkreis
WR	Wechselrichter
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
DFE	Diode Front End
AFE	Active Front End
U-Umrichter	Spannungszwischenkreisumrichter

INHALTSVERZEICHNIS

VORWORT	I
KURZFASSUNG	II
ABSTRACT	III
NOMENKLATUR	IV
GENERELLE DEFINITION	IV
FORMELZEICHEN	IV
ABKÜRZUNGEN	VII
INHALTSVERZEICHNIS	VIII
1 EINLEITUNG	1
1.1 AUFGABENSTELLUNG	2
1.1.1 <i>Zentrale Fragestellung der Arbeit</i>	2
1.1.2 <i>Untergeordnete Fragestellungen</i>	3
1.2 AUFBAU DER ARBEIT – LÖSUNGSANSATZ	4
1.3 HINWEISE FÜR DEN LESER	5
2 STAND DER TECHNIK	7
2.1 WÄZLAGERSCHÄDEN BEI UMRICHTERSPEISUNG	7
2.1.1 <i>Mattierung</i>	7
2.1.2 <i>Riffelbildung</i>	9
2.1.3 <i>Schmierfettveränderungen</i>	10
2.2 LAGERSTROMARTEN BEI UMRICHTERSPEISUNG IM ÜBERBLICK	12
2.2.1 <i>du/dt-Ströme</i>	16
2.2.2 <i>EDM-Ströme</i>	16
2.2.3 <i>Zirkularströme</i>	21
2.2.4 <i>Rotor-Erdströme</i>	25
2.2.5 <i>Zusammenfassung zum Stand der Technik</i>	29
3 UMRICHTER MIT SPANNUNGSZWISCHENKREIS	31
3.1 UMRICHTERAUFBAU UND -STRUKTUR	31
3.1.1 <i>Einspeisung</i>	32
3.1.2 <i>Zwischenkreis</i>	34
3.1.3 <i>Wechselrichter</i>	36
3.2 VERFAHREN DER RAUMZEIGERMODULATION	43
3.2.1 <i>Grundlagen zur Raumzeigerdarstellung</i>	43
3.2.2 <i>Schaltkombinationen in Raumzeigerdarstellung</i>	45
3.2.3 <i>Pulsweitenmodulation mittels Raumzeiger</i>	47
3.3 COMMON-MODE-SPANNUNGEN	55
3.3.1 <i>Spannungsstufen in Abhängigkeit von der Umrichtertopologie</i>	55
3.3.2 <i>Modellbetrachtungen zum Hochfrequenzverhalten</i>	61
3.3.3 <i>Messtechnische Validierung von Parametereinflüssen</i>	68
4 ELEMENTE DES HF-ERSATZSCHALTBILDS	85

4.1	KAPAZITÄT WICKLUNG – STATORBLECHPAKET	87
4.2	KAPAZITÄT ROTOR – STATORBLECHPAKET	91
4.3	KAPAZITÄT WICKLUNG – ROTOR	94
4.3.1	<i>Nutanteil der Kapazität Wicklung – Rotor</i>	94
4.3.2	<i>Wickelkopfanteil der Kapazität Wicklung – Rotor</i>	100
4.3.3	<i>Gesamtkapazität Wicklung – Rotor</i>	104
4.4	LAGERKAPAZITÄT	107
4.4.1	<i>Messung der Lagerkapazitäten</i>	109
4.4.2	<i>Übertragung der Werte bei geänderten Randbedingungen</i>	115
4.4.3	<i>Beschreibung des Schmierfilmzustands</i>	118
4.5	BEARING VOLTAGE RATIO	122
4.5.1	<i>BVR₀</i>	122
4.5.2	<i>BVR</i>	125
5	WÄZLAGER-SCHÄDIGUNGSMODELL	129
5.1	BETRIEBSVERHALTEN VON WÄZLAGERN	129
5.1.1	<i>Versuchsstand für synthetische Lagertests</i>	132
5.1.2	<i>Stichprobenversuche zur Bestimmung der mechanischen Einflüsse</i>	136
5.2	WAHRSCHEINLICHKEIT DER ELEKTRISCHEN LAGERBELASTUNG	141
5.2.1	<i>Ereigniswahrscheinlichkeiten für Einzelimpulspeisung</i>	142
5.2.2	<i>Ereigniswahrscheinlichkeiten bei Umrichterspeisung</i>	148
5.2.3	<i>Vergleich Messung – Rechnung</i>	153
5.3	ELEKTRISCHE LAGERBELASTUNG	157
5.3.1	<i>Analyse von Lichtbogendurchschlägen</i>	161
5.3.2	<i>Lagerscheinleistung als Grenzwert</i>	163
6	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	175
6.1	FAZIT	178
6.2	AUSBLICK	178
	LITERATURVERZEICHNIS	181
	ABBILDUNGSVERZEICHNIS	189
	TABELLENVERZEICHNIS	196
A	ANHANG	198
A.1	TABELLEN	198
A.2	KONFIGURATIONEN	212
A.3	MESSTECHNIK	216
A.4	MESS- UND ANALYSEVERFAHREN	217
A.5	VERWENDETE SOFTWARE	222
	WISSENSCHAFTLICHER WERDEGANG	224

1 EINLEITUNG

Umrichtergespeiste und somit drehzahlveränderbar betriebene Elektromotoren finden in immer mehr Bereichen ihre Anwendung. Der Vorteil einer Drehzahlveränderbarkeit, unter anderem hinsichtlich verbesserter Prozesssteuerung und Energieeffizienz, tritt immer deutlicher in den Vordergrund. Hinzu kommt, dass die Gesamtbetriebskosten eines solchen Antriebssystems – verglichen mit herkömmlichen Lösungen – mindestens auf gleicher Ebene, in vielen Fällen sogar niedriger sind. Dies hat zur Folge, dass diese Technik mittlerweile nicht nur bei Antriebssystemen im hohen Leistungsbereich bis ca. 100 MW verbreitet ist, wo sie schon seit über 40 Jahren existiert, sondern dass auch der untere bis mittlere Leistungsbereich verstärkt mit umrichter gespeisten Drehstrommotoren ausgestattet wird.

Neben den Vorteilen der Umrichterspeisung treten aber auch einige parasitäre, hochfrequente Randeffekte auf. Vor allem bei den in der Mehrzahl zum Einsatz kommenden Spannungszwischenkreisumrichtern (U-Umrichter) sind dies Erscheinungen, die in der prinzipiellen Funktionsweise dieser Umrichter begründet sind. Die frequenzvariable Spannung wird durch moduliertes Schalten der Zwischenkreisspannung des Umrichters auf die jeweiligen Motorphasen erzeugt. Grundsätzlich treten dabei zwei Sachverhalte in den Vordergrund, die nachfolgend zu unerwünschten parasitären Reaktionen im Antriebssystem führen können: Zum einen sind es die zur Verlustminimierung innerhalb der Umrichterschaltenteile notwendigen, steilen Spannungsflanken, zum anderen eine vom Umrichter erzeugte, inhärente Gleichtaktspannung.

Die hohen Spannungssteilheiten führen dabei – neben einer Belastung des Motorisolationssystems – zu einem Eintrag von hochfrequenten Strömen in das gesamte Antriebssystem, bestehend aus Umrichter, Motor und Anlagenerdung. Dies hat zur Folge, dass beispielsweise Isolierungen und Luftspalte als parasitäre Kapazitäten wirken und so ein Netzwerk aufbauen, in dem sich hochfrequente, kapazitive Ströme ausbilden können.

Der oben genannte zweite Randeffekt beim Betrieb von Spannungszwischenkreisumrichtern ist das prinzipbedingte Auftreten einer Gleichtaktspannung. Aufgrund der Tatsache, dass bei einem U-Umrichter nur diskrete Spannungen und Schaltzustände zur Verfügung stehen, ist die Summe der erzeugten Strangspannungen – anders als in einem klassischen Drehstromsystem – immer ungleich Null. Es kommt hinzu, dass die jeweiligen Modulationsverfahren zur Erzeugung der gewünschten Ausgangsspannung notwendigerweise das Schalten sogenannter Nullzeiger erfordern. Das sind Zustände, bei denen die positive oder die negative Zwischenkreisspannung auf alle drei Motorklemmen gleichzeitig geschaltet wird. Die daraus in Summe entstehende Gleichtaktspannung, die sogenannte Common-Mode-Spannung, stellt die Eingangsspannung des beschriebenen kapazitiven

Netzwerks dar und ist damit als Quelle ebenfalls eine Einflussgröße für die unerwünschten parasitären Erscheinungen.

In Abhängigkeit von den Bedingungen im Gesamtsystem können einerseits die hochfrequenten Ströme über die Wälzlager der Motoren und die beteiligten Anlagenkomponenten fließen, und andererseits kann der durch die Common-Mode-Spannung bedingte parasitäre Spannungsabfall an den Motorlagern, bei Überschreitung der Durchbruchfeldstärke im Schmierspalt, eine sogenannte EDM-Lichtbogenentladung verursachen. Als Reaktion treten in beiden Fällen Materialveränderungen an den Laufflächen der Lager auf, die sich in Form einer Querriffelung ausprägen und damit einen vorzeitigen Ausfall des Lagers zur Folge haben können.

Die Problematik der Riffelbildung in den Motorlagern von umrichter gespeisten Elektromotoren wurde bereits in einer Reihe von Veröffentlichungen behandelt. Doch wie in den Kapiteln 2 und 5 dieser Arbeit näher dargelegt wird, sind wichtige Fragen noch ungeklärt, wie z. B. eine Beschreibung von kritischen Betriebsbedingungen und den dazugehörigen Grenzwerten, die den Bereich einer auftretenden Riffelbildung in den Motorlagern kennzeichnen können.

Durch eine geschlossene Darstellung der gesamten Wirkungskette vom Umrichter bis hin zu den Motorlagern und der Einbeziehung von elektrischen und mechanischen Betriebsparametern liefert diese Arbeit einen Beitrag zu einer Grenzwertbeschreibung, welche die mögliche Ausprägung einer Riffelbildung unter dem Einfluss von Common-Mode-Spannungsbedingten EDM-Lichtbogenentladungen berücksichtigt.

1.1 Aufgabenstellung

Während sich, wie im Kapitel 2 gezeigt, die Materialveränderungen in den Wälzlagern, bedingt durch die hochfrequenten Ströme, mit Hilfe geeigneter Maßnahmen deutlich reduzieren lassen, sind die als EDM-Strom bezeichneten, spannungsbedingten Lichtbogenentladungen im Lagerschmierspalt nur schwer zu begrenzen. Dies führt auf die zentrale Fragestellung dieser Arbeit.

1.1.1 Zentrale Fragestellung der Arbeit

Der Kern der Arbeit behandelt die Beantwortung nachfolgender Frage:

Wie lassen sich die Wirkmechanismen und Systemabhängigkeiten zur Entstehung von EDM-Lichtbogenentladungen in den Schmierspalten der Motorlager in einer geschlossenen, die Kette vom Umrichter bis zum Motorwälzlager umfassenden Darstellung beschreiben, und wie können die schädigenden Auswirkungen, gespiegelt an definierten Grenzbedingungen, in Abhängigkeit von den mechanischen und elektrischen Betriebsparameter bestimmt werden?

1.1.2 Untergeordnete Fragestellungen

Zur Beantwortung der zentralen Fragestellung sind verschiedene untergeordnete Fragen zu klären. Die Basis dafür bildet eine mit entsprechenden Literaturstellen belegte Aufarbeitung des aktuellen Stands der Technik, die u. a. folgende Schwerpunkte umfasst:

- ⊕ Die Beschreibung der unterschiedlichen Lagerstromarten und der generellen Möglichkeiten zur Reduzierung der elektrischen Lagerbelastungen.
- ⊕ Eine Darstellung des typischen Aufbaus und der Wirkungsweise von Spannungszwischenkreisumrichtern mit Schaltungstopologien in Zweipunkt- und Dreipunkttechnik.

Nachdem die Abgrenzung der EDM-Lagerströme zu den anderen Lagerstromarten festgelegt und die Quelle dieser parasitären Auswirkung – der Umrichter – näher beschrieben ist, stellt sich zur Entstehung der Common-Mode-Spannung mit dem Verfahren der Raumzeitmodulation in Abhängigkeit von der Wechselrichtertopologie folgende untergeordnete Fragestellung:

- ① *Wie entsteht die Common-Mode-Spannung, und wie lässt sich der zeitliche Verlauf in eine Näherungsbeschreibung überführen, welche die Parameter berücksichtigt, die für die Ausprägung von EDM-Lagerströmen relevant sind?*

Wie sich zeigt lässt sich der zeitliche Common-Mode-Spannungsverlauf im Wesentlichen durch die Amplituden der jeweiligen Spannungsstufen und deren Zeitanteilen, den Steilheiten der Spannungsänderungen und der Schaltfrequenz beschreiben. Dabei ergibt sich die weiterführende Frage:

- ② *Welchen Beitrag liefern die einzelnen, einen Common-Mode-Spannungsverlauf bestimmenden Parameter zur Ausprägung von Lagerströmen im Allgemeinen und zur Entstehung von EDM-Lagerströmen im Besonderen, und welcher Parameter hat den größten Einfluss?*

Nachdem der Umrichter als Störquelle näher charakterisiert ist, gilt es, die Störsenke – den Motor – genauer zu analysieren. Dazu ist es notwendig, einen detaillierten Blick auf die im hochfrequenten Bereich relevanten Größen innerhalb des Antriebsmotors zu werfen, welche die Ausprägung von Lagerströmen beeinflussen. Neben den Wälzlagern spielt hier vor allem der geometrische Aufbau des Motors eine entscheidende Rolle. Das führt zu der Fragestellung:

- ③ *Wie lassen sich die Elemente des HF-Ersatzschaltbilds eines Motors beschreiben, berechnen und in eine leistungs- und polzahlabhängige Betrachtung überführen, die es ermöglicht, grundsätzliche Parameterabhängigkeiten hervorzuheben?*

An den Wälzlagern der Motoren werden die Auswirkungen der parasitären elektrischen Belastungen sichtbar. Entsprechend der zentralen Fragestellung dieser Arbeit ist es dafür notwendig, diese Auswirkungen beschreiben und klassifizieren zu können, um daraus geeignete Maßnahmen zur Reduktion der Belastung abzuleiten. Dies wirft die Fragen auf:

- ④ *Welches sind die entscheidenden mechanischen Betriebsparameter, die im Feldeinsatz eines Elektromotors auftreten und im Vergleich zu den dort vorliegenden, realen Betriebsbedingungen von den Bedingungen einer theoretisch-synthetischen Betrachtungen abweichen, und welchen Einfluss haben diese auf die Ausprägung von Lagerströmen?*
- ⑤ *Inwieweit können diese realen Betriebsbedingungen im Rahmen von synthetischen Prüfstandsversuchen nachgebildet werden, und wie lassen sich die Ergebnisse auf den realen Motorbetrieb übertragen?*
- ⑥ *Ist es möglich, die Schädigungswirkung der elektrischen Lagerbelastungen in beschreibende Kenngrößen zusammenzufassen, und wie kann durch die Anwendung dieser Größen und einer damit verbundenen Änderung der Betriebsparameter die Lagerbelastung verringert werden?*

1.2 Aufbau der Arbeit – Lösungsansatz

Die vorliegende Arbeit beinhaltet sechs Kapitel mit folgenden, stichpunktartig dargestellten Inhalten:

Kapitel 1: Darstellung der Problemstellung – Formulierung der zentralen und der untergeordneten Fragestellung, deren Beantwortung Inhalt dieser Arbeit ist.

Kapitel 2: Beschreibung des Stands der Technik – Unterscheidung der einzelnen Lagerstromarten – Darstellung der üblichen Abhilfemaßnahmen zur Reduktion der elektrischen Lagerbelastung.

Kapitel 3: Übersicht zum Aufbau und der Struktur eines Spannungszwischenkreisumrichters in Zwei- und Dreipunkttechnik – Beschreibung der Spannungsbildung durch das Verfahren der Raumzeigermodulation – Charakterisierung der entstehenden Common-Mode-Spannungsverläufe und Erarbeitung einer Näherungsbeschreibung, welche die Zeitanteile der jeweiligen Spannungsstufen berücksichtigt – Bestimmung des Einflusses von Amplitude, Steilheit und Schaltfrequenz auf die Ausprägung von Lagerströmen – messtechnische Validierung der ausgewiesenen Parametereinflüsse.

Kapitel 4: Charakterisierung der Elemente des HF-Motor-Ersatzschaltbilds – Berechnung der parasitären Kapazitäten von 167 Motoren der Norm- und Transnormreihe durch analytische und numerische Methoden – Punktuelle Validierung der Ergebnisse durch die Messergebnisse von Motoren unterschiedlicher Leistungsklassen – Erarbeitung von Näherungsgleichungen, die eine überschlägige, leistungs- und polzahlabhängige Abschätzung der Kapazitätswerte ermöglichen – Beschreibung der drehzahl-, last und temperaturabhängigen Lagerkapazitäten und des dazugehörigen Schmierzustands auf der Basis von Messergebnissen eines entsprechenden Lagerversuchsstands – Erarbeitung von Näherungsgleichungen, die es ermöglichen, die Kapazitätswerte unterschiedlicher Lagergrößen bei definierten Betriebsbedingungen zu berechnen – Zusammenführung sämtlicher parasitärer Kapazitätswerte in den sogenannten BVR-Wert und Überführung in eine leistungs- und polzahlabhängige Darstellung für die 167 Beispielmotoren.

Kapitel 5: Orientierende Betrachtungen zum realen Betriebsverhalten von Wälzlagern und Charakterisierung der wichtigsten Einflussparameter sowie deren Auswirkung auf das Schädigungsverhalten – Berücksichtigung der Parameter bei den Versuchen an einem synthetischen Lagerversuchsstand mit dem Ziel, die Wahrscheinlichkeit von Lichtbogendurchschlägen, ohmschen Stromübergängen sowie von isolierendem Verhalten unter definierten Betriebsbedingungen zu bestimmen – Erarbeitung eines Wahrscheinlichkeitsmodells zur Vorhersage von elektrischen Ereignissen in Wälzlagern – Erweiterung dieser Modellsystematik auf den Fall einer gestuften Spannungspeisung mit dem Ansatz der bedingten Wahrscheinlichkeiten – Validierung der Modellrechnung mit einer vergleichenden Messung – Darstellung und Diskussion der bekannten Ansätze für eine Grenzwertbeschreibung – Erarbeitung eines modifizierten Grenzwertansatzes auf der Basis einer fiktiven Lagerscheinleistung – Abgleich der Grenzwertbereiche anhand von Dauerversuchen am Lagerversuchsstand – Implementierung der Scheinleistungsbetrachtung in die Modellsystematik zur Vorhersage von Lagerereignissen – Durchführung einer Modellrechnung am Beispiel einer Erhöhung der Netzspannung von 400 V auf 690 V – Anwendung des Grenzwertansatzes auf eine in Kapitel 3 dargestellte Systemmessung.

Kapitel 6: Zusammenfassende Darstellung – Beantwortung der zentralen und der untergeordneten Fragestellungen aus Kapitel 1 – Ausblick über mögliche weiterführende Arbeiten.

Anhang: Ausgewählte Tabellen zu den Schalterkombinationen von Zweipunkt- und Dreipunktwechselrichtern – Motordaten, Motor- und Lagerkapazitäten für die 167 Norm- und Transnormmotoren – Lagerfaktoren und Schmierfettdateien – Darstellung der, im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Umrichter, Motoren und Systemkonfigurationen – tabellarische Auflistung der verwendeten Messtechnik und Software – Beschreibung der angewendeten Mess- und Analysetechnik.

1.3 Hinweise für den Leser

Aufgrund der Komplexität des Themas mussten im Rahmen dieser Arbeit unter anderem folgende Einschränkungen getroffen werden:

- ⊕ Inhalt der Betrachtung sind Motoren aus dem Bereich der Niederspannung.
- ⊕ Es wurden ausschließlich Käfigläufer-Asynchronmotoren mit Innenläufer betrachtet.
- ⊕ Die Wicklungsausführungen beschränken sich auf die sogenannten „wilden Wicklungen“, d. h. Formspulen sind nicht Gegenstand der Untersuchung.
- ⊕ Der Betrachtungsschwerpunkt liegt auf dem Spannungszwischenkreisumrichter in Zweipunktausführung. Die entsprechende Dreipunktausführung wird in der Theorie und in einem ergänzenden Validierungstest „gestreift“. Andere Umrichtertopologien wie z. B. Multilevel-Varianten sind nicht Inhalt dieser Arbeit.
- ⊕ Es wurde ausschließlich das Verfahren der Raumzeigermodulation zugrunde gelegt.
- ⊕ Die entwickelten Lagermodelle gelten ausschließlich für Wälzlager in Rillenkugellagerausführung. Rollen- oder Nadellager sind nicht Bestandteil der Modellbetrachtungen.

2 STAND DER TECHNIK

2.1 Wälzlagerschäden bei Umrichterspeisung

Wie schon in der Einleitung dargestellt, führen die über und in einem Wälzlager fließenden parasitären Ströme neben Schmierstoffveränderungen auch zu Materialveränderungen in den Laufbahnen und Wälzkörpern der Lagerung. Bevor der aktuelle Kenntnisstand zu den einzelnen Lagerstromarten näher beschrieben wird, soll in den nachfolgenden Abschnitten kurz die Art der Laufbahn- und Fettveränderungen dargestellt sowie der Stand der Forschung auf diesem Gebiet zusammengefasst werden. Der Schwerpunkt liegt dabei auf den drei Ausprägungen:

- ⊕ Mattierte Laufspur- und Wälzkörperoberflächen
- ⊕ Periodische Laufbahn-Riffelstrukturen
- ⊕ Chemische Schmierstoffveränderungen

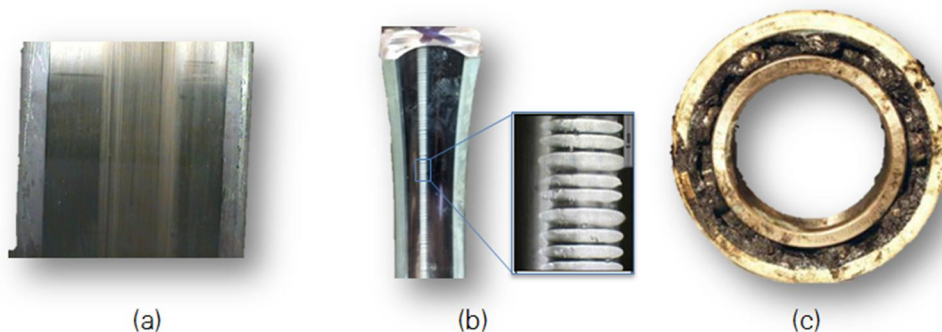


Bild 2.1 Darstellung typischer Veränderungen an Wälzlagern:
(a) Mattierung, (b) Riffelbildung, (c) Fettveränderungen

In Bild 2.1 dargestellt und in den Abschnitten 2.1.1 bis 2.1.3 detaillierter beschrieben sind Beispiele für typische Veränderungen an Wälzlagern von umrichtergespeisten Motoren.

2.1.1 Mattierung

Die Energien der Lichtbogenentladungen in den Wälzlagern führen zum Teil zu linsenförmigen Aufschmelzungen an den Wälzkörpern und den Oberflächen der Lagerringe mit Durchmessern im einstelligen μm -Bereich. Das Material dieser Schmelzkrater wird im Fall einer Mattierung dabei lediglich geschmolzen und im Anschluss durch die Drehung der nachfolgenden Wälzkörper überrollt [2]. In Bild 2.2 sind die Verhältnisse von Aufschmelzung, Überrollung und erneuter Aufschmelzung schematisch dargestellt.

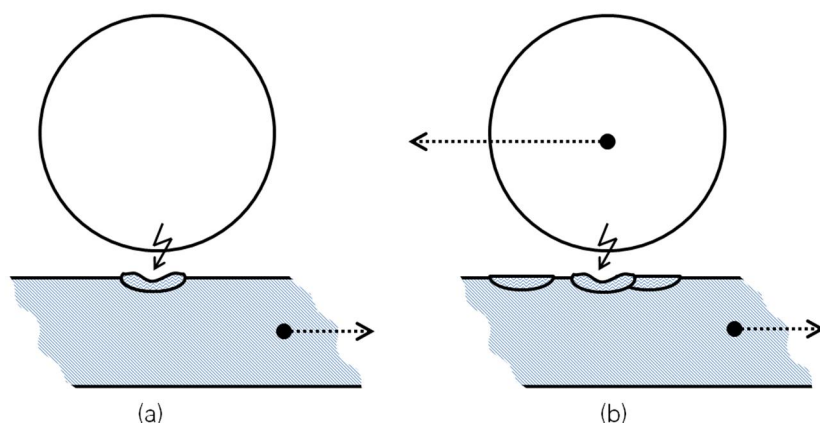


Bild 2.2 Schematische Darstellung der Verhältnisse zur Ausbildung einer matteden Lagerlaufbahn:
(a) Aufschmelzung, (b) Überrollung und Umschmelzung

Der optische Eindruck der Mattierung ist auf eine veränderte Lichtstreuung aufgrund der Summierung dieser Schmelzkrater zurückzuführen. Schleifriefen aus dem Fertigungsprozess werden überdeckt, Oberflächen werden im Lauf der Betriebszeit mehrfach umgeschmolzen [3]. Auf der Basis einer Vielzahl von Langzeittests ist in [1, 4] der Verlauf des Aufschmelzgrads¹ in Abhängigkeit vom Produkt aus der scheinbaren Lagerstromdichte², der Schaltfrequenz des Umrichters und der Betriebszeit in Form eines Belastungsmaßes W dargestellt worden. Bei Werten von $W \geq 3 \cdot 10^9 \text{ A/mm}^2$ wird von einer zu 100 % umgeschmolzenen Laufbahnoberfläche ausgegangen. Das bedeutet, dass selbst bei einer relativ kleinen Lagerstromdichte von $0,3 \text{ A/mm}^2$, einer Schaltfrequenz von 2 kHz und einem angenommenen $24/7^3$ -Betrieb schon nach ca. zwei Monaten eine vollständige Mattierung der Laufbahnen vorliegt. In Bild 2.3 ist die zeitliche Entwicklung einer matteden Laufspur mittels REM⁴-Aufnahmen exemplarisch dargestellt. In Bild 2.3 (a) sind die herstellungsbedingten Schleifriefen mit vereinzelt Aufschmelzungen zu erkennen, wohingegen (b) die fast vollständig und (c) die komplett umgeschmolzene Oberfläche aufzeigt.

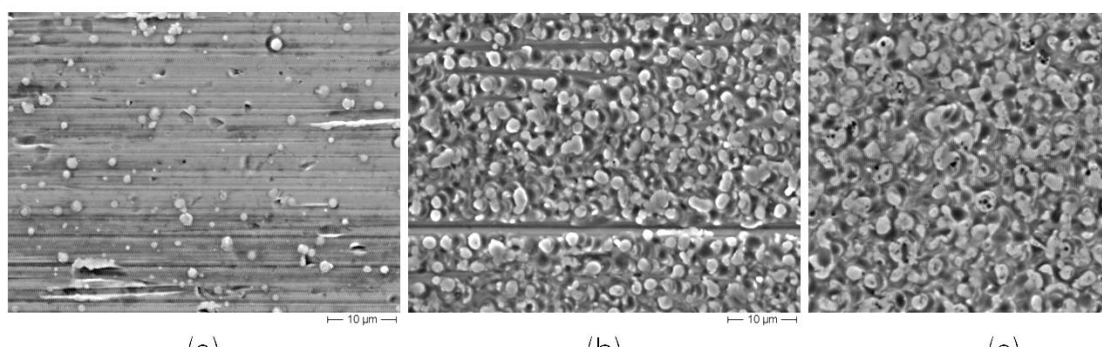


Bild 2.3 Zur Entwicklung einer matteden Laufspur; Wälzrichtung horizontal

Das Phänomen der Mattierung von Lagerlaufbahnen ist in jedem umrichter gespeisten Motor zu finden. Solange das Wälzlager über die notwendige Menge von noch schmierfähigem

¹ Prozentualer Anteil der aufgeschmolzenen Flächenanteile

² Die Stromdichte ist definiert als der Quotient aus Lagerstrom und Kontaktfläche der Wälzpartner innerhalb des Lagers (siehe Abschnitt 5.3.2)

³ 24 Stunden pro Tag und sieben Tage pro Woche

⁴ Raster-Elektronen-Mikroskop

Lagerfett verfügt, führt nach heutigen Erkenntnissen der oben beschriebene Prozess von Aufschmelzung und nachfolgender Überrollung zu keiner Verkürzung der Lagerlebensdauer [2]. Ist das nicht der Fall, können sekundäre Schäden aufgrund von Mangelschmierung auftreten (siehe Abschnitt 2.1.3). Eine signifikante Verkürzung der Lagerlebensdauer tritt ein, wenn keine Mattierung, sondern die sogenannte Riffelbildung vorliegt. Im Abschnitt 2.1.2 werden die Hintergründe für diese quer zur Wälzrichtung verlaufende „Berg- und Talstruktur“ beschrieben.

2.1.2 Riffelbildung

Frühe Kenntnisse zum Thema Riffelentstehung sind in [5] zusammengefasst. Ausgehend von den Grundlagen der Kontaktlehre und einer damit verbundenen anodischen Stoffwanderung hat der Autor eine Theorie hergeleitet, bei der eine von ihm so benannte „Schüttelschwingung“ das zentrale Element für die Riffelentstehung darstellt. Als Ursache für die Schwingungen sieht der Autor einen oxydischen Belag, der durch die Kontaktverhältnisse im Lager entsteht und sich durch die dynamischen Belastungen bei Eintritt der Wälzkörper in die Lastzone abträgt. Die entstehenden Fehlstellen sind die Anregung für die Schüttelschwingungen, die nachfolgend in Form einer Mitkopplung zu immer stärker ausgeprägten Riffelstrukturen führt. Die beschriebene Theorie des unterbrochenen Belags als Quelle der Schwingungsanregung wird nach aktuellen Erkenntnissen von der Theorie einer durch Schmelzkrater induzierten Anregung abgelöst [6]. Wie in Abschnitt 2.1.1 beschrieben, führt die durch den Lichtbogen freigesetzte Energie zu einer Aufschmelzung des Laufbahnmaterials. Übersteigt diese Energie die Verdampfungsenthalpie des Laufbahnmaterials [7], so entstehen durch das dann verdampfte Material Fehlstellen, welche die o. g. Schüttelschwingungen anregen können. In Bild 2.4 sind die Verhältnisse von Verdampfung und resultierender Schüttelschwingung schematisch dargestellt.

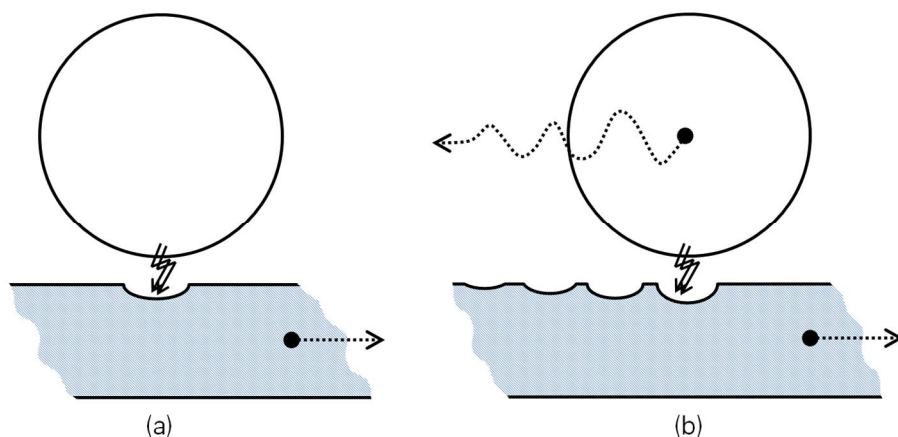


Bild 2.4 Schematische Darstellung der Verhältnisse zur Ausbildung einer geriffelten Lagerlaufbahn:
(a) Verdampfung von Laufbahnmaterial, (b) Überrollung mit Schwingungsanregung

Die Riffelbildung kann sowohl am Innen- als auch am Außenring auftreten. Die Riffelmuster wirken auf den ersten Blick streng periodisch, lassen aber nach genauerer Betrachtung allenfalls Riffelgruppen erkennen, die im Wälzkörperabstand angeordnet sind („Hauptriffel“). Die dazwischen befindlichen „Nebenriffel“ weisen keine streng periodische Struktur auf. In [7] ist die Riffelausprägung in ihrer Berg- und Talstruktur durch eine schrittweise Vergrößerung in Form von REM-Aufnahmen exemplarisch dargestellt (Bild 2.5).

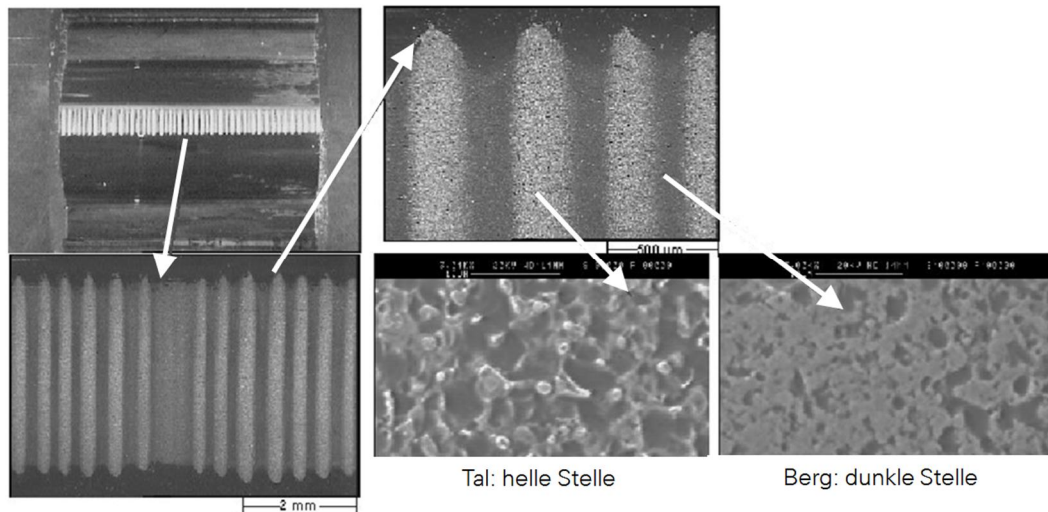


Bild 2.5 Exemplarische lichtoptische und REM-Aufnahmen einer Riffelstruktur mit Unterscheidung der unterschiedlichen Riffelbereiche nach [7]

Zu erkennen sind helle und dunkle Bereiche, die ihre Entsprechung in Tälern bzw. Bergen finden. Während auf den „Bergkämmen“ eine der Mattierung ähnliche Struktur zu finden ist, sind in den „Tälern“ Strukturen erkennbar, die den Aufnahmen von funkenerodierten Oberflächen gleichen [3]. In [8] ist exemplarisch eine Berg- und Talstruktur mit einem 3D-Laser-Scanning-Mikroskop (LMS) vermessen worden (Bild 2.6). Dabei wurde eine Riffeltiefe von ca. 3,5 µm und ein Abstand der Riffelspitzen von ungefähr 1,3 mm detektiert. Dieses Ergebnis zeigt eine gute Übereinstimmung mit den Messwerten aus [6], wo 5 µm Tiefe und 1,5 mm Spitzenabstand an einem exemplarischen Beispiel bestimmt wurden.

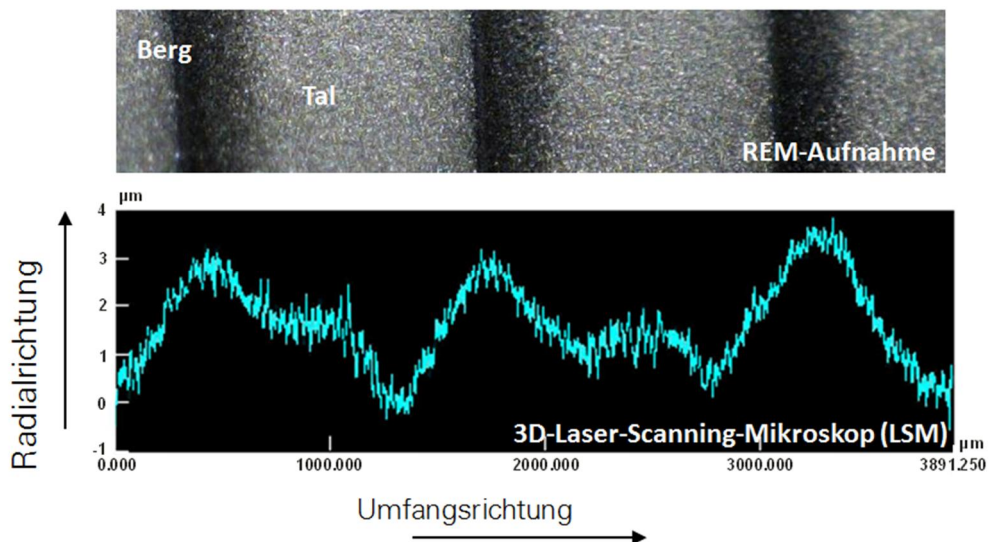


Bild 2.6 Exemplarische Vermessung einer Riffelstruktur mit einem 3D-Laser-Scanning-Mikroskop nach [8]

2.1.3 Schmierfettveränderungen

Nach [9] besteht ein konsistentes Schmierfett aus den drei Komponenten Grundöl, Dickungsmittel (Verdicker) und Wirkstoffzusätze (Additive). Die Mengenanteile des Grundöls liegen in einem Bereich von 75 % bis 96 %, die des Verdickers zwischen 4 % und 35 %.

Die Additive innerhalb des Grundöls können einen Anteil von 0 bis 5 % annehmen [10]. Die Verdicker bilden das Grundgerüst eines Schmierfetts. Durch die dreidimensionale, netzartige Struktur wird in ihnen das Grundöl eingelagert und während des Gebrauchs entsprechend der Ölabgabecharakteristik in den Schmierpalt des Wälzlagers abgesondert [11]. Das Grundöl, dessen Basis Mineralöl oder synthetischen Ursprungs sein kann, bestimmt hauptsächlich die Gebrauchseigenschaften des Fetts. Mit Hilfe von Additiven sind unter anderem das Oxidationsverhalten, die Viskosität des Schmierfetts sowie das Korrosionsverhalten beeinflussbar, und es ist eine Verbesserung der physikalischen und chemischen Eigenschaften an den Kontaktflächen möglich. Bild 2.7 zeigt eine Übersichtsdarstellung der wichtigsten Bestandteile eines Schmierfetts.

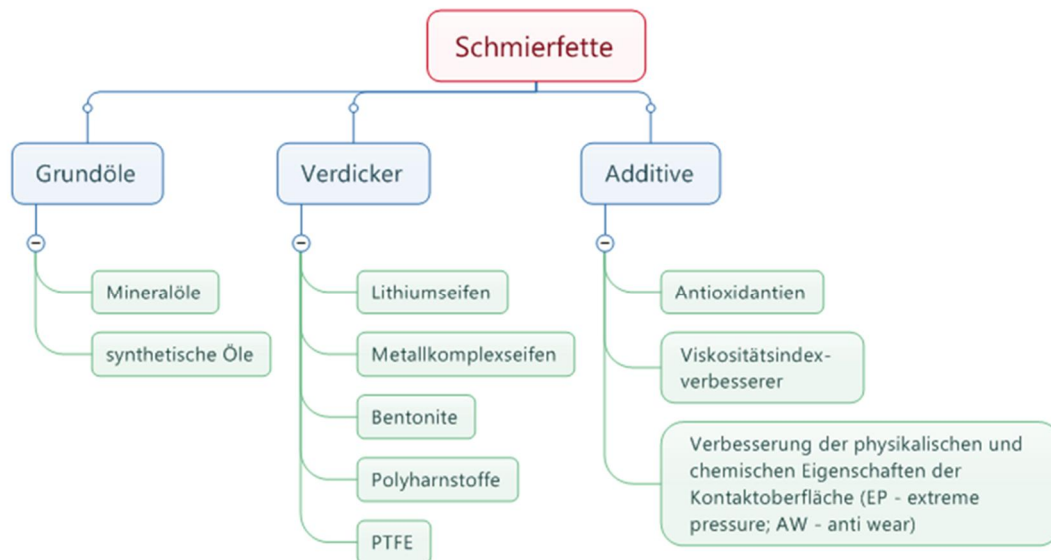


Bild 2.7 Übersichtsdarstellung der wichtigsten Bestandteile eines Schmierfetts [10, 11]

Die zeitliche Veränderung der Eigenschaften und der Zusammensetzung des Schmierstoffs wird allgemein unter dem Begriff „Alterung“ zusammengefasst. Nach [10] bestimmen der Einsatzort und die Einsatzbedingungen maßgeblich die Art und Größe der Veränderung. Oxidationsprozesse, die chemische Umwandlungen innerhalb des Fetts bewirken, führen durch die Bildung von Säuren und ö unlöslichen Stoffen zu einer Verschlechterung oder sogar zu einem Versagen der Schmiereigenschaften [11]. Der Prozess ist von Faktoren wie Temperatur, vorhandenen Katalysatoren (z. B. Verschleißpartikel) und der Sauerstoffkonzentration abhängig. Neben der thermischen Oxidation sind noch die mechanischen Kräfte, sowie die aufgrund der Umgebungsbedingungen eingebrachten Fremdpartikel als Einflussfaktoren für eine Alterung anzusehen.

In [12] wird der Einfluss von Lichtbogendurchschlägen auf die Veränderung von Schmierfett betrachtet. In dem dort dargestellten Stand der Forschung wird davon ausgegangen, dass sich durch das elektrische Feld im Schmierpalt und die Durchschlagsereignisse die Schmiereigenschaften verschlechtern, was dann zu erhöhten lokalen Reibeffekten führt, die wiederum punktuelle Überhitzungen bewirken können [13]. Dieser thermische Einfluss begünstigt, wie oben beschrieben, den Oxidationsprozess und damit die Alterung des Schmierfetts [14]. Es ist anzunehmen, dass die im Lichtbogen vorhandene thermische Energie ebenso einen nicht unerheblichen Einfluss auf den Oxidationsprozess hat. Als Folge

der Alterung unter der Einwirkung von elektrischen Durchschlägen entsteht ein verharztes, dunkel bis schwarz verfärbtes Fett, das sich im Extremfall durch einen vollständigen Verlust der Schmierfähigkeit auszeichnet. Bei Motoren mit einer Nachschmiereinrichtung besteht die Möglichkeit, über die Betriebszeit frisches Fett einzubringen, sodass der Degenerations-effekt damit zum Teil aufgehoben werden kann. Insbesondere die Motoren im kleineren Leistungsbereich verfügen aber über Lager mit einer sogenannten „Lebensdauerschmie-rung“ und sind damit der beschriebenen Fettalterung im vollen Umfang ausgesetzt. Eine geschlossene Beschreibung der Wirkmechanismen und damit die Möglichkeit, die Höhe der Lebensdauerreduzierung abzuschätzen, ist aktuell noch nicht vorhanden.

2.2 Lagerstromarten bei Umrichterspeisung im Überblick

Grundsätzlich gilt: Es gibt nicht den Lagerstrom, sondern vielmehr verschiedene Lagerstrommechanismen. Im Folgenden werden vier verschiedene Arten von umrichterbedingten Lagerströmen gezeigt. Da den Lagerströmen unterschiedliche Entstehungsmechanismen zugrunde liegen, sind die dazugehörigen Abhilfe- bzw. Reduktionsmöglichkeiten ebenfalls unterschiedlich. Mit Blick auf das Gesamtsystem sind die schädigenden Auswirkungen von Lagerströmen zwar hauptsächlich in der Komponente "Motor" zu finden, die aber nicht nur isoliert betrachtet werden darf. Wichtig ist immer das Gesamtsystem von Motor, Umrichter und Anlagenkonfiguration. In Bild 2.8 ist eine prinzipielle Darstellung einer Anlagenkonfiguration nach [15] mit der Erweiterung der angeschlossenen Arbeitsmaschine (Last) dargestellt. Die einzelnen Blöcke Netz, Umrichter, Kabel, Motor und Last stellen dabei die Hauptkomponenten des elektrischen Antriebssystems dar. Der Umrichter unterteilt sich in die Komponenten Einspeisestromrichter⁵ (ESR), Zwischenkreis (ZK) und Wechselrichter⁶ (WR), die im Abschnitt 3.1 detaillierter beschrieben werden.

In [15] wird zwischen einem nieder- und einem hochfrequenten Anlagenerdungssystem unterschieden. Das niederfrequente System erfüllt vor allem die Anforderungen des Personenschutzes nach den Richtlinien zur Errichtung von Niederspannungsanlagen [16, 17]. Mit Blick auf die Ausprägung von umrichterbedingten Lagerströmen sind aber besonders die hochfrequenten Eigenschaften des Erdungssystems von Bedeutung. Durch den Einsatz von schnell schaltenden Halbleitern, die bei hohen Schaltfrequenzen betrieben werden, muss dem Umrichter innerhalb eines elektrischen Antriebssystems – im Sinn der EMV⁷ – die Rolle einer Störquelle zugeordnet werden. Die Störsenken sind die nachfolgenden, elektrisch-mechanischen Komponenten wie Elektromotor, Getriebe und Arbeitsmaschine, über welche die leitungsgebundenen, asymmetrischen Störströme abfließen. Diese bewirken zusätzliche, hochfrequente Spannungsabfälle an den Komponenten des Antriebssystems. Wie in [15] beschrieben, sind im umrichtergespeisten Antriebssystem die hochfrequenten Eigenschaften des Erdungssystems von besonderer Bedeutung. Jede Komponente des Systems weist aufgrund der jeweiligen parasitären Verhältnisse eine entsprechende Impedanz zur Erde auf, an der zusätzliche Spannungen abfallen. In Bild 2.8 sind diese mit u_{E0} bis u_{E4} gekennzeichnet.

⁵ Verwendung der industriell üblichen und historisch bedingten Bezeichnung „Einspeisestromrichter“ statt dem Fachausdruck „netzseitiger Stromrichter“

⁶ Verwendung der industriell üblichen und historisch bedingten Bezeichnung „Wechselrichter“ statt dem Fachausdruck „motorseitiger Stromrichter“

⁷ **E**lektro-**M**agnetische **V**erträglichkeit

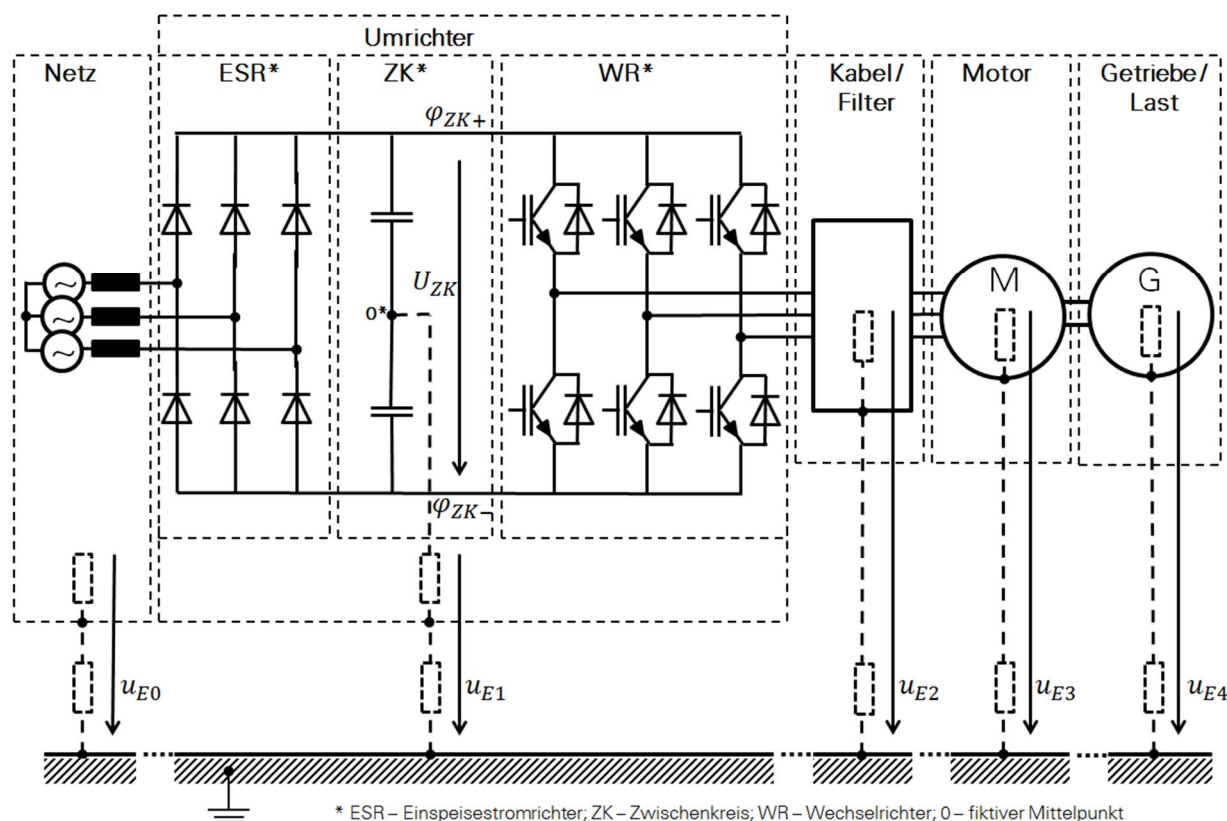


Bild 2.8 Prinzipielle Darstellung einer Anlagenkonfiguration nach [15] zur Kennzeichnung der hochfrequenten Eigenschaften des Anlagenerdungssystems

Seit Mitte der 1990er Jahre hat in Bezug auf die Schaltelemente in den Wechselrichtereinheiten ein Übergang von GTO⁸- auf IGBT⁹-Halbleiter stattgefunden. Mit Umrichtern in IGBT-Technik ist es möglich, mit höheren Schaltfrequenzen und – durch die schnelleren Schalthandlungen zum Vorteil des Umrichters – verlustärmer zu schalten. Eben diese schnellen Schalthandlungen führen aber zu den unerwünschten Nebeneffekten. In [18] sind typische Anstiegszeiten aufgeführt, in denen die verkettete Klemmenspannung den Sprung auf das Niveau der Zwischenkreisspannung vollzieht. Während Umrichter mit GTO-Technik diesen Sprung in 2 bis 4 μs ausführen, benötigen Umrichter in IGBT-Technik hierfür lediglich 50 bis 400 ns. Durch diese steilen Spannungsflanken werden zusätzliche, hochfrequente Anteile in das, dem Umrichterausgang folgende Antriebssystem eingebracht. Die dort befindlichen Isolationen sind durch eine endliche Schichtdicke und Fläche gekennzeichnet und können somit strenggenommen als Kapazitäten angesehen werden. Für die hochfrequenten Signalanteile stellen diese Kapazitäten somit Impedanzen dar, über die ein parasitärer Strom gegen Erde abfließen kann. Eine besondere Wirkung zeigt hierbei die Common-Mode-Spannung, die als Gleichtaktgröße für die asymmetrischen Störströme verantwortlich ist. In [19] wurde anhand von prinzipiellen Modellrechnungen der Frequenzgang einer fiktiven, gepulsten Spannung in Abhängigkeit von der Steilheit ermittelt. Um den Sachverhalt der zusätzlichen, hochfrequenten Spannungsanteile zu veranschaulichen, wurde dieser Ansatz aufgegriffen und um Modellrechnungen mit einem typischen Common-Mode-Spannungs-

⁸ Gate-Turn-Off

⁹ Insulated Gate Bipolar Transistor

verlauf unter Variation der Spannungssteilheit und anschließender Frequenzanalyse erweitert. Eine detaillierte Darstellung der Analyse befindet sich in Abschnitt 3.3.2. In Bild 2.9 (a) ist die Frequenzanalyse einer beispielhaften Variation der Spannungssteilheiten des in Bild 2.9 (b) dargestellten Signalverlaufs einer Common-Mode-Spannung in Form eines Wasserfalldiagramms dargestellt. Dieser prinzipielle Signalverlauf einer Common-Mode-Spannung ist bei einem Spannungszwischenkreisumrichter in Zweipunkttechnik zu finden. Zu erkennen sind die möglichen Spannungsstufen der Zwischenkreisspannung mit $\pm U_{ZK}/2$ und $\pm U_{ZK}/6$, die abhängig vom Modulationsverfahren innerhalb einer Schaltperiode T_S zu definierten Zeiten auftreten (siehe Abschnitt 3.2.3).

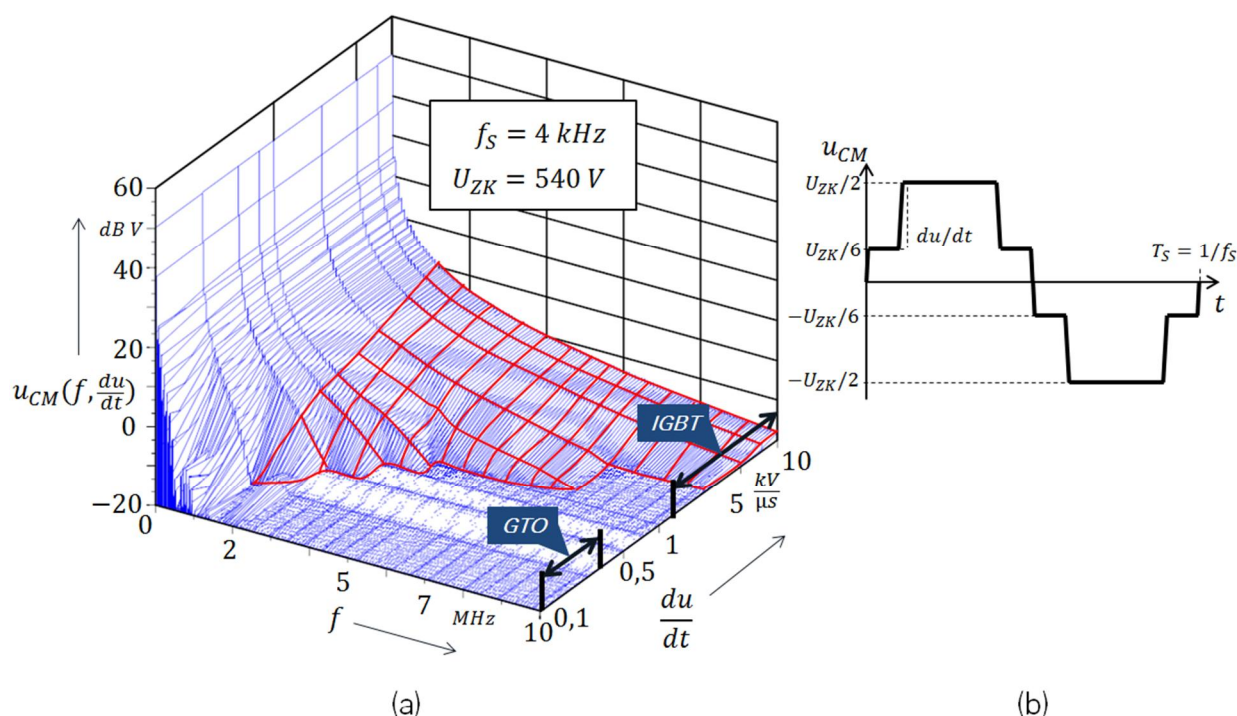


Bild 2.9 Frequenzanalyse zur Variation der Spannungssteilheiten (a);
Common-Mode-Modellspannung (b)

Festzustellen ist, dass bei Spannungssteilheiten, wie sie mit typischen IGBT-Halbleitern erreicht werden können (1 bis 10 kV/ μ s), zusätzliche Frequenzkomponenten im Bereich von 1 bis 10 MHz vorhanden sind, die bei GTO-typischen Anstiegszeiten von 100 bis 300 V/ μ s nicht auftreten. In der Grafik rot markiert ist der Bereich von 1 bis 5 MHz, wo eine Erhöhung der Amplituden um 12 bis 20 dB(V) und somit um einen Faktor 4 bis 10 erkennbar ist. Weiterführende, grundsätzliche Betrachtungen zum Common-Mode-Spannungsverlauf, insbesondere mit Blick auf die Einflüsse der Umrichter-Schaltfrequenz und der Zwischenkreisspannung sind in Abschnitt 3.3.3 aufgeführt. Höhere Schaltfrequenzen und Zwischenkreisspannungen haben – wie dort gezeigt wird – einen weit größeren Einfluss auf das entstehende Spannungsspektrum als eine gegenüber den Werten der GTO-Technik weitere Erhöhung der Spannungssteilheit innerhalb des für die IGBT-Technik typischen Bereichs von 1 bis 10 kV/ μ s.

Die Folgen und Auswirkungen innerhalb der Störsenke – dem Motor - und des dem Umrichter nachfolgenden Antriebssystems sind in einer Reihe von Arbeiten zum Teil in den 1990er Jahren aufgearbeitet worden [20–22]. Durch weiterführende Untersuchungen an verschiedenen

universitären und industriellen Einrichtungen wurde die Aufteilung der Lagerströme in unterschiedliche Arten in Theorie und Praxis weiter vertieft [4, 23 bis 27]. Ausgehend von dem umrichtertypischen Spannungssprung lassen sich dabei die Mechanismen in vier Stromarten aufteilen: du/dt-, EDM-, Zirkular- und Rotor-Erdströme. Diese wiederum sind aufgrund der zugrundeliegenden Mechanismen in zwei Hauptgruppen unterteilbar [1]: die eine Gruppe wird von den hochfrequenten Anteilen des Common-Mode-Stroms (Zirkular- und Rotor-Erdströme), die andere von der inhärenten Common-Mode-Spannung (du/dt- und EDM-Ströme) geprägt. Bild 2.10 zeigt eine Übersicht der einzelnen Lagerstromarten in Form einer schematischen Darstellung. Zu erkennen sind die Hauptkomponenten des Antriebssystems Motor, Umrichter und Lasteinrichtung, eingebettet in das gesamte Anlagenkonzept.

Neben diesen „elektrischen Parametern“ sind aber auch die Motorbetriebsparameter [4] und die mechanischen Randbedingungen [7, 28] für die Ausprägung von Lagerströmen bedeutend. Dieser Aspekt wird in Kapitel 5 durch Untersuchungen z. B. zum Einfluss des Schwingungsniveaus auf die Ausprägung von EDM-Lagerströmen weiter vertieft.

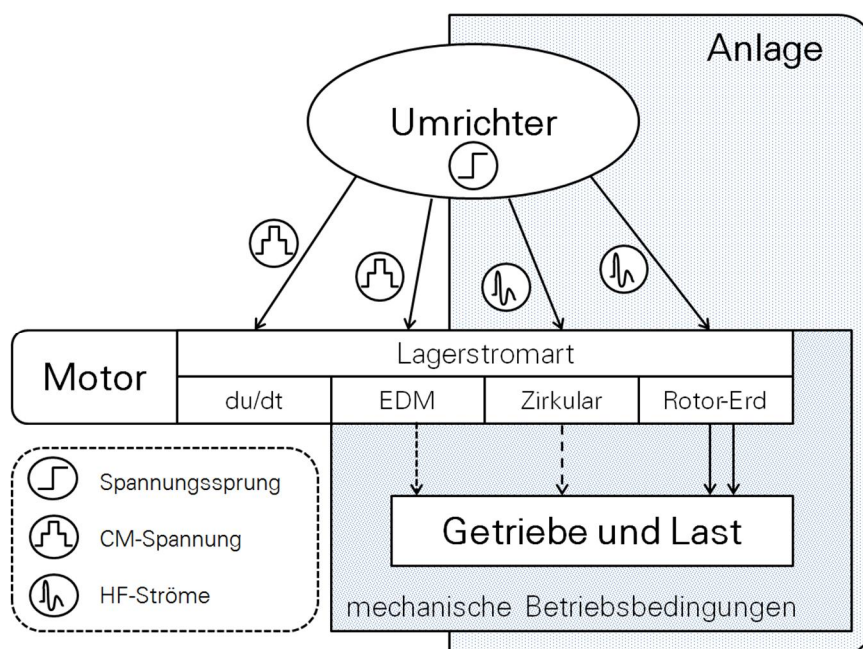


Bild 2.10 Übersichtsdarstellung über die möglichen Lagerstromarten

Nach den Arbeiten [22, 29] lassen sich die parasitären Komponenten eines Motors in ein Ersatzschaltbild überführen, das es ermöglicht, die hochfrequenten Eigenschaften des Common-Mode-Kreises abzubilden. Grundlage dabei ist die Übertragung der Wechselwirkung zwischen den Hauptkomponenten des Motors – gebildet aus Wicklung, Stator, Rotor und Lagerung – in kapazitive Ersatzgrößen, mit denen dann eine Beschreibung der Mechanismen zur Ausprägung von Lagerströmen möglich ist. In Bild 2.11 ist das kapazitive Ersatzschaltbild eines Motors mit der Gruppierung der relevanten Kapazitäten in die Hauptgruppen der zugrundeliegenden Entstehungsmechanismen dargestellt. Dabei ist C_{WS} die Kapazität zwischen Wicklung und Statorblechpaket, C_{WR} die zwischen Wicklung und Rotor und C_{RS} die parasitäre Kapazität zwischen Rotor und Statorblechpaket. Die Lagerung des Motors wird durch die Kapazität C_L auf der Antriebs- (AS)- und der Nicht-Antriebsseite (BS) dargestellt,

die bei fehlendem galvanischen Kontakt der Wälzpartner durch den isolierenden Schmierfilm und die Kontaktfläche charakterisiert wird (siehe Abschnitt 4.4).

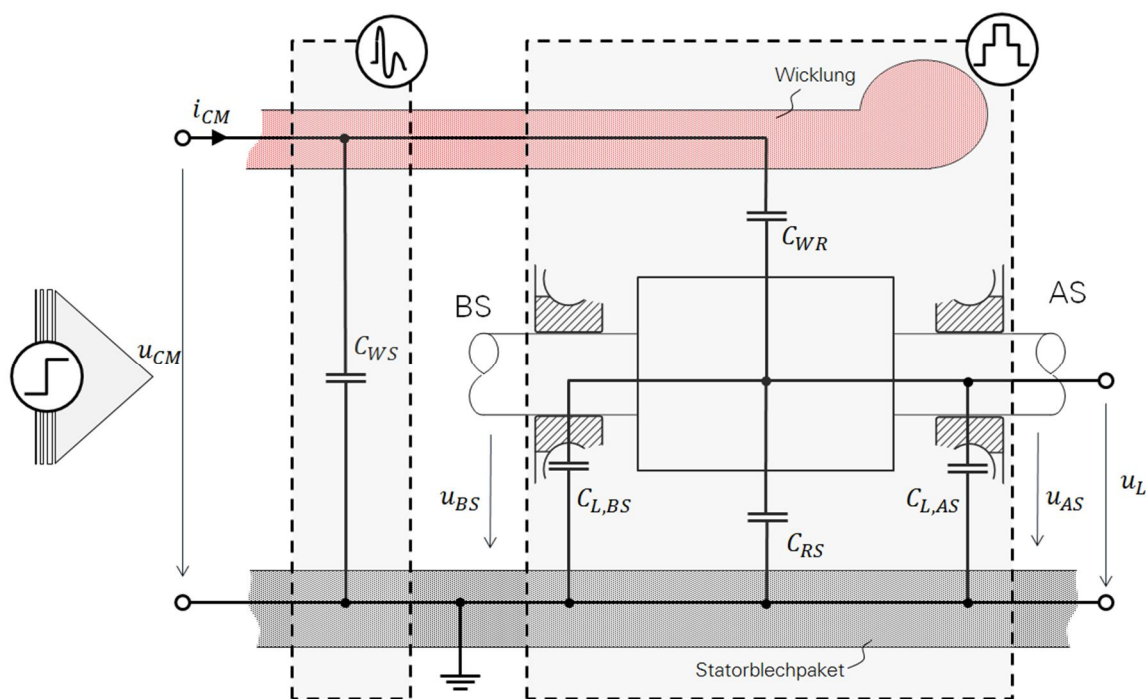


Bild 2.11 Kapazitives Ersatzschaltbild des Motors nach [22, 29] mit der Gruppierung der Mechanismen nach Bild 2.10

In den nachfolgenden Abschnitten werden der Stand der Technik zu den einzelnen Lagerstromarten und die dazugehörigen Reduktionsmaßnahmen anhand vorhandener Literaturstellen skizziert.

2.2.1 du/dt-Ströme

Ist in den Wälzlager des Motors ein isolierender Schmierfilm vorhanden, so bewirkt der Gradient der Lagerspannung multipliziert mit der Lagerkapazität einen kapazitiven Verschiebungsstrom [30], der keinem Strom im Sinne eines Ladungsträgeraustausches, sondern vielmehr der zeitlichen Änderung der elektrischen Flussdichte D entspricht. Die Amplituden dieses Stroms liegen nach [30] im Bereich von einigen 100 mA und sind vernachlässigbar.

2.2.2 EDM-Ströme

Der rechte Teil des in Bild 2.11 dargestellten, kapazitiven Ersatzschaltbilds beschreibt einen Spannungsteiler, der die Common-Mode-Spannung des Umrichters um das mit BVR¹⁰ bezeichnete Verhältnis reduziert und als Spannung über den Wälzlager des Motors erscheinen lässt [29, 31]. Das Teilverhältnis BVR errechnet sich aus dem Quotienten der parasitären Kapazitäten von der Wicklung zum Rotor C_{WR} und der Summe der Kapazitätswerte Wicklung – Rotor, Rotor – Statorblechpaket C_{RS} und Lagerung C_L zu

$$BVR = \frac{u_L}{u_{CM}} = \frac{C_{WR}}{C_{WR} + C_{RS} + C_{L,AS} + C_{L,BS}} \quad \mathbf{2-1}$$

¹⁰ **B**earing **V**oltage **R**atio

Die Kapazitäten des Spannungsteilers sind direkt von der Motorkonstruktion abhängig [1, 31, 32]. In Kapitel 4 werden auf der Basis von Daten einer Vielzahl typischer Normmotoren detaillierte Analysen zu den Abhängigkeiten der parasitären Kapazitäten von den Motorgeometriedaten durchgeführt. Die FEM-basierten Simulationen werden dabei in analytische Näherungsgleichungen überführt, die eine überschlägige Berechnung der Kapazitätswerte erlauben.

In den einschlägigen Literaturstellen wird das BVR als konstanter, motorspezifischer Wert angegeben [1, 32 bis 34]. Neben den rein von der Motorkonstruktion abhängigen Kapazitätswerten ist im Nenner der Gleichung 2-1 der kapazitive Anteil der Lagerung zu berücksichtigen. Dieser Wert ist, über die Schmierfilmhöhe, stark von den Betriebsbedingungen wie Temperatur, Drehzahl und Lagerbelastung abhängig [22]. Das hat zur Folge, dass das BVR, wie in [35] dargestellt, eine Funktion des Betriebspunkts ist und wie in dem dort gezeigten Praxisbeispiel um ca. Faktor 2 variieren kann. Dieser Aspekt wird im Kapitel 4 entsprechend vertieft.

Die über dem Schmierfilm anliegende Lagerspannung ist mit $u_L = BVR \cdot u_{CM}$ berechenbar. Wie in Abschnitt 3.3.1 gezeigt wird, kann die Common-Mode-Spannung eines Spannungszwischenkreisumrichters nur diskrete Werte in Abhängigkeit von der eingesetzten Umrichtertopologie annehmen. Im Extremfall beträgt diese plus minus die halbe Zwischenkreisspannung und steht je nach Betriebspunkt eine definierte Zeit an den Ausgangsklemmen des Umrichters an. Mit einem typischen BVR von 3 bis 6 % ergeben sich – bei einem Umrichter mit einer Anschlussspannung von 400 V – Lagerspannungswerte von 16 bis 32 V. Nach [30] hat die Überschreitung der Isolierfähigkeit des Schmierfilms einen elektrischer Durchschlag in Form einer Lichtbogenentladung zur Folge. Der Grenzwert wird bestimmt aus dem Produkt der Durchbruchfeldstärke E des verwendeten Schmierfetts und der Schmierfilmhöhe h . Mit einem typischen Wert von $E = 30$ kV/mm [36] ergeben sich mit den in [37] experimentell ermittelten Schmierfilmhöhen von 0,1 bis 0,5 μm Grenzwerte für die Durchbruchsspannung von 3 bis 15 V. Verglichen mit den obengenannten Lagerspannungswerten bedeutet das eine deutliche Überschreitung der Durchbruchsbedingungen. Dieses hat eine hohe Auftretswahrscheinlichkeit von Lichtbogenentladungen und, wie in Abschnitt 2.1 dargestellt, eine daraus resultierende funkenerosive Veränderungen der Laufbahnoberflächen zu Folge.

Die in [4, 33] durchgeführten Langzeitmessungen mit Motoren unterschiedlicher Baugrößen, in denen nachweislich ausschließlich EDM-Ströme aufgetreten sind, zeigten nach Laufzeitende nur mattierte Laufbahnoberflächen (Abschnitt 2.1.1) und keine Riffelbildungen. Die Versuche der gleichen Literaturstellen mit dem Schwerpunkt auf Zirkular- und Rotor-Erdströme führten bereits nach relativ kurzen Laufzeiten zu einer ausgeprägten Riffelstruktur, was den Schluss nahelegte, diese Lagerstromarten als „schädlich“ und den EDM-Strom eher in die Kategorie „unschädlich“ einzustufen. Dem widersprechen die in [38] dargestellten Ergebnisse von Langzeittests. Hier war eine beginnende Riffelbildung unter EDM-Einfluss nach 28 Tagen Laufzeit nachweisbar. Mit Hilfe von Parameterversuchen auf einem synthetischen Lagerprüfstand konnten in [7, 28] reproduzierbar geriffelte Laufbahnoberflächen unter Einwirkung von EDM-Strömen nach ca. 120 h erzeugt werden.

Wie in Abschnitt 2.1.2 dargestellt, führt die durch den Lichtbogen freigesetzte Energie zu einer Aufschmelzung und bei ausreichender Höhe zu einer Verdampfung des Laufbahnma-

terials. Da letzteres zu der geriffelten Laufbahnstruktur führt, liegt der Schluss nahe, dass während der Dauerversuche der Literaturstellen [4, 33] keine ausreichend hohen Energien vorhanden war, sodass das Laufbahnmaterial nur aufgeschmolzen, aber nicht verdampft wurde. Der Energieaspekt wird in Kapitel 5 weiter vertieft, insbesondere mit Blick auf die Betriebsparameter, wie z. B. Drehzahlvariabilität, Schwingung, Temperatur und Lagerbelastung.

Grundsätzlich muss EDM-Strömen ein schädigender Einfluss zugeschrieben werden, der ebenso wie die Auswirkungen der beiden anderen Lagerstromarten im Wälzlager lebensdauerverkürzend wirken kann. In Bild 2.12 ist der exemplarische Verlauf von gemessenen EDM-Strömen an der in Anhang A.2 gezeigten Konfiguration K-03.1 dargestellt. Zu erkennen ist, dass zu verschiedenen Zeitpunkten die Lagerspannung dem Verlauf der Common-Mode-Spannung nicht mehr folgen kann und zusammenbricht. Die ab diesen Zeitpunkten impulsförmig fließenden Ströme sind eine Folge der korrespondierenden Lichtbogenentladungen.

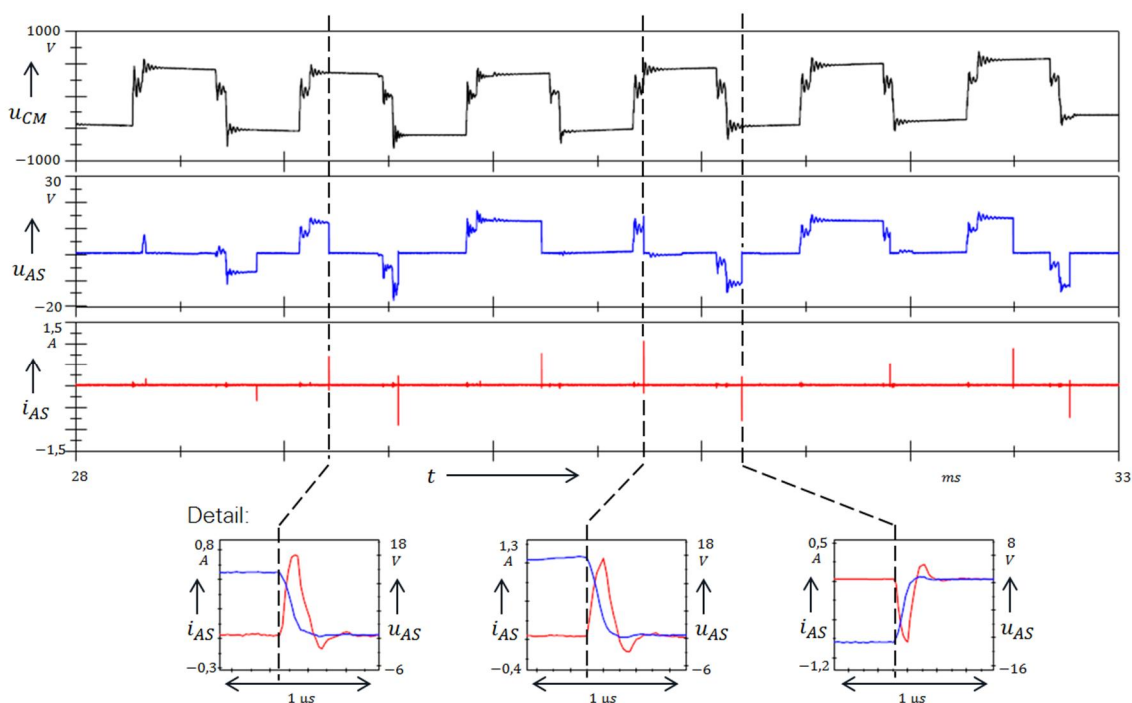


Bild 2.12 Exemplarischer Verlauf von gemessenen EDM-Strömen

Die Maßnahmen zur Verhinderung oder Reduktion von EDM-Strömen hängen direkt mit dem zugrundeliegenden Entstehungsmechanismus zusammen, d. h. in diesem Fall mit einer Veränderung der treppenförmigen Common-Mode-Spannung oder den Kapazitäten auf der rechten Seite des Motorschaltbildes nach Bild 2.11. Sämtliche Anordnungen zur Reduktion von hochfrequenten Common-Mode-Strömen, die zur Reduktion von Zirkularströmen (Abschnitt 2.2.3) und Rotor-Erdströmen (Abschnitt 2.2.4) zum Einsatz kommen, zeigen bei dieser Stromart keine Wirkung. In Tabelle 2-1 sind die grundsätzlichen Möglichkeiten zur Reduktion von EDM-Lagerströmen nach dem Stand der Technik zusammengefasst, sowie deren Wirksamkeit in Form einer kurzen, qualitativen Bewertung dargestellt.

Tabelle 2-1 Mögliche Maßnahmen zur Reduktion von EDM-Lagerströmen

Maßnahme	Ausführung	Wirkung und Bewertung
① isoliertes Lager	Außen- oder Innenring; Welle; Gehäuseteile	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ geringer Einfluss auf die Höhe des Spannungsabfalls über dem Schmierfilm (Bild 2.13) ⊕ Reduktion von Zirkularströmen (Abschnitt 2.2.3)
	Wälzkörper (Hybridlager)	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Lager mit Wälzkörpern aus keramischem Material ⊕ hohe Wirksamkeit ⊕ hoher Preis ⊕ große Lager schwierig zu fertigen ⊕ aufgrund der Angleichung der Laufeigenschaften ist der Einsatz an beiden Lagerstellen notwendig. Bei isolierender Kupplung ist eine Erdungsbürste wegen Personenschutz notwendig (mögliche Rotorspannung im Stillstand)
② $\bar{U}_{CM} \downarrow$	Topologie des Umrichter	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Einsatz von Dreipunkt- oder Multilevel-Umrichtern (Abschnitt 3.1.3.2) ⊕ moderate Reduzierung von \bar{U}_{CM} ⊕ hoher Preis
	Modulationsverfahren	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Verfahren mit verminderten Nullzeitern ⊕ keine vollständige Vermeidung möglich ⊕ erhöhte Isolationsbeanspruchung ⊕ niedrige Grundsprungspannung
	Filter	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Gleichtaktspannungsfiler, allpolige Sinusfilter [39] ⊕ mögliche Eliminierung von \bar{U}_{CM} ⊕ Einschränkungen bei min. Schaltfrequenz und max. Betriebsfrequenz ⊕ nur für kleine Leistungen
③ $f_s \downarrow$	reduzierte Schaltfrequenz	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ nur Reduktion der Auftrittshäufigkeit ⊕ erhöhte Motorerwärmung und -geräusche
④ Erdungsbürste	Elektrographit	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Blockbürste ⊕ Überbrückung des Wälzlagers durch parallelen (ohmsch-induktiven) Bürstenkontakt ⊕ Kontaktierung abhängig von Umweltbedingungen ⊕ Verschleiß ⊕ Erhöhung von Zirkular- und Rotor-Erdströmen
	Kohlefaser	<ul style="list-style-type: none"> flexible Fasern in Ringanordnung [40] (siehe Elektrographit) ⊕ Kontaktierung ist stark von Umweltbedingungen abhängig ⊕ wenig Verschleiß
	„bürstenlos“	<ul style="list-style-type: none"> kapazitiv über Ring- und Scheibenanordnungen [41] ⊕ Überbrückung des Wälzlagers durch parallel angebrachtes kapazitives Scheibensystem ⊕ kein Verschleiß ⊕ Wirksamkeit vergleichbar mit Elektrographit ⊕ große Flächen und damit großes Bauvolumen notwendig
⑤ leitfähiges Fett	leitfähige Zusätze im Lagerfett	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Verminderte Lagerspannung ⊕ ungeklärte Langzeitstabilität [28] ⊕ Veränderung der Schmierfähigkeit ⊕ Erhöhung von Zirkular- und Rotor-Erdströmen
⑥ Elektrostatische Schirmung [42]	Wickelkopf – Rotor	<ul style="list-style-type: none"> leitfähige geerdete Folie am Wickelkopf [43] ⊕ Verminderte Lagerspannung durch Verkleinerung von C_{WR} (Bild 2.11) ⊕ erhöhter Isolationsaufwand im Wickelkopfbereich ⊕ verschlechterte Kühlung des Wickelkopfes ⊕ Zusatzverluste durch Wirbelströme in der Folie
	Statornut – Rotor	<ul style="list-style-type: none"> leitfähige geerdete Nutverschlusskeile [44] ⊕ verminderte Lagerspannung durch Verkleinerung von C_{WR} (Bild 2.11) ⊕ erhöhter Isolationsaufwand im Nutbereich und bei den Durchführungen der Folienkontaktierung ⊕ Zusatzverluste durch Wirbelströme im Nutverschluss

Neben der Verwendung von isolierten Lagern ①, der Verminderung der Common-Mode-Spannung durch Filtermaßnahmen ②, dem Einsatz von Erdungsbürsten ④ sind der Gebrauch von leitfähigem Fett ⑤ und die elektrostatische Abschirmung innerhalb des Motors ⑥ als mögliche Maßnahmen aufgeführt. Ergänzend zu den in Tabelle 2-1 gezeigten Bewertungen lassen sich für eine Auswahl der sechs Maßnahmengruppen nachfolgende, zusätzliche Aussagen formulieren:

- ① Der Einsatz eines **isolierten Lagers** hat nur geringen Einfluss auf die Höhe des Spannungsabfalls über dem Schmierfilm. Die 100 bis 300 μm starke Isolierschicht aus Keramik bildet mit ihrer Kapazität eine Reihenschaltung mit der des Schmierfilms. Nach [45, 46] liegen die Kapazitäten der Keramiksicht – je nach Lagergröße – in einem Bereich von 2 bis 20 nF. Typische Kapazitäten für eine Lagertemperatur von 20 °C liegen bei 0,1 bis 1 nF (siehe Abschnitt 4.4). Wie in Bild 2.13 dargestellt, ergibt sich aus dem Teilverhältnis $C_{Iso}/(C_{Iso} + C_L)$ der über dem Schmierfilm resultierende Spannungsanteil zu 65 bis 99 % der Gesamtspannung. Mit steigender Lagergröße und sinkender Isolationsdicke ergeben sich höhere, mit sinkender Drehzahl und steigender Temperatur niedrigere Werte. Isolierte Lager stellen somit keine wirksame Maßnahme dar, um den Spannungsabfall über dem Schmierfilm und damit das mögliche Auftreten von EDM-Strömen zu reduzieren.
- ② **Filter**, welche die Common-Mode-Spannung eliminieren können, haben einen großen Einfluss auf die Ausprägung von EDM-Lagerströmen [4]. Der Leistungsbereich ist allerdings begrenzt, und es gibt Einschränkungen bezüglich der dynamischen Eigenschaften und der minimalen Schalt- sowie der maximalen Betriebsfrequenz [39].
- ④ Die Verwendung von **Erdungsbürsten** stellt eine direkte Möglichkeit dar, die unerwünschte Lagerspannung „kurzzuschließen“. Der Einsatz von Elektrographitbürsten bedeutet einen zusätzlichen Wartungsaufwand aufgrund des Gleitkontaktverschleißes [47]. Die Verwendung von Kohlefasermaterialien [48] reduziert die Abnutzung zwar enorm, steigert aber die Abhängigkeit von den Umgebungsbedingungen. Staub, Schmutz, Fett und Korrosion können hier zu einem vollständigen Ausfall der Erdungseinrichtung führen. Bei Motoren, die in explosionsgeschützten Bereichen betrieben werden, muss durch aufwändige Kapselungen sichergestellt werden, dass kein zündfähiges Medium in den Bereich des Gleitkontakts gelangen kann und dort ggf. gezündet wird. Des Weiteren führen Erdungsbürsten möglicherweise zu einer Steigerung der Zirkular- und der Rotor-Erdströme.
- ⑤ Durch **leitfähige Zusätze** im Lagerfett ist es möglich, die Impedanz des Schmierfilms zu verringern um damit den kritischen Spannungsabfall über dem Lagerschmierspalt zu reduzieren. Um hohe Leitfähigkeit zu erzielen, wird dem Lagerfett beispielsweise Graphit zugesetzt. Bei den notwendigen Mengen bewirkt das aber mitunter eine Verschlechterung der Schmierfähigkeit. Ebenso ist die Langzeitstabilität der Ableitwirkung bisher nicht gegeben [28]. Des Weiteren kann eine Verringerung der Schmierfilmimpedanz zu einer Erhöhung der Zirkular- und Rotor-Erdstromamplituden führen.

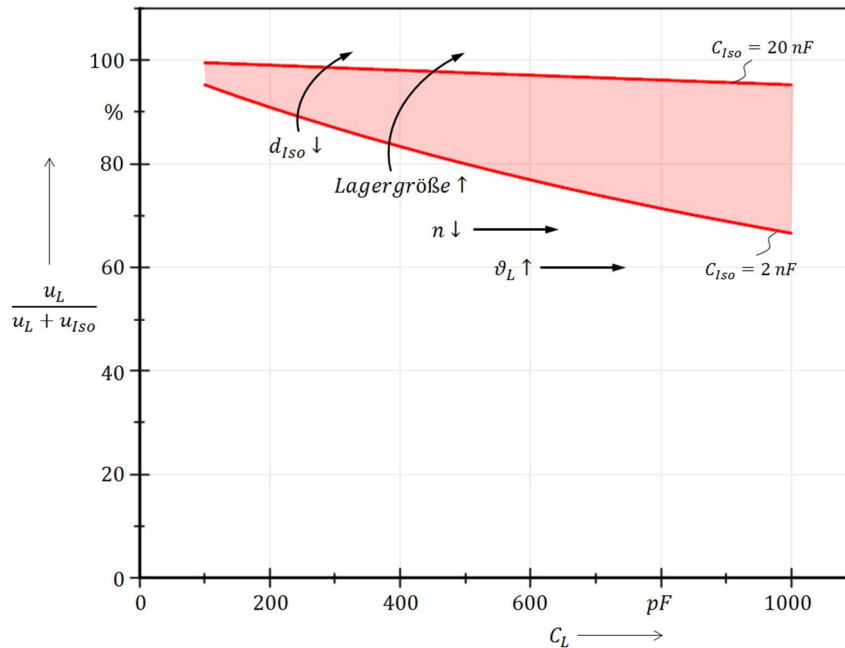


Bild 2.13 Darstellung der resultierenden Lagerspannung im Verhältnis zur Gesamtspannung

Die Bewertungen der Tabelle 2-1 verdeutlichen, dass, anders als bei den beiden anderen Lagerstromarten, keine einfache und effiziente Möglichkeit zur Reduktion von EDM-Lagerströmen vorhanden ist. Umso wichtiger ist es, zumindest eine Art Auftrittswahrscheinlichkeit zu bestimmen, um mit dieser Größe kritische Betriebszustände erkennen und gegebenenfalls vermeiden zu können. Bild 2.12 zeigt, dass die Durchschläge entweder sofort mit dem Anstieg der Lagerspannung, gar nicht, oder erst nach einer bestimmten Zeit erfolgen. In [30] wird vermutet, dass nicht diese „Anstehzeit“, sondern die maximale Amplitude der Lagerspannung einen Einfluss auf die Zahl der Entladungen hat. In [49] wird mittels statistischer Verfahren eine mit „awaiting time to puncture“ bezeichnete Größe ermittelt, welche die Anstehzeiten in Form von Häufigkeitsdarstellungen zusammenfasst. Im Kapitel 5 wird dieser Aspekt vertieft und ein experimentell ermitteltes Modell zur Bestimmung der Durchbruchwahrscheinlichkeiten in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur und Lagerbelastung angegeben.

2.2.3 Zirkularströme

Anders als bei den in Abschnitt 2.2.2 dargestellten EDM-Lagerströmen hat bei den Zirkularströmen der linke Teil des in Bild 2.11 dargestellten Ersatzschaltbilds – in Form der parasitären Kapazität zwischen Wicklung und Statorblechpaket – einen entscheidenden Einfluss. Bild 2.14 zeigt eine prinzipielle Darstellung von Statorblechpaket, Wicklung und der dazugehörigen Nutisolation. Letztere hat über das Verhältnis von Fläche zu Dicke einen Einfluss auf die Höhe der Kapazität C_{WS} .

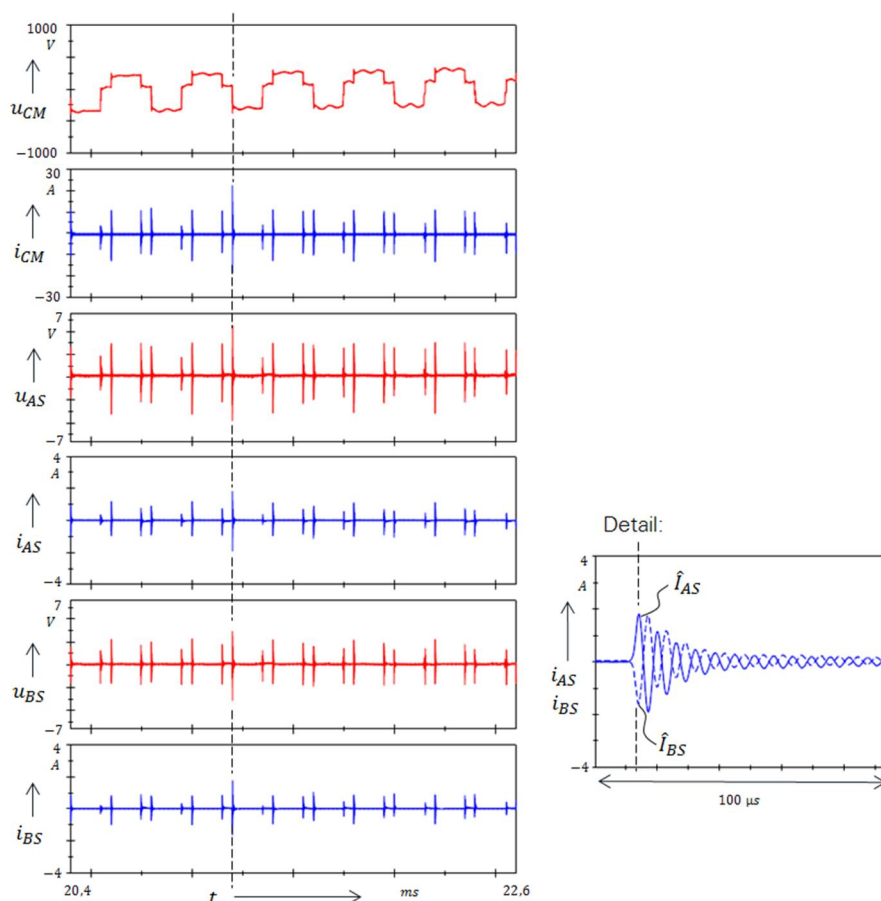


Bild 2.15 Exemplarischer Verlauf von gemessenen Zirkularströmen bei einer Drehzahl von 150 min^{-1} (Konfiguration K-01.1)

In [4] wurde anhand von Messungen an Motoren unterschiedlicher Leistungsstufen der Norm- und Transnormreihe festgestellt, dass die Ausprägung des Zirkularstroms eng mit dem mit der Motorleistung korrespondierenden Wert der Achshöhe in Beziehung gesetzt werden kann. Die dort durchgeführten Analysen zeigten, dass ab einer Achshöhe von 280 mm die prägende Lagerstromart zirkularen Charakter hat und der Bereich von 100 bis 280 mm durch einen stetigen Anstieg der Zirkularstromamplituden gekennzeichnet ist. Der über die Nutisolation abfließende Stromanteil, der durch den zu Beginn dieses Abschnitts beschriebenen, induktiven Kopplungsmechanismus den Zirkularstrom bewirkt, ist proportional zur Kapazität C_{WS} und zu dem Gradienten der Common-Mode-Spannung an den Eingangsklemmen des Motors. C_{WS} wiederum ist proportional zur Nutmantelfläche des Motors, die sich aus dem Produkt der durch Nuttiefe- und Breite ergebenden umrandenden Nutabmessungen, der Aktivteillänge und der Nutenzahl ergibt. Da über die Variation der Aktivteillänge die verfügbare Leistung innerhalb einer Achshöhe gesteigert werden kann, stellt die in [4] dargestellte, achshöhenabhängige Abschätzung zwar eine einfache, aber nur grobe Näherung dar. In Abschnitt 4.1 wird C_{WS} direkt mit der Motorleistung in Beziehung gesetzt. Wie dort gezeigt wird, ist damit eine gute überschlägige Berechnung der Motorkapazitäten möglich.

Die Höhe der parasitären Kapazität zwischen Wicklung und Statorblechpaket ist im Rahmen des Motordesigns nur schwer direkt beeinflussbar. Die Auslegung des Magnetkreises und die Sicherstellung einer ausreichenden Isolationswirkung sind hier die vorrangigen Themen.

Somit lassen sich die möglichen Maßnahmen zur Reduktion von Zirkularströmen grundsätzlich in zwei Hauptgruppen unterteilen. In der einen Gruppe sind die Aktionen zusammengefasst, die Veränderungen am Verlauf von Common-Mode-Spannung und -Strom vornehmen. Die andere Gruppe beschreibt die Maßnahmen, die an den Symptomen, d. h. dem Lagerstrom ansetzen. In Tabelle 2-2 sind die möglichen Maßnahmen zur Reduktion von Zirkularströmen zusammengefasst.

Tabelle 2-2 Mögliche Maßnahmen zur Reduktion von Zirkularströmen

Maßnahme	Ausführung	Wirkung und Bewertung
isolierte Lagerstelle	Isolation BS ①	Außen- oder Innenring; Welle; Gehäuseteile ⊕ Reduktion des Zirkularstroms auf Werte <40 %, [4]
	Isolation AS + BS ②	keramische Isolierschicht mit Dicken von 50 bis 300 µm; Isolierteile ⊕ Reduktion des Zirkularstroms auf Werte <20 %, [4] ⊕ bei isolierender Kupplung ist eine Erdungsbürste wegen Personenschutz notwendig (mögliche Rotorspannung im Stillstand); Wirksamkeit wie ①
	Isolation AS +BS (Hybridlager) ③	Lager mit Wälzkörpern aus keramischem Material ⊕ vollständige Reduktion des Zirkularstroms [4] ⊕ hoher Preis ⊕ große Lager schwierig zu fertigen ⊕ aufgrund der Angleichung der Laufeigenschaften ist der Einsatz an beiden Lagerstellen notwendig. Bei isolierender Kupplung ist eine Erdungsbürste wegen Personenschutz notwendig (mögliche Rotorspannung im Stillstand)
$I_{CM} \downarrow$	$\bar{U}_{CM} \downarrow$ ④	Einsatz von Dreipunkt- oder Multilevel-Umrichtern (Abschnitt 3.1.3.2) ⊕ Reduzierung der hochfrequenten Common-Mode-Anteile (Abschnitt 3.3.2)
	$du/dt \downarrow$ ⑤	Ausgangsrossel oder LC-Filterkombinationen ⊕ hohe Wirksamkeit [4] ⊕ Einschränkungen bei min. Schaltfrequenz und max. Betriebsfrequenz
	„Common-Mode-Chokes“ ⑥	nanokristalline Eisenkerne am Umrichter Ausgang oder im Zwischenkreis ⊕ Reduzierung von \hat{I}_{CM} [53] ⊕ Wirksamkeit wird durch magnetische Sättigung der Kerne ggf. aufgehoben ⊕ Anpassung der Kernzahlen an die Kabel- und Motorkonfiguration notwendig ⊕ mögliche Anbringung an und um die Motorwelle [54, 55]
	$f_s \downarrow$ ⑦	reduzierte Schaltfrequenz ⊕ Reduktion der Auftrittshäufigkeiten und der hochfrequenten Common-Mode-Anteile (Abschnitt 3.3.2) ⊕ erhöhte Motorerwärmung und -geräusche

Die in [4] durch Einsatz eines isolierten Lagers ausgewiesene Reduktion der Zirkularströme um ca. 60 % wird in der Praxis in der Regel deutlich übertroffen. In Bild 2.16 sind die auf den Maximalwert bezogenen, gemessenen Spitzenwerte des A-seitigen Lagerstroms für einen Asynchronmotor $AH = 450$ mm mit einer Bemessungsleistung von 1010 kW „mit und ohne“ Lagerisolation aufgetragen (siehe Anhang A.2, Konfiguration K-04.1). Die Lagerisolation wurde durch eine 300 µm starke Keramikschiicht am Lageraußenring realisiert. In Abhängigkeit von der Drehzahl lassen sich ein Zirkular-, ein Übergangs- und ein EDM-Bereich unterscheiden. Während bei der Ausführung „ohne Lagerisolation“ über dem gesamten Drehzahlbereich Zirkularströme auftreten, können diese „mit Lagerisolation“ bis zu einer Drehzahl von 250 min^{-1} um ca. 98 % reduziert werden. Der sich langsam aufbauende Schmierfilm führt im EDM-Bereich letztlich auf Lagerstromamplituden von ca. 10 % der Zirkularstromwerte. Dieses Ergebnis zeigt zum einen, dass die einseitige Lagerisolation eine wirksame Maßnahme zur Reduktion von Zirkularströmen ist, und zum anderen, dass diese

Maßnahme, wie bereits in Abschnitt 2.2.2 dargestellt, keinen Schutz vor EDM-Strömen bietet.

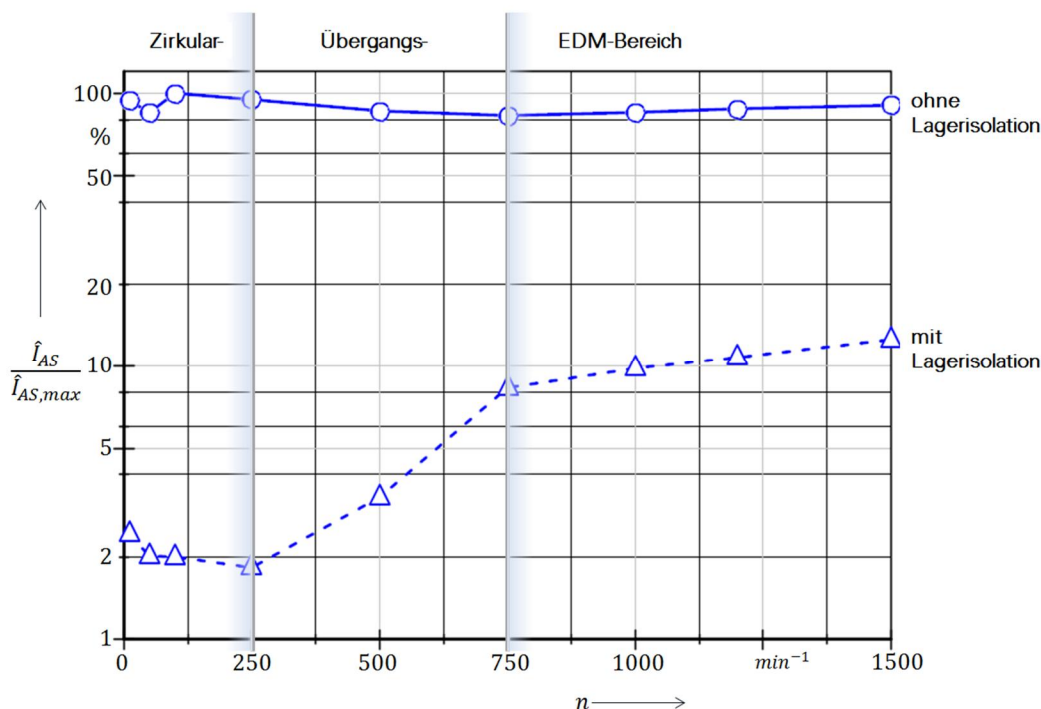


Bild 2.16 Darstellung der auf den Maximalwert bezogenen Spitzenwerte des A-seitigen Lagerstroms für einen Asynchronmotor $AH = 450$ mm mit einer Bemessungsleistung von 1010 kW mit und ohne Lagerisolation (siehe Anhang A.2, Konfiguration K-04.1)

2.2.4 Rotor-Erdströme

Der über die in Bild 2.14 dargestellte Kapazität C_{WS} von der Wicklung zum Statorblechpaket fließende Strom wird über das umgebende Erdungssystem zur Quelle, dem Umrichterzwischenkreis, zurückgeführt. Sind die Erdungsverhältnisse am Motor derart ausgeführt, dass ein niederimpedanter Pfad über die Motorwelle führt, können Ströme von beträchtlicher Amplitude über die Verbindung Motorwelle \Rightarrow Kupplung \Rightarrow Last fließen und damit möglicherweise elektrisch passive Anlagenkomponenten beschädigen, die mit dem Motor in Verbindung stehen. Nach [33] fällt aufgrund der Impedanzverhältnisse, die durch kleine Werte für die Verbindungen Wicklung – Stator und Rotor – Last gekennzeichnet sind, fast die gesamte Common-Mode-Spannung an den Lagern ab. Diese Werte übersteigen deutlich die Amplituden der kapazitiv (EDM, Abschnitt 2.2.2) oder induktiv (Zirkularströme, Abschnitt 2.2.3) eingekoppelten Lagerspannungen, sodass im Fall einer niedrigen Rotor-Erdimpedanz und einer gleichzeitig hohen Stator-Erdimpedanz (hochohmig geerdeter Stator) davon auszugehen ist, dass in jedem Betriebszustand ein Rotor-Erdstrom fließt.

Anhand der bereits in Bild 2.8 gezeigten Anlagenkonfiguration sind in Bild 2.17 schematisch mögliche Erdstromverhältnisse eingetragen. Die Strompfade sind dabei durch gestrichelte Linien unterschiedlicher Strichstärke gekennzeichnet. Der Hauptanteil des über C_{WS} abfließenden Stroms wird über das Motorgehäuse und dem A-seitigen Motorlager als Wellenstrom i_{Welle} dem nachfolgenden Getriebe zugeführt. Nur ein kleiner Teil fließt in diesem Beispiel über die Erdverbindung des Motors direkt zur Quelle zurück.

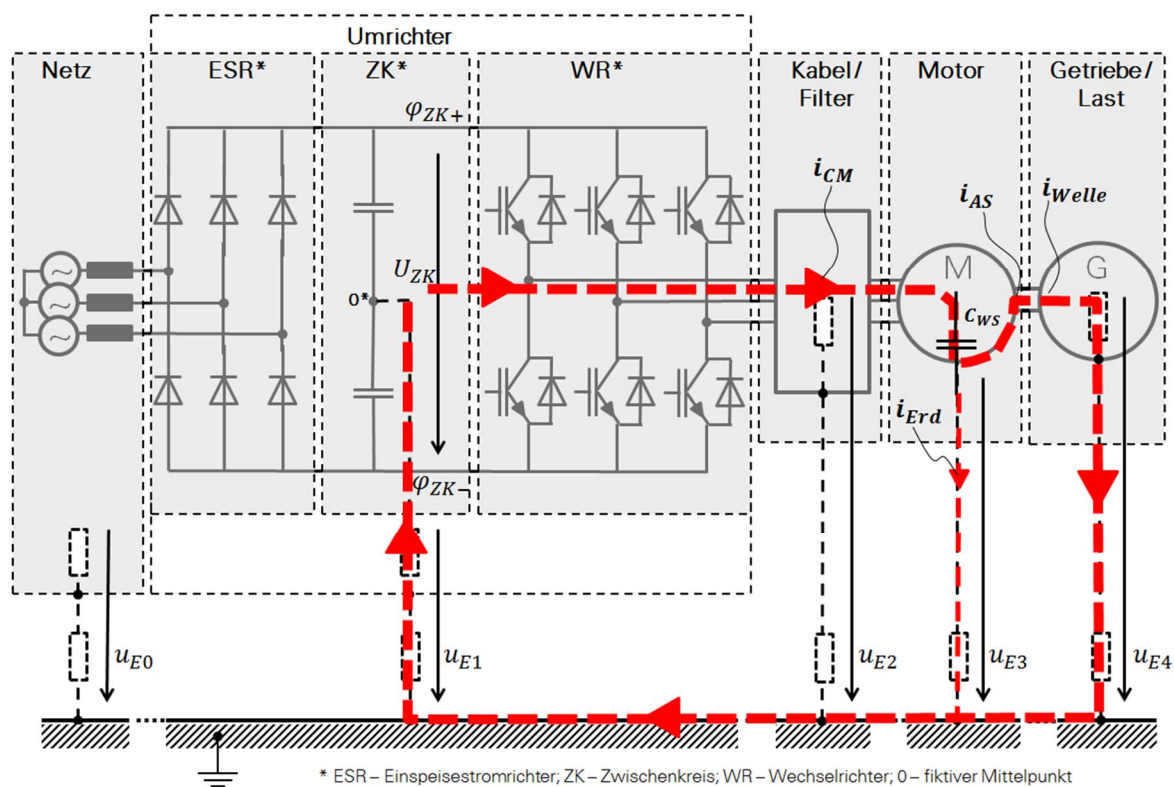


Bild 2.17 Schematische Darstellung möglicher Erdstromverhältnisse

Anhand von Messergebnissen an der in Anhang A.2 beschriebenen Konfiguration K-03.2 soll eine mögliche Erdstromaufteilung exemplarisch dargestellt werden. Bild 2.18 zeigt die Zeitverläufe der Common-Mode-Spannung u_{CM} , des Common-Mode-Stroms i_{CM} , die Kurven des A-seitigen Lagerstroms i_{AS} , des über die Motorwelle abfließenden Rotor-Erdstroms i_{Welle} und des über das Motorgehäuse abgeführten Erdstroms i_{Erd} . Da der Motor für den Test ansonsten elektrisch isoliert zur Umgebung aufgebaut war, stellen diese gemessenen Stromverläufe sämtliche in das System hinein- und herausfließenden Anteile dar. Die Summenbildung dieser Ströme ergibt $i_{\Sigma} = i_{CM} + i_{Welle} + i_{Erd} \approx 0$. Der Lagerstrom durch die A-seitige Lagerstelle und der Wellenstrom zeigen identische Verläufe, sodass davon ausgegangen werden kann, dass der Rotor-Erdstrom im vollen Umfang durch das Motorlager fließt. Spitzenwerte von ca. 10 A zeigen hier deutlich die möglichen Größenordnungen, die diese Stromart annehmen kann. Mit dem isolierten Motoraufbau, einer bezüglich Hochfrequenzeigenschaften schlechten Erdung und einer bewusst herbeigeführten, guten Erdung der angeschlossenen Lasteinrichtung stellt der vorliegende Testaufbau einen Extremfall dar.

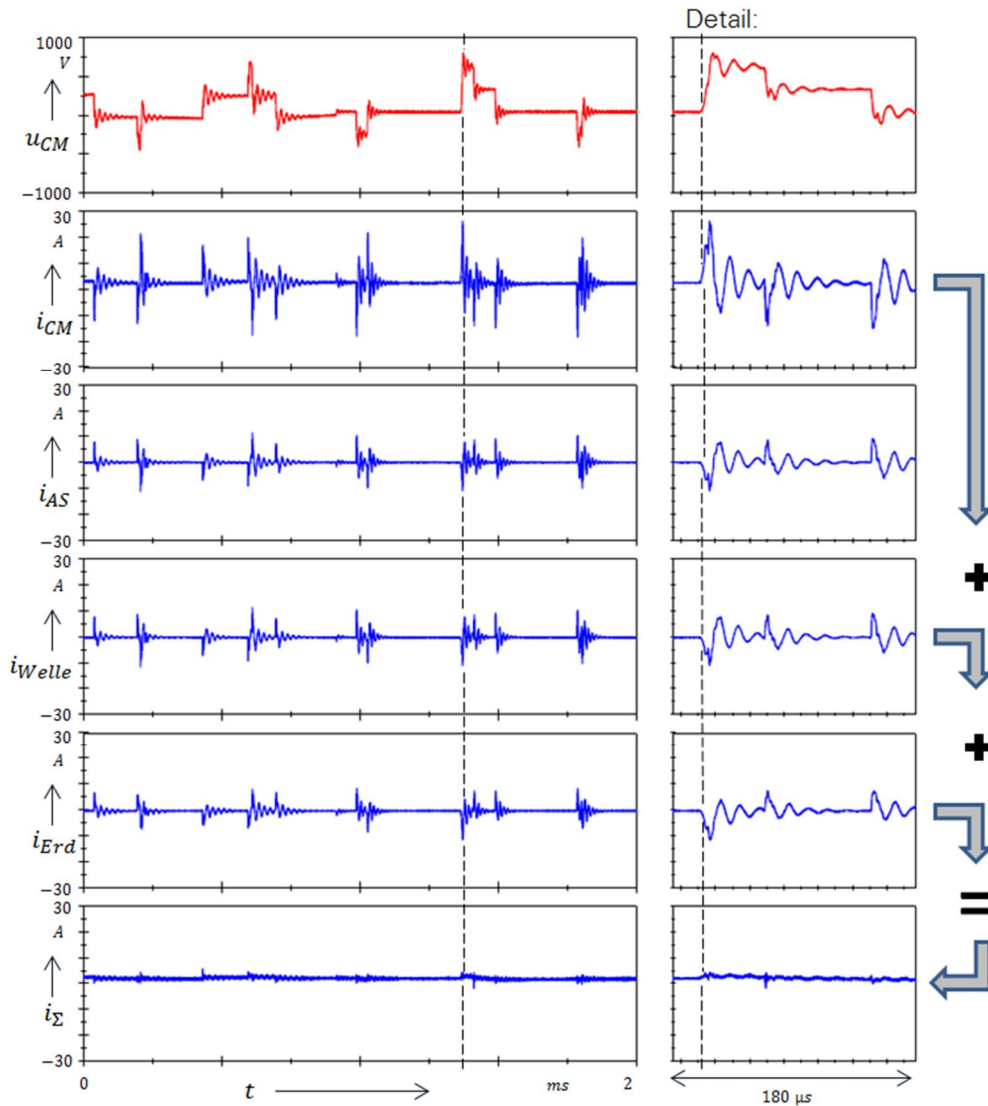


Bild 2.18 Exemplarischer Verlauf von gemessenen Rotor-Erdströmen (Konfiguration K-03.2)

Die Maßnahmen zur Reduktion von Rotor-Erdströmen lassen sich in zwei Hauptgruppen unterteilen. In der ersten Gruppe sind die Möglichkeiten zusammengefasst, die über eine Veränderung der Impedanzverhältnisse den Rotor-Erdstrom verkleinern, in der zweiten sind die Alternativen zur Verringerung der Anregungen dargestellt, die auch bei der Reduktion von Zirkularströmen ihre Anwendung finden (Tabelle 2-2). Tabelle 2-3 zeigt eine zusammenfassende Darstellung der Möglichkeiten, Rotor-Erdströme zu reduzieren.

Tabelle 2-3 Mögliche Maßnahmen zur Reduktion von Rotor–Erdströmen

Maßnahme	Ausführung	Wirkung und Bewertung	
Rotor-Erd-Impedanz ↑	Isolation Lager AS + BS	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Außen- oder Innenring; Wälzkörper; Welle; Gehäuseteile ⊕ keramische Isolierschicht mit Dicken von 50 bis 300 µm; Isolierteile; Wälzkörpern aus keramischem Material 	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Reduktion des Rotor–Erdstroms auf Werte < 20 %, [4, 56] ⊕ bei isolierender Kupplung ist eine Erdungsbürste wegen Personenschutz notwendig (mögliche Rotorspannung im Stillstand)
	isolierte Kupplung	Isolation durch Kunststoff oder Gummielemente	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ hohe Wirksamkeit [4, 57] ⊕ leitfähige Graphitpartikel im Gummi sind zu vermeiden
Stator-Erd-Impedanz ↓	geschirmtes Motorkabel	geschirmtes Motorkabel mit symmetrischen Aufbau	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ hohe Wirksamkeit[4, 30, 56] (siehe auch Bild 3.41, Abschnitt 3.3.3) ⊕ der Kabelschirm muss über 360°-Kontaktierungen beidseitig aufgelegt sein. ⊕ symmetrischer Aufbau ist notwendig, um induzierte Spannungen im Erdleiter zu vermeiden [30]
	Erdungssystem	vermaschte Anlagenerdung	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ wirksam[58, 59] ⊕ Verbesserung der HF-Erdungseigenschaften [15]
	Potentialausgleich	HF-Ausgleichsleitungen zwischen Anlagenkomponenten	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ wirksam[15, 58, 59] ⊕ HF-geeignete Ausgleichsleitungen
I_{CM} ↓	\hat{U}_{CM} ↓	Einsatz von Dreipunkt- oder Multilevel-Umrichtern (Abschnitt 3.1.3.2)	⊕ Reduzierung der hochfrequenten Common-Mode-Anteile (Abschnitt 3.3.2)
	du/dt ↓	Ausgangsdrössel oder LC-Filterkombinationen	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ hohe Wirksamkeit [4, 56] ⊕ Einschränkungen bei min. Schaltfrequenz und max. Betriebsfrequenz
	„Common-Mode-Chokes“	nanokristalline Eisenkerne am Umrichterausgang oder Zwischenkreis (Abschnitt 2.2.4)	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Reduzierung von \hat{I}_{CM} [53] ⊕ Wirksamkeit wird durch magnetische Sättigung der Kerne ggf. aufgehoben ⊕ Anpassung der Kernzahlen an die Kabel- und Motorkonfiguration notwendig ⊕ mögliche Anbringung an und um die Motorwelle [54, 55]
	f_s ↓	reduzierte Schaltfrequenz	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ Reduktion der Auftretshäufigkeiten und der hochfrequenten Common-Mode-Anteile (Abschnitt 3.3.2) ⊕ erhöhte Motorerwärmung und -geräusche

Der Einsatz von Erdungsbürsten, die mindestens ein Lager des Motors überbrücken, wird teilweise als mögliche Maßnahme zur Reduktion von Rotor–Erdströmen empfohlen. Mit Blick auf den Motor ist dieses sicherlich ein probates Mittel unter der Voraussetzung, dass der Bürstenkontakt gleichbleibende Kontakteigenschaften aufweist. Die nachfolgende Arbeitsmaschine wird dadurch allerdings nicht geschützt [57] und durch die Verringerung der Impedanz sogar noch höheren Rotor–Erdstromamplituden ausgesetzt.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Verwendung von geschirmten, symmetrischen Motorkabeln eine der wirksamsten Maßnahmen zur Reduzierung von Rotor–Erdströmen darstellt. In Abschnitt 3.3.3 wird dies anhand eines messtechnischen Beispiels verdeutlicht (Bild 3.41).

2.2.5 Zusammenfassung zum Stand der Technik

Wie in den Abschnitten 2.2.1 bis 2.2.4 dargestellt und mit entsprechenden Literaturstellen belegt, lässt sich „der Lagerstrom“ in drei relevante Stromarten unterteilen. Je nach Art des Stroms sollten unterschiedliche Maßnahmen zur Reduktion durchgeführt werden. Während sich die zirkularen Ströme durch Einsatz von Filtern und Lagerisolationen verringern lassen, werden die Rotor–Erdströme insbesondere durch Verwendung von geschirmten, symmetrischen Motorkabeln gezielt reduziert. Zur Verringerung von EDM-Strömen sind diese Maßnahmen allerdings unwirksam. Wie in Abschnitt 2.2.2 dargestellt, gibt es keine wirklich effektive Möglichkeit, die EDM-Ströme wirkungsvoll zu reduzieren. Umso wichtiger ist es, die Betriebszustände bestimmen zu können, in denen vermehrt mit EDM-Lichtbogenentladungen zu rechnen ist. In [33] sind umfassende Arbeiten durchgeführt worden, die es ermöglichen, den betriebspunktabhängigen Schmierzuständen innerhalb der Wälzlager eines Motors die entsprechende Art des Stromdurchgangs zuzuordnen. Durch Einbeziehung der hydrodynamischen Schmierungstheorie und den Vergleich mit den im Schmier-spalt vorliegenden Feldstärkeverhältnissen ist es möglich, die Drehzahlbereiche in Abhängigkeit von der Temperatur zu beschreiben, in denen es zu Lichtbogendurchschlägen kommt. Die messtechnischen Untersuchungen wurden dort in ihrer Vielzahl auf einem synthetischen und einem realen Motorprüfstand im Leerlauf und ohne zusätzliche äußere Schwingungsbelastung durchgeführt. Die Ergebnisse in [7, 28] zeigen aber, dass insbesondere die dynamischen Veränderungen, wie sie beispielweise durch Drehzahlwechsel oder Schwingungen auftreten können, einen starken Einfluss auf die zu erwartende Anzahl und die Intensität von Entladungen haben. Mögliche Betriebsbereiche, in denen EDM-Ströme auftreten können, sind somit ebenso abhängig von diesen dynamischen Verhältnissen.

Mit Blick auf das Antriebssystem ist es wichtig, bei der Berechnung der zu erwartenden Lagerspannung, neben der Amplitude auch die Zeitdauer bestimmen zu können, in der diese Spannung über dem Schmierfilm des Lagers ansteht. Dazu ist es zum einen notwendig, auf der Basis des im Umrichter verwendeten Modulationsverfahrens die Höhe und die Dauer der entsprechenden Common-Mode-Spannungsstufen in Abhängigkeit vom Betriebspunkt bestimmen zu können, und zum anderen die Übertragung dieser Spannungsstufen auf das Motorlager durch das in Abschnitt 2.2.2 dargestellte BVR abzuschätzen.

Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag:

- ⊕ zur Bestimmung der Höhe und der Dauer der Common-Mode-Spannungsstufen in Abhängigkeit vom Aussteuergrad des Umrichters unter Berücksichtigung des Raumzeitmodulationsverfahrens für Zwei- und Dreipunktumrichter (Kapitel 3).
- ⊕ für eine qualitative und quantitative Betrachtung zum Einfluss von Spannungssteilheit, Schaltfrequenz und Zwischenkreisspannung auf die Höhe und Häufigkeit von Zirkular-, Rotor–Erd-, und EDM-Lagerstromereignissen (Abschnitt 3.3.2).
- ⊕ zur Berechnung der parasitären Motorkapazitäten anhand von durch FEM-Simulationen validierten analytischen Näherungsgleichungen für Motoren der Norm- und Transnormreihe sowie BVR-Berechnung unter Berücksichtigung der betriebspunktabhängigen Lagerkapazitäten (Kapitel 4).
- ⊕ für ein messtechnisch ermitteltes Modell, das die Wahrscheinlichkeit von Durchschlägen, elektrisch isolierendem und ohmschem Lagerverhalten in Abhängigkeit von Spannungshöhe, Drehzahl, Temperatur und Schwingungsbelastung beschreibt (Kapitel 5).

⊕ zur Überführung der Ergebnisse in ein grobes Schädigungsmodell (Kapitel 5)

In Bild 2.19 sind die Beiträge innerhalb des Strukturplans der Dissertation schematisch dargestellt.

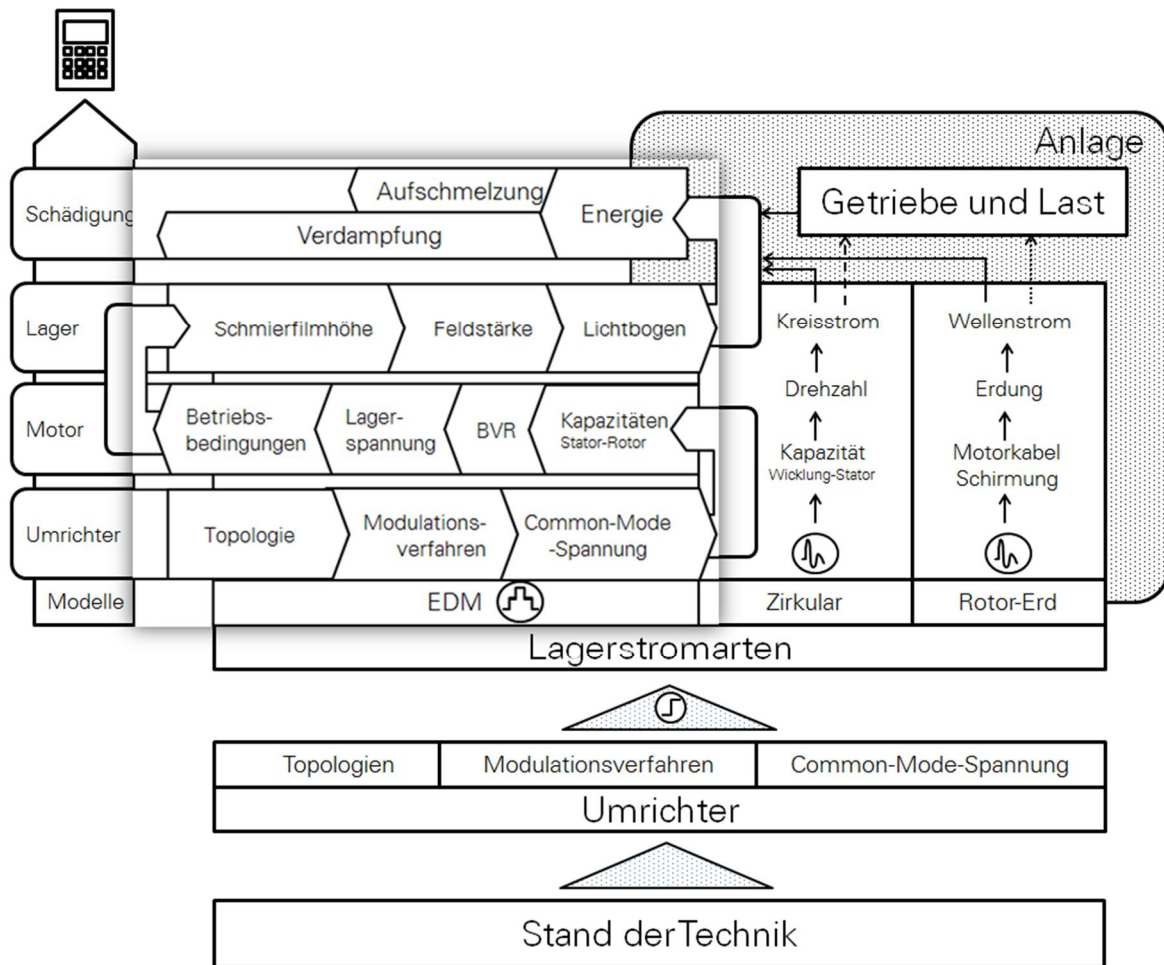


Bild 2.19 Schematischer Strukturplan der Dissertation

3 UMRICHTER MIT SPANNUNGSZWISCHENKREIS

In diesem Kapitel werden die für das Verständnis der leitungsgebundenen Störungen in Form von Lagerströmen notwendigen Grundlagen zum Aufbau und der Wirkungsweise von Spannungszwischenkreisumrichtern in Kurzform zusammengefasst. Neben möglichen Topologien wird das Augenmerk vor allem auf die Ausprägung der umrichterbedingten Common-Mode-Spannungen unter Berücksichtigung des zur Erzeugung der frequenzvariablen Spannung eingesetzten Verfahrens der Raumzeigermodulation gelegt. Im Schwerpunkt der Betrachtung liegen die Niederspannungsumrichter in Zweipunkt-Technik, wobei auch Umrichter in Dreipunkt-Technik, wie sie beispielsweise im Mittelspannungsbereich zur Anwendung kommen, thematisch gestreift werden.

3.1 Umrichteraufbau und -struktur

In Bild 2.8 ist die prinzipielle Struktur einer Antriebskonfiguration nach [15] dargestellt. Die Anlagenkomponente „Umrichter“ setzt sich dabei aus dem Einspeisestromrichter (ESR), dem Zwischenkreis (ZK) und dem Wechselrichter (WR) zusammen. Bild 3.1 zeigt beispielhaft die Umrichterstruktur mit einer ungesteuerten Diodenbrücke als Einspeiseeinheit (Abschnitt 3.1.1), den Kondensatoren des Spannungszwischenkreises (Abschnitt 3.1.2) und dem IGBT-Wechselrichter (Abschnitt 3.1.3). Der Umrichter wandelt die Anschlussspannung des Energieversorgungsnetzes, die in erster Näherung in Amplitude und Frequenz konstant ist, in eine frequenz- und amplitudenvariable Spannung um. Dazu wird über die angeschlossene Gleichrichtereinheit ein Gleichspannungszwischenkreis gespeist (a), in dem die Zwischenkreiskondensatoren zur Spannungsglättung und Energiespeicherung dienen (b). Der nachfolgende Wechselrichter wandelt die Zwischenkreisspannung nach dem Verfahren der Pulsweitenmodulation in eine variable Wechselfrequenz um (siehe Abschnitt 3.2). Der nachfolgende Elektromotor kann damit in Drehzahl und Drehmoment geregelt werden. Je nach verwendeter Einspeiseeinheit kann dabei auch Energie in das Versorgungsnetz zurückgespeist werden.

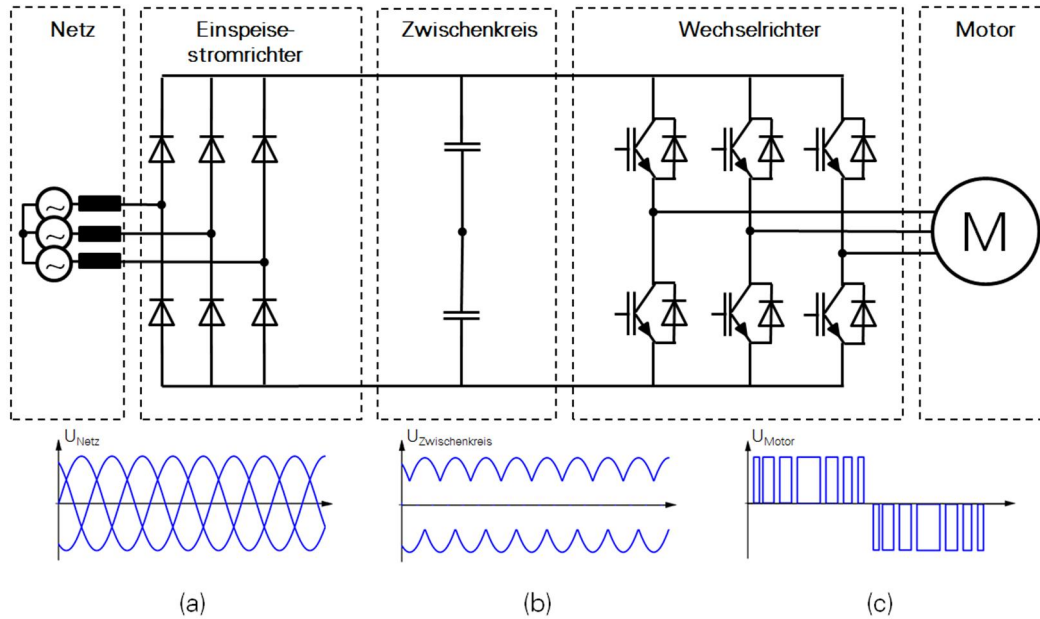


Bild 3.1 Prinzipielle Darstellung eines Spannungszwischenkreisumrichters nach [59]

3.1.1 Einspeisung

Der Einspeisestromrichter hat die Aufgabe, dem Zwischenkreis die notwendige Energie zur Verfügung zu stellen. Zwei unterschiedliche Stromrichtertypen haben sich dabei als Hauptvarianten etabliert:

- ⊕ **DFE**¹¹: unregelte Einspeisung für den Zweiquadrantbetrieb
- ⊕ **AFE**¹²: geregelte Einspeisung für den Vierquadrantbetrieb

Während im ersten Fall nur ein Energiefluss vom Netz in den Zwischenkreis erfolgt, ermöglicht die zweite Variante auch die Energierückspeisung in das Versorgungsnetz. Im Folgenden werden die Einspeisevarianten aus Bild 3.2 näher erläutert.

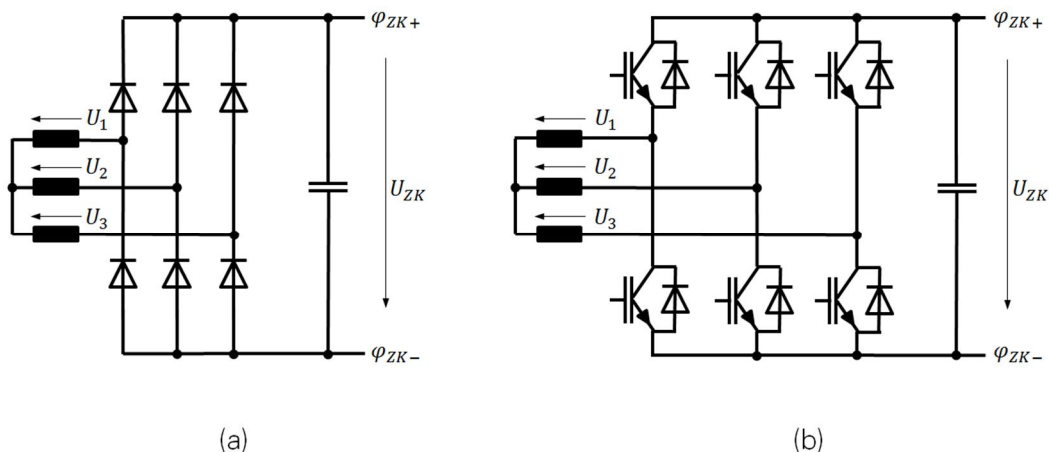


Bild 3.2 Mögliche Varianten des Einspeisestromrichters eines Spannungszwischenkreisumrichters; (a) unregelte Einspeisung – DFE, (b) geregelte Einspeisung – AFE

¹¹ Diode Front End
¹² Active Front End

3.1.1.1 Ungeregelte Einspeisung

Eine in Bild 3.2 (a) gezeigte, einfache, aber robuste Einspeisemöglichkeit ist die mit einer ungesteuerten netzgeführten B6-Brückenschaltung¹³. Dieser Sechspulsgleichrichter ist die gebräuchlichste Form eines Dreiphasengleichrichters. Hier werden beide Halbwellen jeder Phase zur Gleichrichtung verwendet. Der positiven und der negativen Zwischenkreishälfte können die Potentiale φ_{ZK+} und φ_{ZK-} zugeordnet werden, die gegenüber Erde die Spannungen U_{ZK+} und U_{ZK-} ergeben (Bild 3.5). Die eigentliche Zwischenkreisspannung ist der Potentialunterschied zwischen der positiven und der negativen Zwischenkreishälfte. Sie errechnet sich mit $U_{ZK} = \varphi_{ZK+} - \varphi_{ZK-}$. Jeweils zwei Ventile sind leitend, die Übergänge erfolgen im Schnittpunkt der Strangspannungen, d. h. bei jeweils 60° . Die Spannungen U_{ZK+} und U_{ZK-} haben damit eine Restwelligkeit mit Anteilen der dreifachen Netzfrequenz [60]. In der Zwischenkreisspannung treten diese Anteile nicht mehr auf.

Eine B6-Brückenschaltung entnimmt dem speisenden Netz nicht-sinusförmige Ströme. Die daraus folgenden Netzurückwirkungen äußern sich in einem erhöhten Blindleistungsbedarf und in netzseitigen Strom- und Spannungsüberschwingungen, die vor allem in Form von ungeradzahligem Harmonischen, insbesondere der 5., 7., 11., 13., 17, ... der Netzfrequenz auftreten. Zur Verringerung der Restwelligkeit und der Netzurückwirkung können auch Erweiterungen dieser Schaltung über eine Reihen- oder Parallelschaltung von mehreren B6-Brückengleichrichtern erfolgen. In dem Fall ergeben sich z. B. 12-, 18- oder 24-pulsige Anordnungen. Aufgrund des höheren Schaltungsaufwands, insbesondere bei der sekundärseitigen Drehstromwicklung der einspeisenden Transformatoren, spielen 18- und 24-pulsige Gleichrichter eine untergeordnete Rolle. Die Brückenschaltung ist mit Dioden bestückt. Eine Energierückspeisung ist, wie schon am Anfang dieses Abschnitts erwähnt, mit dieser Schaltungsform nicht möglich. Die elektrische Energie, die beim Abbremsen des Motors entsteht, muss ggf. über Chopper-Module¹⁴ und Bremswiderstände, welche an den Zwischenkreis angeschlossen sind, in Verlustleistung (Wärme) umgewandelt werden. Durch den ungesteuerten, netzgeführten Betrieb ist die Amplitude der Zwischenkreisspannung direkt von der Eingangsspannung abhängig (siehe Abschnitt 3.1.2). Im Fall eines Bremsvorgangs erhöht sich die Zwischenkreisspannung bis auf den vom Umrichter unter Berücksichtigung der für die Belastung der Zwischenkreiskondensatoren und der IGBT-Halbleiter der Wechselrichtereinheit maximal zugelassenen Wert. Dieses in dem Fall temporär erhöhte Spannungsniveau im Zwischenkreis hat, wie in Abschnitt 3.3.3.2 gezeigt wird auch Auswirkungen auf die Ausprägung von Lagerströmen.

3.1.1.2 Geregelt Einspeisung

Bild 3.2 (b) zeigt die aktive Variante einer Einspeiseeinheit, das sogenannte Active Front End (AFE), mit der die Ein- und Rückspeisung im Vierquadrantenbetrieb möglich ist. Es handelt sich hierbei um einen selbstgeführten IGBT-Wechselrichter, der durch Pulsweitenmodulation aus der dreiphasigen Netzspannung eine konstante und geregelte Zwischenkreisspannung erzeugt. Die Amplitude dieser Spannung ist höher als bei der unregelmäßigen Einspeisung (siehe Abschnitt 3.1.2), was zu Vorteilen im Bereich der Regeldynamik und in der Höhe der am Ausgang des Umrichters maximal erreichbaren Grundschwingungsspannung

¹³ Sechspulsiger Brückengleichrichter

¹⁴ Bremsmodule, die durch periodisches Schalten die elektrische Energie abbauen und verhindern, dass die Zwischenkreisspannung den maximal zulässigen Wert überschreitet

führt. Durch den netzseitigen Wechselrichter, einer dazugehörigen Filtereinheit und einer damit verbundenen, besser sinusförmige Stromentnahme aus dem Versorgungsnetz sind die Netzurückwirkungen im Vergleich zu einer unregelmäßigen Einspeisung deutlich geringer. Nachteilig sind die höheren Kosten durch den Einsatz teurer Halbleiter und Regeleinheiten.

3.1.2 Zwischenkreis

Die Kondensatoren des Zwischenkreises werden in der Nähe der Wechselrichtereinheit platziert. Die Gesamtkapazität, die im Bereich von wenigen mF liegt, wird über entsprechende Parallelschaltung von Einzelkondensatoren gebildet. Der Anschluss an die Einspeise- und vor allem die Wechselrichterkomponenten sollte möglichst induktivitätsarm erfolgen. Hierzu werden in der Regel parallel geführte Kupferschienen verwendet, die einen geringen Abstand voneinander aufweisen (sogenannte Sandwich-Verschienung). An diese isoliert aufgebauten Plus- und Minusschienen wird das entsprechende Gleich- und Wechselrichtermodul zusammen mit den Kondensatoren angeschlossen.

Wie schon beschrieben, ist die Höhe der Zwischenkreisspannung abhängig von der zur Verfügung stehenden Art des Einspeisestromrichters und der anliegenden Netzspannung. Bei der netzgeführten Einspeisung (DFE) ergibt sich eine unregelmäßige, belastungsabhängige Zwischenkreisspannung U_{ZK} . Nach [59] wird im Leerlauf der Scheitelwert der Netzspannung $U_{ZK} = 1,41 \cdot U_{Netz}$ erreicht, während sich bei voller Belastung nur das 1,32-fache der Netzspannung ergibt. Für den Teillastbereich stellt der Wert 1,35 eine gute Näherung zur Berechnung der Zwischenkreisspannung bei einer unregelmäßigen Einspeisung dar.

Kommt eine selbstgeführte Einspeisung (AFE) zum Einsatz, steht eine geregelte, von Netzspannungsschwankungen und kurzzeitigen Netzspannungseinbrüchen weitgehend unabhängige Zwischenkreisspannung zur Verfügung. Die als Hochsetzsteller arbeitende Einspeisung bewirkt, dass die Zwischenkreisspannung immer höher ist als der Scheitelwert der Netzspannung. Nach [59] ist der Wert in einem Bereich von 1,42 bis $2 \cdot U_{Netz}$ einstellbar. Mit $U_{ZK} = 1,5 \cdot U_{Netz}$ wird eine bezüglich Regelgüte und Spannungsbelastung von Wechselrichter und Motorwicklung optimale Einstellung erreicht. In der nachfolgenden Tabelle 3-1 sind typische Zwischenkreisspannungsniveaus für unterschiedliche Netzspannungsstufen und Einspeisungen aufgeführt.

Tabelle 3-1 Typische Zwischenkreisspannungen für verschiedene Netzspannungsstufen

U_{Netz}	U_{ZK} (DFE)	U_{ZK} (AFE)
380 V... 400 V ...480 V	510 V... 540 V ...650 V	570 V... 600 V ...720 V
500 V ...550 V...600 V	675 V ...740 V...810 V	750 V ...825 V...900 V
660 V... 690 V	890 V... 930 V	990 V... 1035 V

Im Fall einer Netzüberspannung innerhalb des Toleranzbereichs von +10 % sind bei der unregelmäßigen Einspeisung die Amplituden der Zwischenkreisspannung ebenfalls um 10 % erhöht. Bei einer geregelten Einspeisung wird diese Überspannung zum Teil ausgeglichen.

In Bild 3.3 und Bild 3.4 sind exemplarisch gemessene Zeitverläufe der Spannungen an der Einspeisung und dem Zwischenkreis eines Zweipunkt-Spannungszwischenkreisumrichters mit unregelmäßiger Einspeisung – DFE – und geregelter Einspeisung – AFE – dargestellt. Das Bezugspotential ist die Umrichter-Erdungsschiene. Zur besseren Anschaulichkeit sind beide Bilder in jeweils drei Teilbereiche unterteilt, in denen unterschiedliche Zeitverläufe zu erken-

nen sind: (a) Einspeisung; (b) sämtliche Größen; (c) positiver und negativer Zweig des Zwischenkreises.

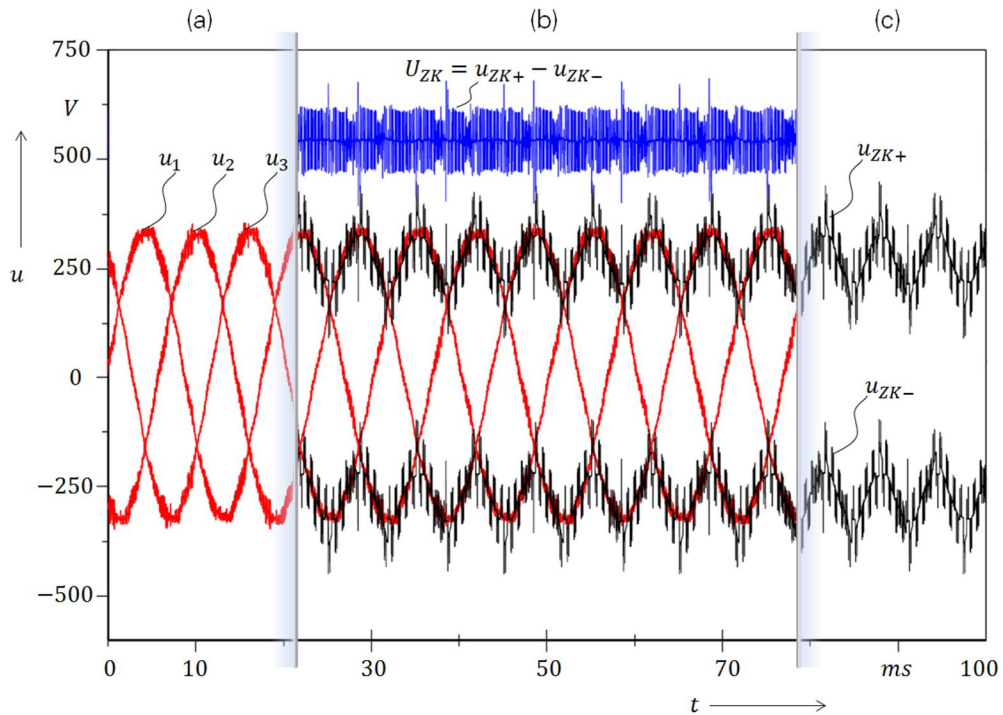


Bild 3.3 Gemessene Spannungsverläufe an der Einspeisung und dem Zwischenkreis eines Spannungszwischenkreisumrichters mit unregelter Einspeisung – DFE

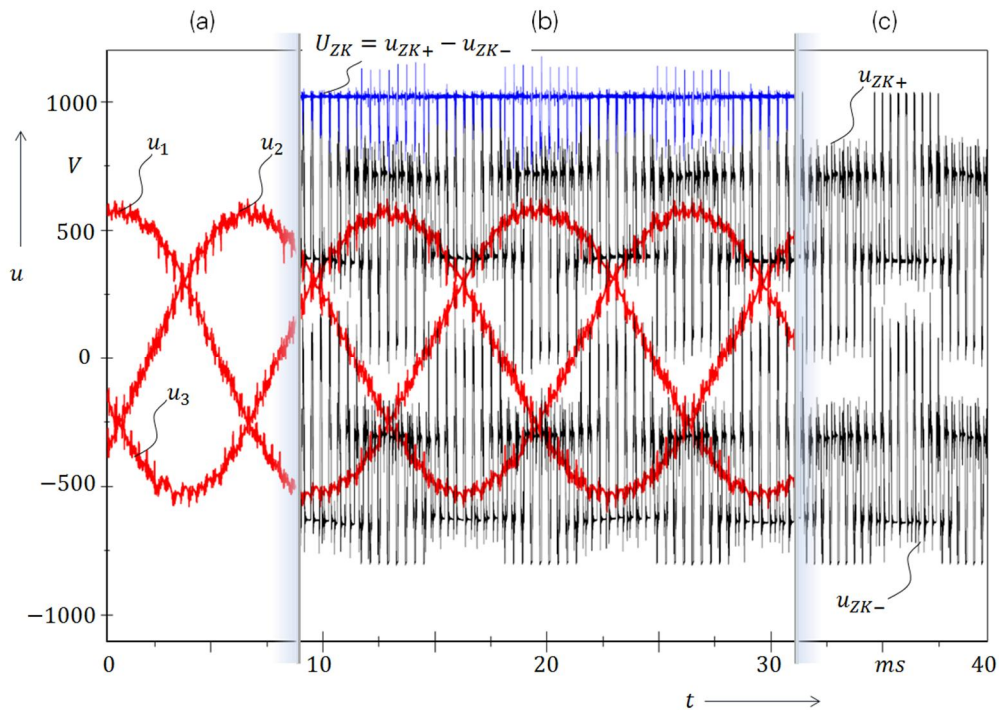


Bild 3.4 Gemessene Spannungsverläufe an der Einspeisung und dem Zwischenkreis eines Spannungszwischenkreisumrichters mit geregelter Einspeisung – AFE

Folgende Unterschiede zwischen den Zeitverläufen von Bild 3.3 und Bild 3.4 sind erkennbar:

- ⊕ Im Fall der unregulierten Einspeisung wandelt – wie in Abschnitt 3.1.1.1 beschrieben – der B6-Brückengleichrichter die Speisespannung (in Bild 3.3 (a) mit u_1 bis u_3 gekennzeichnet), in eine mit dreifacher Netzfrequenz pulsierende Gleichspannung am positiven u_{ZK+} und negativen Zweig u_{ZK-} des Spannungszwischenkreises um (Bild 3.3 (c)). Die eigentliche Zwischenkreisspannung (Bild 3.3 (b)) ergibt sich aus der Differenz der beiden Spannungen mit $U_{ZK} = u_{ZK+} - u_{ZK-}$. Die in den U_{ZK} -Verläufen erkennbaren Spitzen sind den Schalthandlungen des ausgangsseitigen Wechselrichters zuzuordnen.
- ⊕ Im Fall einer geregelten Einspeisung Bild 3.4 sind die Verhältnisse anders: Hier ist die Spannungswelligkeit der positiven und der negativen Zwischenkreishälfte von der Taktung des netzseitigen Wechselrichters abhängig. In Bild 3.4 (c) ist deutlich der pulsweitenmodulierte Spannungsverlauf erkennbar.

3.1.3 Wechselrichter

Neben dem Einspeisestromrichter (Abschnitt 3.1.1) und dem Zwischenkreis (Abschnitt 3.1.2) ist die dritte Hauptkomponente in der Struktur eines Umrichters der sogenannte Wechselrichter. Er hat die Aufgabe, die im Zwischenkreis gespeicherte Energie in geeigneter Form dem Verbraucher, hier dem Elektromotor, zuzuführen. Dazu wird die Zwischenkreisspannung mit Hilfe des Wechselrichters und eines dazugehörigen Modulationsverfahrens in ein Drehstromsystem mit variabler Spannung und Frequenz umgewandelt. In den nachfolgenden Kapiteln werden unterschiedliche Wechselrichtertopologien erläutert, wobei der Schwerpunkt der weiteren Betrachtung auf der sogenannten Zweipunkt-Technik liegen wird. Ausgehend von den dargestellten Ausführungsvarianten werden mit Hilfe des in Abschnitt 3.2 dargestellten Raumzeigermodulationsverfahrens die Besonderheiten bei der Entstehung der umrichterbedingten Common-Mode-Spannung hergeleitet und zur weiteren Verwendung im Rahmen eines modellbasierten Ansatzes komprimiert.

3.1.3.1 Wechselrichter in Zweipunkt-Technik

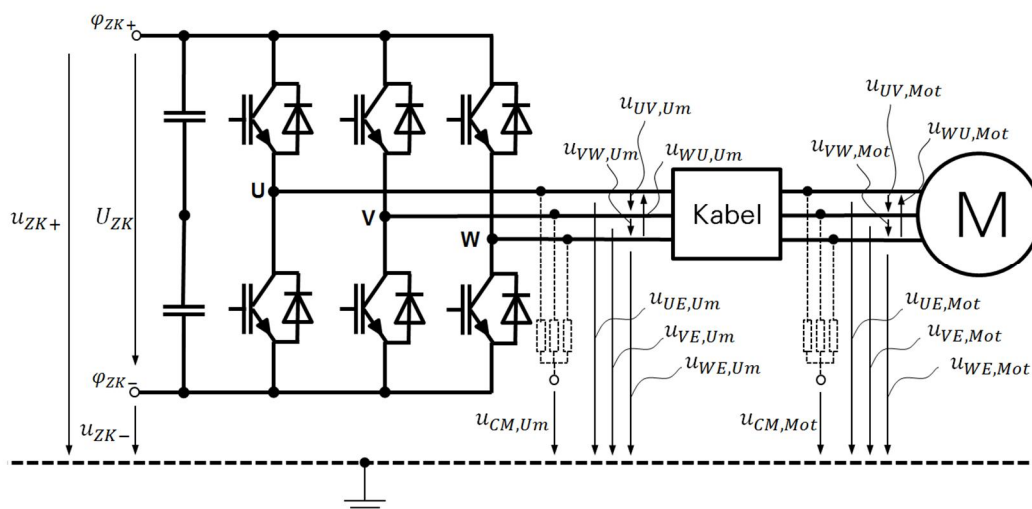


Bild 3.5 Prinzipielle Darstellung einer Wechselrichtereinheit in Zweipunkt-Technik mit den dazugehörigen Spannungsdefinitionen

Bevor das Prinzip der Spannungsbildung mittels einer dreiphasigen Brückenschaltung in Zweipunkt-Technik näher erläutert wird, sollen anhand einer exemplarischen Messung die realen Spannungsverhältnisse an den Motor- und den Umrichteranschlüssen visualisiert werden. Der in Bild 3.1 dargestellte Wechselrichter ist im Bild 3.5 in Einzeldarstellung mit den im Weiteren benutzten Spannungsdefinitionen skizziert.

In Bild 3.6 sind exemplarisch die gemessenen Zeitverläufe der Spannungen am Umrichter- und an den Motorklemmen für einen Zweipunkt-Umrichter mit unregelter Einspeisung aufgetragen (Anlage A.2; Konfiguration K-05.1). Der vierpolige Motor mit einer Bemessungsleistung von 290 kW wurde im Leerlauf mit einer Drehzahl von 1700 min^{-1} betrieben. Die Zwischenkreisspannung betrug 540 V. Als Motoranschlusskabel kam ein 38 m langes NYCWY-Kabel mit 70 mm^2 Einzelleiterquerschnitt zum Einsatz.

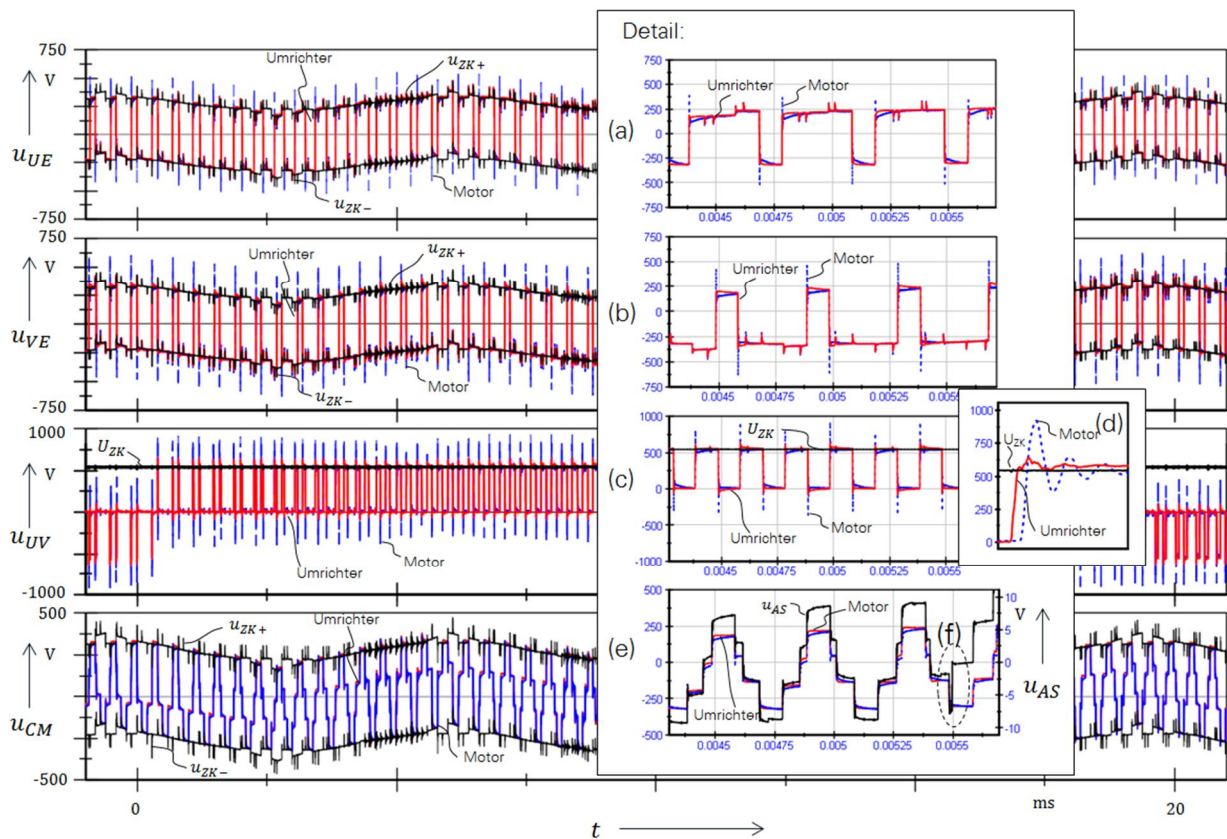


Bild 3.6 Gemessene Spannungen am Umrichter- und an den Motorklemmen bei einem Zweipunkt-Umrichter mit unregelter Einspeisung (Konfiguration K-05.1)

In Bild 3.6 sind unterschiedliche Spannungszeitverläufe dargestellt:

- ⊕ Aufgetragen sind die jeweiligen Leiter-Erdspannungen u_{UE} und u_{VE} , gemessen am Umrichter- und an den Motorklemmen. In den beiden oberen Diagrammen sind ebenso die Spannungen der positiven Zwischenkreishälfte u_{ZK+} und der negativen Zwischenkreishälfte u_{ZK-} gegen Erde dargestellt. Gut zu erkennen ist die im Abschnitt 3.1.1 beschriebene Welligkeit dieser Spannung mit der dreifachen Netzfrequenz. Die Leiter-Erdspannungen bewegen sich innerhalb des von u_{ZK+} und u_{ZK-} aufgespannten Bandes.

- ⊕ Im dritten Diagramm ist neben der aus den Leiter-Erdspannungen errechneten, verketteten Spannung u_{UV} auch die Zwischenkreisspannung U_{ZK} aufgetragen. Erwartungsgemäß ist die Welligkeit gegenüber dem Erdsystem verschwunden. Die einzelnen Spannungsböcke haben hier eine Amplitude von $U_{ZK} = 540 \text{ V}$.
- ⊕ Das vierte Diagramm zeigt die Verläufe der Common-Mode-Spannungen am Motor und am Umrichterausgang, berechnet mit $u_{CM} = (u_{UE} + u_{VE} + u_{WE})/3$. Da es sich bei der Gleichtaktspannung um eine Größe mit Erdbezug handelt, ist hier ebenso wie bei der Leiter-Erdspannung die Welligkeit mit dreifacher Netzfrequenz zu erkennen.

In den Detailbildern (a) – (f) von Bild 3.6 sind folgende Zusammenhänge erkennbar:

- ⊕ (a) und (b) zeigen den jeweiligen Wechsel der Leiter-Erdspannung der Phasen U und V zwischen u_{ZK+} und u_{ZK-} . Die blau gestrichelte Kurve ist der zeitliche Verlauf an den Motorklemmen. Hier ist deutlich die Überhöhung aufgrund der Spannungsreflexion¹⁵ zu erkennen [61]. In Bild (d) ist der Verlauf für die verkettete Spannung detaillierter dargestellt.
- ⊕ (c) zeigt die verkettete Spannung $u_{UV} = u_{UE} - u_{VE}$ mit $+U_{ZK}$ -Blöcken.
- ⊕ In (d) ist deutlich die Spannungsreflexion an den Motorklemmen aufgrund der langen Motorkabel erkennbar (siehe¹⁵). Die Zeitdifferenz zwischen dem Spannungssprung am Umrichter und dem an den Motorklemmen entspricht der einfachen Laufzeit der Wanderwelle auf dem Motorkabel. Der Reflexionsfaktor Γ^{16} liegt bei ca. 0,8 – einem Wert, der typischerweise an Motoren in diesem Leistungsbereich erreicht wird [15, 61].
- ⊕ (e) zeigt einen vergrößerten Ausschnitt der Common-Mode-Spannungsverläufe am Motor und am Umrichter, der Lagerspannung auf der Antriebsseite des Motors u_{AS} , sowie die Spannung der beiden Zwischenkreishälften gegen Erde u_{ZK+} und u_{ZK-} . Die Reflexionsüberhöhungen der Leiter-Erde- und der verketteten Spannung sind hier nicht erkennbar. Deutlich wird die Oberwelligkeit mit dreifacher Netzfrequenz (siehe Abschnitt 3.1.1.1). Der eingekreiste Bereich (f) zeigt einen Zusammenbruch der Lagerspannung aufgrund eines Lichtbogens (EDM-Strom, siehe Abschnitt 2.2.2).

Anhand Bild 3.6 sind einige der parasitären Effekte zu erkennen, die beim Betrieb von Spannungszwischenkreisumrichtern im Antriebssystem auftreten können. Neben der erhöhten Isolationsbeanspruchung aufgrund von Spannungsreflexionen an den Motorklemmen ist es vor allem die Ausprägung der Common-Mode-Spannung mit einer damit verbundenen Übertragung auf die Lagerstellen des Antriebssystems.

Um den Verlauf der Common-Mode-Spannung näher beschreiben zu können, muss vorher ein Blick auf das Prinzip der Spannungsbildung mittels einer dreiphasigen Brückenschaltung geworfen werden. Mit Hilfe eines Schaltermodells, wie es unter anderem in [60] und [62] dargestellt wird, sollen die grundsätzlichen Zusammenhänge hergeleitet werden. Bild 3.7 zeigt die in Bild 3.5 gezeigte Wechselrichtereinheit in vereinfachter Darstellung. Die sechs Halbleiterelemente werden hier durch je einen Umschalter pro Zweig ersetzt, der entweder das positive oder das negative Zwischenkreispotential auf die Motorklemmen schaltet. Des

¹⁵ Spannungsüberschwinger an den Motorklemmen aufgrund von reflektierten Wellen an der Schnittstelle zwischen Kabel und Motorklemmen, beschreibbar durch die Theorie der Wanderwellen auf Übertragungsleitungen [61].

¹⁶ Reflexionskoeffizient nach [15], der die Impedanzfehlpassung von Motorkabel und Motor (siehe¹⁵) berücksichtigt.

Weiteren wird ein fiktiver Zwischenkreismittelpunkt (0) als Bezugspunkt definiert. Die dreiphasige Last wird vereinfacht symmetrisch angenommen. Mit Hilfe der jeweiligen Schalterstellungen (+1 oder -1) der Zweig-Umschalter lassen sich nun die entsprechenden Ausgangsspannungen generieren. Nachfolgend sind die formelmäßigen Definitionen nach [60] für die Spannungen zum fiktiven Mittelpunkt (0), die Strang- und verketteten Spannungen sowie die der Sternpunktspannung zusammengefasst.

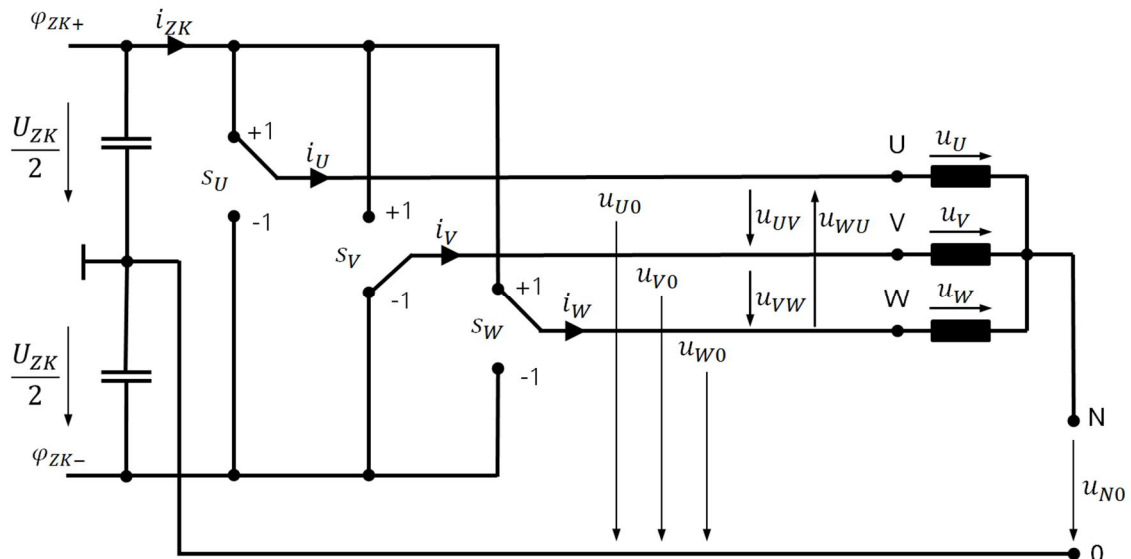


Bild 3.7 Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Brückenschaltung in Zweipunkt-Technik in vereinfachter Schalterdarstellung

⊕ Spannungen zum fiktiven Mittelpunkt

$$u_{U0} = s_U \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad u_{V0} = s_V \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad u_{W0} = s_W \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad \mathbf{3-1}$$

⊕ verkettete Spannungen

$$u_{UV} = (s_U - s_V) \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad u_{VW} = (s_V - s_W) \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad u_{WU} = (s_W - s_U) \cdot \frac{U_{ZK}}{2} \quad \mathbf{3-2}$$

⊕ Sternpunktspannung

$$u_{N0} = (s_U + s_V + s_W) \cdot \frac{U_{ZK}}{6} \quad \mathbf{3-3}$$

⊕ Strangspannungen

$$u_U = u_{U0} - u_{N0} = \left(s_U - \frac{s_V}{2} - \frac{s_W}{2}\right) \cdot \frac{U_{ZK}}{3}$$

$$u_V = u_{V0} - u_{N0} = \left(s_V - \frac{s_U}{2} - \frac{s_W}{2}\right) \cdot \frac{U_{ZK}}{3} \quad \mathbf{3-4}$$

$$u_W = u_{W0} - u_{N0} = \left(s_W - \frac{s_U}{2} - \frac{s_V}{2}\right) \cdot \frac{U_{ZK}}{3}$$

Die Anzahl der möglichen Schaltzustände Z ist durch die Kombination der Schalterstellungen s_U , s_V und s_W bestimmt und errechnet sich nach

$$Z = (\text{Schaltzustände je Strang})^{m_1} \quad \mathbf{3-5}$$

mit der Strangzahl m_1 . Im Fall des Zweipunkt-Wechselrichters ergeben sich $Z = 2^3 = 8$ Schaltzustände. In Tabelle A-1 sind die möglichen Kombinationen mit den dazugehörigen Spannungen zusammengefasst. Als Ergebnis dieser idealisierten Schalterbetrachtung ist zu erkennen, dass die Spannung zum fiktiven Mittelpunkt zwei Stufen ($\pm U_{ZK}/2$), die Strangspannungen fünf Stufen ($0, \pm U_{ZK}/3, \pm 2 \cdot U_{ZK}/3$), die verketteten Spannungen drei Stufen ($0, \pm U_{ZK}$) und die Sternpunktspannung vier Schaltniveaus ($\pm U_{ZK}/2, \pm U_{ZK}/6$) aufweisen.

Der fiktive Mittelpunkt ist bei einem realen Zweipunkt-Wechselrichter nicht vorhanden. Um die idealisierte Darstellung in eine wie in Bild 3.5 und Bild 3.6 gezeigte, real messbare Anordnung zu überführen, sind die Werte aus der Schalterbetrachtung mit der Spannung u_{E1} aus Bild 2.8 zu überlagern. Im Fall einer unregelmäßigen Einspeisung ist das der Spannungsanteil mit dreifacher Netzfrequenz. Die möglichen Common-Mode-Spannungsstufen eines Zweipunkt-Wechselrichters entsprechen denen der Sternpunktspannung aus der idealisierten Betrachtung, d. h. $\pm U_{ZK}/2$ und $\pm U_{ZK}/6$. Die realen Amplituden gegenüber dem Erdsystem ergeben sich wiederum aus der Überlagerung mit u_{E1} .

Die Nutzung der Schaltzustände u_1 bis u_6 (siehe Tabelle A-1) entspricht einer sogenannten Vollblockspeisung (Grundfrequenztaktung oder Grundfachtaktung). Jede der Stufen wird über den gleichen Zeitraum eingestellt. Die Frequenz der Ausgangsspannung wird über die Taktfrequenz der Schaltelemente eingestellt. Um aber neben einer variablen Frequenz auch eine Spannung mit veränderlicher Amplitude zu erzeugen, ist eine gesteuerte Umschaltung zwischen den Zuständen u_1 bis u_6 und die Anwendung der Nullzustände u_{0-1} und u_{0-2} notwendig. Mit Hilfe geeigneter Modulationsverfahren ist es möglich, dieses gezielt zur Amplituden- und Frequenzvariation einzusetzen. Detaillierte Betrachtungen mit einer dazugehörigen, zeitkontinuierlichen Beschreibung werden in Abschnitt 3.2 durchgeführt.

3.1.3.2 Wechselrichter in Dreipunkt-Technik

Mit einer Wechselrichtertopologie in Zweipunkt-Technik werden bezüglich Leistung und Verzerrungsgrad der Ausgangsgrößen ab einem gewissen Niveau physikalische Grenzen erreicht. Durch den Übergang auf eine dreistufige Ausführung des Wechselrichters sind diese Grenzen erweiterbar. Bei der dritten Stufe handelt es sich um das aktiv genutzte Mittelpunkt-Potential (0). Die Bereitstellung der dritten Stufe wird durch einen erhöhten Schaltungsaufwand und einer damit verbundenen Vergrößerung der Halbleiteranzahl erkauft. So benötigt ein Wechselrichter in Dreipunkt-Technik im Vergleich zu einer Zweipunkt-Ausführung die dreifache Anzahl an Dioden und die doppelte Anzahl an Schaltelementen mit den dazugehörigen Ansteuerungen und Beschaltungen. Den damit verbundenen höheren Kosten stehen aber, durch Einführung einer dritten Schaltstufe, teils deutliche technische Vorteile gegenüber. Neben der verbesserten Anpassung der Kurvenform an einen sinusförmigen Verlauf (geringere Verzerrung der Ausgangsgrößen) ist es vor allem die erzielbare Leistungserhöhung durch eine Vergrößerung der Bemessungsspannung. Letzteres resultiert daraus, dass jedes Schaltelement nur mit der halben Zwischenkreisspannung belastet wird. Dieser Umstand führt dazu, dass diese Ausführungsvariante hauptsächlich im Mittelspannungsbereich $>2,3$ kV ihre Anwendung findet. In diesem Spannungsbereich wäre der Einsatz von Zweipunkt-Technik – unter anderem auch wegen der zu hohen Spannungsstufen beim Schalten – nicht möglich. In Bild 3.8 ist eine mögliche schaltungstechnische Ausführung für einen Zweig einer dreiphasigen Brückenschaltung dargestellt. Zu erkennen sind die

Schaltelemente s_{U++}, s_{U--}, s_{U+} und s_{U-} sowie die zusätzlichen Mittelpunktdioden D_+ und D_- . Der dargestellte dreistufige Brückenweig bietet nur drei zugelassene Schaltzustände. Alle anderen, theoretisch möglichen Zustände würden nur zu einer erhöhten Spannungsbelastung der Halbleiter oder zu einem kurzgeschlossenen Zwischenkreis führen. Die erlaubten Schaltzustände, die daraus entstehenden Spannungsniveaus und die resultierende Schaltfunktion s_U sind in Tabelle 3-2 am Beispiel des Strangs U dargestellt.

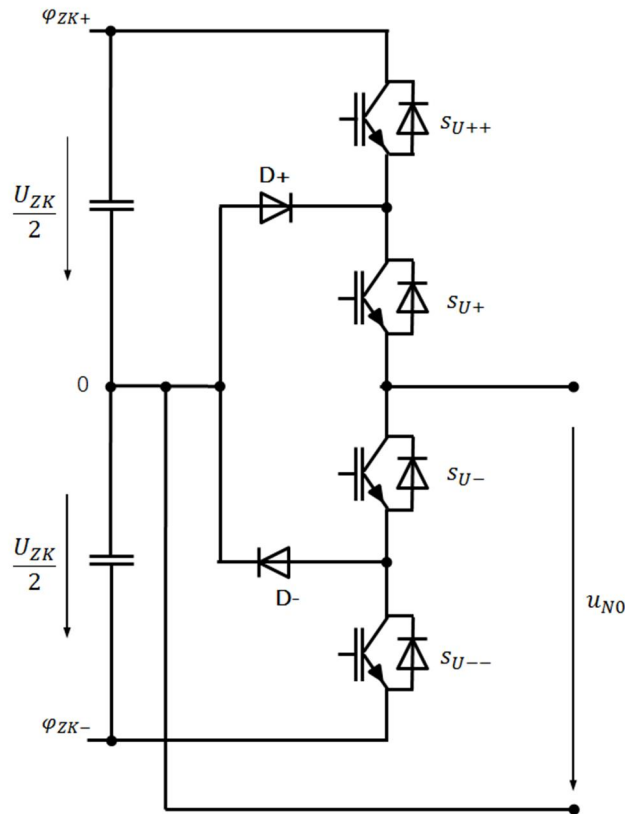


Bild 3.8 Ersatzschaltbild eines Brückenweigs in Dreipunkt-Technik

Tabelle 3-2 Verwendete Schaltfunktionen eines Dreipunkt-Brückenweiges am Beispiel des Strangs U

s_{U++}	s_{U+}	s_{U-}	s_{U--}	s_U	u_{U0}
1	1	0	0	1	$\frac{U_{ZK}}{2}$
0	1	1	0	0	0
0	0	1	1	-1	$-\frac{U_{ZK}}{2}$

Bild 3.9 zeigt das resultierende Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Brückenschaltung in Dreipunkt-Technik in vereinfachter Schalterdarstellung. Nach Gleichung 3-5 ergeben sich bei einem Wechselrichter in Dreipunkt-Ausführung $Z = 3^3 = 27$ mögliche Schaltkombinationen. Die Spannungsgleichungen für die dreistufige Ausführung sind identisch mit denen der zweistufigen Variante.

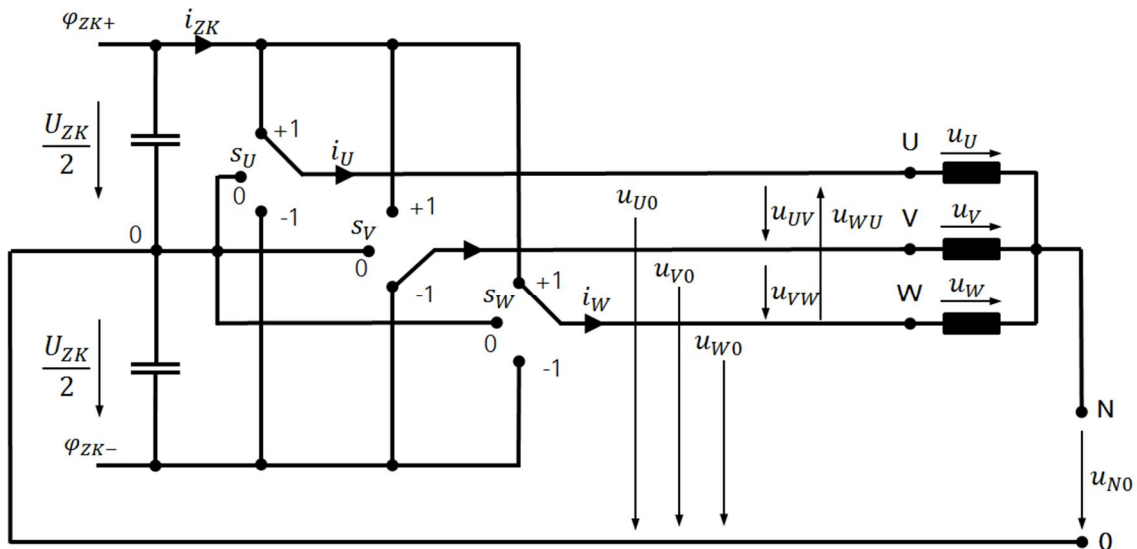


Bild 3.9 Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Brückenschaltung in Dreipunkt-Technik in vereinfachter Schalterdarstellung

In Tabelle A-1 und Tabelle A-2 sind die möglichen Schalterkombinationen mit den sich daraus ergebenden Spannungen für die dreistufige Variante zusammengefasst. Aufgrund der höheren Stufenzahl ergeben sich im Vergleich zur Zweipunkt-Ausführung zusätzliche Spannungsniveaus. In Tabelle 3-3 sind diese vergleichend dargestellt.

Tabelle 3-3 Vergleich der möglichen Stufenzahl N und der Spannungsniveaus am Ausgang eines Zweipunkt- und eines Dreipunkt-Wechselrichters

Spannung	Zweipunkt			Dreipunkt						
	N	Niveau		N	Niveau					
Mittelpunkt	2	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$		3	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$	0				
Verkettet	3	$\pm U_{ZK}$	0	5	$\pm U_{ZK}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$	0			
Strang	5	$\pm \frac{2U_{ZK}}{3}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{3}$	0	9	$\pm \frac{2U_{ZK}}{3}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{3}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	0
Sternpunkt	4	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	7	$(\pm \frac{U_{ZK}}{2})$	$\pm \frac{U_{ZK}}{3}$	$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	0		

In Bezug auf die für die Ausprägung von Lagerströmen wichtigen Common-Mode-Spannungen ergeben sich bei der Dreipunkt-Variante sieben mögliche Spannungsniveaus – gegenüber vier Niveaus bei der Zweipunkt-Variante, wobei die Schaltstufen $\pm U_{ZK}/2$ des Dreipunkt-Wechselrichters nur theoretisch möglich sind, praktisch aber nicht genutzt werden. In Abschnitt 3.3.2 wird der Einfluss der Spannungsstufung auf die Höhe der in das System eingebrachten Anregungen detaillierter analysiert. Ein Ansatz für eine zeitkontinuierliche Beschreibung der Spannungsbildung und die Reduktion auf die notwendigen Schalterkombinationen wird in Abschnitt 3.2 gegeben.

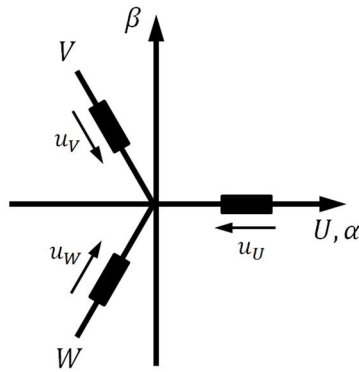
3.2 Verfahren der Raumzeigermodulation

In Abschnitt 3.1 wurden die für die Spannungsbildung relevanten Komponenten von U-Umrichtern beschrieben. Durch eine geeignete Auswahl von Schaltzuständen eines dreiphasigen Wechselrichters ist es möglich, wie in Tabelle A-1 und Tabelle A-2 dargestellt, am Umrichterausgang definierte Spannungsstufen zu erzeugen. Hierzu haben sich unterschiedliche Verfahren zur Modulation der Ausgangsspannungen etabliert. In den nachfolgenden Abschnitten werden die Grundsätze der Raumzeigermodulation beschrieben und die Entstehung der Common-Mode-Spannungen unter Berücksichtigung von Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichtern analysiert.

Die einfachste Art der Spannungsmodulation ist das gesteuerte Durchschalten der Schalterzustände nach Tabelle A-1 und Tabelle A-2. Beim Zweipunkt-Wechselrichter wären dies die Zustände \underline{u}_1 bis \underline{u}_6 (siehe Tabelle A-1), die der Reihe nach jeweils für die gleiche Zeit eingestellt werden. In diesem Fall wird von der sogenannten Grundfrequenztaktung gesprochen. Die entstehende Spannung weist allerdings keine kontinuierlichen Werte hinsichtlich Amplitude und Phasenlage auf. Es entsteht eine blockförmige Spannung, die in ihrer Amplitude nur über eine steuerbare Zwischenkreisspannung verstellt werden kann. Um weitestgehend kontinuierliche, in der Amplitude einstellbare Werte zu erhalten, wird das Verfahren der Pulsweitenmodulation eingesetzt. Hierzu haben sich neben trägerbasierten Methoden, wie z. B. der Sinus-Dreieck-Modulation alternative Rechenverfahren wie das der sogenannten Raumzeigermodulation (RZM) etabliert. Da bei diesen Methoden die Berechnung der Umschaltzeitpunkte fortlaufend erfolgt, werden diese als „online“-Verfahren bezeichnet. Im Gegensatz dazu gibt es das Verfahren der „Optimierten Pulsmuster“, bei dem die entsprechenden Umschaltzeitpunkte „offline“ vorausberechnet, in Tabellen gespeichert und im Betrieb ausgelesen werden. Beiden Methoden ist gemeinsam, dass, wie in Abschnitt 3.2.3 gezeigt wird, die Höhe der resultierenden Klemmenspannung über sogenannte Nullzeiger gesteuert wird, die mit Blick auf die Schaltperiode T_S zwar zu unterschiedlichen Zeitpunkten, aber zu gleichen Anteilen geschaltet werden und somit vergleichbare Auswirkungen im Sinne möglicher Lagerstrombelastungen zeigen. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit liegt daher der Fokus auf dem Verfahren der Raumzeigermodulation.

3.2.1 Grundlagen zur Raumzeigerdarstellung

Die Grundidee, die physikalischen Größen eines Dreiphasensystems als Zeiger in einer komplexen Ebene darzustellen, stammt aus den 1970er Jahren. Es existieren hierzu eine Vielzahl von Beschreibungen und Abhandlungen. Nachfolgend werden zur Übersicht die Grundzüge der Raumzeigerdarstellung nach [63] in Kurzform zusammengefasst. Unter der Annahme eines symmetrischen Drehstromsystems, in dem die Summe der Strangströme gleich Null ist, lassen sich die drei Stränge durch zwei Größen vollkommen beschreiben. In Bild 3.10 und Bild 3.11 sind die grundlegenden Beschreibungen nach [63] für die Transformation eines dreiphasigen in ein zweiphasiges System dargestellt. Ausgehend von den räumlich feststehenden und um 120° am Umfang versetzten Strängen einer symmetrischen Dreiphasenwicklung (Bild 3.10) lassen sich die Augenblickswerte der drei feststehenden Spannungszeiger entsprechend den Gleichungen 3-6 beschreiben.


Bild 3.10 Zur Transformation eines dreiphasigen in ein zweiphasiges System [63]

$$u_U = \hat{U} \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1})$$

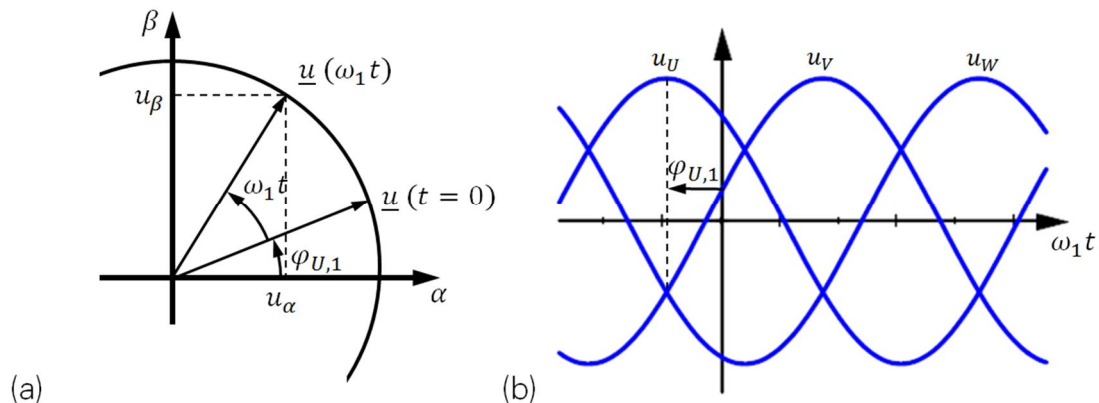
$$u_V = \hat{U} \cdot \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{u,1}\right) \quad \mathbf{3-6}$$

$$u_W = \hat{U} \cdot \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_{u,1}\right)$$

Das Drehfeld entsteht durch die räumliche Überlagerung der drei Spannungen entsprechend

$$\underline{u}(\omega_1 t) = \frac{2}{3} \cdot (u_U(\omega_1 t) + \underline{a} \cdot u_V(\omega_1 t) + \underline{a}^2 \cdot u_W(\omega_1 t)) \quad \mathbf{3-7}$$

mit $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ und $\underline{a}^2 = e^{j4\pi/3}$. Der entstehende Raumzeiger $\underline{u}(\omega_1 t)$ rotiert mit der Kreisfrequenz ω_1 in der $\alpha\beta$ -Ebene (Bild 3.11 (a)). Teilbild (b) zeigt den Verlauf der Strangspannungen als Verlauf über $\omega_1 t$.


Bild 3.11 Raumzeiger und Stranggrößen in der $\alpha\beta$ -Ebene [63]

Die Länge des Zeigers ist im stationären Fall konstant; der Faktor $2/3$ berücksichtigt die Umrechnung der Bezugsgrößen von einem dreiphasigen in ein zweiphasiges System. Damit entspricht die Länge des Raumzeigers dem Scheitelwert der Einzelspannungen $|\underline{u}| = \hat{U}$.

Mit $\underline{u} = u_\alpha + ju_\beta$ folgen mittels *Clarke*-Transformation die Gleichungen in Matrixschreibweise

$$\underline{u} = \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{pmatrix}. \quad 3-8$$

Der in Bild 3.11 beschriebene Zusammenhang zwischen dem Raumzeiger und den $\alpha\beta$ -Komponenten ist gegeben durch

$$\begin{aligned} u_\alpha &= |\underline{u}| \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \\ u_\beta &= |\underline{u}| \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \end{aligned} \quad 3-9$$

mit

$$\begin{aligned} |\underline{u}| &= \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \\ (\omega_1 t + \varphi_{u,1}) &= \arctan(u_\beta / u_\alpha). \end{aligned} \quad 3-10$$

Die Länge des Raumzeigers bezogen auf die Zwischenkreisspannung U_{ZK} errechnet sich nach Gleichung 3-8 und 3-10 durch die Berücksichtigung der auftretenden Strangspannung während eines beliebigen aktiven Schaltzustands. Am Beispiel von \underline{u}_1 ergibt sich nach

$$\begin{aligned} \underline{u} = \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} +\frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} \end{pmatrix} \cdot U_{ZK} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{ZK} \\ |\underline{u}| &= \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} = \frac{2}{3} \cdot U_{ZK} \end{aligned} \quad 3-11$$

die Zeigerlänge $|\underline{u}|$ zu genau zwei Drittel der Zwischenkreisspannung.

Die Projektion des Raumzeigers auf die um 120° elektrisch versetzten U-, V-, W-Achsen führt zur Rückrechnung auf die Stranggrößen mittels

$$\begin{pmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{pmatrix} = |\underline{u}| \cdot \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{u,1}) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_{u,1}) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix}. \quad 3-12$$

3.2.2 Schaltkombinationen in Raumzeigerdarstellung

Die Übertragung des Raumzeigeransatzes auf die in Abschnitt 3.1.3 gezeigte Schalterdarstellung mit den möglichen Kombinationen und Spannungsstufen nach Tabelle A-1 und Tabelle A-2 führt im Fall eines Zweipunkt-Wechselrichters nach [63] auf die in Bild 3.12 gezeigte Zuordnung der Raumzeiger zu den acht möglichen Schalterkombinationen. Die mit den römischen Ziffern (I – VI) gekennzeichneten Dreiecksbereiche werden als Sektoren bezeichnet. Sie werden von den aktiven Zeigern des jeweiligen Sektorbereichs eingefasst. In der Mitte befinden sich die Nullzustände¹⁷ \underline{u}_{0-1} (-|-) und \underline{u}_{0-2} (+|+).

¹⁷ Im weiteren Verlauf werden \underline{u}_{0-1} und \underline{u}_{0-2} zusammenfassend mit \underline{u}_0 bezeichnet

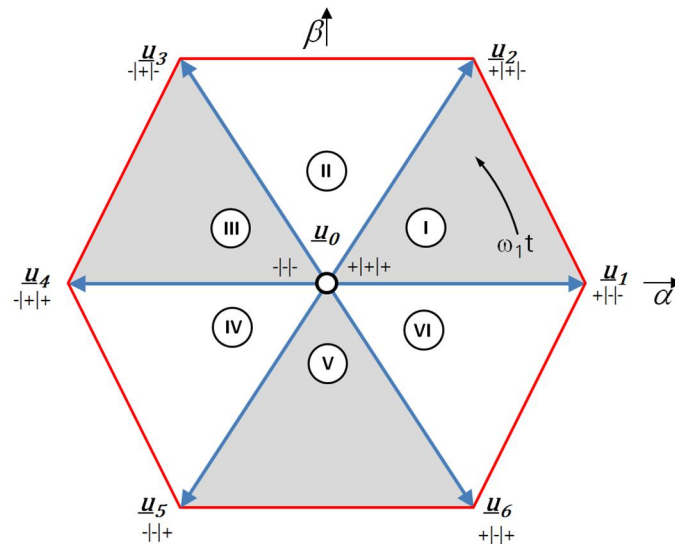


Bild 3.12 Die acht möglichen Schalterkombinationen eines Zweipunkt-Wechselrichters mit den dazugehörigen Raumzeigern

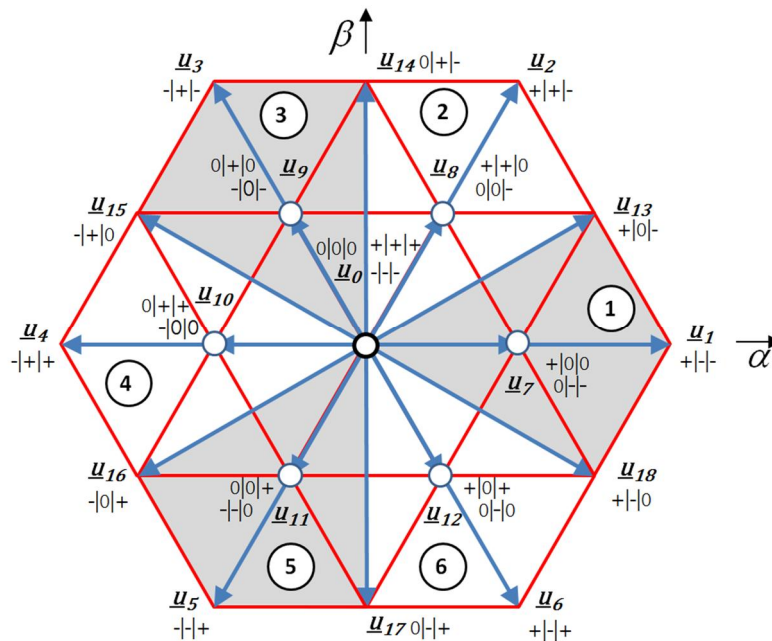


Bild 3.13 Die 27 möglichen Schalterkombinationen eines Dreipunkt-Wechselrichters mit den dazugehörigen Raumzeigern

In Bild 3.13 ist die Zuordnung der Raumzeiger für die 27 möglichen Schalterkombinationen eines Dreipunkt-Wechselrichters dargestellt. Der Raumzeiger kann sich hier im Bereich des äußeren Sechsecks, beschrieben durch die Zustände \underline{u}_1 bis \underline{u}_6 und \underline{u}_{13} bis \underline{u}_{18} , oder im Bereich des inneren Sechsecks, beschrieben durch die Zustände \underline{u}_7 bis \underline{u}_{12} , bewegen. Die inneren Zustände sind mit Blick auf die entstehende Ausgangsspannung doppelt vorhanden. Im Sinn einer gleichmäßigen Belastung der Zwischenkreiskondensatoren werden diese Zustände entsprechend gleich verteilt genutzt. Des Weiteren ist es möglich, einen zusätzlichen Nullzustand durch die zeitgleiche Nutzung des Mittelpunktspotentials für alle drei Phasen zu

erzeugen. Bezogen auf die Zwischenkreisspannung betragen die Zeigerlängen für die $\alpha\beta$ -Darstellung $2/3$, $\sqrt{3}/3$ und $1/3$. In Tabelle 3-4 sind die auf die Zwischenkreisspannung U_{ZK} bezogenen Amplituden und Winkel (Darstellung im Winkelmaß) der Raumzeigergrößen für die verschiedenen Schaltzustände aufgelistet.

Tabelle 3-4 Zuordnung von aktiven Schaltzuständen und Raumzeigergrößen von Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichtern

\underline{u}_Z	$\frac{ \underline{u} }{U_{ZK}}$	φ_Z	\underline{u}_Z	$\frac{ \underline{u} }{U_{ZK}}$	φ_Z	\underline{u}_Z	\underline{u}_Z	$\frac{ \underline{u} }{U_{ZK}}$	φ_Z
\underline{u}_1	$\frac{2}{3}$	0°	\underline{u}_{13}	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	30°	\underline{u}_{7-1}	\underline{u}_{7-2}	$\frac{1}{3}$	0°
\underline{u}_2	$\frac{2}{3}$	60°	\underline{u}_{14}	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	90°	\underline{u}_{8-1}	\underline{u}_{8-2}	$\frac{1}{3}$	60°
\underline{u}_3	$\frac{2}{3}$	120°	\underline{u}_{15}	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	150°	\underline{u}_{9-1}	\underline{u}_{9-2}	$\frac{1}{3}$	120°
\underline{u}_4	$\frac{2}{3}$	180°	\underline{u}_{16}	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	-150°	\underline{u}_{10-1}	\underline{u}_{10-2}	$\frac{1}{3}$	180°
\underline{u}_5	$\frac{2}{3}$	-120°	\underline{u}_{17}	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	-90°	\underline{u}_{11-1}	\underline{u}_{11-2}	$\frac{1}{3}$	-120°
\underline{u}_6	$\frac{2}{3}$	-60°	\underline{u}_{18}	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	-30°	\underline{u}_{12-1}	\underline{u}_{12-2}	$\frac{1}{3}$	-60°

3.2.3 Pulsweitenmodulation mittels Raumzeiger

Wie schon im vorhergehenden Abschnitt dargestellt, ist ein kontinuierlich umlaufender Raumzeiger nur durch die hochfrequente Abfolge der verfügbaren diskreten Schaltzustände möglich. Dabei wird gedanklich durch die geometrische Addition¹⁸ der gegebenen Raumzeiger jeder beliebige Zeiger gebildet. Das Ziel ist es, einen Drehzeiger zu erzeugen, der weitestgehend einem vorgegebenen Sollwert \underline{u}_{Soll} entspricht. Dazu wird \underline{u}_{Soll} mit einer festen Abtastfrequenz $f_S = 1/T_S$ berechnet, um anschließend den Sektor zu identifizieren, in dem sich der Sollwert-Raumzeiger befindet. Letzteres ist wichtig, da hiemit die Auswahl der nächstliegenden diskreten Raumzeiger stattfindet. Über die Variation der Einschalt Dauern dieser diskreten spannungsbildenden Zeiger wird die Winkelposition und über die Variation der geschalteten Nullzeiger der Betrag des Drehzeigers eingestellt.

3.2.3.1 Zweipunkt-Wechselrichter

In Bild 3.14 (a) ist die verallgemeinerte Darstellung eines Sektors aus dem $\alpha\beta$ -Diagramm gezeigt. Der Sollwert-Raumzeiger \underline{u}_{Soll} hat innerhalb des Sektors den Winkel $\varphi_{Soll,Sektor}$. Die diskreten Raumzeiger sind durch \underline{u}_j und \underline{u}_k gekennzeichnet. \underline{u}_{Soll} berechnet sich aus der geometrischen Vektoraddition mit $\underline{u}_{Soll} = \Delta_j \cdot \underline{u}_j + \Delta_k \cdot \underline{u}_k$. Da es sich, wie schon erwähnt, bei dieser Addition um eine zeitliche Mittelung handelt, stellen Δ_j und Δ_k die auf halbe Abtastperiode $T_S = 1/f_S$ bezogenen Einschaltzeiten t_j und t_k dar.

¹⁸ Da zwei Zustände nicht gleichzeitig aktiv sein können, handelt es sich strenggenommen nicht um eine geometrische Addition, sondern um eine zeitliche Mittelung innerhalb einer Abtastperiode T_S .

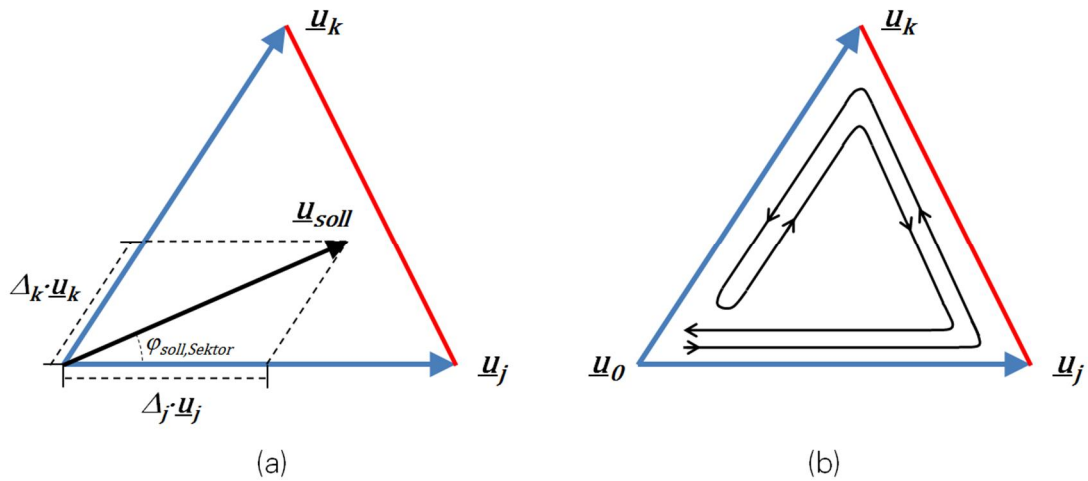


Bild 3.14 Sektordarstellung zur Zusammensetzung des resultierenden Raumzeigers und zur Synthese der Schaltreihenfolge; (a) Sektor mit umschließenden Spannungszeigern, (b) Schaltreihenfolge innerhalb eines Sektors

Um den Betrag des zu bildenden Raumzeigers zu skalieren, sind neben den aktiven Vektoren ebenso die Nullzustände zu berücksichtigen. Die halbe Abtastperiode $T_S/2$ ist dann die Summe der Zeiten für die aktiven Zustände und die der Nullvektoren

$$\frac{T_S}{2} = t_j + t_k + 2 \cdot t_0. \quad \mathbf{3-13}$$

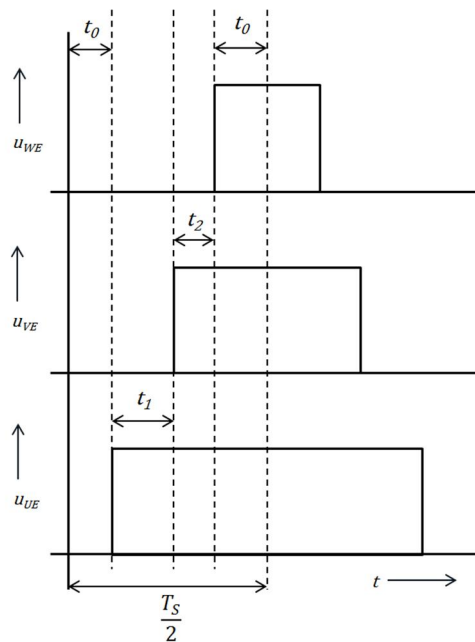


Bild 3.15 Darstellung der Einschaltzeiten in einem exemplarischen Zeitverlauf für einen fiktiven Sollwertzeiger in Sektor I

In Bild 3.15 ist die Summation der Einschaltzeiten in einem exemplarischen Zeitverlauf für einen fiktiven Sollwertzeiger in Sektor I dargestellt. Zu erkennen sind die jeweiligen Spannungsblöcke mit halber Zwischenkreisspannung für die drei Phasen U, V, W, die, ausge-

hend vom Nullzustand \underline{u}_0 $(-1,-1,-1)$ über \underline{u}_1 $(+1,-1,-1)$ und \underline{u}_2 $(+1,+1,-1)$ in den Nullzustand \underline{u}_0 $(+1,+1,+1)$ überführt werden. Um die gesamte Abtastperiode zu füllen, wird diese Sequenz $(0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 0)$ im Anschluss wieder rückwärts durchlaufen $(0 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \rightarrow 0)$. Der Vorteil bei dieser Art des sequentiellen Durchlaufs ist, dass bei jedem Zustandswechsel immer nur ein Halbleiterzweig geschaltet wird und so die Schaltverluste und die Belastungen für das angeschlossene Antriebssystem minimiert werden. In Bild 3.14 (b) ist der sequentielle Durchlauf schematisch dargestellt.

Mit der Kenntnis, in welchem Sektor sich der Sollwertzeiger befindet, kann nach [62] und [64] über die Umrechnung auf den relativen Winkel $\varphi_{Soll,Sektor}$ eine allgemeine Formel zur Berechnung der Schaltzeiten der aktiven Vektoren mit

$$t_j = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{Soll,Sektor}\right) \cdot \frac{T_S}{2} \quad \mathbf{3-14}$$

$$t_k = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \sin(\varphi_{Soll,Sektor}) \cdot \frac{T_S}{2} \quad \mathbf{3-15}$$

angegeben werden. Darin ist

$$m = \frac{|U_{Soll}|}{\frac{U_{ZK}}{2}} \quad \mathbf{3-16}$$

der Aussteuergrad, der das Verhältnis der Zeigerlänge des Sollzeigers zur halben Zwischenkreisspannung angibt. In Bild 3.16 sind die geometrischen Verhältnisse und die maximalen Zeigerlängen innerhalb eines Sektors dargestellt. Mit Gleichung 3-16 folgt nach [63] der maximale Modulationsgrad im linearen Bereich mit einer Zeigerlänge von $1/\sqrt{3}$ zu $m_{lin,max} = 2/\sqrt{3} = 1,155$. Eine Zeigerlänge von $2/3$ über den gesamten Sektor entspricht einer Übermodulation. In diesem Fall ergibt sich der maximal mögliche Aussteuergrad zu $m_{üb,max} = 4/3 = 1,33$.

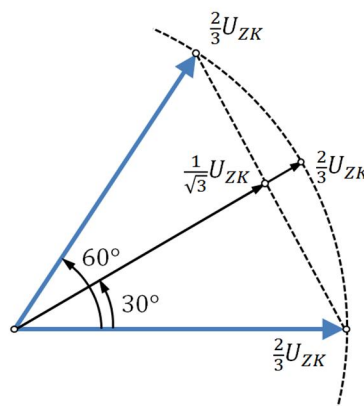


Bild 3.16 Darstellung der geometrischen Verhältnisse und der maximalen Zeigerlängen innerhalb eines Sektors

Mit Gleichung 3-13 folgt für die Dauer der Nullzeit t_0 der Zusammenhang

$$t_0 = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot \left(\sin(\varphi_{Soll,Sektor}) + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{Soll,Sektor}\right)\right)\right) \cdot T_S. \quad \mathbf{3-17}$$

Bezogen auf die gesamte Abtastperiode T_s ist die Zeit t_0 zu verdoppeln. Während dieser Zeit wird kein aktiver Spannungszeiger geschaltet. Sämtliche Stränge sind mit dem positiven bzw. negativen Zweig des Zwischenkreises verbunden. Nach Tabelle A-1 nimmt die Common-Mode-Spannung damit den Maximalwert $\pm U_{ZK}/2$ an. Dieser Zusammenhang und die daraus resultierende Auswirkung werden in den nachfolgenden Abschnitten aufgegriffen und weiter vertieft.

Anhand der in Bild 3.6 dargestellten Zeitverläufe soll das Prinzip der Schaltzustände und Sektoren im Rahmen einer exemplarischen Messung verdeutlicht werden. In Bild 3.17 (a) ist der Ausschnitt der gemessenen Zeitverläufe der Leiter-Erdspannungen am Umrichter-Ausgang für die Stränge U, V, W dargestellt. Die daraus berechneten Zeitverläufe der verketteten Spannungen sowie die Common-Mode-Spannung sind in der Grafik im unteren Bereich visualisiert. Der rechte Teil von Bild 3.17 zeigt die möglichen Schaltkombinationen und die dazugehörigen Raumzeiger in den Sektoren nach Bild 3.12. Die Abfolge der Sektoren innerhalb einer Periode ist mit entsprechenden Rechtecken und römischen Ziffern gekennzeichnet. Beim dargestellten Beispiel beträgt die Ausgangsfrequenz – anders als in Bild 3.6 – $f_1 = 50 \text{ Hz}$ und der Aussteuergrad $m = 0,5$.

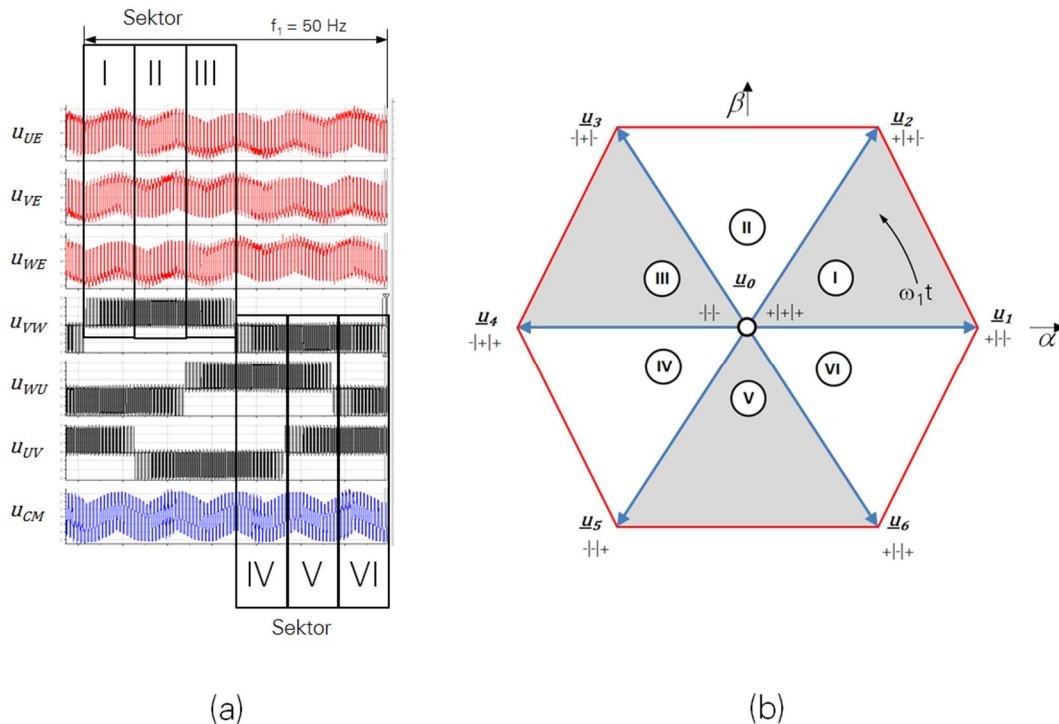


Bild 3.17 Exemplarischer Ausschnitt gemessener Umrichter-Ausgangsspannungen (a) mit dazugehöriger Sektoraufteilung (b)

In Bild 3.18 sind die Detailausschnitte der Spannungsverläufe für die jeweiligen Sektoren dargestellt. Die Momentaufnahmen liegen ungefähr in den einzelnen Sektormitten, bei einem Winkel von $\varphi_{Soll,Sektor}$ von ca. 30° . Die Abtastperiode T_s beträgt $400 \mu\text{s}$, d. h. der Umrichter wurde mit einer Schaltfrequenz f_s von $2,5 \text{ kHz}$ getaktet. Zu erkennen sind die nach Bild 3.14 definierten Schaltreihenfolgen innerhalb eines Sektors (z. B.: $0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 0 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \rightarrow 0$ für Sektor I).

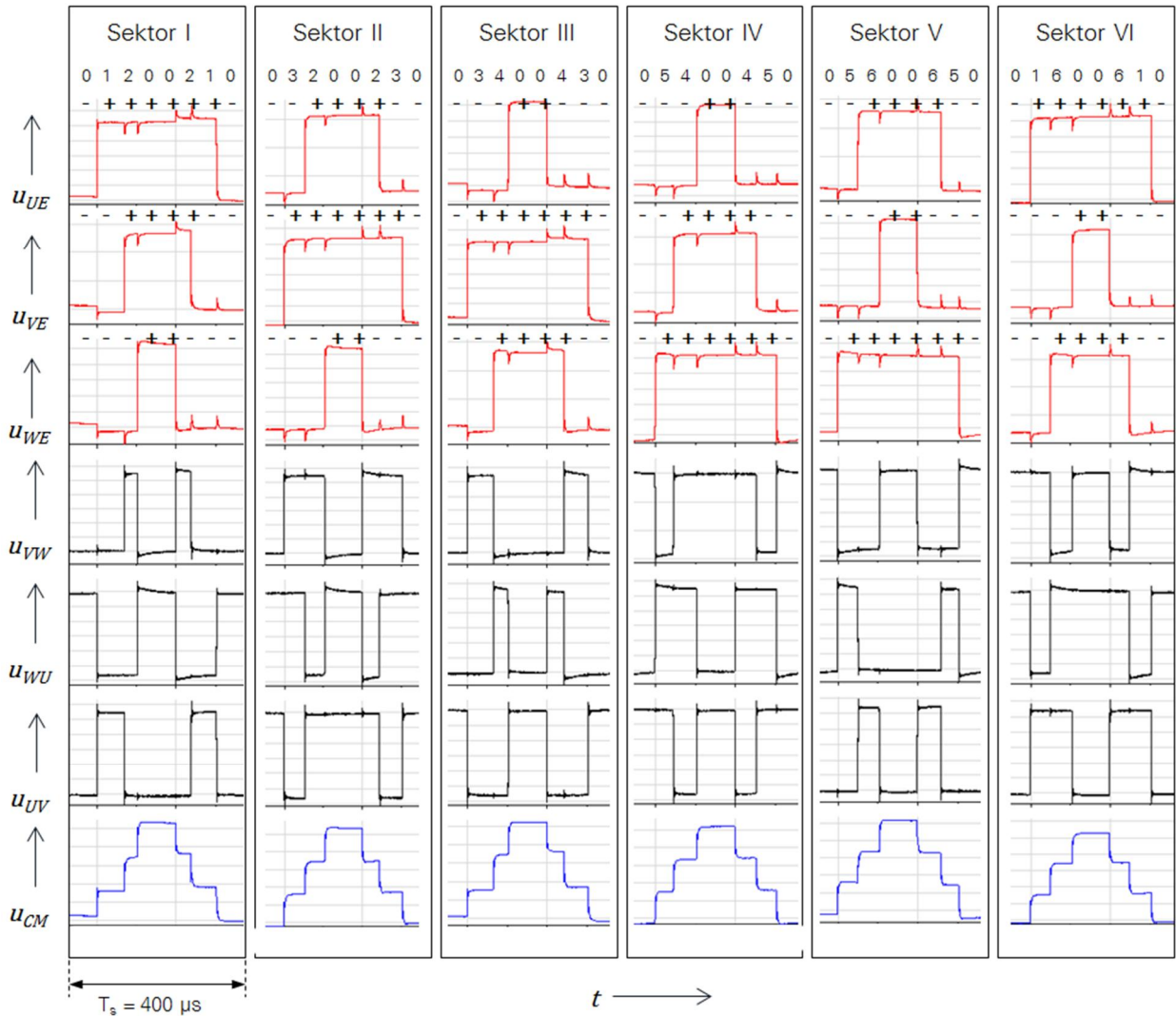


Bild 3.18 Detaillanschnitte der Sektorbereiche nach Bild 3.17 für einen Winkel $\varphi_{\text{Soll,Sektor}}$ von ca. 30° mit den dazugehörigen Schaltzuständen

3.2.3.2 Dreipunkt-Wechselrichter

In Bild 3.13 sind die 27 möglichen Schaltzustände eines Dreipunkt-Wechselrichters als Vektoren in der $\alpha\beta$ -Ebene dargestellt. Zusätzlich zu den sechs aktiven Zuständen der Zweipunkt-Ausführung gibt es, aufgrund des zusätzlichen Mittelpunktpotentials, 18 weitere aktive Zeiger und einen zusätzlichen Nullzeiger, die zur Spannungsbildung genutzt werden können. Analog zu den Betrachtungen der Schaltfolgen und -zeiten für den Zweipunkt-Wechselrichter in klassischer Raumzeigermodulation wird nachfolgend eine Methodik dargestellt, die es ermöglicht, die Modulationsverfahren beider Wechselrichterausführungen direkt miteinander zu vergleichen. Grundlage hierfür sind die Arbeiten [65 bis 67], in denen durch die Aufteilung des Raumzeigerdiagramms eines Dreipunkt-Wechselrichters in sechs unterschiedliche Hexagone eine Vereinfachung eingeführt wurde, die es ermöglicht, sämtliche Verfahren der Zweipunkt-Technik anzuwenden. Bild 3.19 zeigt im linken Teilbild (a) schematisch die resultierende Hexagonstruktur sowie einen vergrößerten Ausschnitt im rechten Teilbild (b).

Zu erkennen sind folgende Details:

- ⊕ Die Mittelpunkte der sechs Hexagone sind um jeweils 60° versetzt.
- ⊕ Jedes Hexagon lässt sich wiederum in sechs Sektoren (I – VI) aufteilen.
- ⊕ Zwei aneinander angrenzende Sechsecke haben Überlappungsbereiche. Der in Teilbild (b) grau markierte Bereich ist die Fläche, die einem Hexagon zugeordnet wird. Die als „Segment“ bezeichneten Bereiche sind mit ① – ⑥ gekennzeichnet (siehe auch Bild 3.13).

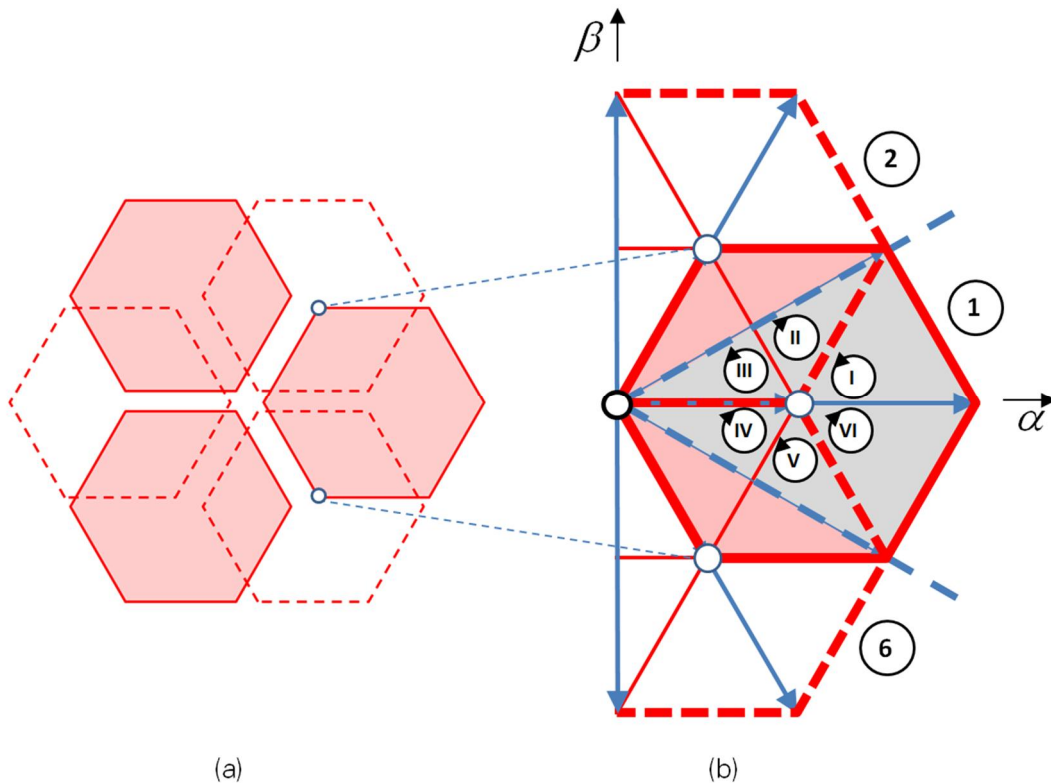


Bild 3.19 (a) Unterteilung des Dreipunkt-Raumzeigerdiagramms in sechs unabhängige Hexagone nach [65–67]; (b) Darstellung von sechs Teilspektoren innerhalb eines Hexagons

Analog zum Vorgehen der Raumzeigerbildung bei einem Zweipunkt-Wechselrichter (Bild 3.14) kann dieses Verfahren mit Hilfe einer Umrechnung des Sollwert-Raumzeigers auch für die Dreipunktvariante angewendet werden. Anhand von Bild 3.20 lässt sich der Ablauf folgendermaßen beschreiben:

- ⊕ Die Mittelpunkte der sechs Hexagone werden durch die Raumzeiger \underline{u}_7 bis \underline{u}_{12} markiert. Diese befinden sich im Zentrum der jeweiligen Segmente ① – ⑥ und stellen für das weitere Vorgehen Ausgangszustände für den Ablauf der Schaltfolge dar (Basisvektoren).
- ⊕ Bei einem gegebenen Sollwert-Raumzeiger \underline{u}_{soll} mit dem Winkel φ_{soll} wird dasjenige Segment bestimmt, in dem sich \underline{u}_{soll} befindet. Ausgehend von dem Segment, das zum Basisvektor gehört, wird der Sollwert-Vektor auf den Mittelpunkt des aktiven Hexagons umgerechnet. Es entstehen die Größen \underline{u}'_{soll} und φ'_{soll} .
- ⊕ Abhängig davon, in welchem Sektor des Hexagons sich der umgerechnete Sollwert-Vektor befindet, wird der Istwert über die zeitliche Mittelung der diesen Sektor um-

schließenden aktiven Schaltzustände errechnet. Dabei werden je nach Sektor unterschiedliche Drehrichtungen innerhalb der Schaltfolgen verwendet: In den ungeraden Sektoren I, III und V werden die aktiven Vektoren – ausgehend vom Basisvektor – gegen, und in den geraden Sektoren II, IV und VI mit dem Uhrzeigersinn gestartet (siehe auch Bild 3.19). Der Rücklauf ist invers.

- ⊕ Durch den Ablauf ist gewährleistet, dass eine minimale Anzahl von Schaltvorgängen stattfindet und ein direktes Durchschalten vom oberen zum unteren Wechselrichterzweig verhindert wird.

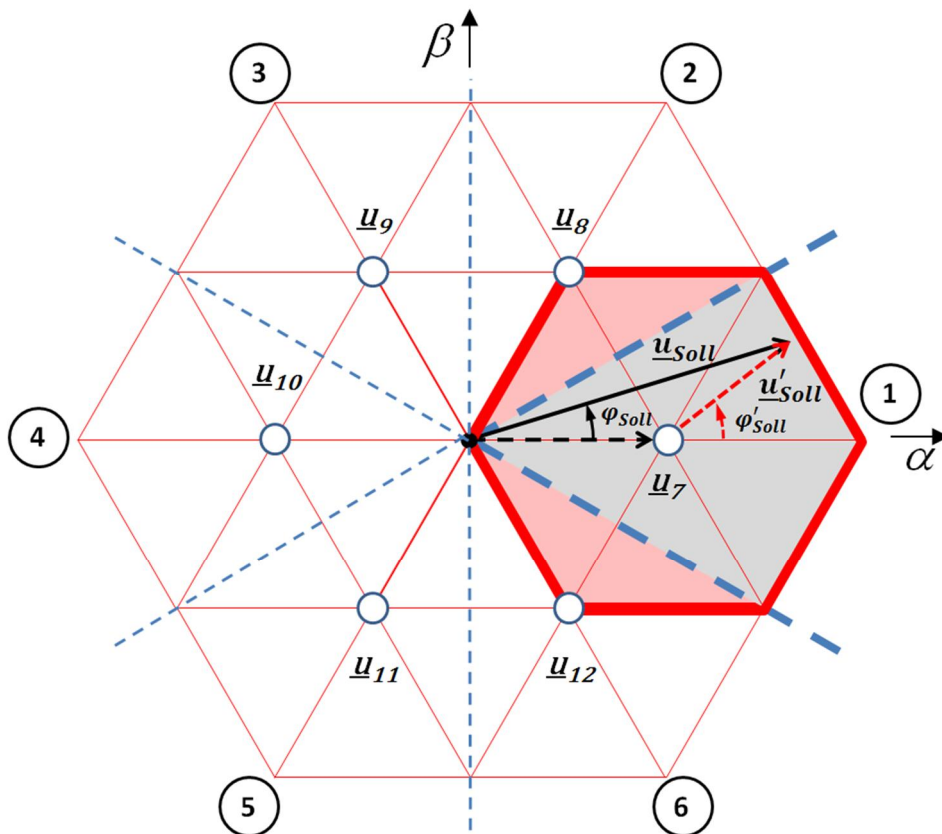


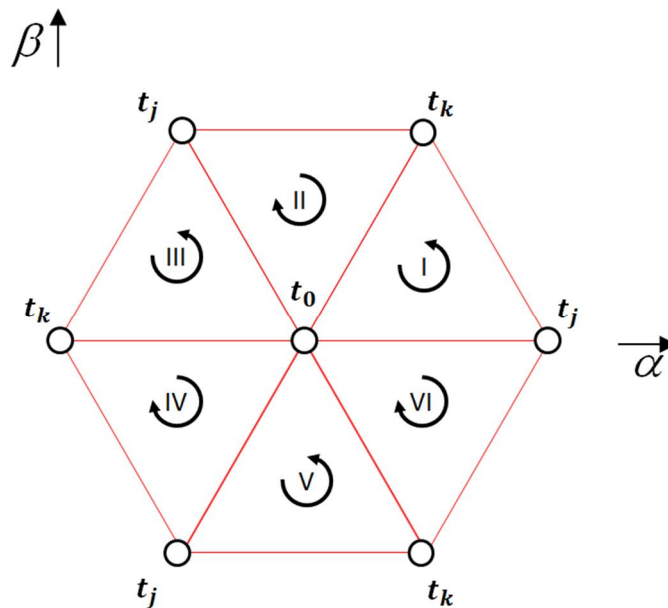
Bild 3.20 Zur Definition des resultierenden Spannungszeigers \underline{u}'_{Soll} innerhalb eines aktiven Hexagons

In Tabelle 3-5 sind die Schaltfolgen und -zustände für das Segment ① für die Sektoren I – VI gezeigt. Die Aufstellung über sämtliche Segmente befindet sich in Tabelle A-3. Die durch die Basisvektoren \underline{u}_7 bis \underline{u}_{12} gebildeten Schaltzustände lassen sich durch zwei unterschiedliche Schaltkombinationen einstellen, die in Abhängigkeit vom, in einer Schaltfolge benötigten Vektor genutzt werden. Zur Unterscheidung der zwei Möglichkeiten wird dem Hauptindex 7 bis 12 jeweils noch eine „1“ oder eine „2“ hinzugefügt. Die Schaltfolge ist inversiv, d. h. nach $Z^0 \rightarrow Z^1 \rightarrow Z^2 \rightarrow Z^0$ folgt wieder $Z^0 \rightarrow Z^2 \rightarrow Z^1 \rightarrow Z^0$, wobei der Zustand Z^0 in die zwei oben genannten Möglichkeiten der Schaltkombinationen aufgeteilt wird.

Tabelle 3-5 Schaltfolgen und -zustände des Basisvektors \underline{u}_7 , Segment ①, in Abhängigkeit vom Sektor I – VI

Basisvektor	Sektor		Z^0	Z^1	Z^2	Z^0
Segment						
\underline{u}_7 $330^\circ < \varphi_{Soll} \leq 30^\circ$	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	0 - 7-1	+ - - 1	+ 0 - 13	+ 0 0 7-2
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		0 0 - 8-2	+ 0 - 13	
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		0 0 - 8-2	0 0 0 0-3	
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		0 - 0 12-2	0 0 0 0-3	
①	V	$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$		0 - 0 12-2	+ - 0 18	
	VI	$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$		+ - - 1	+ - 0 18	

Durch die Übertragung der Dreipunkt-Raumzeiger in die Systematik eines Zweipunkt-Wechselrichters ist es nun möglich, die Schaltzeiten der aktiven Vektoren t_j und t_k mit den Gleichungen 3-14 und 3-15 sowie die der Nullzeit t_0 mit Gleichung 3-17 zu berechnen. Dabei ist die in Bild 3.21 angegebene Zuordnung der Schaltreihenfolgen zu beachten.


Bild 3.21 Zuordnung von Schaltzeiten und -reihenfolgen innerhalb eines Hexagons

In Abschnitt 3.3.1 werden die Common-Mode-Spannungen eines Zweipunkt- und eines Dreipunkt-Wechselrichters, betrieben in klassischer Raumzeigermodulation in Bezug auf die Höhe der Spannung und die dazugehörige Einschaltdauer analysiert. Eine nachfolgende Verdichtung der Werte und der dazugehörigen zeitlichen Abhängigkeiten in einfache analytische Gleichungen dient als Basis für die weiteren Analysen zur elektrischen Belastung von Wälzlager bei umrichter gespeisten Elektromotoren innerhalb dieser Dissertation.

3.3 Common-Mode-Spannungen

3.3.1 Spannungsstufen in Abhängigkeit von der Umrichtertopologie

Wie in Abschnitt 3.2.2 erläutert und in Tabelle A-1 und Tabelle A-2 dargestellt, sind jedem Schaltzustand in der $\alpha\beta$ -Ebene definierte Spannungsstufen zugeordnet. Die Stufen der Common-Mode-Spannung entsprechen dabei u_{N0} und lassen sich, wie in Bild 3.22 dargestellt, in das $\alpha\beta$ -Diagramm einzeichnen. In Teilbild (a) sind die Stufen eines Zweipunkt-Wechselrichters mit $\otimes \rightarrow \pm U_{ZK}/2$ und $\Delta \rightarrow \pm U_{ZK}/6$ gekennzeichnet. Teilbild (b) zeigt die Verhältnisse eines Dreipunkt-Wechselrichters, wo die zusätzlichen Stufen $\circ \rightarrow 0 \cdot U_{ZK}$ und $\square \rightarrow \pm U_{ZK}/3$ eingefügt sind.

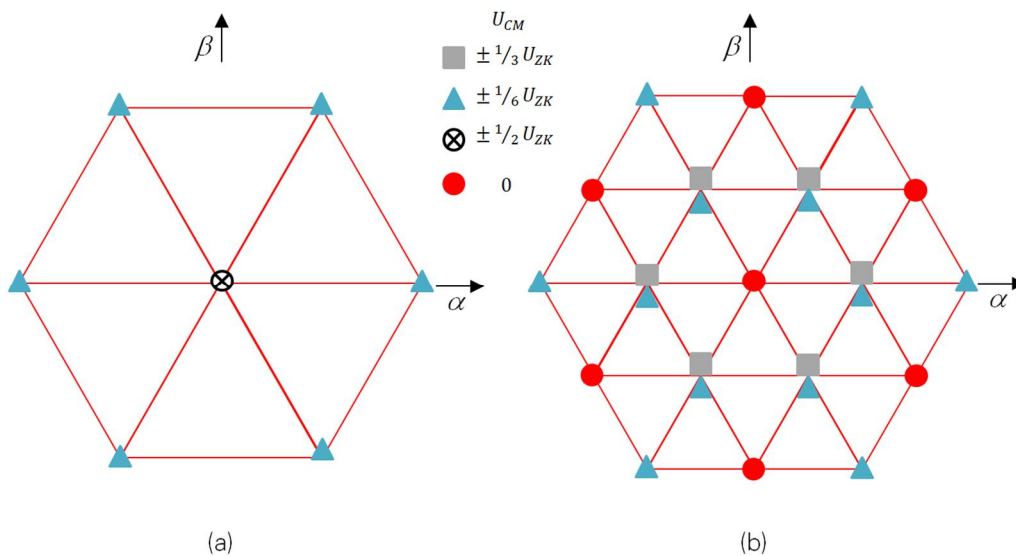


Bild 3.22 Darstellung der Common-Mode-Spannungsstufen in der $\alpha\beta$ -Ebene
(a) Zweipunkt-Wechselrichter; (b) Dreipunkt-Wechselrichter

Der Sollwertzeiger \underline{u}_{soll} rotiert mit der Kreisfrequenz $\omega_1 t$ in der $\alpha\beta$ -Ebene. Die Länge des Zeigers kann über den Bezug zur halben Zwischenkreisspannung mittels Gleichung 3-16 als Aussteuergrad m ausgedrückt werden. Die notwendigen Schaltzustände mit den dazugehörigen Schaltzeiten sind im Abschnitt 3.2.3 und den Gleichungen 3-13 bis 3-17 beschrieben. Um die Auswirkungen auf das nachfolgende Antriebssystem genauer beschreiben zu können, ist neben der Höhe der Common-Mode-Spannung auch die Dauer, für die die jeweilige Spannungsstufe wirksam ist, ein wichtiges Maß. Wie bereits in Abschnitt 2.2.2 dargestellt, hängt die Höhe der Lagerspannung am Wälzlager des Elektromotors über das Teilverhältnis der parasitären Motorkapazitäten (BVR) direkt von der Amplitude der Common-Mode-Spannung ab. Ein hoher Anteil an Nullvektoren bedeutet, dass über einen ebenso hohen Zeitanteil die maximal mögliche Lagerspannung $u_{Lager} = BVR \cdot u_{CM}$ anliegt und damit die Wahrscheinlichkeit eines Lichtbogendurchschlags hoch ist. Dieser Aspekt wird im Kapitel 5 weiter vertieft.

Mithilfe der Gleichungen 3-13 bis 3-17 lassen sich die zeitlichen Anteile für die Schaltzustände berechnen, die einen Beitrag für das Nullsystem liefern. Durch die Summation dieser Zeiten ist es möglich, die Anteile sämtlicher, in Bild 3.22 dargestellten Common-Mode-Spannungsstufen zu ermitteln. Die Gesamtheit der Zeiten einer Spannungsstufe ΣT_{CM} bezo-

gen auf das Abtastintervall T_S ist damit über den Aussteuergrad m und den Winkel des Sollwertzeigers φ_{Soll} berechenbar. Bild 3.23 ist das Verhältnis $\Sigma T_{CM}/T_S$ für einen Zweipunkt-Wechselrichter in Form von zwei- und dreidimensionalen Grafiken dargestellt. Teilbild (a) zeigt die Verläufe für die Common-Mode-Spannungsstufe $\hat{U}_{CM} = \pm U_{ZK}/6$, Teilbild (b) für $\hat{U}_{CM} = \pm U_{ZK}/2$. Zu erkennen ist die in Gleichung 3-17 dargestellte, lineare Abhängigkeit vom Aussteuergrad m : (a) steigt und (b) fällt mit steigenden Werten von m . In den jeweils rechten Grafiken sind die Verläufe für einen Winkelbereich des Sollwertzeigers von 0 bis 180° für ausgewählte Aussteuergrade visualisiert.

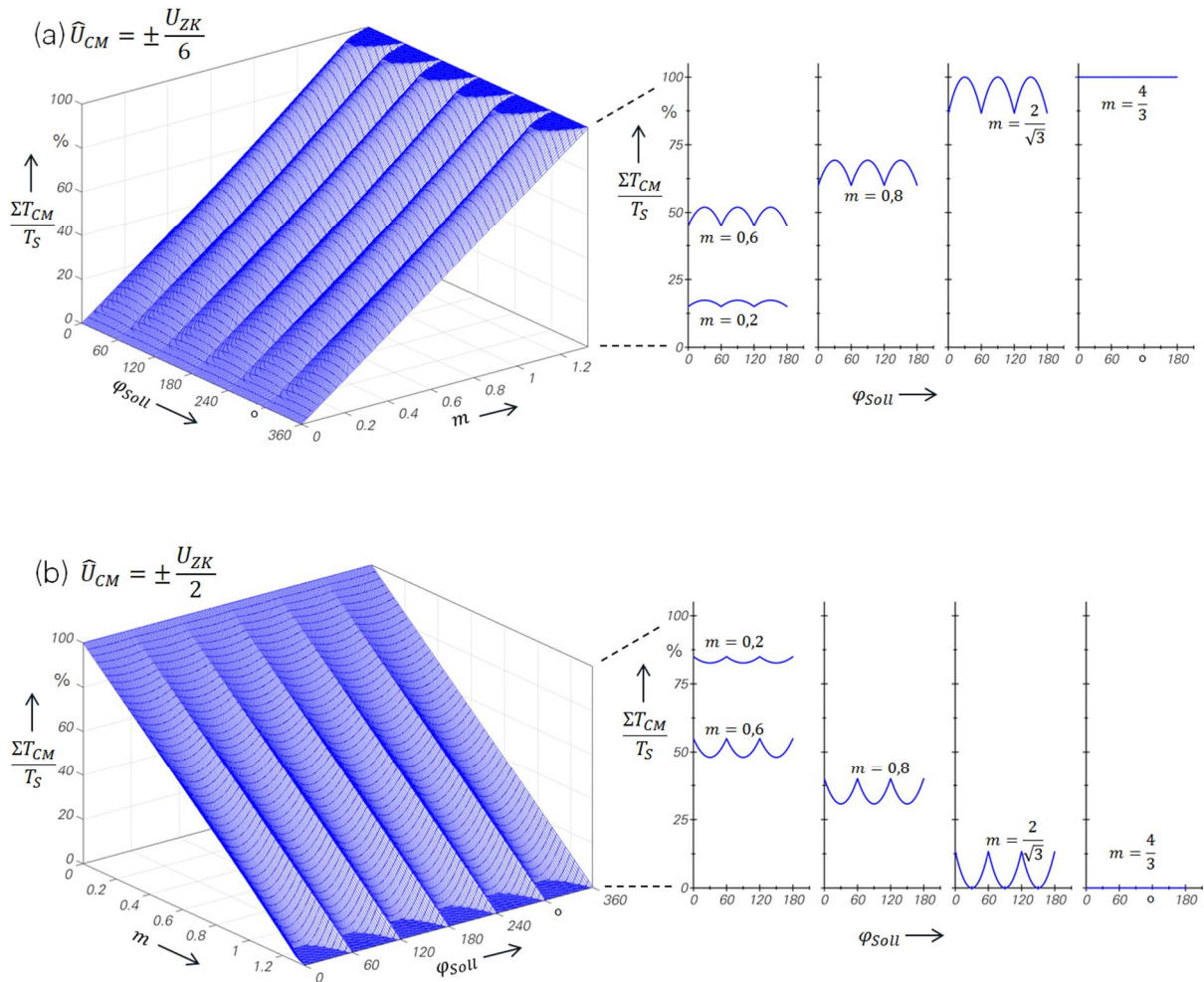


Bild 3.23 Darstellung der bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Zweipunkt-Wechselrichters über dem Winkel des Sollwertzeigers und dem Aussteuergrad

In Bild 3.24 sind die Verhältnisse für einen Dreipunkt-Wechselrichter gezeigt. Wie in Abschnitt 3.2.3 beschrieben, ist die Stufe $\hat{U}_{CM} = \pm U_{ZK}/2$ nicht mehr vorhanden. Dafür kommt $\hat{U}_{CM} = \pm U_{ZK}/3$ und ein weiterer Nullzustand hinzu. Die Verläufe sehen im Vergleich zum Zweipunkt-Wechselrichter deutlich „ungleichmäßiger“ aus. In Teilbild (a) sind die bezogenen Zeiten $\Sigma T_{CM}/T_S$ für die Nullzustände ohne Spannungsbeitrag, in (b) für $\pm U_{ZK}/6$ und in (c) für $\pm U_{ZK}/3$ dargestellt. In Abhängigkeit vom Aussteuergrad m sind starke Variationen in Abhängigkeit vom Winkel φ_{Soll} zu erkennen. In den jeweils rechten Teilbildern sind für ausgewählte Aussteuergrade die Verläufe bis zu einem Winkel von 180° visualisiert. Zu erkennen sind die teilweise sehr deutlichen Variationen von $\Sigma T_{CM}/T_S$ während eines Zeigerumlaufs.

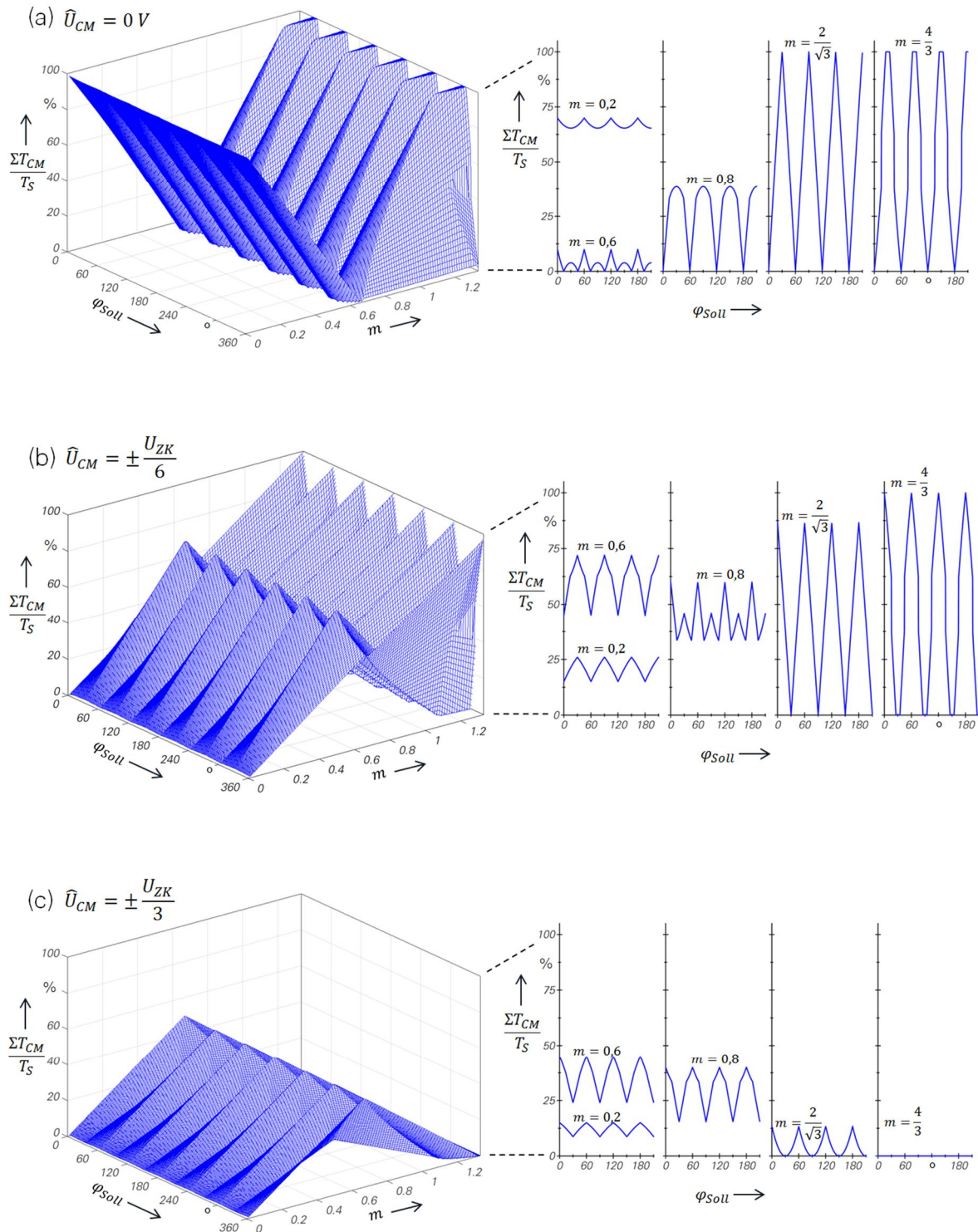


Bild 3.24 Darstellung der bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungstufen eines Dreipunkt-Wechselrichters über dem Winkel des Sollwertzeigers und dem Aussteuergrad

Anhand von Bild 3.25 soll beispielhaft der $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verlauf für verschiedene Aussteuergrade erläutert werden. Zu erkennen sind neben einem 60° -Ausschnitt mit den Segmenten ① und ② aus dem Raumzeigerdiagramm des Dreipunkt-Wechselrichters die $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe der Spannungstufen 0 , $\pm U_{zk}/6$ und $\pm U_{zk}/3$ für die Aussteuergrade $m = 0,2$, $0,8$ und $2/\sqrt{3}$. Das Sektorbild zeigt die Kreisbahnen der einzelnen Aussteuergrade. Farblich gekennzeichnet

sind die einzelnen Sektoren und gestrichelt eingezeichnet der Übergang von Segment ① nach ②, wo der Wechsel des Basisvektors \underline{u}_7 nach \underline{u}_8 stattfindet. Die Teilbilder (a) bis (c) zeigen die $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe, die Sektorbereiche sowie die Umschaltungen zwischen den aktiven Basisvektoren. Die teilweise scharfen Verlaufswechsel sind durch diese Umschaltungen und durch die Sektorensprünge erklärbar.

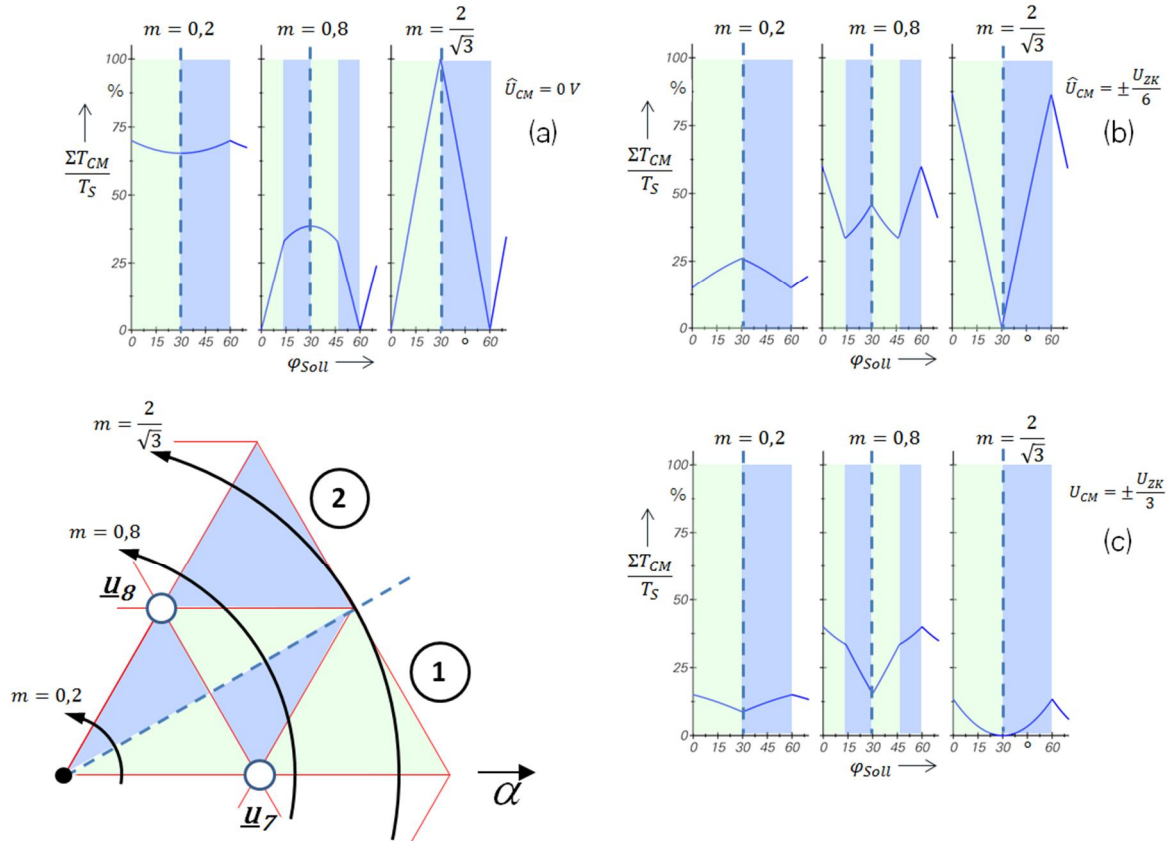


Bild 3.25 Darstellung der Sektor- und der Segmentwechsel am Beispiel ausgewählter Aussteuergrade

Vor allem die $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe des Dreipunkt-Wechselrichters zeigen starke Variationen in Abhängigkeit vom Aussteuergrad m und dem Winkel des Sollwertzeigers φ_{Soll} . Mit Blick auf die weitere Verwendung dieser Abhängigkeiten in Bezug auf die Auswirkungen für das angeschlossene Antriebssystem müssen diese Daten entsprechend verdichtet und auf das Wesentliche reduziert werden. Hierzu ist es sinnvoll, den Ausgangspunkt für diese Betrachtungen nochmals deutlich herauszustellen: Ziel ist es, eine Beschreibung für die Quelle der parasitären Effekte im Antriebssystem – der Common-Mode-Spannung – zu erarbeiten, die es ermöglicht, verdichtet auf die wesentlichen Aspekte, die entscheidenden Eingangsgrößen herauszustellen, mit denen die Auswirkungen auf das System beschrieben werden können. Wie in Abschnitt 3.3.2 beschrieben wird, sind neben der Steilheit die Häufigkeit – in Form der Schaltfrequenz – und die Amplitude der Common-Mode-Spannung von Bedeutung. Die Amplitude wiederum ist direkt mit dem Zeitabschnitt verbunden, in der entsprechende Spannungswert auf das System „einwirkt“. Mit dem beschriebenen $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Ansatz ist es möglich, diese Zeitabschnitte zu normieren, auf den Winkel des Sollwertzeigers und den Aussteuergrad zu beziehen und den entsprechenden Spannungsstufen zuzuordnen. Die auftretenden Variationen über dem Winkel φ_{Soll} stellen Schwankungen inner-

halb des 360° -Umlaufs dar, d. h. innerhalb der Grundperiode $T_0 = 1/f_0$. Die Wechsel zwischen den minimalen und den maximalen $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Werten lassen sich durch den arithmetischen Mittelwert über eine Grundperiode zusammenfassen. Das heißt, auf Zeitabschnitte mit maximalen $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Werten folgen solche mit minimalen Werten. Die Auswirkungen gleichen sich im Mittel aus. Die Summe der $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Mittelwerte der einzelnen Common-Mode-Spannungsstufen ergibt immer 100 %. Damit ist es möglich, die genauen Anteile der jeweiligen Spannungsstufen für einen definierten Aussteuergrad m anzugeben. In Bild 3.26 und Bild 3.27 sind die über den Winkel φ_{sol} gemittelten sowie die minimalen und die maximalen $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Werte in Abhängigkeit vom Aussteuergrad m für Zweipunkt- und Dreipunkt-Wechselrichter dargestellt.

Bild 3.26 (a) zeigt den mit m ansteigenden Anteil und (b) den mit m abfallenden, bezogenen Zeitanteil für $\pm U_{ZK}/2$ und $\pm U_{ZK}/6$ mit einer Abplattung im Bereich von $m = 2/\sqrt{3}$ bis $4/3$, dem Übergang von der linearen Aussteuerung in den Bereich der Übersteuerung.

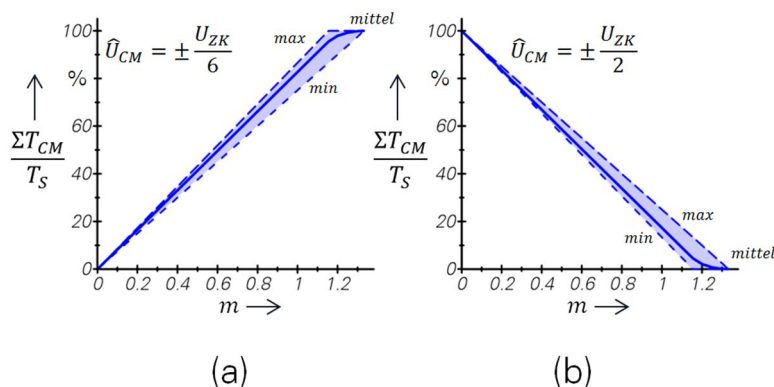


Bild 3.26 Darstellung der gemittelten, bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Zweipunkt-Wechselrichters über dem Aussteuergrad m

Die $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe der Common-Mode-Spannungsstufen des Dreipunkt-Wechselrichters sind in Bild 3.27 dargestellt. Auffällig ist vor allem der Bereich um $m = 2/3$. Bei Werten $> 2/3$ sind die Teilsektoren I und II sowie V und VI (siehe Bild 3.19 (b)) aktiv. Die Sektoren III und IV entfallen. Ihre Auswirkungen sind an den jeweiligen Minimal- und Maximalwerten von $\Sigma T_{CM}/T_S$ erkennbar.

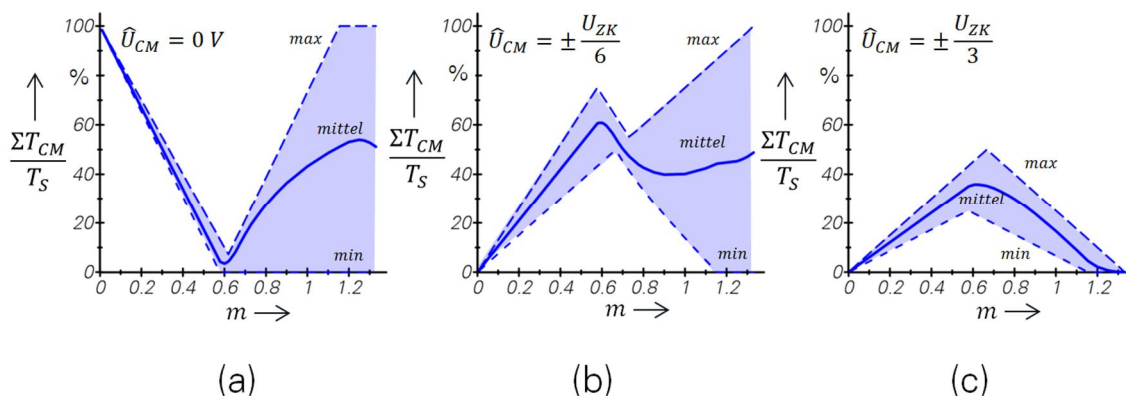


Bild 3.27 Darstellung der gemittelten, bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Dreipunkt-Wechselrichters über dem Aussteuergrad m

Für die weitere Nutzung im Sinn einer modellbasierten Betrachtung ist es notwendig, die $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe über dem Aussteuergrad m funktional beschreiben zu können. Da, wie beschrieben, der Mittelwert eine ausreichende Näherung darstellt, sollen im Folgenden die Verläufe von Bild 3.26 und Bild 3.27 in Form von Näherungsgleichungen ausgedrückt werden. Geschlossene Gleichungen über den gesamten Aussteuerbereich sind aufgrund der starken Variationen der Einzelverläufe nicht möglich. Mit abschnittswisen Definitionen kann der funktionale Zusammenhang allerdings beschrieben werden. Dabei kommt die kubische Näherungsgleichung

$$\frac{\Sigma T_{CM}}{T_S \cdot \%} = a_0 + a_1 \cdot m + a_2 \cdot m^2 + a_3 \cdot m^3 \quad \mathbf{3-18}$$

mit den Koeffizienten a_0 bis a_3 zur Anwendung. In Tabelle 3-6 sind die Koeffizienten der Gleichung 3-18 bereichsabhängig dargestellt.

Tabelle 3-6 Darstellung der Koeffizientenwerte für Gleichung 3-18 für unterschiedliche Aussteuergrade m

WR-Typ	\hat{U}_{CM}	a_k	$0 \leq m \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{2}{3}$	$\frac{2}{3} < m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$
Zweipunkt	$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	a_0	0		- 1244,37	
		a_1	82,7		2981,18	
		a_2	0		- 2205,21	
		a_3	0		544,16	
	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$	a_0	100		1344,37	
		a_1	- 82,7		- 2981,18	
		a_2	0		2205,21	
		a_3	0		- 544,16	
Dreipunkt	0 V	a_0	100	2385,87	- 241,25	507,13
		a_1	- 165,34	- 10789,67	670,89	- 1544,91
		a_2	0	16097,5	- 547,5	1602,9
		a_3	0	- 7887,18	160,97	- 525,62
	$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	a_0	0	- 1708,87	361,87	- 1745,69
		a_1	104,81	8045,93	- 901,39	4511,89
		a_2	0	- 12028,95	821,07	- 3796,53
		a_3	0	5891,51	-241,36	1066,64
	$\pm \frac{U_{ZK}}{3}$	a_0	0	- 577	-20,62	1338,57
		a_1	60,53	2743,74	230,51	- 2966,97
		a_2	0	- 4068,54	- 273,57	2193,64
		a_3	0	1995,67	80,38	- 541,02

In Tabelle A-4 sind die Koeffizienten der linearen Näherungsgleichung für die bereichsweise definierten Verläufe der minimalen und der maximalen bezogenen Einschalt Dauern angegeben.

Mit diesen Funktionen ist es nun möglich, die jeweiligen bezogenen Einschalt Dauern der einzelnen Common-Mode-Spannungsstufen zu bestimmen und somit die Eingangsgröße zu charakterisieren, die zur Beschreibung der parasitären Auswirkungen innerhalb des Antriebssystems von entscheidender Bedeutung ist. Im Kapitel 5 werden diese Näherungen genutzt, um Aussagen zu den Wahrscheinlichkeiten von Lichtbogendurchschlägen treffen zu können.

3.3.2 Modellbetrachtungen zum Hochfrequenzverhalten

Für die in das System eingebrachten Störungen ist neben der Dauer einer definierten Spannungsstufe auch die Form des zeitlichen Common-Mode-Spannungsverlaufs ein wichtiger Einflussfaktor. Um die Abhängigkeiten zu analysieren, sollen im Folgenden die Auswirkungen einer Veränderung der Spannungshöhe, der Schaltfrequenz und der Steilheiten näher betrachtet werden. Grundlage dafür sind die Vorarbeiten der Literaturstellen [19, 68, 69], in denen ein Trapezimpuls mit dem Zeitverlauf $s(t)$ im Frequenzbereich analysiert wurde. Dieser, durch eine Fourier-Reihenentwicklung beschriebene Impuls ist charakterisiert durch eine Schaltfrequenz f_S und eine mittleren Einschaltdauer a ¹⁹. Die Fourierreihe lässt sich darstellen mit

$$s(t) = \frac{\bar{U}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cdot \sin\left(k \cdot \frac{2\pi}{T_S} t + \beta_k\right) \quad 3-19$$

$$\text{mit } T_S = \frac{1}{f_S}; A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \text{ und } \beta_k = \arctan\left(\frac{a_k}{b_k}\right).$$

Die Koeffizienten a_k und b_k berechnen sich nach

$$a_k = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} s(t) \cdot \cos\left(k \cdot \frac{2\pi}{T_S} t\right) dt \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad 3-20$$

$$b_k = \frac{2}{T_S} \int_0^{T_S} s(t) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{2\pi}{T_S} t\right) dt \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

Die maximalen Amplituden des Modellsignals lassen sich im Frequenzbereich über eine vereinfachte Hüllkurvennäherung ausdrücken. Mit $R = t_R/T_S$ und $F = t_F/T_S$, den auf die Schaltperiodendauer T_S bezogenen Einschalt- und Ausschaltzeiten t_R und t_F , sowie der mittleren Einschaltdauer a ergeben sich für den Hüllkurvenverlauf die Eckfrequenzen

$$(a) \quad f_1 = \frac{f_S}{\sin(a \cdot \pi)}$$

$$(b) \quad f_2 = \frac{f_S}{\pi \cdot X} \quad \text{mit } X = R \text{ wenn } R > F, \text{ sonst } X = F \quad 3-21$$

$$(c) \quad f_3 = \frac{f_S}{\pi \cdot Y} \quad \text{mit } Y = F \text{ wenn } R > F, \text{ sonst } Y = R.$$

¹⁹ Die mittlere Einschaltdauer oder der Tastgrad a eines Trapezimpulses ist die Zeit, während $s(t)$ größer als die halbe Amplitude ist.

In [69] werden anhand dieser Eckfrequenzen nieder-, mittel- und hochfrequente Bereiche (NF, MF und HF) definiert, für die sich jeweils Funktionen der dort gültigen Hüllkurvennäherungen angeben lassen. Durch die Annahme einer Halbwellensymmetrie ($a = 0,5$) ergibt sich nach Gleichung 3-21 (a), dass die Eckfrequenz f_1 der Schaltfrequenz f_s entspricht.

Für den NF-Bereich $f_1 \leq f \leq f_2$ gilt

$$s(f) = \frac{2 \cdot \hat{U}_0 \cdot f_s}{\pi \cdot f} \quad \mathbf{3-22}$$

mit \hat{U}_0 als maximaler Signalamplitude des Modellsignals $s(t)$. Zu erkennen ist, dass in diesem Bereich die Höhe der Spektralanteile direkt proportional zu \hat{U}_0 und zur Schaltfrequenz f_s sowie umgekehrt proportional zur Frequenz f sind. In einer logarithmischen Darstellung bedeutet das einen Abfall von 20 dB pro Frequenzdekade.

Für den MF-Bereich $f_2 < f \leq f_3$ gilt

$$s(f) = \frac{\hat{U}_0 \cdot f_s}{\pi \cdot f} \cdot \left(1 + \frac{f_s}{\pi \cdot f \cdot X}\right) \quad \mathbf{3-23}$$

mit X als Maximum der bezogenen Einschalt- oder Ausschaltzeit R oder F . Hier ist, ebenso wie in Gleichung 3-21, die Proportionalität zur maximalen Signalamplitude \hat{U}_0 und zur Schaltfrequenz f_s erkennbar, die bei letzteren durch die Multiplikation mit Anteilen von f_s stärker als im NF-Bereich ausgeprägt ist. Der Abfall von s liegt hier in einem Bereich von 20 bis 40 dB pro Frequenzdekade. Erst ab einer Frequenz f_2 haben die Schaltzeiten eine Auswirkung auf die Höhe des Amplitudenspektrums.

Für den HF-Bereich $f_3 < f$ gilt

$$s(f) = \frac{\hat{U}_0 \cdot f_s^2}{\pi^2 \cdot f^2} \cdot \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{F}\right). \quad \mathbf{3-24}$$

Ab f_3 fällt das Spektrum mit 40 dB pro Frequenzdekade ab. Die Höhe der Schaltzeiten und der Schaltfrequenz bestimmen in diesem Bereich deutlich die Werte des Amplitudenspektrums.

Die Betrachtungen in [68, 69] haben eine trapezförmige Modellspannung zur Grundlage. In [19] ist die Übertragung des Hüllkurvenverfahrens auf trägerfrequenzbasierte, pulsbreitenmodulierte Signale (PWM) dargestellt. Mit der in der Leistungselektronik erfüllten Voraussetzung, dass die Schaltfrequenz und die Modulationsfrequenz des Trägersignals stark unterschiedlich sind und eine Halbwellensymmetrie vorliegt, sind die Ansätze basierend auf der Trapezimpulsfolge auf PWM-Signale übertragbar. In Bild 3.28 ist ein prinzipieller Common-Mode-Spannungsverlauf mit den dazugehörigen Definitionen der charakteristischen Parameter dargestellt. Dieser Verlauf soll im Folgenden als Modellspannung dienen, anhand derer die Auswirkungen von Parameterveränderungen im Frequenzbereich analysiert werden. Dazu werden die unterschiedlichen Signalverläufe mittels FFT²⁰-Analyse in Form eines Amplitudenspektrums über der Frequenz dargestellt. Die mit den Gleichungen 3-21 bis 3-24 errechenbaren Werte für die Hüllkurvennäherungen sind in die jeweiligen Diagramme vergleichend eingetragen. In Tabelle 3-7 (a) sind die Parameter des als Vergleichsbasis dienenden Modellverlaufs mit den dazugehörigen Analysewerten dargestellt. Die Modellspannung in Bild 3.28 stellt dabei einen typischen Ausschnitt des Zeitverlaufs einer Common-

²⁰ FFT: Fast Fourier Transformation

Mode-Spannung dar, die an den Klemmen eines Spannungszwischenkreisumrichters mit unregelter Einspeisung auftritt. Der in Abschnitt 3.1.2 beschriebene Anteil mit dreifacher Netzfrequenz, der dieser Rechteckspannung überlagert ist, kann im Rahmen dieser Frequenzbetrachtung vernachlässigt werden.

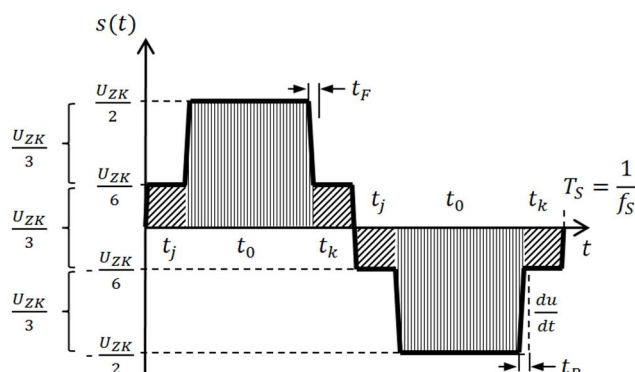


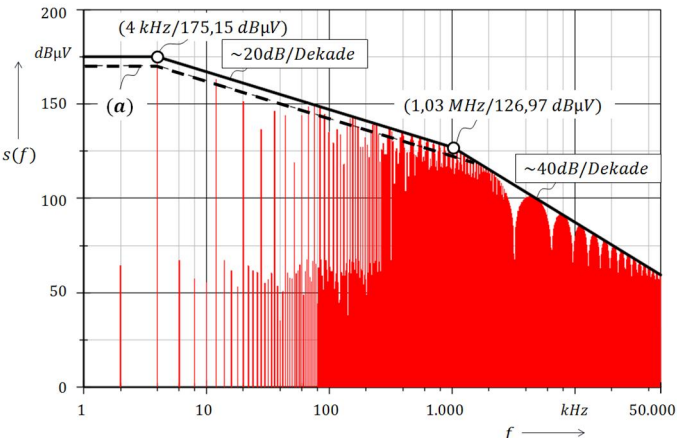
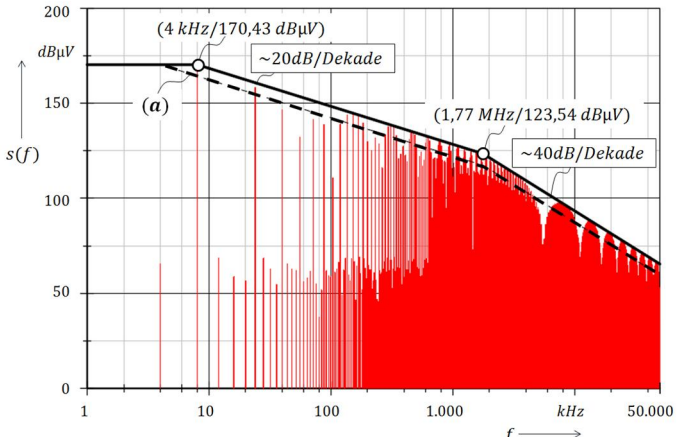
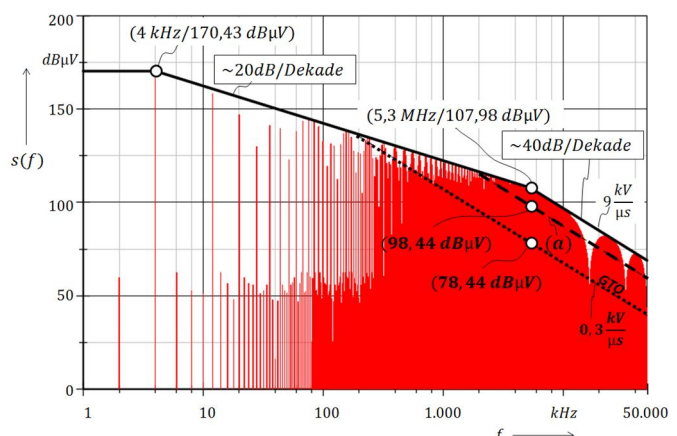
Bild 3.28 Verlauf der Modellspannung zur Validierung der Hüllkurvennäherung

Grundlage für diese Basisbetrachtung ist eine Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 540 \text{ V}$, eine Schaltfrequenz von $f_S = 4 \text{ kHz}$, eine Steilheit der Spannungsflanken von $3 \text{ kV}/\mu\text{s}$ und ein Zeitverhältnis der $U_{ZK}/6$ -Stufe zur $U_{ZK}/2$ -Stufe von $t_j + t_k/t_0 = 0,2$, was einem Aussteuergrad von $m = 0,24$ entspricht. Die Spannungssprünge von U_{ZK} werden bei der gegebenen Steilheit in $t_R = t_F = 180 \text{ ns}$ an dem IGBT vollzogen. Die Annahme $t_R = t_F$ führt zu gleichen Eckfrequenzen f_2 und f_3 . Der Tastgrad a wird mit $0,5$ angenommen. Nach [69] ergibt sich damit bei gegebener Amplitude, Schaltfrequenz und den Schaltzeiten das Maximum möglicher Störpegel. Der Spannungsraumzeiger (Abschnitt 3.2.3) liegt in der Mitte eines Sektors bei $\varphi_{Soll} = 30^\circ$. Die Amplitude \hat{U}_0 für die Hüllkurvennäherung entspricht der Zwischenkreisspannung U_{ZK} , d. h. im Rahmen dieser Betrachtung wird dem Spannungsverlauf ein Offset von $U_{ZK}/2$ hinzugefügt, was im Rahmen solch einer Frequenzbetrachtung zulässig ist [19]. Das Ergebnis der Frequenzanalyse ist im Bild der Tabelle 3-7 (a) dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den Spitzen der Spektrallinien und dem errechneten Hüllkurvenverlauf. Die Werte für die Eckpunkte sind in dem Diagramm dargestellt.

Tabelle 3-7 Darstellung der Modellparameter und der Analyseergebnisse des Basisverlaufs (a)

	Parameter	Bild
(a)	$U_{ZK} = 540 \text{ V}$ $f_S = 4 \text{ kHz}$ $\frac{du}{dt} = 3 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$ $t_{Rise} = 180 \text{ ns}$ $t_{Fall} = 180 \text{ ns}$ $\varphi_{Soll} = 30^\circ$ $\frac{t_j + t_k}{t_0 + t_j + t_k} = 0,2$ $m = 0,24$	

Tabelle 3-8 Darstellung der Modellparameter und der Analyseergebnisse der Vergleichsverläufe (b) – (d)

	Parameter	Bild
(b)	<p>$U_{ZK} = 930 \text{ V}$</p> <p>$f_s = 4 \text{ kHz}$</p> <p>$\frac{du}{dt} = 3 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$</p> <p>$t_{Rise} = 310 \text{ ns}$</p> <p>$t_{Fall} = 310 \text{ ns}$</p> <p>$\varphi_{Soll} = 30^\circ$</p> <p>$\frac{t_j + t_k}{t_0 + t_j + t_k} = 0,2$</p> <p>$m = 0,24$</p>	
(c)	<p>$U_{ZK} = 540 \text{ V}$</p> <p>$f_s = 8 \text{ kHz}$</p> <p>$\frac{du}{dt} = 3 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$</p> <p>$t_{Rise} = 180 \text{ ns}$</p> <p>$t_{Fall} = 180 \text{ ns}$</p> <p>$\varphi_{Soll} = 30^\circ$</p> <p>$\frac{t_j + t_k}{t_0 + t_j + t_k} = 0,2$</p> <p>$m = 0,24$</p>	
(d)	<p>$U_{ZK} = 540 \text{ V}$</p> <p>$f_s = 4 \text{ kHz}$</p> <p>$\frac{du}{dt} = 9 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$</p> <p>$t_{Rise} = 60 \text{ ns}$</p> <p>$t_{Fall} = 60 \text{ ns}$</p> <p>$\varphi_{Soll} = 30^\circ$</p> <p>$\frac{t_j + t_k}{t_0 + t_j + t_k} = 0,2$</p> <p>$m = 0,24$</p>	

In Tabelle 3-8 (b) bis (c) sind die Ergebnisse der Parametervariationen dargestellt. Teilbild (b) zeigt die Werte für eine Zwischenkreisspannung von 930 V, was nach Abschnitt 3.1.2 einer Einspeisespannung von 690 V entspricht. In Teilbild (c) sind die Ergebnisse für eine Verdoppelung der Schaltfrequenz und in Teilbild (d) für eine Erhöhung der Spannungssteilheit dargestellt. Folgende Zusammenhänge sind erkennbar:

- (b) Variation der Zwischenkreisspannung U_{ZK} : Mit der Annahme unveränderter Spannungssteilheiten vergrößert sich der Zeitraum, in dem der Sprung um U_{ZK} vollzogen wird, auf $t_R = t_F = 310$ ns. Dies führt zu einer Verringerung der Eckfrequenz f_2 von 1,77 MHz auf 1,03 MHz. Die Amplitude am Eckpunkt f_1 steigt dabei um ca. 5 dB μ V, die am Eckpunkt f_2 um ca. 10 dB μ V an.
- (c) Variation der Schaltfrequenz f_S : Die Verdoppelung der Schaltfrequenz verdoppelt ebenso den Wert der Eckfrequenz f_1 bei konstant bleibender Amplitude des Eckpunkts. Die Eckfrequenz f_2 bleibt konstant bei 1,77 MHz. Die Amplitude vergrößert sich in diesem Punkt um ca. 6 dB μ V.
- (d) Variation der Spannungssteilheit du/dt : Eine Verdreifachung der Spannungssteilheit führt ebenso zu einer Verdreifachung der Eckfrequenz f_2 . In diesem Beispiel verschiebt sich f_2 von 1,77 MHz auf 5,3 MHz. Die Amplitude liegt bei 107,98 dB μ V. Das liegt um ca. 10 dB μ V höher als der vergleichbare Wert bei einer Steilheit von 3 kV/ μ s und um ca. 30 dB μ V über den Werten, die eine Steilheit von 300 V/ μ s bei dieser Frequenz erzeugen würden. Der Sachverhalt der Störpegelerhöhung durch den Anstieg der Spannungssteilheiten, der sich durch den Übergang von der GTO- zur IGBT-Halbleitertechnik vollzieht, wurde in Abschnitt 2.2 bereits aufgegriffen.

Sind die Einschalt- und die Ausschaltzeiten unterschiedlich ($t_R \neq t_F$), so führt das zu unterschiedlichen Eckfrequenzen f_2 und f_3 . Der Wert von f_3 wird dabei von der kürzeren der beiden Zeiten bestimmt. Wie schon dargestellt, fällt die Hüllkurve ab f_3 mit 40 dB pro Dekade ab. Im Bereich zwischen f_2 und f_3 liegt der Wert zwischen 20 und 40 dB pro Frequenzdekade.

Die Annahme, den Tastgrad mit $a = 0,5$ anzusetzen, entspricht der Näherung einer Rechteckimpulsfolge. Die in Bild 3.28 dargestellte Modellspannung entspricht diesem Verlauf nur bei einem Aussteuergrad von $m = 0$. Mit ansteigendem Aussteuergrad sinkt die mittlere Einschaltdauer, d. h. die Zeit, bei der die Signalspannung größer als die halbe Signalamplitude ist, wird kürzer. Nach Gleichung 3-22 verschiebt sich die Eckfrequenz f_1 bei Werten $a \neq 0,5$ hin zu höheren Werten f'_1 . In Gleichung 3-22 führt das zu einer geringeren Signalamplitude im Eckpunkt 1. Da es sich bei dem treppenförmigen Spannungsverlauf um keine reine Trapezimpulsfolge handelt, ist eine direkte Berechnung des Tastgrads in Abhängigkeit vom Aussteuergrad mit Hilfe einer geschlossenen, analytischen Formel schwierig. Über den Umweg der Modellrechnung mit Spannungsverläufen verschiedener Aussteuergrade und einer nachfolgenden FFT-Analyse soll der Tastgrad a berechnet und in eine vom Aussteuergrad abhängige Näherungsgleichung überführt werden. Mit den Amplitudenwert der FFT-Analyse bei $f = f'_S$ und der Gleichung 3-22 ergibt sich die verschobene Eckfrequenz f'_1 , die mit Gleichung 3-21 auf den Tastgrad a führt. In Bild 3.29 ist der ermittelte Verlauf von a in Abhängigkeit vom Aussteuergrad m dargestellt.

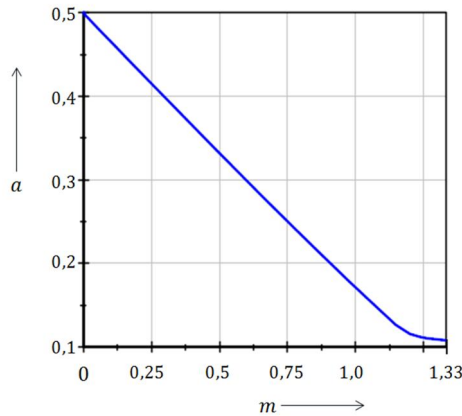


Bild 3.29 Darstellung des Tastgrads a in Abhängigkeit vom Aussteuergrad m

Der Verlauf aus Bild 3.29 lässt sich für $0 \leq m \leq 1,33$ durch das Polynom vierten Grades annähern

$$a(m) = 0,5 + a_1 \cdot m + a_2 \cdot m^2 + a_3 \cdot m^3 + a_4 \cdot m^4. \quad \mathbf{3-25}$$

Die Koeffizienten dieses Polynoms lauten:

$$\begin{aligned} a_1 &= -0,37378 & a_2 &= 0,188935 \\ a_3 &= -0,287168 & a_4 &= 0,14129 \end{aligned}$$

Bild 3.30 zeigt eine zusammenfassende qualitative Darstellung der Auswirkungen der beschriebenen Parametervariationen. Eingezeichnet sind die charakteristischen Veränderungen anhand von Hüllkurvenverläufen. Zur erkennen sind die charakteristischen Eckpunkte und die relativen Verschiebungen der Hüllkurve zu einer fiktiven Basiskurve in Abhängigkeit von den unterschiedlichen Parametervariationen.

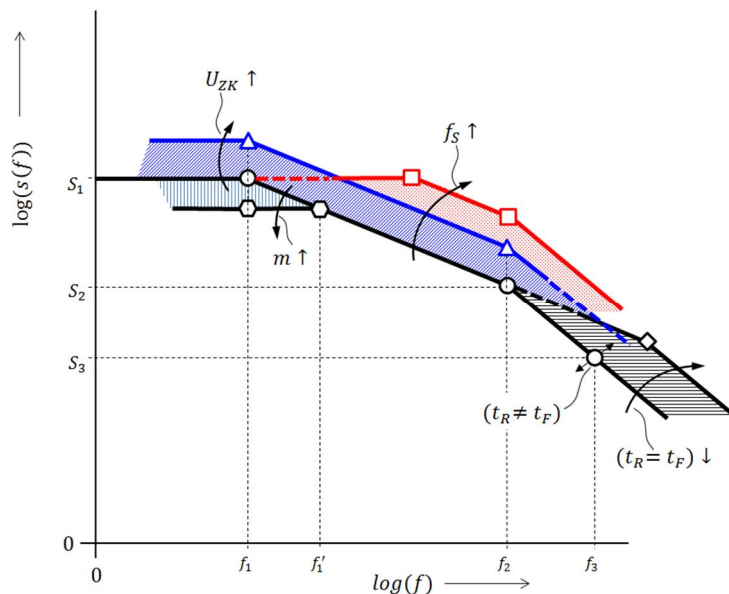


Bild 3.30 Qualitative Darstellung der Auswirkungen von Parametervariationen auf die resultierenden Störpegel im Frequenzbereich

Die zusammenfassende Darstellung in Bild 3.30 zeigt die nachfolgenden Abhängigkeiten:

- ⊕ Schaltfrequenz f_S : Eine Erhöhung der Schaltfrequenz bewirkt neben der reinen Vergrößerung der Anzahl von Schalthandlungen pro Zeiteinheit auch einen Anstieg der spektralen Frequenz- und Amplitudenanteile. Mit steigender Schaltfrequenz äußert sich das in einer Verschiebung von Eckpunkt 1 parallel zur Frequenzachse. Der 20-dB/Dek-Abfall beginnt damit bei der zur Schaltfrequenz proportionalen, erhöhten Eckfrequenz f_1 . Während die Eckfrequenz f_2 unverändert bleibt, erhöht sich hier die Amplitude. Der nachfolgende 40-dB/Dek-Abfall ist im Vergleich zur Basiskurve ebenso parallel zur Frequenzachse verschoben.
- ⊕ Zwischenkreisspannung U_{ZK} : Ein Anstieg der Zwischenkreisspannung führt zu einer Verschiebung der Basiskurve parallel zur Amplitudenachse. Die Eckfrequenzen bleiben hier konstant.
- ⊕ Spannungsanstiegs- und -abfallzeiten: Sind die Zeiten identisch, so bewirkt eine Verringerung der Schaltzeiten eine Vergrößerung der Eckfrequenz f_2 , was gleichzeitig den Bereich des 20 dB-Abfalls erweitert. Sind die Schaltzeiten unterschiedlich, so entsteht ein Eckpunkt 3, der mit seiner Eckfrequenz f_3 den Beginn des 40-dB/Dek-Abfalls markiert. In dem Bereich zwischen f_2 und f_3 fällt die Hüllkurve mit Werten von 20 bis 40 dB/Dek ab.
- ⊕ Aussteuergrad m : Eine Erhöhung des Aussteuergrads m führt zu einer Absenkung der Amplitude im Eckpunkt 1, und mit seiner Verlängerung parallel zur Frequenzachse auf eine verschobene Eckfrequenz f_1' , die sich aus dem Schnittpunkt mit der Linie des 20-dB/Dek-Abfalls ergibt.

Die in diesem Abschnitt durchgeführte Modellbetrachtung zeigt sehr aufschlussreich, dass eine Erhöhung der Schaltfrequenz und/oder der Zwischenkreisspannung in einem weit größeren Maße zusätzliche hochfrequente Spektralanteile erzeugt als eine Steigerung der Spannungssteilheit innerhalb des für die IGBT-Technik typischen Bereichs von 1 bis 10 kV/ μ s. Die „steilen Schalthandlungen“ sind zwar die Voraussetzung für die entstehenden parasitären Effekte, allerdings ist hier mit dem Übergang vom GTO zum IGBT als Schaltelement der eigentliche „Sprung“ schon vollzogen worden, sodass jetzt vor allem Parameter wie Schaltfrequenz und Zwischenkreisspannung in den Vordergrund treten. In Abschnitt 3.3.3 werden die Ergebnisse der Modellrechnung anhand von Messungen validiert.

3.3.3 Messtechnische Validierung von Parametereinflüssen

Die Modellrechnung aus Abschnitt 3.3.2 ist gut geeignet, um grundsätzliche Abhängigkeiten aufzuzeigen. Die Validierung dieser Zusammenhänge anhand von exemplarischen Messungen an ausgewählten Systemkonfigurationen ist der Inhalt dieses Abschnitts. Das Augenmerk liegt dabei auf den Auswirkungen der Variation von Schaltfrequenz und Zwischenkreisspannung.

3.3.3.1 Variation der Schaltfrequenz und Spannungssteilheit

Die Systemkonfigurationen K-01.1 und K-01.2 werden gebildet aus einem Asynchronmotor der Achshöhe 200 mm (M-01), der wahlweise durch die Umrichter U-01 oder U-02 gespeist wird (siehe Anhang A.2). Die Umrichter verfügen jeweils über eine ungerichtete Einspeisung und sind über ein geschirmtes Vierleiterkabel der Länge 2 m mit dem Motor verbunden. Bei dem Antriebssystem handelt es sich um eine Anordnung mit quadratischem Gegenmomentverlauf im Leistungsbereich von 40 kW. Die verwendete Messtechnik sowie die Analyseverfahren sind in den Anhängen A.3 und A.4 beschrieben. Die Variation der Schaltfrequenz erfolgte in den Stufen 2,5 kHz (U-01), 4 kHz und 8 kHz (U-02). Die Betriebspunkte und die dazugehörigen Parameter sind in der nachfolgenden Tabelle zusammengefasst.

Tabelle 3-9 Darstellung der Betriebspunkte und -parameter für die Messungen an den Konfigurationen K-01.1 und K-01.2

BP	Schaltfrequenz	Drehzahl	Parameter		Konfiguration
①	2,5 kHz	920 min ⁻¹	$U_{ZK} = 540 \text{ V};$ $m = 0,38;$ $a = 0,375;$	$\frac{du}{dt} \approx 1,5 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$	K-01.1
	4 kHz			$\frac{du}{dt} \approx 3 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$	K-01.2
	8 kHz				
②	2,5 kHz	2000 min ⁻¹	$U_{ZK} = 540 \text{ V};$ $m = 0,82;$ $a = 0,225;$	$\frac{du}{dt} \approx 1,5 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$	K-01.1
	4 kHz			$\frac{du}{dt} \approx 3 \frac{\text{kV}}{\mu\text{s}}$	K-01.2
	8 kHz				

Die beiden Betriebspunkte ① und ② unterscheiden sich in der Drehzahl des Motors und damit im Aussteuergrad m , der Schaltfrequenz sowie der Spannungssteilheit des eingesetzten Umrichters. Bei Durchführung einer Modellrechnung analog zu Abschnitt 3.3.2 entspricht der Aussteuergrad m einem Tastgrad a nach Bild 3.29 und Gleichung 3-25. Die Ergebnisse der Rechnungen sind als Hüllkurven für die jeweiligen Schaltfrequenzen am Beispiel des Betriebspunkts ① in Bild 3.31 dargestellt. Die Messreihen für 2,5 kHz und 4 kHz sind mit einer für eine Frequenzanalyse notwendigen Speichertiefe von 10 Mio. Messpunkten durchgeführt worden. Damit lassen sich die Spektralanteile bis 5 MHz darstellen. In Bild 3.31 (a) sind die gemessenen Common-Mode-Spannungen im Frequenzbereich aufgetragen. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung mit den dazugehörigen Hüllkurvenverläufen. Gut zu erkennen ist die, wie in Bild 3.30 qualitativ dargestellte Auswirkung bei Erhöhung der Schaltfrequenz: eine quasi parallele Verschiebung der Spektralanteile entlang der Frequenzachse. Aufgrund der im Vergleich der Umrichter etwas niedrigeren Spannungssteilheiten des Umrichters U-01 liegt die Frequenz von Eckpunkt 2 etwas tiefer als bei Umrichter U-02, was niedrigere Spektralanteile im höheren Frequenzbereich zur Folge hat. Um

den Einfluss der Steigerung der Schaltfrequenz von dem der Erhöhung der Spannungssteilheiten zu trennen, sind zur Veranschaulichung in Bild 3.31 (b) die Hüllkurvenverläufe einer gestuften Modellrechnung aufgetragen. Ausgehend vom Basisverlauf für Umrichter U-01 mit einer Schaltfrequenz von $f_s = 2,5 \text{ kHz}$ und einer Spannungssteilheit von $du/dt = 1,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (durchgezogene Linie), zeigen die gestrichelten Linien die Verläufe für $f_s = 4 \text{ kHz}$. Der einfach gestrichelten Linie liegt ein du/dt von $1,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$ und der strichpunktierten eine verdoppelte Spannungssteilheit von $du/dt = 3 \text{ kV}/\mu\text{s}$ zugrunde. Die Steigerung der Steilheit zeigt ihre Auswirkung nur ab einer Eckfrequenz von $f_2 \approx 1,2 \text{ MHz}$ in einem sehr kleinen Amplitudenbereich von 100 bis 120 $\text{dB}\mu\text{V}$. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz wirkt sich dagegen auf den gesamten Amplituden- und Frequenzbereich aus. Verglichen damit sind die Auswirkungen, die eine Erhöhung der Spannungssteilheit nach sich ziehen, fast vernachlässigbar.

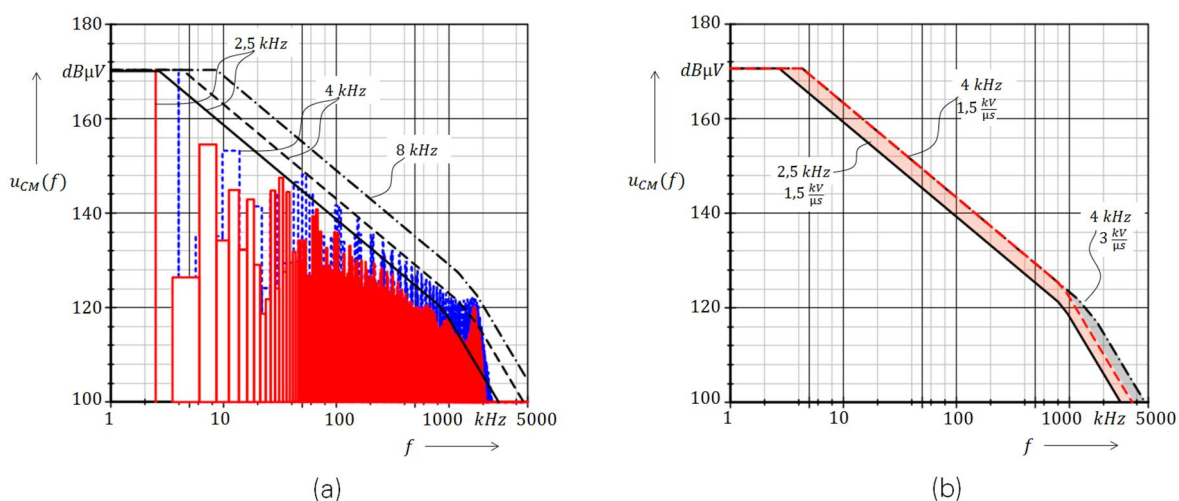


Bild 3.31 (a) Vergleich der Frequenzverläufe der gemessenen Common-Mode-Spannungen im Betriebspunkt $\textcircled{1}$ mit den errechneten Hüllkurvenverläufen; (b) Hüllkurvenverläufe für veränderte Schaltfrequenz und Spannungssteilheit

Nachdem Bild 3.31 das erhöhte Störpotenzial bei Steigerung der Schaltfrequenz aufzeigt, sollen nachfolgend die Auswirkungen dieser Steigerung näher betrachtet werden. Wie in Abschnitt 2.2 dargestellt, führen die hochfrequenten Frequenzanteile der Common-Mode-Spannung zu leitungsgebundenen Störungen (Common-Mode-Strom) in Form von asymmetrischen Ableitströmen, die über die parasitären Kapazitäten des Antriebssystems fließen. Die daraus resultierenden Lagerstromarten sind die Zirkular- und die Rotor-Erdströme (siehe Abschnitte 2.2.3 und 2.2.4). Die EDM-Ströme (siehe Abschnitt 2.2.2) werden hauptsächlich durch die treppenförmige Common-Mode-Spannung bestimmt.

Ausgehend von dem am Umrichter Ausgang gemessenen Common-Mode-Strom sollen die Unterschiede in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz aufgezeigt werden. Bei dem Strom handelt es sich um impulsförmig auftretende Ereignisse, die sechsmal pro Schaltperiode $T_s = 1/f_s$ erscheinen und in Form einer gedämpften Schwingung abklingen (siehe auch Abschnitt 2.2). Die Messreihen wurden jeweils über einen Zeitraum von einer Sekunde aufgezeichnet. In dieser Zeit treten $6 \cdot f_s$ Common-Mode-Stromimpulse auf. Wichtig für die Bewertung sind dabei die maximalen Amplituden. Deshalb kommt ein Auswerteverfahren zur Anwendung, das mittels Hüllkurven auf die relevanten Spitzen fokussiert und durch eine

anschließende Histogramm-Klassifizierung in eine amplitudenabhängige Häufigkeitsdarstellung überführt. Damit ist es möglich, einen direkten Vergleich zwischen den einzelnen Betriebspunkten und der dazugehörigen Variation der Schaltfrequenz zu ziehen. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt insbesondere in der Möglichkeit, über die Häufigkeitsdarstellung sämtliche relevanten Spitzenwerte zu erfassen und nicht – wie z. B. in der Literatur [1, 30] – durch die Mittelwertbildung von bis zu 100 Spitzenwerten ein verdichtetes Analyseergebnis zu erzeugen. Bei den Mittelwertverfahren werden einzelnen Spitzen geglättet und können somit nicht in eine Bewertung einbezogen werden. Dieses Verfahren ist überall dort einsetzbar, wo es darum geht, aus einer abklingenden Schwingung den relevanten Spitzenwert zu selektieren.

Das Prinzip der Hüllkurven-Auswertung ist in Bild 3.32 dargestellt (siehe auch Anhang A.4). Aufgetragen sind die Ausschnitte eines gemessenen Common-Mode-Spannungsverlaufs mit dem dazugehörigen Lagerstrom auf der A-Seite des Testmotors. Der im Bild gezeigte, vergrößerte Ausschnitt zeigt den Lagerstrom i_{AS} mit der dazugehörigen Hüllkurve $i_{AS,Hüll}$. Die relevanten Spitzen sind $\pm \hat{i}_{AS}$. Die im Abklingbereich des Impulses liegenden Spitzen $\pm \hat{i}'_{AS}$ werden nicht in die Bewertung einbezogen. In der rechten unteren Grafik von Bild 3.32 ist zur Erläuterung der Histogrammverlauf aus Bild 3.34 schematisch dargestellt. Die relevanten Amplituden befinden sich im Spitzenbereich.

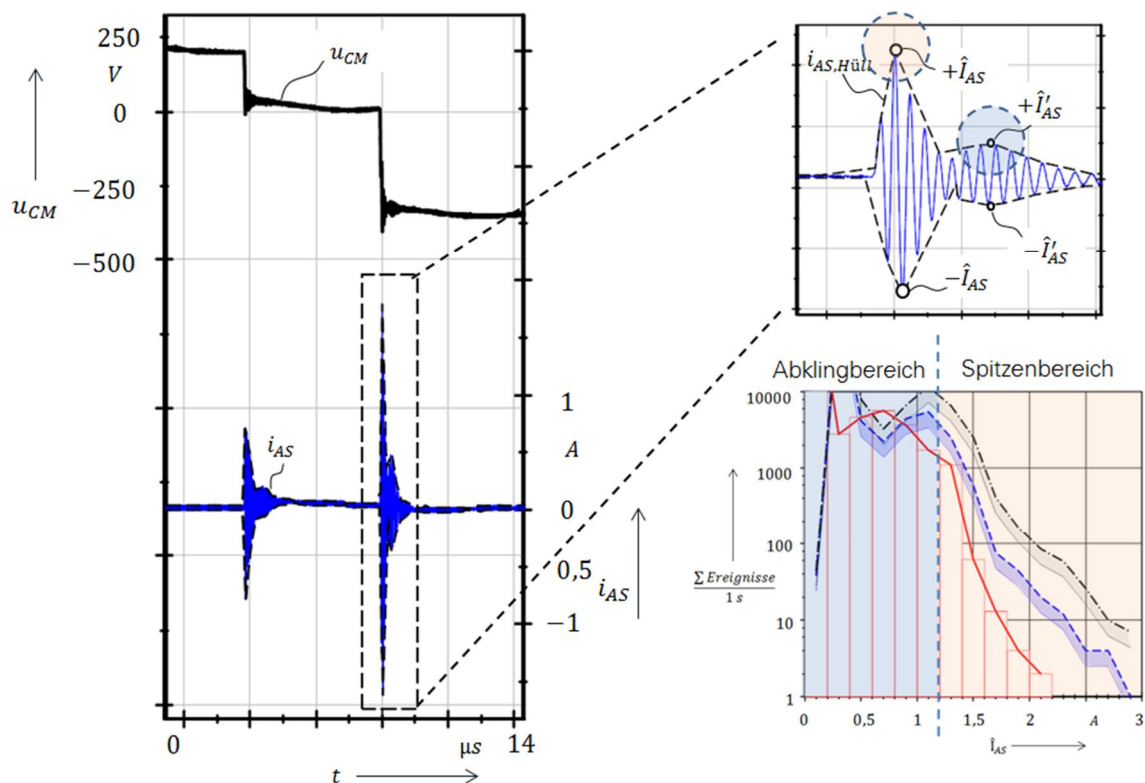


Bild 3.32 Hüllkurvenverfahren zur Bestimmung der Spitzenwerte bei impulsförmigen Signalverläufen

Wird nun das in Bild 3.32 beschriebene Auswerteverfahren auf die gemessenen Zeitverläufe des Common-Mode-Stroms angewendet, so ergibt sich für den Betriebspunkt ① (Tabelle 3-9) die in Bild 3.33 dargestellte Histogramm-Klassifizierung. In Teilbild (a) ist das Histogramm, in Teilbild (b) ein exemplarischer Ausschnitt der Zeitverläufe für eine

Schaltfrequenz von 2,5 kHz dargestellt. Zu erkennen ist das sechsmalige Auftreten des impulsförmigen Stroms bei jeder Schaltflanke der Common-Mode-Spannung.

Um die Auswirkungen des durch die Schaltfrequenzerhöhung verstärkten, hochfrequenten Störpotenzials richtig bewerten zu können, müssen für einen relativen Vergleich die schaltfrequenten Anteile für 4 kHz und 8 kHz auf eine Schaltfrequenz von 2,5 kHz umgerechnet werden. Dazu werden die Ereigniszahlen mit dem Verhältnis $2,5 \text{ kHz}/f_s$ multipliziert. Das Ergebnis äußert sich in einer Verschiebung der Kurven parallel zur Ereignisachse. Die unteren Begrenzungen der entstehenden Kurvenbereiche stellen die umgerechneten Ereigniszahlen, die oberen Linien die real ermittelten Anzahlen dar. Trotz dieser Umrechnung liegen die Verläufe von 8 kHz oberhalb der Amplituden- und Ereigniszahlen bei 4 kHz, d. h. die höhere Schaltfrequenz zeigt höhere Amplituden mit einer größeren Häufigkeit. Da diese Verläufe mit dem gleichen Umrichter (U-02) aufgenommen wurden, liegen hier identische Spannungssteilheiten vor. Somit ist der Effekt allein durch die Steigerung der hochfrequenten Spektralanteile als Folge der Erhöhung der Schaltfrequenz (Bild 3.31) erklärbar. Der Umrichter mit der Schaltfrequenz von 2,5 kHz (U-01) hat eine geringere Spannungssteilheit und zeigt im Betrieb niedrigere Spitzenwerte für den Common-Mode-Strom, die im Vergleich zu den Unterschieden zwischen 4 kHz und 8 kHz nicht allein durch die geringeren hochfrequenten Anteile erklärbar sind. Da das Antriebssystem – abgesehen von den jeweiligen Umrichtern – in beiden Fällen identisch war, ist auch von gleichen parasitären Kapazitätswerten auszugehen (Kabel, Motor und kapazitive Erdanbindungen). Der Common-Mode-Strom kann in erster Näherung aus dem Produkt der parasitären Ersatzkapazität und der Spannungssteilheit berechnet werden. Aufgrund der geringeren Spannungssteilheiten von Umrichter U-01 ergeben sich damit für den resultieren Common-Mode-Strom bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz, niedrigere Spitzenwerte.

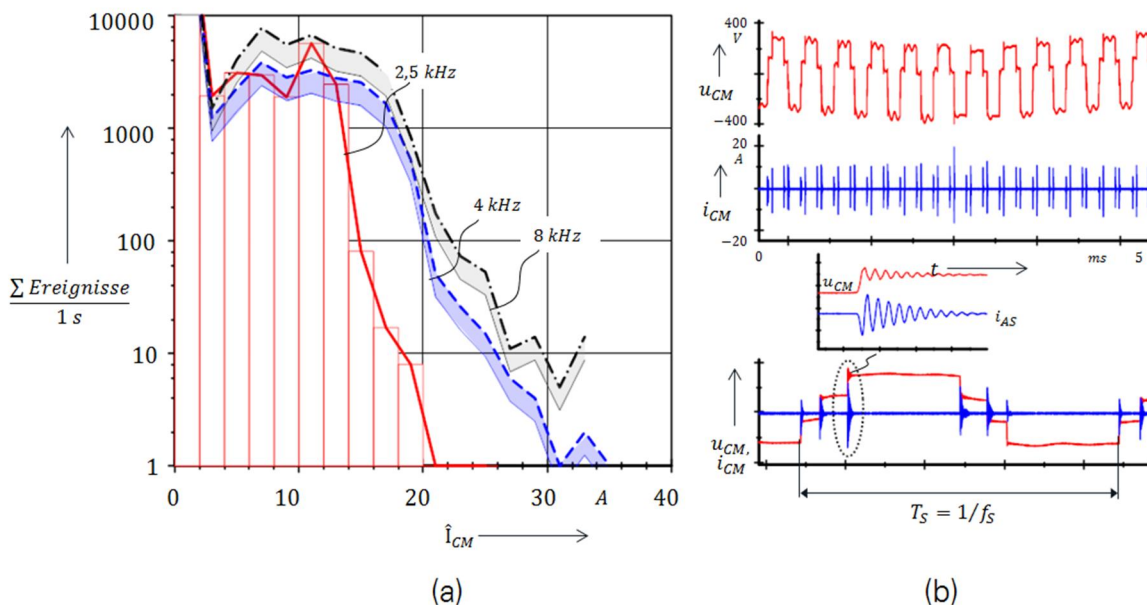


Bild 3.33 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Common-Mode-Stromamplitude $+\hat{I}_{CM}$ im Betriebspunkt ① ($n = 920 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-01.1) (K-01.2);
 (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz

Nachfolgend werden die Auswirkungen der Schaltfrequenzvariation auf die gemessenen Lagerströme untersucht. Der Versuchsmotor M-01 verfügt – bis auf die für Messzwecke eingebrachten und für die Strommessung überbrückten Lagerisolationen (siehe Anlage A.4) – über keine weiteren isolierten Lagerstellen. Bei niedrigen Drehzahlen und entsprechenden Lagertemperaturen kann sich kein geschlossener, isolierender Schmierfilm im Lager-schmierspalt ausbilden. Das Lager arbeitet im sogenannten Mischreibungsgebiet. In diesem Bereich wird bei der gegebenen Konfiguration jeder Common-Mode-Stromimpuls in einen zirkularen Lagerstrom umgewandelt, der beide Lagerstellen gegensinnig durchfließt. In Bild 3.34 (a) ist die Histogrammauswertung des Lagerstroms im A-seitigen Lager dargestellt. Hier zeigt sich bei Rückrechnung auf 2,5 kHz (siehe Erklärung zu Bild 3.33) eine deutliche Steigerung der Amplituden mit Erhöhung der Schaltfrequenz. Anders als bei den Verläufen für die Spitzenwerte des Common-Mode-Stroms (Bild 3.33) ergibt sich hier ein relativ gleichverteiltes Bild:

- ⊕ Die Unterschiede zwischen den auf 2,5 kHz bezogenen Verläufen korrespondieren mit der Erhöhung der Schaltfrequenz, d. h. hier ist die Auswirkung der zusätzlichen hochfrequenten Anteile erkennbar.
- ⊕ Der du/dt -Einfluss, der in den \hat{I}_{CM} -Verläufen deutlich war, tritt hier scheinbar nicht auf. Offensichtlich bewirkt der induktive Koppelmechanismus, der zur Ausprägung von Zirkularströmen führt (siehe Abschnitt 2.2.3), hier eine Art „Entkopplung“ vom direkten du/dt -Einfluss.

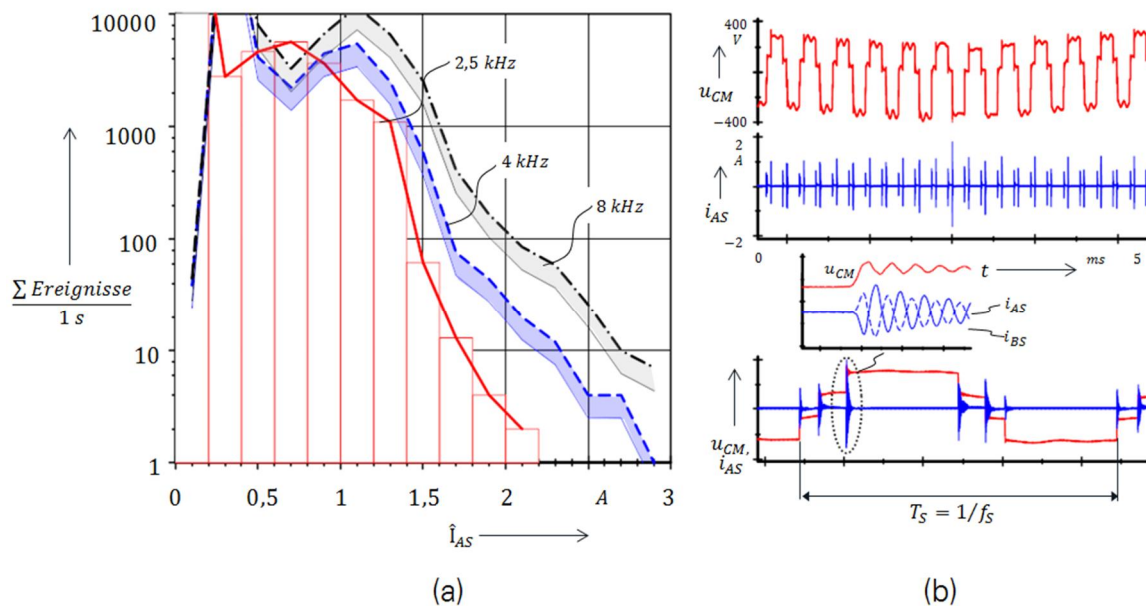


Bild 3.34 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Lagerstromamplitude \hat{I}_{AS} im Betriebspunkt ① ($n = 920 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-01.1) (K-01.2);
 (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz

Bild 3.35 zeigt die Auswertung für den Betriebspunkt ②, d. h. bei einer Drehzahl von 2000 min^{-1} . Das Lager befindet sich im Bereich der Vollschmierung, d. h. hier liegt ein isolierender Schmierfilm vor, der die Ausprägung von zirkularen Lagerströmen verhindert. Da die kritische Feldstärke für einen Spannungszusammenbruch (siehe Abschnitt 2.2.2) mit nachfolgendem EDM-Strom nicht erreicht wurde, sind nur du/dt -Verschiebungsströme

feststellbar. Die Amplituden liegen im mA-Bereich (siehe Abschnitt 2.2.1). Anders als bei den Zirkularströmen ist hier der Einfluss der geringeren Spannungsteilheit von Umrichter U-01 bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz deutlich erkennbar. Während die mit Umrichter U-02 ermittelten Verläufe nahezu identisch sind, zeigen die für 2,5 kHz deutlich niedrigere Spitzenwerte.

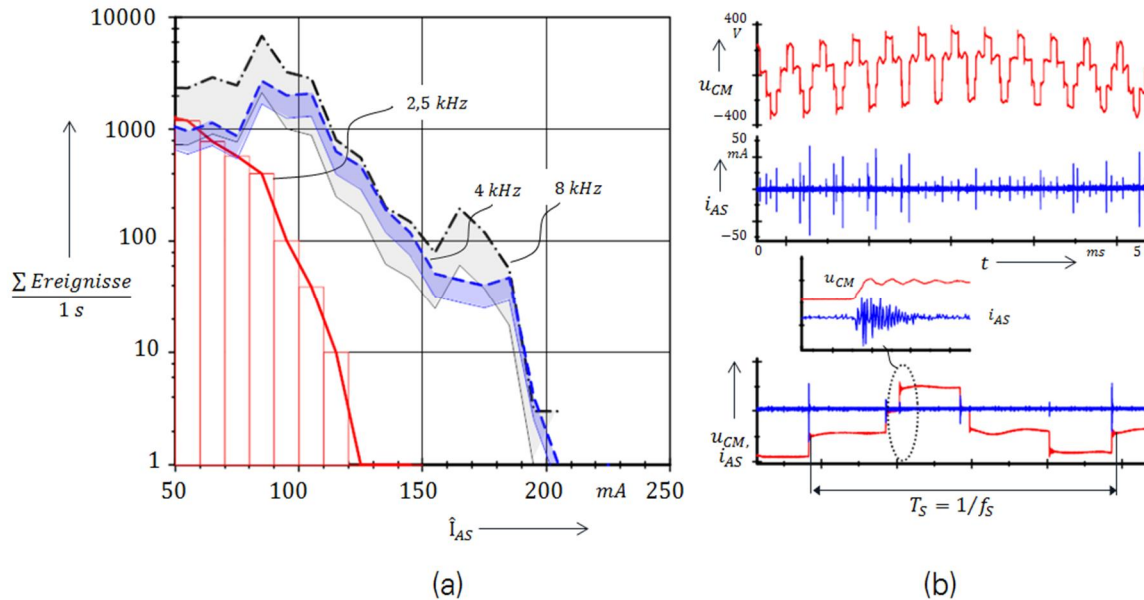


Bild 3.35 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Lagerstromamplitude $+\hat{i}_{AS}$ im Betriebspunkt ② ($n = 2000 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-01.1) (K-01.2);
 (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz

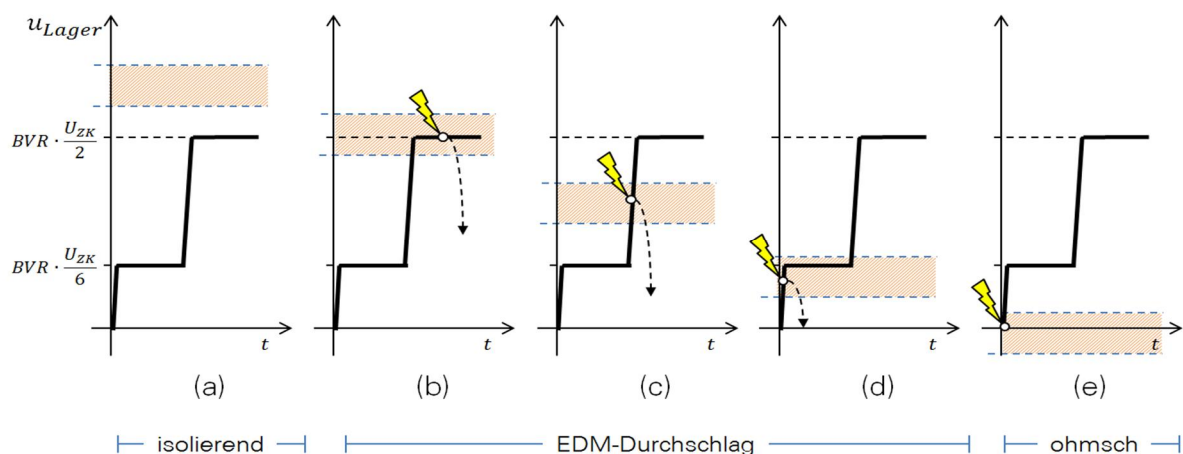
Bei den Messungen an den Konfigurationen K-01.1 und K-01.2 waren in den aufgenommenen Messreihen keine EDM-Ströme festgestellt worden, sodass die messtechnische Analyse der Schaltfrequenzvariation in Bezug auf die Ausprägung von EDM-Strömen an einer anderen Anordnung aufgezeigt werden soll.

Der Motor dieser Antriebskonfiguration K-02.1 ist ein Asynchronmotor M-02 mit der Achshöhe 400 mm, der mit einer isolierten Lagerstelle auf der B-Seite des Motors ausgestattet ist. Der Testmotor wurde aus einem Umrichter (U-03) mit aktiver Einspeisung (AFE) im Modus einer unregelmäßig, rückspeisefähigen Einspeisung versorgt. Betrieben wurde der Motor im Leerlauf ohne Kupplung, d. h. es traten hier keine Zirkular- oder Rotor-Erdströme, sondern nur EDM-Ströme auf. In Tabelle 3-10 sind die jeweiligen Betriebspunkte tabellarisch aufgetragen.

Tabelle 3-10 Darstellung der Betriebspunkte und -parameter für die Messungen an der Konfiguration K-02.1

BP	Schaltfrequenz	Drehzahl	Parameter	Konfiguration
①	1,25 kHz	750 min ⁻¹	$U_{ZK} = 930 \text{ V};$ $m = 0,75$	K-02.1
	2 kHz			
	4 kHz			
②	1,25 kHz	250 min ⁻¹	$U_{ZK} = 930 \text{ V};$ $m = 0,25$	
	2 kHz			
	4 kHz			

Wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben und im Kapitel 5 weiter vertieft, ist die Entstehung eines EDM-Lagerstroms streng an die Spannungs- und Abstandsverhältnisse im Lager-schmierspalt gekoppelt. Die Common-Mode-Spannung wird über den parasitären Spannungsteiler – mit dem Teilverhältnis BVR – auf den Schmierspalt der Wälzlager „projiziert“ (siehe Abschnitt 2.2.2, Kapitel 4). Der Quotient aus dieser Spannung und der Schmierfilmdicke ergibt die aktuell im Schmierspalt vorliegende elektrische Feldstärke, die bei Überschreitung eines Grenzwerts zu einer Lichtbogenentladung führt. Die Schmierfilmhöhe wird stark durch die kinematischen Bedingungen des Lagers bestimmt; ebenso können zusätzliche Schwingungen die Schmierfilmdicke verändern (siehe Kapitel 5). Das führt dazu, dass statt einer harten Grenze eher ein Grenzbereich entsteht, der die Durchschläge teilweise stochastisch auftreten lässt. In Bild 3.36 sind die möglichen Durchschlagsbedingungen schematisch in fünf Stufen (a) bis (e) dargestellt.


Bild 3.36 Qualitative Darstellung der möglichen Stufen von Lagerstromereignissen

Zu erkennen ist jeweils ein kleiner Ausschnitt eines prinzipiellen idealen Verlaufs der Lager-spannung, der als Produkt aus der jeweils aktiven Zwischenkreisspannungsstufe und des BVR entsteht. In jedem der fünf Teilbilder sind qualitativ die Spannungsbereiche markiert, in denen der Schmierfilm mit einer hohen Wahrscheinlichkeit durchschlägt (orange schraffiert). Da im Wälzlager instabile Verhältnisse vorliegen können, die stark von den umgebenden Bedingungen beeinflusst werden (z. B. Schwingungen, siehe auch Abschnitt 5.1.2), ist statt

einer scharfen Grenze der beschriebene Übergangsbereich gekennzeichnet. Im Teilbild (a) befindet sich die Lagerspannung unterhalb der Durchschlagsschwelle, der Schmierpalt hat eine isolierende Wirkung. In den Teilbildern (b) bis (c) liegt die Lagerspannung über der Grenzbedingung für einen Lichtbogendurchschlag, es treten EDM-Ströme auf. In (e) sind die Verhältnisse während eines ohmschen Stromüberganges dargestellt, d. h. für den Fall von Zirkular- oder Rotor-Erdströmen. Bei der nachfolgenden Analyse der Messergebnisse sollen diese qualitativen Durchschlagsstufen eine Interpretation der Ergebnisse ermöglichen.

In der vorher dargestellten Systemmessung (Tabelle 3-9) sind keine EDM-Ströme detektiert worden. In den Schmierpalt der Motorlager lagen die Stufen (a) oder (e) vor. Da der Motor keine Lagerisolation hatte, zeigten sich die Auswirkungen der Stufe (e) vor allem in der Ausprägung von Zirkularströmen, die von Stufe (a) in du/dt -Verschiebungsströmen.

Entsprechend den Analysen der Messergebnisse der Konfigurationen K-01.1 und K-01.2 (siehe Bild 3.34 und Bild 3.35) soll zur Auswertung der Betriebspunkte nach Tabelle 3-10 ebenso das in Bild 3.32 dargestellte Hüllkurvenverfahren genutzt werden. Anders als bei den zirkularen Lagerströmen ist es bei der Auswertung von EDM-Ereignissen notwendig, die positiven und die negativen Ereignisse zu betrachten. In Bild 3.37 sind die Histogramme des A-seitigen Lagerstroms für den Betriebspunkt ① dargestellt.

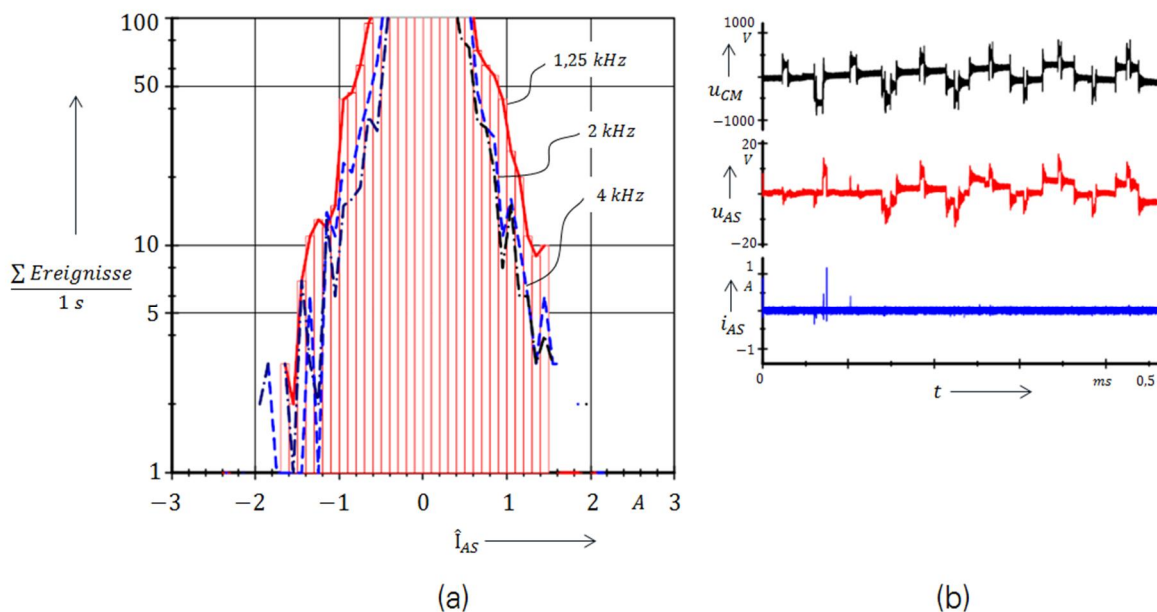


Bild 3.37 Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der Lagerstromamplitude \hat{I}_{AS} im Betriebspunkt ① ($n = 750 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-02.1) (a); Exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 1,25 kHz (b)

Teilbild (a) zeigt die Häufigkeitsverteilung, Teilbild (b) einen exemplarischen Zeitverlauf bei einer Schaltfrequenz von 1,25 kHz. Zu erkennen ist, dass – anders als bei den zirkularen Lagerströmen – die Anzahl und die Amplituden der detektierten EDM-Ströme weitgehend unabhängig von der Schaltfrequenz sind. Die Häufigkeiten und die Amplituden liegen relativ dicht beieinander (die Verläufe sind nicht auf 1,25 kHz zurückgerechnet). Dieses Ergebnis ist mit den Verhältnissen innerhalb der Durchschlagsstufe (b) erklärbar, da nur hier die Spannungszusammenbrüche unabhängig von den Schaltflanken der Lagerspannung sind. In

allen anderen Fällen (c-d) würden die Durchschläge sechsmal pro Pulsperiode auftreten und folglich proportional zur Schaltfrequenz steigen.

Der Zeitpunkt eines Durchschlags (b) ist nicht direkt vorherbestimmbar. In [30] wird hierfür der Ausdruck „Anstehzeit“ verwendet, die dort allerdings nicht als Faktor für die Anzahl der Durchschläge angesehen wird. Nach [30] hat vor allem die maximale Lagerstromamplitude einen wesentlichen Einfluss auf die Zahl der Durchschläge, was bedeutet, dass die maximale Anzahl während den Durchschlagsstufen (c) und (d) auftritt und mit dem Wert von $6 \cdot f_s$ einem Grenzwert für die Zahl der Entladungen pro Sekunde entgegenstrebt. Die maximale Anzahl an EDM-Ereignissen wird im Fall der Stufe (b) kleiner als dieser Grenzwert sein, allerdings liegen die amplitudenbewerteten Häufigkeiten über den Werten der Stufen (c) und (d). Mit anderen Worten: Im Fall (b) wird es mehr Entladungen mit höherer Lagerstromamplitude geben als in den Fällen (c) und (d). Mit Blick auf die in Bild 3.38 dargestellten Ereignishäufigkeiten für den Betriebspunkt ② wird diese Annahme bestätigt: Die Amplituden und Häufigkeiten der Lagerstromereignisse sind im Betriebspunkt ② niedriger als in Punkt ①. Der Punkt ② ist gekennzeichnet durch eine niedrigere Drehzahl; im Lager liegen die Durchschlagsverhältnisse (c) und (d) vor. Mit der Rückrechnung auf eine Schaltfrequenz von 1,25 kHz ergeben sich – analog zu den Analysen nach Bild 3.34 – Ereignisbereiche für die jeweiligen Schaltfrequenzen. Die unteren Begrenzungslinien stellen den umgerechneten Ereigniswerte dar, die oberen die real gemessenen Werte. Hier zeigt sich eine deutliche Angleichung der Verläufe, d. h. die Häufigkeit der EDM-Durchschläge in der Durchschlagsstufe (c) und (d) wird hauptsächlich von der Schaltfrequenz bestimmt. Die amplitudenbewertete Häufigkeit ist aber im vorliegenden Fall niedriger als die Durchschlagshäufigkeit der Stufe (b), dem Bereich, der nach [30] durch die „Anstehzeit“ geprägt wird.

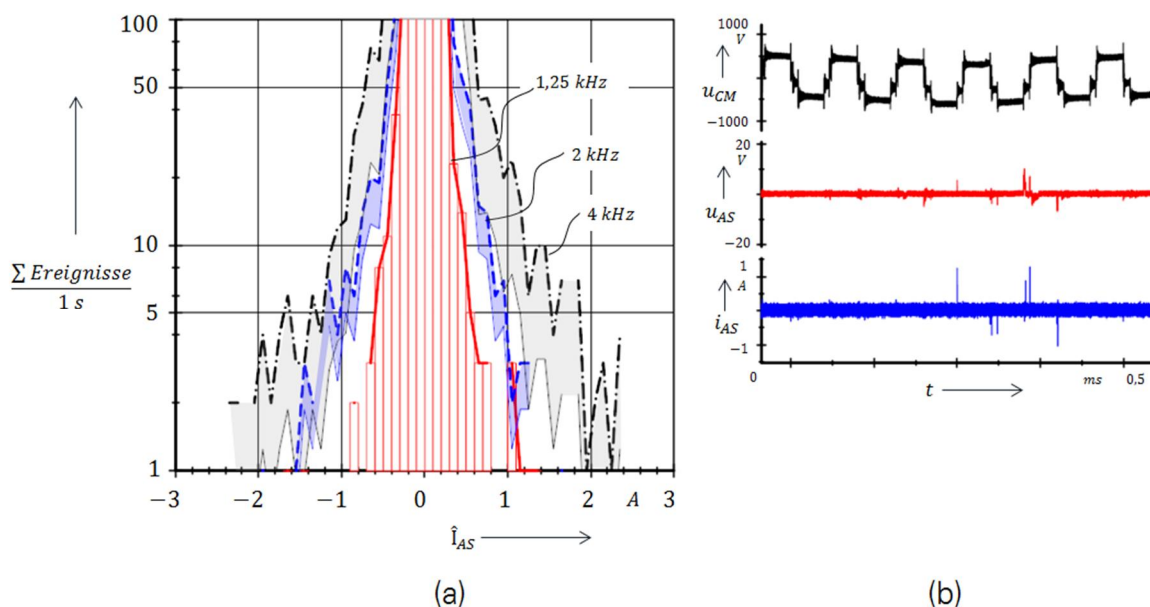


Bild 3.38 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Lagerstromamplitude \hat{I}_{AS} im Betriebspunkt ② ($n = 250 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-02.1);
 (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 1,25 kHz

Dass die Lagerstromamplituden im Betriebspunkt ① über den Werten von Punkt ② liegen, ist in der Höhe der Lagerspannung zum Zeitpunkt des Zusammenbruchs begründet. Die Spannungen der Durchschlagsstufe (b) liegen über den Werten der Stufen (c) und (d). Der entstehende Lagerstrom, der proportional zum Produkt des Gradienten der fallenden Spannung und der Schmierfilmpkapazität ist, wird – bei in erster Näherung konstanter Dauer des Zusammenbruchs – direkt von der Höhe der Spannung vor dem Zusammenbruch bestimmt. Die Durchschläge der Stufe (b) sind somit in Bezug auf die Wälzlagerschädigung als kritischer einzuordnen als die der Stufe (c) und (d). Dieser Aspekt und die Durchschlagswahrscheinlichkeiten in der Phase der „Anstehzeit“ werden im Kapitel 5 im Detail betrachtet und in eine Beschreibung überführt, die es ermöglicht, die Wahrscheinlichkeit und die „Intensität“ einer Lichtbogenentladung abzuschätzen.

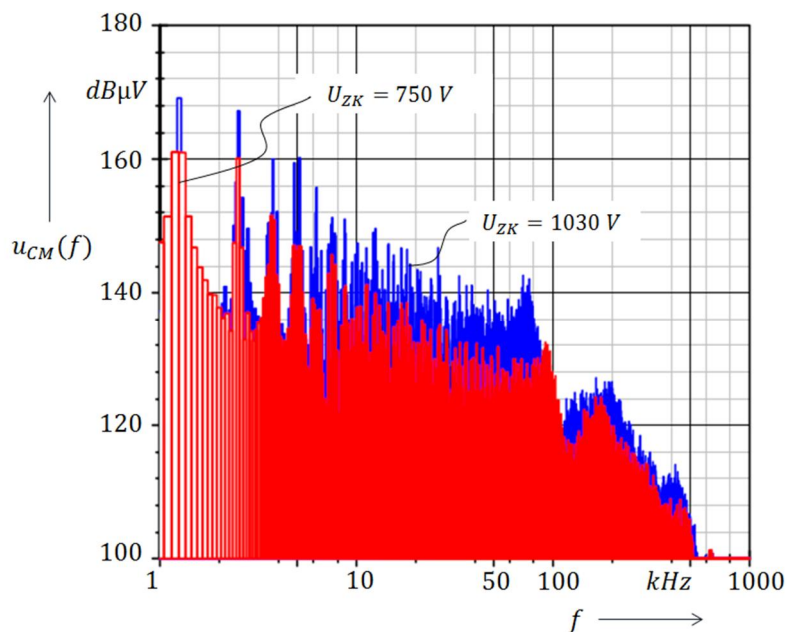
3.3.3.2 Variation der Zwischenkreisspannung

Ein weiterer entscheidender Einflussfaktor auf die in Abschnitt 3.3.2 herausgestellte Höhe des Störpotenzials ist die Amplitude der Zwischenkreisspannung. Im Folgenden sollen die Auswirkungen an einem Beispiel messtechnisch untersucht werden. Basis hierfür sind weitere Messungen an Motor M-02, der auch im Abschnitt 3.3.3.1 zur Schaltfrequenzvariation verwendet wurde. Diese Asynchronmaschine der Achshöhe 400 mm kann mit unterschiedlichen Anschlussspannungen und damit in unterschiedlichen Bemessungspunkten betrieben zu werden. Da die Magnetisierung konstant bleibt, wird mittels Stern–Dreieck-Umschaltung und einer Veränderung der Nennfrequenz die Möglichkeit gegeben, unterschiedliche Nennspannungen zu realisieren. Die dazugehörigen Umrichter sind U-03 und U-04 mit einer Anschlussspannung von 500 V bzw. 690 V. Im vorliegenden Beispiel wird der Motor bei einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ betrieben. Je nach Anschlussspannung ergeben sich damit die Aussteuergrade $m = 1$ und $m = 0,77$. Die Umrichter verfügen über eine aktive Einspeisung (AFE), sodass die Zwischenkreisspannungen 750 V bzw. 1030 V betragen. Die Antriebskonfiguration ist den Angaben von K-03.1 bis K-03.3 der Tabelle A-19 zu entnehmen. Der Motor wurde bei sämtlichen Messreihen mit 3000 Nm belastet und ist über eine isolierende Kupplung mit der Lastmaschine verbunden. Mittels einer Kontaktierung der Welle wurde der Fall einer leitenden Kupplung und eines damit verbundenen Rotor–Erdstroms nachgebildet. Der Motor war isoliert auf dem Prüfstand befestigt und nur über definierte Verbindungen mit dem Erdpotential verbunden. Durch eine „schlechte“ Motorerdung war es möglich, die Amplitude des Rotor–Erdstroms zu erhöhen (siehe hierzu auch die Beschreibung zu Bild 2.17 in Abschnitt 2.2.4). In der 690-V-Konfiguration ist neben dem Standard-Anschlusskabel in Form von drei ungeschirmten Einzelleitern (Typ 1) auch ein mehradriges, geschirmtes Kabel (Typ 2) zur Anwendung gekommen. Die eingesetzte Messtechnik und die Analyseverfahren sind in den Anlagen A.3 und A.4 dargestellt. Die einzelnen Betriebspunkte und die dazugehörigen Konfigurationen sind in Tabelle 3-11 aufgelistet. Die Schaltfrequenz betrug in allen Fällen 1,25 kHz, die analysierte Drehzahl 1000 min^{-1} , sodass sich die Punkte vor allem durch die Variation von Motorkabeltyp, Kupplungsanschluss und in der Höhe der Zwischenkreisspannung unterscheiden.

Tabelle 3-11 Darstellung der Betriebspunkte und -parameter für die Messungen an den Konfigurationen K-03.1 bis K-03.3

Betriebspunkt	Konfiguration	Kupplung	U_{ZK}	Kabel
①	K-03.1	isolierend	750 V	Einzelleiter
②		leitend		
③	K-03.2	isolierend	1030 V	
④		leitend		
⑤	K-03.3	isolierend	1030 V	Mehrleiter
⑥		leitend		

Bild 3.39 zeigt den analysierten Frequenzverlauf der gemessenen Common-Mode-Spannungen für eine Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 750 \text{ V}$ und 1030 V (Betriebspunkte ① und ③). Ein exemplarischer Ausschnitt aus dem Zeitverlauf der gemessenen Spannung für $U_{ZK} = 750 \text{ V}$ ist in Bild 3.40 (b) dargestellt. Aufgrund der aktiven Einspeisung (AFE) ist der Verlauf der Common-Mode-Spannung auch vom Schaltverhalten des eingangsseitigen Gleichrichters geprägt.


Bild 3.39 Vergleich der Frequenzverläufe der gemessenen Common-Mode-Spannungen für verschiedene Zwischenkreisspannungen (Betriebspunkte ① und ③)

Es ist gut zu erkennen, dass, wie in Abschnitt 3.3.2 in Bild 3.30 qualitativ dargestellt, die Amplituden der einzelnen Spektralanteile mit der Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 1030 \text{ V}$ höher sind als bei der Spannung $U_{ZK} = 750 \text{ V}$. Hierbei wird auch die beschriebene, parallele Verschiebung entlang der Amplitudenachse erkennbar.

In der Auswertung des in das Antriebssystem hineinfließenden Common-Mode-Stroms ist ebenfalls deutlich der Anstieg durch die Vergrößerung der Zwischenkreisspannung zu er-

kennen. In Bild 3.40 (a) ist die zu Beginn von Abschnitt 3.3.3 beschriebene, gekoppelte Hüllkurven- und Histogrammanalyse dargestellt.

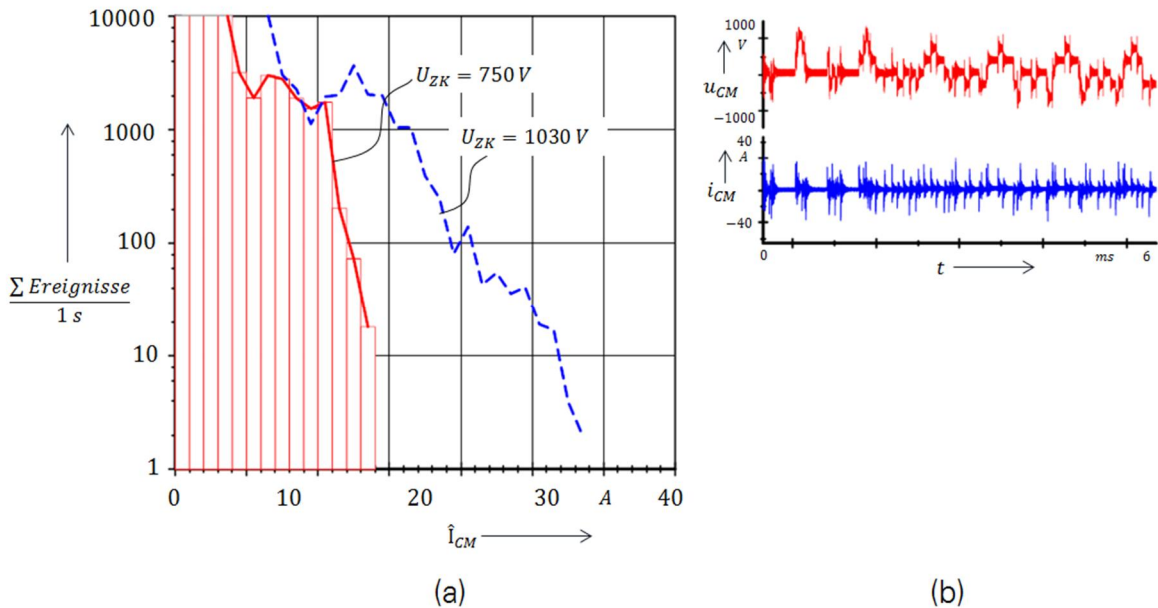


Bild 3.40 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Common-Mode-Stromamplitude \hat{I}_{CM} (Betriebspunkte ① und ③) für verschiedene Zwischenkreisspannungen (K-03.1) (K-03.2) (a); (b) exemplarischer Zeitverlauf bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$

Teilbild (b) zeigt einen exemplarischen Ausschnitt aus dem Zeitverlauf der Common-Mode-Spannung und dem dazugehörigen Strom für den Betriebspunkt ①. In der Häufigkeitsdarstellung ist zu erkennen, dass die maximalen Amplituden des Common-Mode-Stroms von 20 A bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$ mit einer Häufigkeit von 10 Impulsen/s bei einer Spannung von 1030 V um das 100-fache öfter erscheinen. Die maximale Amplitude steigert sich um das 1,7-fache auf ca. 34 A mit einer Häufigkeit von knapp drei Impulsen/s.

Bei der Analyse der Auswirkungen einer U_{ZK} -Erhöhung auf die Ausprägung von Lagerströmen im vorliegenden Beispiel ist Folgendes zu beachten:

- ⊕ Der verwendete Motor ist mit einem isolierenden Lager ausgestattet, d. h. es entstehen keine zirkularen Lagerströme.
- ⊕ Beim Betrieb mit „leitender Kupplung“ entstehen Rotor-Erdströme.
- ⊕ EDM-Ströme sind insbesondere beim Betrieb mit „isolierender Kupplung“ vorhanden.
- ⊕ Die Verwendung von geschirmten, symmetrischen Motorkabeln (Typ 2) wirkt sich, aufgrund der fehlenden Zirkularstromanteile, auf die Höhe der Rotor-Erdströme aus.

In Bild 3.41 sind die Ergebnisse in Form von Histogrammverläufen zusammenfassend dargestellt. Im oberen Bereich ist eine Gesamtdarstellung über den gesamten Amplitudenbereich, links unten ein Detailausschnitt und rechts unten ein exemplarischer Zeitverlauf zu sehen. Dargestellt sind nur die Häufigkeiten der positiven Spitzenwerte des A-seitigen Lagerstroms \hat{I}_{A5} .

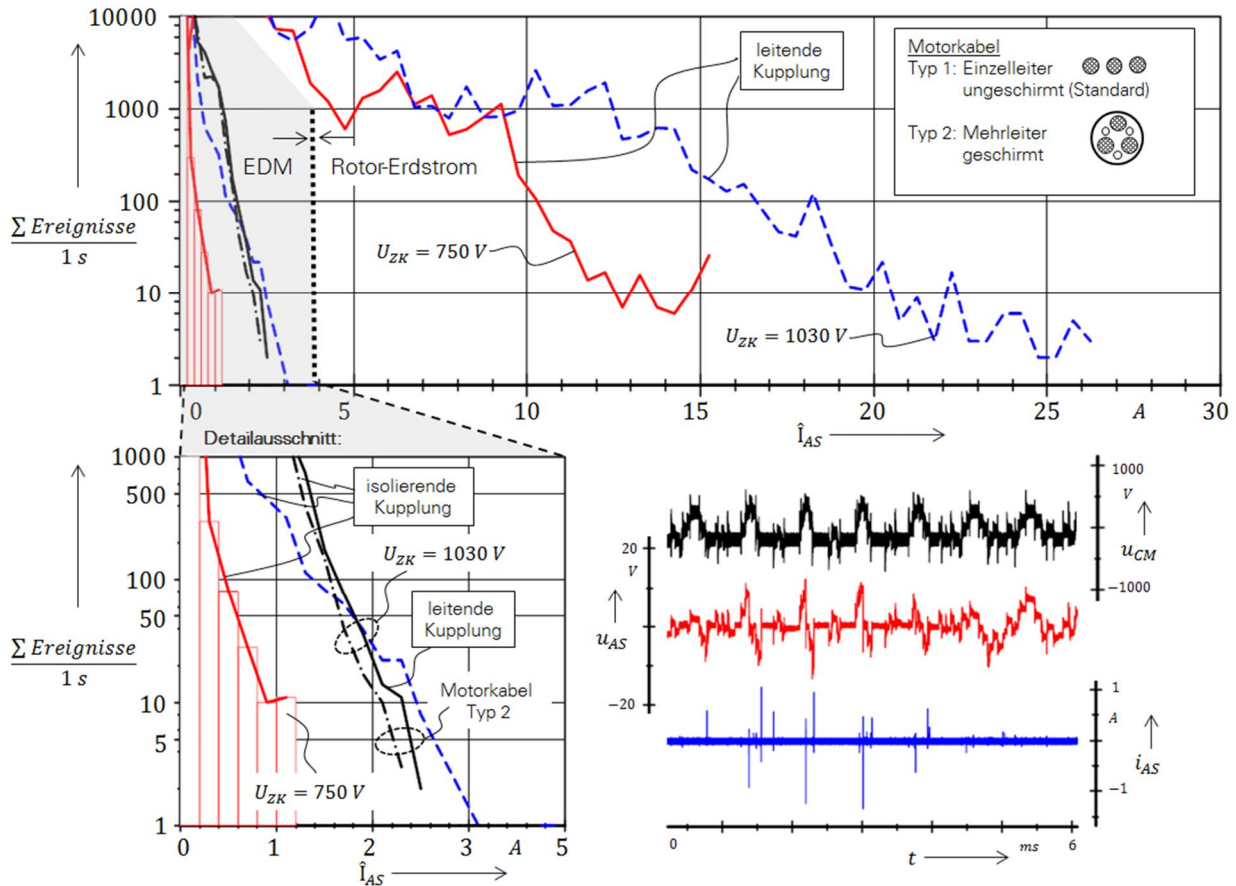


Bild 3.41 Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der Lagerstromamplitude $+I_{AS}$ für verschiedene Zwischenkreisspannungen und Betriebsparameter (K-03.1 bis K-03.3), sowie exemplarische Zeitverläufe bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$

Folgende Punkte sind in den Verläufen erkennbar:

- ⊕ Durch die gewählte Messanordnung in Form einer isolierten Motoraufstellung mit definierter Erdung und den Einsatz von ungeschirmten Einzelleitern (Typ 1) sind hohe Rotor-Erdströme mit Spitzenwerten von 20 A bis 27 A bei einer Impulsrate von zehn Ereignissen pro Sekunde entstanden (④; $U_{ZK} = 1030 \text{ V}$). Bei einer Zwischenkreisspannung von 750 V liegen die Spitzenwerte des Lagerstroms bei gleicher Impulsrate in einem Bereich von 13 A bis 16 A (②).
- ⊕ Der Amplitudenbereich der EDM-Ströme bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$ liegt bei Spitzenwerten von maximal 1,2 A (zehn Ereignisse/s) (①). Eine Zwischenkreisspannung von 1030 V vergrößert den Bereich und die Spitzenwerte auf 2,6 A bis 3,1 A (③).
- ⊕ Mit Einsatz des geschirmten Mehrleiterkabels traten bei Betrieb mit leitender Kupplung keine Rotor-Erdströme mehr auf (⑥). Die noch vorhandenen EDM-Ströme liegen in einem ähnlichen Amplituden- und Häufigkeitsbereich wie beim Betrieb mit Einzelleitern und einer isolierenden Kupplung (③).

Die Analysen zeigen, dass die Höhe der Zwischenkreisspannung einen deutlichen Einfluss auf die Höhe von EDM- und Rotor-Erd-Lagerströmen hat. Während sich die Rotor-Erdströme durch den Einsatz von geschirmten, mehradrigen Motorzuleitungen (siehe Abschnitt 2.2.4) und die zirkularen Lagerströme durch Einbau einer Lagerisolation (siehe Ab-

schnitt 2.2.3) weitgehend reduzieren lassen, ist die Reduktion von EDM-Strömen schwierig bis unmöglich (siehe Abschnitt 2.2.2).

3.3.3.3 Einfluss der Umrichtertopologie

Wie in Abschnitt 3.3.1 dargestellt, sind bei gegebener Zwischenkreisspannung die Amplituden der Common-Mode-Spannungsstufen abhängig von der eingesetzten Umrichtertopologie. Die Dauer der jeweiligen Stufen wird wiederum vom Aussteuergrad des Wechselrichters bestimmt. In Bild 3.26 und Bild 3.27 sind die gemittelten, auf die de T_S bezogenen Zeitanteile in Abhängigkeit vom Aussteuergrad für die Common-Mode-Spannungsstufen eines Zweipunkt- und Dreipunkt-Wechselrichters dargestellt. Die entsprechenden Verläufe sind mit Näherungsgleichung 3-18 und mit den Koeffizienten der Tabelle 3-6 berechenbar. Während – wie in Abschnitt 3.1.3.2 beschrieben – ein Wechselrichter in Dreipunkt-Technik den Spannungslevel „null“ aktiv schalten kann, benötigt der Zweipunkt-Wechselrichter die Nullzeiger, die der Common-Mode-Spannung einen Beitrag von $\pm U_{zk}/2$ hinzufügen. Anhand von vergleichenden Messungen an einer Motor-Umrichter-Kombination, bei welcher der Motor M-08 wahlweise durch den Zweipunkt-Umrichter U-06 oder den Dreipunkt-Umrichter U-07 bei sonst identischen Systemparametern gespeist wurde, soll dieser Einfluss auf die Ausprägung von Lagerströmen nachgewiesen werden. In Bild 3.42 sind die ermittelten Ereigniszahlen und die bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen in Abhängigkeit von der Drehzahl bzw. dem Aussteuergrad dargestellt.

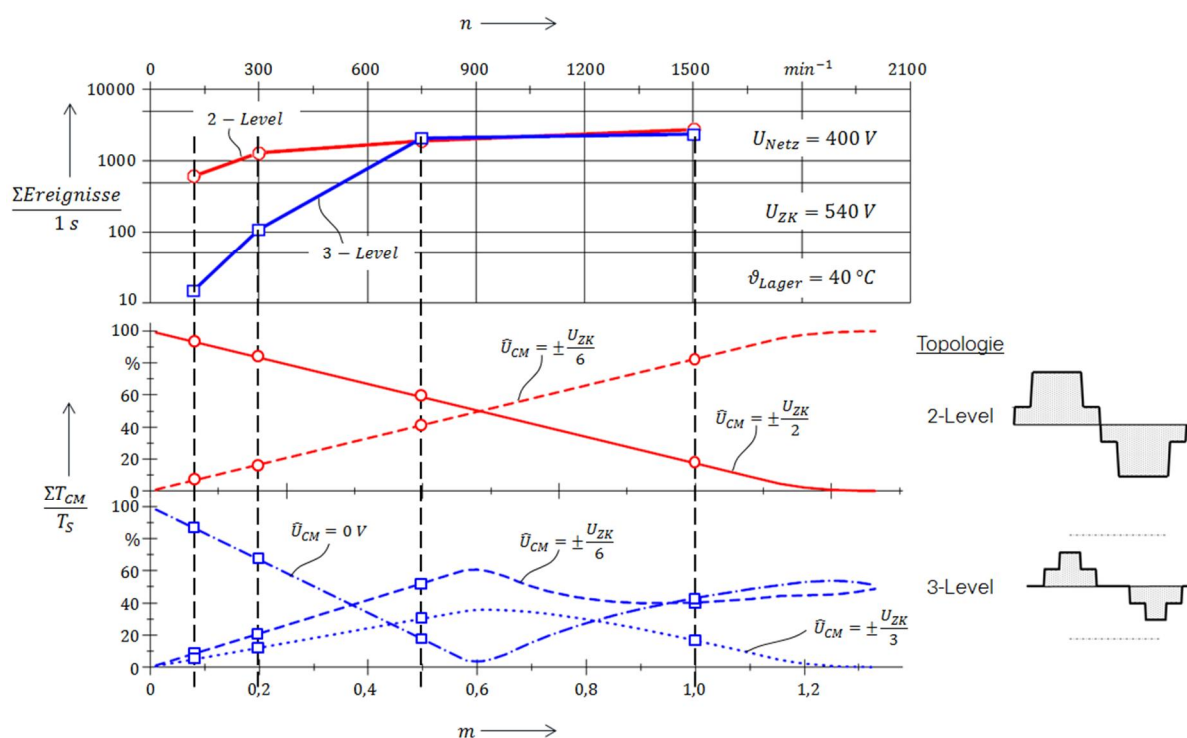


Bild 3.42 Vergleich der an Konfigurationen K-06.1 und K-06.2 gemessenen Anzahl von Lagerstromereignissen in Abhängigkeit von der Drehzahl für verschiedene Umrichtertopologien.

Die im oberen Diagramm von Bild 3.42 dargestellten Ereigniszahlen zeigen im Bereich der niedrigen bis mittleren Drehzahlen eine deutlich niedrigere Ereignishäufigkeit bei der Dreipunkt-Ausführung gegenüber der Zweipunkt-Variante. Dieser Aussteuerbereich zeigt die

beschriebenen Unterschiede in den einzelnen Common-Mode-Spannungsstufen. Durch die bei der Dreipunkt-Variante aktive Nutzung der Stufe „Null“ reduziert sich die Häufigkeit der Lagerstromereignisse in dem Fall signifikant. Im mittleren bis hohen Drehzahlbereich, in dem bei beiden Wechselrichtertopologien $\pm U_{zk}/6$ bzw. $\pm U_{zk}/3$ und $\pm U_{zk}/2$ beim Dreipunkt- bzw. Zweipunkt-Wechselrichter auftreten, sind keine gravierenden Unterschiede bei den ermittelten Ereigniszahlen mehr erkennbar.

3.3.3.4 Zusammenfassung zum Parametereinfluss

In Tabelle 3-12 sind die Auswirkungen von Parameterveränderungen auf die Common-Mode-Größen und die Ausprägung von Lagerströmen zusammenfassend dargestellt.

Tabelle 3-12 Zusammenfassende Darstellung der Auswirkungen von Parameterveränderungen auf die Ausprägung von Lagerströmen

Parameter	Common-Mode-Größen		Lagerstromart		
	\hat{U}_{CM}	\hat{I}_{CM}	EDM	Zirkular	Rotor-Erd
$f_s \uparrow$	\Rightarrow	\uparrow	\Rightarrow)*	\nearrow **	\uparrow
$U_{ZK} \uparrow$	\uparrow	\uparrow	\uparrow	$\uparrow \uparrow$	$\uparrow \uparrow$
$dU/dt \uparrow$	\Rightarrow	\nearrow	\Rightarrow	\nearrow	\nearrow

Anmerkungen:) * Durchschlagsstufe (b);) ** Durchschlagsstufe (c) und (d) (Bild 3.36)

- ⊕ Die Höhe der **Zwischenkreisspannung** hat einen entscheidenden Einfluss auf die Höhe der Lagerströme. Dieser Parameter hat eine Rückwirkung auf sämtliche Lagerstromarten.
- ⊕ Die **Schaltfrequenz** beeinflusst über die ins Antriebssystem zusätzlich eingebrachten, hochfrequenten Störungen in erster Linie die Amplituden der Zirkular- und Rotor-Erdströme. Die Anzahl von Impulsen pro Zeiteinheit ist bei den EDM-Strömen der Stufe (c) und (d) (Bild 3.36) sowie bei den Zirkular- und Rotor-Erdströmen (entspricht Stufe (e)) direkt proportional zur Schaltfrequenz.
- ⊕ Bei der Erhöhung der **Spannungsteilheiten** ist die hauptsächliche Veränderung mit dem Übergang von der GTO- zur IGBT-Technik vollzogen worden. Eine weitere Erhöhung im Rahmen der von der IGBT-Technik vorgegebenen Grenzen hat nur noch einen geringen Einfluss auf die Höhe der Lagerströme. Mit Blick auf zukünftige Entwicklungen im Bereich der Halbleitertechnik jedoch, die zum Teil durch den Einsatz neuer Materialien wie z. B. SiC geprägt sein werden, ist der Aspekt der maximalen Spannungsteilheiten allerdings neu zu bewerten.

Wie in Abschnitt 2.2 dargestellt, sind die vorzusehenden Maßnahmen zur Reduktion von Lagerströmen abhängig davon, um welche Lagerstromart es sich handelt. Zirkularströme werden effektiv durch den Einsatz eines isolierten Motorlagers, Rotor-Erdströme durch ein gut vermaschtes Erdungssystem und eine geschirmte, symmetrische Motorzuleitung reduziert. Anders sieht es bei der Reduktion von EDM-Strömen aus. Hier zeigen diese Maßnahmen keine Wirkung. Das Schädigungspotenzial von EDM-Strömen ist nach [33] geringer als bei den anderen Lagerstromarten, allerdings bei weitem nicht zu vernachlässigen. Besonders kritisch sind die Durchschläge, die von einem hohen Spannungsniveau aus entstehen (Stufe (b)). Hier wird die maximal mögliche Energie in das Lager eingebracht und kann dann

zu den in Abschnitt 2.1 beschriebenen Materialveränderungen führen. Eine mögliche Maßnahme ist die Reduktion der Common-Mode-Spannungsamplituden durch den Einsatz anderer Umrichtertopologien. Wie in diesem Abschnitt dargestellt, reduziert sich beispielsweise damit die maximale Amplitude der Common-Mode-Spannung bei einem Dreipunkt-Wechselrichter von der halben auf ein Drittel der Zwischenkreisspannung. Im Bereich niedriger Aussteuergrade (niedrige Drehzahlen) zeigt die Common-Mode-Spannungsstufe „0 V“ mit Blick auf die Anzahl von Lagerstromereignissen deutlich die Vorteile der Dreipunkt-Technik (siehe Abschnitt 3.3.3.3). Diese Topologie findet vor allem im Bereich der Mittelspannung ihre Anwendung, hier allerdings hauptsächlich, um die Sperrspannung der eingesetzten IGBTs nicht zu überschreiten. Im Bereich der Niederspannung ist diese Technik aufgrund der hohen Kosten durch den erhöhten Halbleiteraufwand nicht wirtschaftlich.

Schlussendlich wird ein mit einem Spannungszwischenkreisumrichter in Zweipunkttechnik gespeister Motor mit der Ausprägung von EDM-Strömen „leben“ müssen. Umso wichtiger ist es, die Auftrittswahrscheinlichkeit, Höhe und Anzahl von EDM-Entladungen in Abhängigkeit vom Betriebspunkt genauer zu bestimmen, um damit kritische Arbeitspunkte erkennen und dann im Rahmen der Möglichkeiten innerhalb des Arbeitsprozesses reduzieren zu können. Im Kapitel 5 wird diese Fragestellung aufgegriffen, verdichtet und in ein Vorhersagemodell umgewandelt. Basis dafür sind die in diesem Kapitel hergeleiteten Schaltzeiten der jeweiligen Common-Mode-Spannungsstufen und das in Kapitel 5 gezeigte Lagermodell, mit dem die Wahrscheinlichkeit und die Intensität eines Lichtbogendurchschlags abgeschätzt werden kann.

4 ELEMENTE DES HF-ERSATZSCHALTBIODS

Nachfolgend werden die in Kapitel 2 dargestellten, parasitären Motorkapazitäten im Detail betrachtet. Basierend auf den Geometriedaten von 167 eigengekühlten Elektromotoren aus dem Norm- und Transnormspektrum im Leistungsbereich von 0,37 kW bis 1000 kW werden die jeweiligen Elemente des HF-Ersatzschaltbilds (siehe Abschnitt 2.2, Bild 2.11) mit Hilfe von FEM-Simulationen (siehe Anhang A.5) berechnet, mit analytischen Berechnungsansätzen aus der Literatur verglichen und in eine vereinfachte polzahl- und leistungsabhängige Wachstumsbetrachtung überführt. Besonderes Augenmerk liegt auf dem drehzahl-, last- und temperaturabhängigen Verhalten des in Abschnitt 2.2.2 erörterten BVR-Werts. Hierzu wird ein Lagermodell dargestellt, das die Berechnung der betriebspunktabhängigen Lagerkapazitäten für unterschiedliche Lagergrößen ermöglicht.

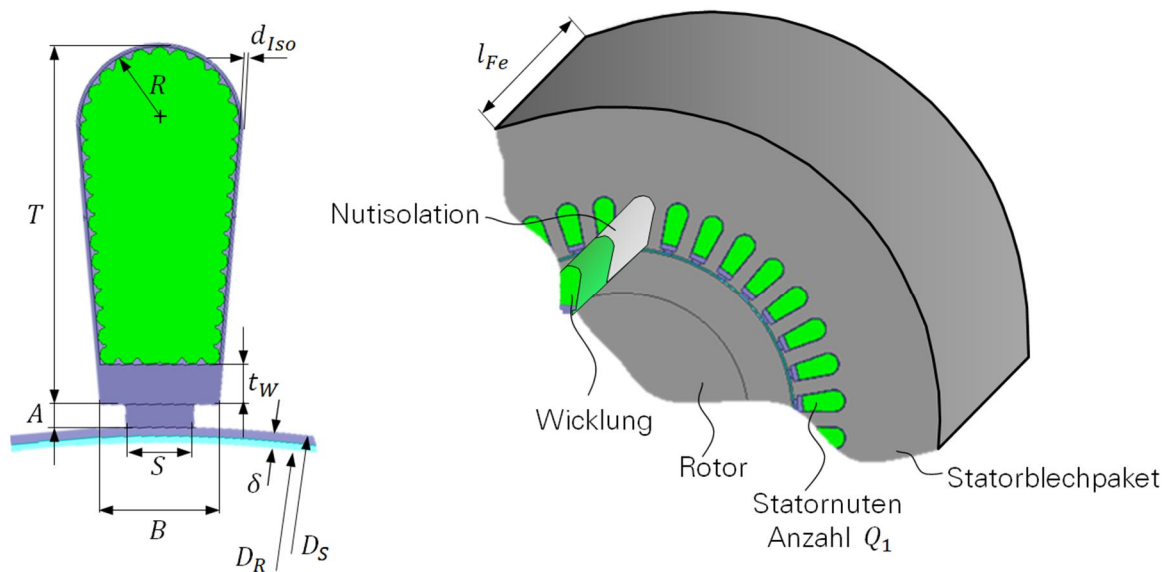


Bild 4.1 Zur Definition der notwendigen Motorabmessungen

Im Bereich der Normmotoren orientiert sich die Leistungs- und Abmessungsstufung der betrachteten Motortypen an der gültigen Normung [70] und umfasst den Achshöhenbereich von 71 bis 315 mm. Bei den größeren Transnormmotoren besteht seitens der Normung nur eine Abmessungszuordnung, aber keine einheitliche Leistungsstufung. In diesen Bereich fallen die Achshöhen 315 (als Norm- und Transnormmotor) sowie 355, 400 und 450 mm. Sämtliche Motoren der vorliegenden Betrachtung sind der Effizienzklasse IE2 zugeordnet. Das Isoliersystem der Normmotoren erlaubt einen Betrieb am Umrichter bis zu einer Netzspannung von ≤ 500 V, das der Transnormmotoren bis zu einer Spannung von ≤ 690 V,

ohne dass zusätzliche Filtereinheiten am Umrichter Ausgang notwendig sind. Im Anhang A.1, Tabelle A-8 bis Tabelle A-14, sind neben den beschriebenen Zuordnungsdaten ebenso die ermittelten parasitären Kapazitäten, basierend auf den Ergebnissen der FEM-Simulationen dargestellt.

In Bild 4.1 sind die für die Simulationen notwendigen Abmessungen des Nut- und Luftspaltbereichs definiert. Ergänzende Maßdefinitionen folgen in den jeweiligen Abschnitten dieses Kapitels. Die ermittelten Simulationsergebnisse sind geeignet, Betrachtungen zum Wachstumsverhalten der jeweiligen parasitären Kapazitäten durchzuführen. Die in [71] dargestellten Sachverhalte zum Entwurf und zur Bemessung von Asynchronmaschinen zeigen qualitativ eine leistungsabhängige Steigerung der Abmessungen. So wächst – um nur einige Beispiele zu nennen – der Motordurchmesser mit der vierten Wurzel der Leistung, die Aktivteillänge steigt mit dem Durchmesser, Nutenzahl und Nuthöhe wachsen ebenso mit der Bemessungsleistung des Motors und sind zudem noch abhängig von der Polzahl. Bei der Analyse der Kapazitätswerte erscheint es somit sinnvoll, eine leistungs- und polzahlabhängige Betrachtung durchzuführen. Die Ergebnisse der FEM-Simulationen werden daher mit Hilfe eines doppeltlogarithmischen, quadratischen Regressionsansatzes der Form

$$\frac{Y}{nF} = 10^X \qquad \mathbf{4-1} \qquad \frac{Y}{pF} = 10^X \qquad \mathbf{4-2}$$

$$X = K_0 + K_1 \cdot \log\left(\frac{P_N}{1 \text{ kW}}\right) + K_2 \cdot \log^2\left(\frac{P_N}{1 \text{ kW}}\right) \qquad \mathbf{4-3}$$

angenähert, die Koeffizienten bestimmt und in Abhängigkeit von der Polzahl angegeben. Neben der Analyse der Kurvenverläufe werden Bewertungen zur Näherungsgüte sowie Vergleiche mit den analytischen Ansätzen aus der Literatur durchgeführt.

Für verschiedene Motoren unterschiedlicher Leistung erfolgt eine Gegenüberstellung von Simulations- und Messwerten. Hierzu werden die Kapazitäten C_{WS} an einer Reihe von Transnorm- und einigen Normmotoren und die übrigen Kapazitätswerte an Motoren mit den Leistungen 290 kW, 15 kW und 3 kW (siehe Anhang A.2, Motoren M-05, M-06, M-07) validiert. Die beiden letzteren sind – abweichend von den Typen aus der Reihenbetrachtung – Motoren mit einer niedrigeren Ausnutzung. Sie haben aufgrund einer höheren Überlastfähigkeit ein um 36 % bzw. 11 % größeres Aktivteillvolumen und sind somit nicht direkt mit den Größen der Reihenbetrachtung vergleichbar. Separat durchgeführte Simulationen ermöglichen den direkten Vergleich der Werte. Das für die Messung verwendete Verfahren wird in Anhang A.4 im Detail beschrieben.

Im höheren Leistungsbereich – dem der Transnormmotoren – wird der Nutverschluss durch Keile ausgeführt, die entweder aus einem Verbundwerkstoff als Vollmaterial oder als Schichtwerkstoff mit integrierter Filzeinlage ausgeführt sind (Bild 4.2 b). Der Filzbereich wird im Rahmen des Tränkprozesses mit Harz gefüllt und kann bei der Aushärtung durch einen leichten Volumenzuwachs in der Nut einen Gegendruck zur Wicklung aufbauen.

Nach [72] ergibt sich aufgrund von Herstellungstoleranzen, dem Blechverzug durch freiwerdende innerer Spannungen und der Paketierung des Ständerblechpakets ein leichter Versatz zwischen den einzelnen Blechen, der bezüglich der Eisenlänge l_{FE} zu einer weiteren Vergrößerung des Abstands zwischen Wicklung und Nutwand führt. Dieses sogenannte Stanzmaß wird dort mit 0,2 bis 0,3 mm angegeben. Da dieser Versatz über die Motorlänge eher stochastisch auftaucht, wird im Rahmen der Simulationsrechnung dieser Aspekt pauschal mit einer Vergrößerung der Isolierstoffdicke d_{ISO} um 0,05 mm angesetzt, was im Mittel gleichbedeutend mit einer Berücksichtigung des unteren Stanzmaßes über $\frac{1}{4}$ der Eisenlänge ist. Die Permittivitätswerte der Nutisolationen der in den Reihenrechnungen betrachteten Motoren liegen in einem Bereich von 2,7 bis 3,2.

In Bild 4.3 sind die simulierten parasitären Kapazitäten C_{WS} der Ständerwicklung gegenüber dem Statorblechpaket für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V über der Bemessungsleistung aufgetragen. Bild 4.4 zeigt die Werte für ein Isoliersystem, das den Umrichterbetrieb bis 690 V erlaubt. In den Verläufen ist neben der Kapazitätserhöhung mit steigender Baugröße auch die Vergrößerung aufgrund der Längenstufung innerhalb einer Achshöhe erkennbar. Die detaillierten Einzelwerte sind im Anhang A.1, Tabelle A-8 bis Tabelle A-14 aufgeführt.

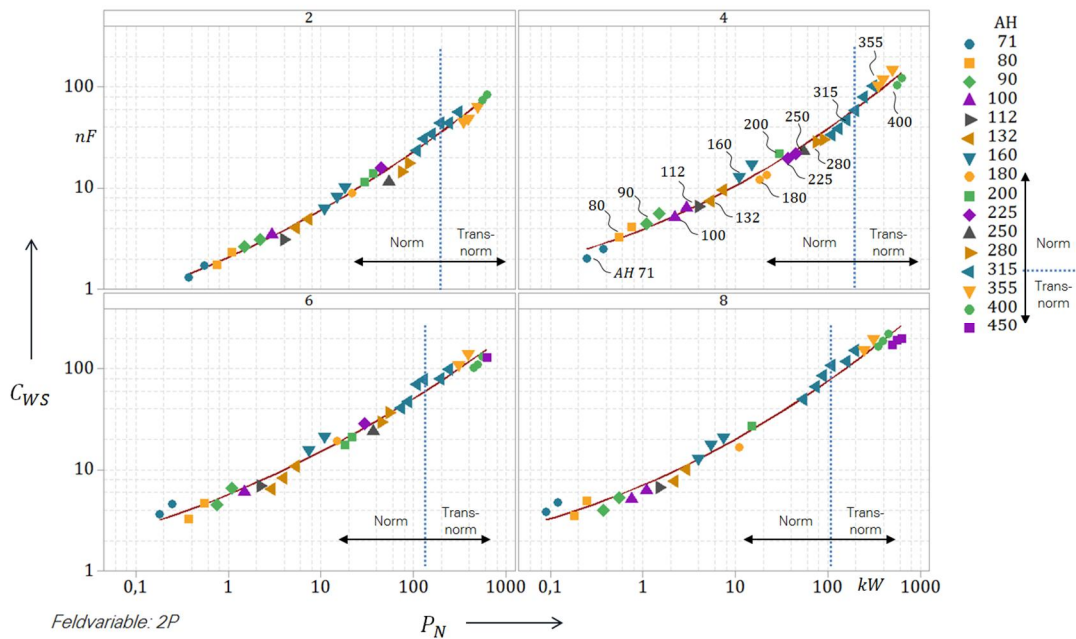


Bild 4.3 Verlauf der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

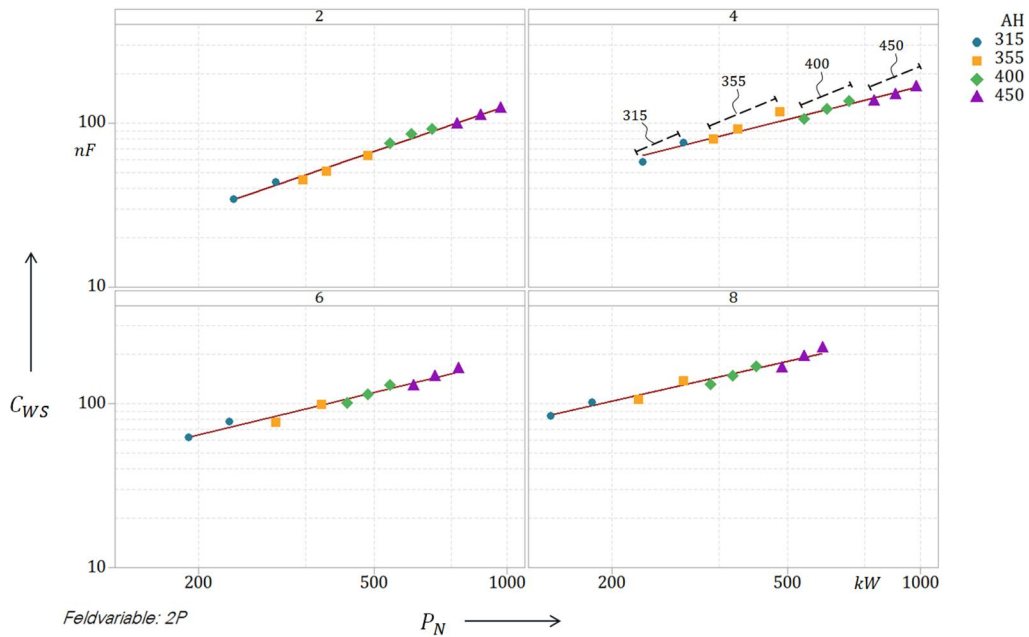


Bild 4.4 Verlauf der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

Die Regressionsverläufe nach Gleichung 4-1 sind als durchgezogene Linien in den jeweiligen Diagrammen erkennbar. In Tabelle 4-1 sind die ermittelten Koeffizienten und das dazugehörige Bestimmtheitsmaß R^2 aufgelistet. Es zeigt sich, dass ca. 96 % bis 99 % der C_{WS} -Variation durch den funktionalen Zusammenhang mit der Bemessungsleistung P_N erklärbar ist und damit dieser Ansatz eine gute Näherung darstellt.

Tabelle 4-1 Darstellung der Koeffizienten der Regressionsgleichung 4-3 zur Berechnung von C_{WS} in nF innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen

U_{Netz}	Koeffizienten	Polzahl 2p			
		2	4	6	8
$\leq 500 \text{ V}$	K_0	0,3144	0,5906	0,7537	0,8474
	K_1	0,4080	0,3579	0,3742	0,3913
	K_2	0,05637	0,06977	0,0498	0,06167
	R^2	98,9 %	98,5 %	98,2 %	98,5 %
$\leq 690 \text{ V}$	K_0	-0,6583	0,2182	0,3149	0,6071
	K_1	0,9214	0,6693	0,6497	0,6117
	K_2	-	-	-	-
	R^2	99,1 %	96,4 %	97,2 %	96,6 %

In Bild 4.5 und Bild 4.6 sind die Vergleiche der berechneten Kapazitätswerte mit Messungen dargestellt, die im Rahmen des Fertigungsprozesses an einer Vielzahl von Ständern durchgeführt wurden, sowie die analytischen Berechnung nach [32]. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den Ergebnissen der durchgeführten FEM-Simulation und den

Messwerten. Der analytische Ansatz führt grundsätzlich auf zu hohe Kapazitätswerte, was auf die bereits beschriebene, vereinfachte Abbildung der realen Abstandsverhältnisse zwischen Wicklung und Eisen innerhalb der Nut zurückzuführen ist. Mit der Berücksichtigung der Wicklungssilhouette, der Nutverschlusskonfiguration und des Stanzmaßes liefert die FEM-Simulation somit deutlich bessere Werte.

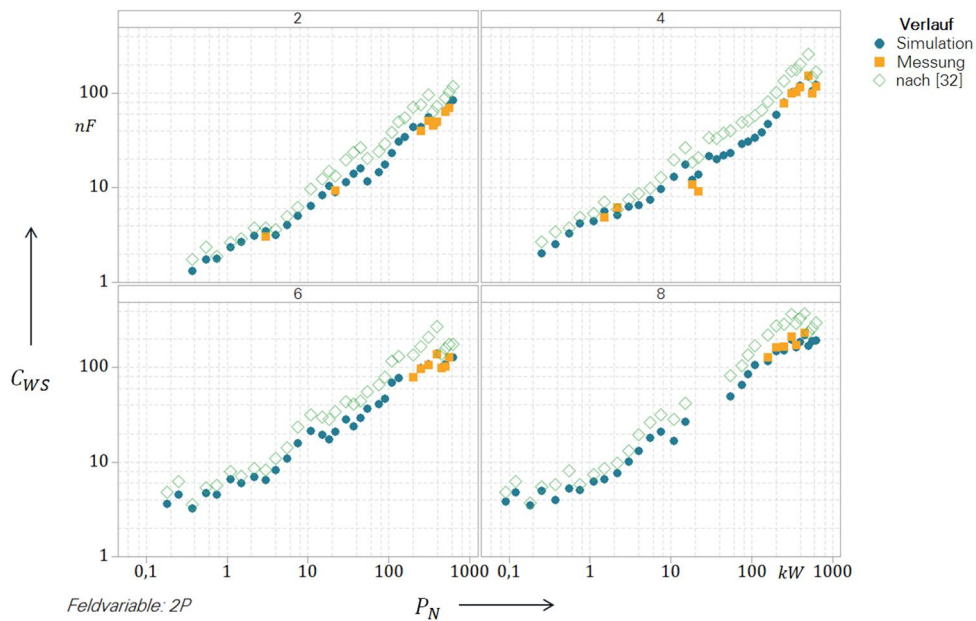


Bild 4.5 Vergleich der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Norm- und Transnormmotoren mit den Werten aus Messungen und analytischer Berechnung nach [32] in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

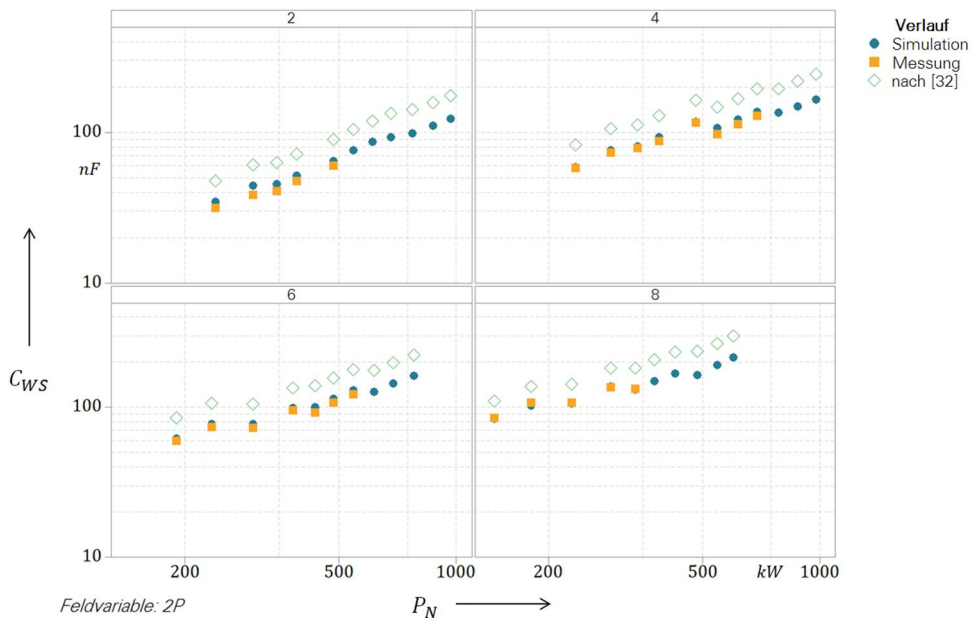


Bild 4.6 Vergleich der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Transnormmotoren mit den Werten aus Messungen und analytischer Berechnung nach [32] in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

4.2 Kapazität Rotor – Statorblechpaket

Die Kapazität zwischen dem Statorblechpaket und dem Rotor ist von den geometrischen Verhältnissen im Luftspaltbereich des Motors abhängig. Zur Bestimmung von C_{RS} kann grundsätzlich die allgemeine Gleichung zur Berechnung eines Zylinderkondensators angewendet werden. Die Kapazität ist dabei proportional zum Quotienten aus der Eisenlänge l_{Fe} und dem natürlichen Logarithmus des Verhältnisses von Bohrungs- zu Rotordurchmesser. Nach [73] kann durch Linearisierung und Einführung des Carter-Faktors k_C die Näherungsgleichung

$$C_{RS} = \varepsilon_0 \cdot l_{Fe} \cdot \frac{\pi \cdot D_r}{k_C \cdot \delta} \quad \mathbf{4-6}$$

angegeben werden. Der aus der Berechnung der magnetischen Flussverteilung im Luftspaltbereich bekannte Carter-Faktor ist nach [74] definiert als das Verhältnis von maximaler zu mittlerer Luftspaltflussdichte und lässt sich im Fall einer einseitig genuteten Anordnung angeben als

$$k_C = \frac{\hat{B}_\delta}{\bar{B}_\delta} = \frac{\tau_N}{\tau_N - \gamma \cdot S} \quad \mathbf{4-7}$$

mit der Ständer-Nutteilung $\tau_N = \pi \cdot D_S / Q_1$ und einer Hilfsgröße γ , die sich bei Annahme von unendlich permeablem Eisen mit einer unendlichen Nuttiefe durch Anwendung der Methode der konformen Abbildung durch einen funktionalen Zusammenhang mit dem Verhältnis von Schlitzbreite zur Luftspaltweite $h = S / \delta$ ausdrücken lässt als

$$\gamma = \frac{h}{h+5} \cdot \quad \mathbf{4-8}$$

In Bild 4.7 und Bild 4.8 sind die Verläufe der simulierten Rotor-Statorblechpaket-Kapazitäten für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V und 690 V dargestellt. Es zeigt sich ein Anstieg der Werte mit steigender Motorleistung, der allerdings – anders als beim Verlauf von C_{WS} – innerhalb einer Achshöhe deutlicher von der vorhandenen Längenstufung abhängig ist. Nach Gleichung 4-6 ist die Kapazität C_{RS} proportional zum Rotordurchmesser und der Eisenlänge. Aus dem ersten Parameter resultiert der direkte Achshöhenbezug, aus dem zweiten die Längenabhängigkeit.

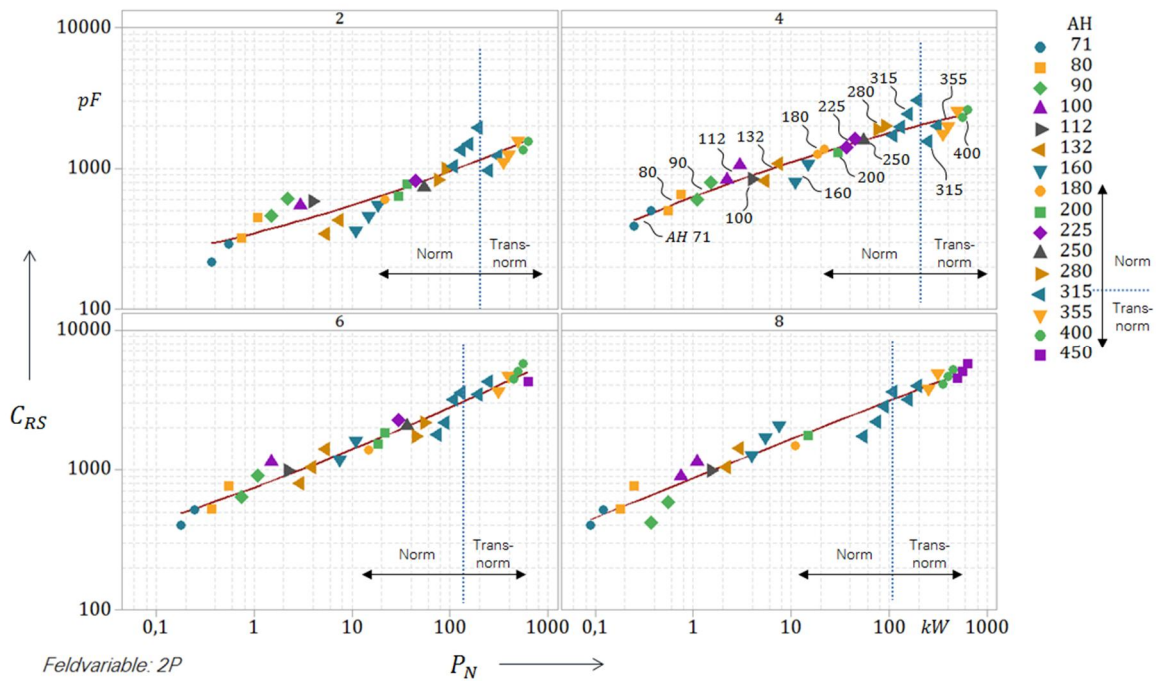


Bild 4.7 Verlauf der simulierten Kapazität Rotor – Statorblechpaket für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

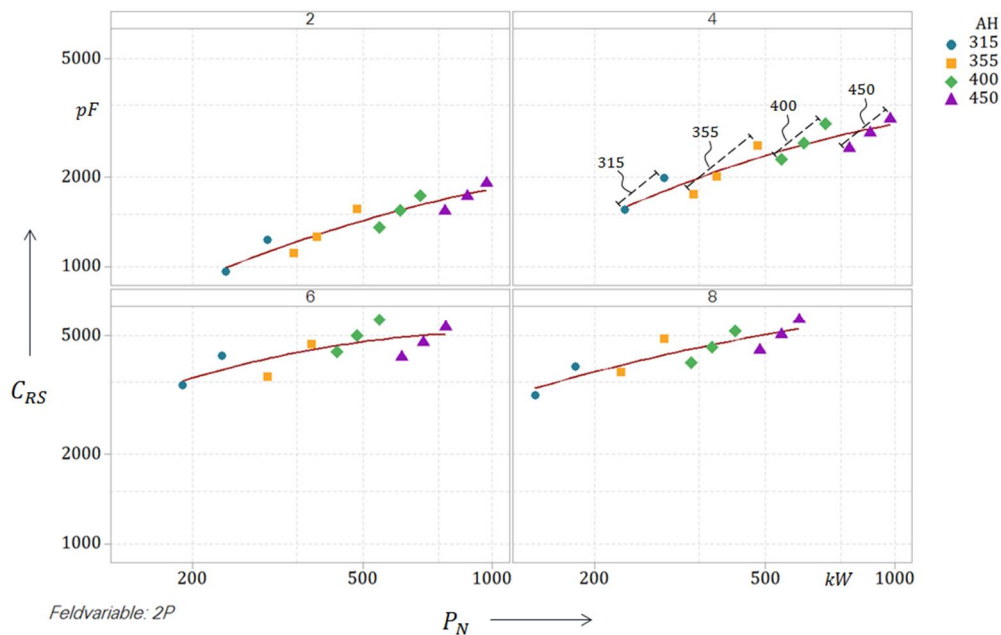


Bild 4.8 Verlauf der simulierten Kapazität Rotor – Statorblechpaket für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

Aufgrund des relativ un stetigen Kapazitätsverlaufs in Abhängigkeit von der Motorleistung führt die Anwendung der Regressionsgleichung 4-2 nur zu ungenauen Detailergebnissen. Die Verläufe zeigen eine Art Mittelung und können damit nur für eine orientierende Abschätzung herangezogen werden. In Tabelle 4-2 sind die Koeffizienten der Näherungsglei-

chung dargestellt. Die detaillierten Kapazitätswerte befinden sich im Anhang A.1 in Tabelle A-8 bis Tabelle A-14.

Tabelle 4-2 Darstellung der Koeffizienten der Regressionsgleichung 4-3 zur Berechnung von C_{RS} in pF innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen

U_{Netz}	Koeffizienten	Polzahl 2p			
		2	4	6	8
$\leq 500 \text{ V}$	K_0	2,538	2,797	2,872	2,939
	K_1	0,1771	0,2655	0,2582	0,2801
	K_2	0,02132	-0,01980	0,01316	-0,00239
	R^2	84,2 %	92,1 %	95,7 %	95,3 %
$\leq 690 \text{ V}$	K_0	0,364	0,152	1,065	1,945
	K_1	1,642	1,948	1,744	1,045
	K_2	-0,2255	-0,2797	-0,2873	-0,1460
	R^2	87,9 %	86,3 %	58,9 %	77,1 %

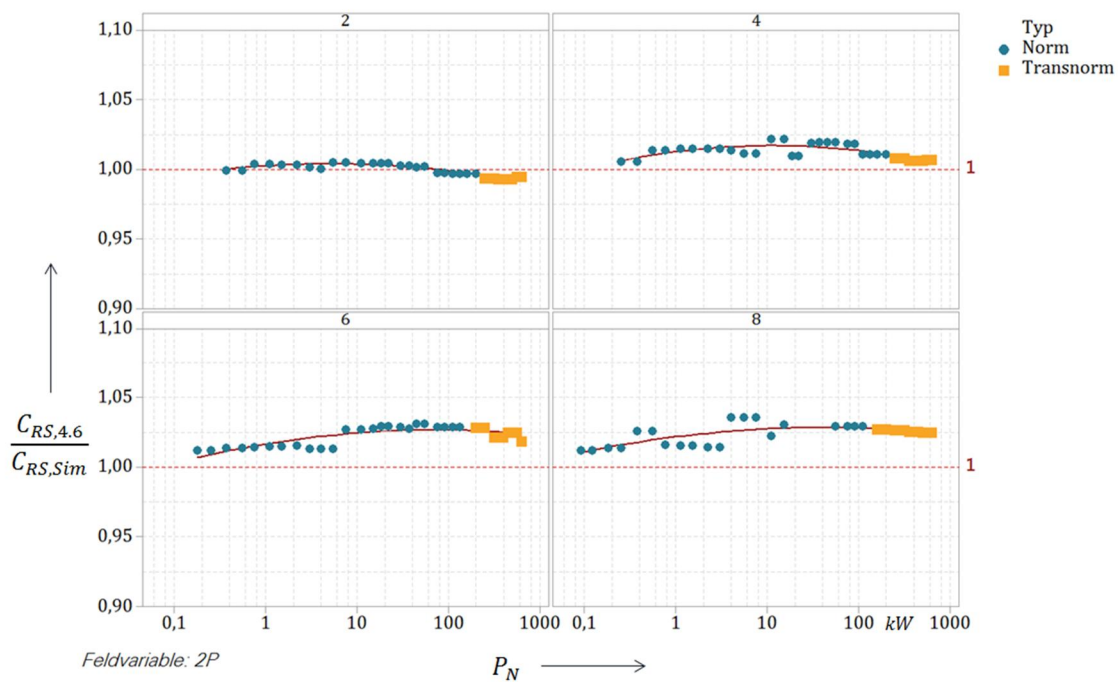


Bild 4.9 Darstellung des Verhältnisses von berechneten (Gleichung 4-6) und simulierten C_{RS} -Werten für verschiedene Polzahlen in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit Isoliersystemen für eine zulässige Spannung bis 500 V

Nachdem eine leistungsabhängige Berechnung von C_{RS} nur orientierende Werte liefert, eine FEM-Simulation in der Regel sehr aufwendig und sogar ggf. unmöglich ist, da nicht alle Motorparameter bekannt sind, bleibt der Weg, die Kapazitäten mit Gleichung 4-6 zu bestimmen. In Bild 4.9 ist das Verhältnis der berechneten Werte nach Gleichung 4-6 zu denen der FEM-Simulation über der Motorleistung für verschiedene Polzahlen aufgetragen. Mit dem

dort erkennbaren, maximalen Unterschied von ca. 3 % zeigt sich eine gute Übereinstimmung der beiden Berechnungsmethoden.

In Tabelle 4-3 sind die messtechnisch, simulativ und analytisch ermittelten Kapazitätswerte vergleichend für drei verschiedene Motorleistungen dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Berechnung.

Tabelle 4-3 Vergleich der gemessenen und berechneten C_{RS} Werte

Größe	Einheit	Bestimmungsart	M-06 3 kW	M-07 15 kW	M-05 290 kW
C_{RS}	pF	Messung	598,2	2739	2200
		FEM-Simulation	544,0	2740	1988
		Gleichung 4-6	589,6	2837	1956

4.3 Kapazität Wicklung – Rotor

Die kapazitive Kopplung zwischen der Wicklung und dem Rotor lässt sich in zwei unterschiedliche Komponenten aufteilen. Die eine – $C_{WR,Nut}$ – wird bestimmt durch die geometrischen Verhältnisse des Nutschlitzbereichs, die andere – $C_{WR,WK}$ – durch die Flächen und Abstände zwischen den Wickelköpfen und den Kurzschlussringen des Rotors. Die gesamte Kapazität ergibt sich durch die Parallelschaltung dieser Elemente.

4.3.1 Nutanteil der Kapazität Wicklung – Rotor

Im Bereich des Nutschlitzes kann sich ein elektrisches Feld direkt zwischen der Wicklung und dem Rotor ausbilden. Diese Öffnung mit der Breite S bildet, multipliziert mit der Eisenlänge l_{Fe} und der Nutenzahl des Ständers Q_1 eine Fläche, die – dividiert durch den Abstand von Wicklung zum Rotor, d. h. der Summe aus Luftspalt δ , der Nutschlitzhöhe A und der Wicklungstiefe²¹ t_W , proportional zur kapazitiven Kopplung dieses Bereiches ist. Nach [73] muss aufgrund unterschiedlicher dielektrischer Eigenschaften die Strecke von der Wicklung zum Rotor in ein Luftvolumen mit $\epsilon_r = 1$ und einen Isolationsbereich mit $\epsilon_{r,ISO}$ unterteilt werden. Die Gesamtkapazität ergibt sich aus der Reihenschaltung der beiden Anteile.

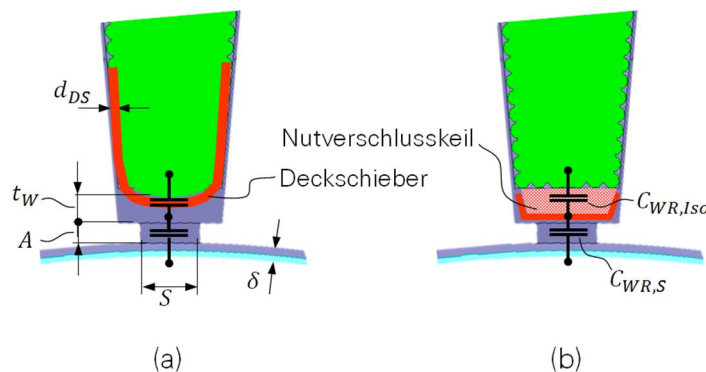


Bild 4.10 Maßdefinitionen verschiedener Nutverschlussvarianten

²¹ Die Wicklungstiefe t_W ist ein theoretisches Maß, das den mittleren Abstand des in der Nut befindlichen Kupfers zur Unterkante des Nutschlitzbereichs beschreibt.

Angewendet auf die in Abschnitt 4.1 gezeigten Arten des Nutverschlusses sind in Bild 4.10 die charakteristischen Maße und Strukturen dargestellt. Bild (a) zeigt die Variante mit einem Deckschieber der Dicke d_{DS} , Bild (b) die Ausführung mit Nutverschlusskeil, der sich über die gesamte Wicklungstiefe t_W erstreckt.

Die Berechnung der beschriebenen Teilkapazitäten erfolgt mit

$$\begin{array}{ll}
 \text{(a)} & \text{(b)} \\
 C_{WR, Iso} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r, Iso} \cdot \frac{S \cdot l_{Fe}}{d_{DS}} \cdot Q_1 & \mathbf{4-9} \quad C_{WR, Iso} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r, Iso} \cdot \frac{S \cdot l_{Fe}}{t_W} \cdot Q_1 \quad \mathbf{4-10} \\
 C_{WR, S} = \varepsilon_0 \cdot \frac{S \cdot l_{Fe}}{t_W - d_{DS} + A + \delta} \cdot Q_1 & \mathbf{4-11} \quad C_{WR, S} = \varepsilon_0 \cdot \frac{S \cdot l_{Fe}}{A + \delta} \cdot Q_1 \quad \mathbf{4-12} \\
 C_{WR, Nut} = \frac{1}{\frac{1}{C_{WR, Iso}} + \frac{1}{C_{WR, S}}} & \mathbf{4-13}
 \end{array}$$

Neben den im vorhergehenden Absatz beschriebenen Abmessungen sind für die Berechnung die dielektrischen Eigenschaften des Isoliermaterials von Bedeutung. Der Wert variiert je nach Schichtdicke und Typ des verwendeten Isoliermaterials in einem Bereich von $\varepsilon_{r, Iso} = 2,7 \dots 3,2$. Als Deckschieber werden zum Teil geschichtete Verbundmaterialien eingesetzt. In diesem Fall ergeben sich resultierende Permittivitäten aus der Reihenschaltung der Einzelwerte und führen auf Werte von $\varepsilon_{r, Iso} = 1,5 \dots 2$.

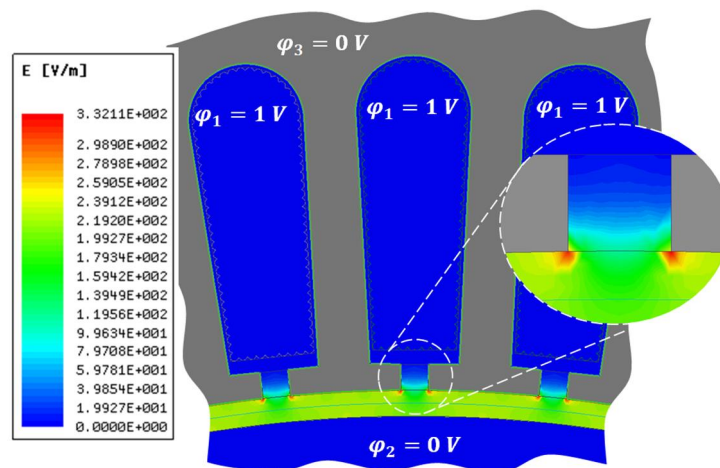


Bild 4.11 Typisches Beispiel für die Verteilung des elektrischen Felds im Nutbereich eines Transnormmotors der Achshöhe 315 mm (Motor M-05)

In Bild 4.11 ist exemplarisch die Verteilung des elektrischen Felds im Nutbereich des Transnormmotors der Achshöhe 315 mm (Motor M-05) dargestellt. Der gezeigte Detailausschnitt zeigt im Bereich des Nutschlitzes die entstehende Feldverzerrung aufgrund der begrenzten Nutöffnung. Dieser Aspekt wird auf Seite 98 in Form des mit Gleichung 4-16 beschriebenen Nutfaktors k_{Nut} weiter vertieft.

In Bild 4.12 und Bild 4.13 sind die Verläufe der simulierten $C_{WR,Nut}$ -Kapazitäten für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V und 690 V dargestellt.

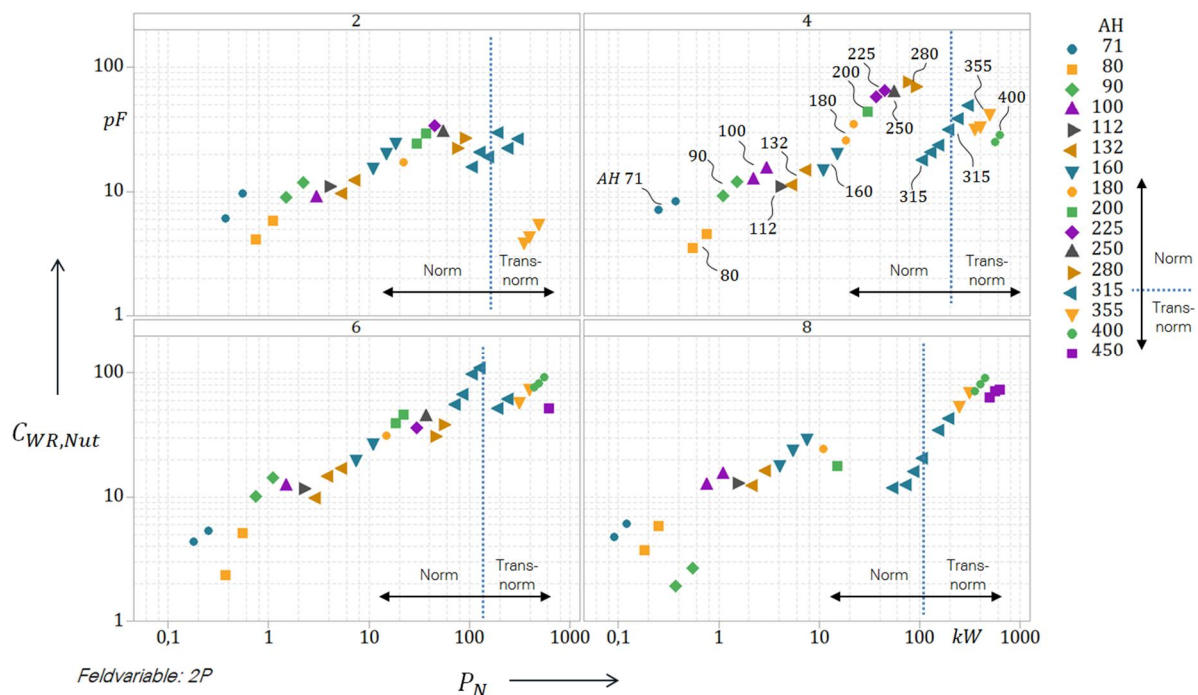


Bild 4.12 Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,Nut}$ für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

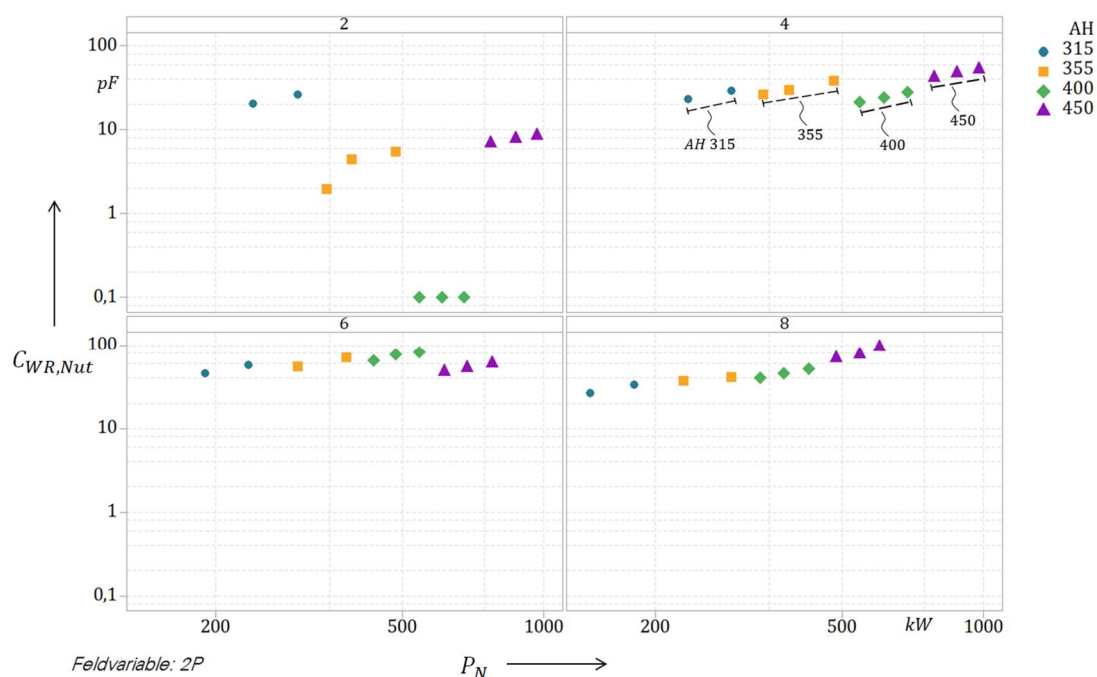


Bild 4.13 Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,Nut}$ für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

Die $C_{WR,Nut}$ -Kapazitäten zeigen ein stark unstetiger Verlauf in Abhängigkeit von der Motorleistung, welcher ebenso wie der Verlauf von C_{RS} eine Proportionalität zur Motorlänge zeigt. Das Kapazitätsniveau innerhalb einer Achshöhe ist hier aber stark von der Geometrie im Nutbereich abhängig – insbesondere vom Abstand der Wicklung zum Rotor und dem dazugehörigen Nutschlitz. Bei Anwendung des Regressionsansatzes nach Gleichung 4-2 ist nur ein geringer Teil der Werte durch den funktionalen Zusammenhang mit der Bemessungsleistung erklärbar, daher wird hier auf die Darstellung der Koeffizienten verzichtet. Die detaillierten Kapazitätswerte sind den Tabellen im Anhang A.1 zu entnehmen.

Mit Kenntnis der geometrischen Verhältnisse im Bereich zwischen Nut und Rotor ist es möglich, die Berechnung der Wicklung–Rotor-Kapazität im Nutbereich durch Anwendung des analytischen Ansatzes nach Gleichung 4-13 durchzuführen. In Bild 4.14 sind diese Berechnungsergebnisse im Vergleich mit den Werten der FEM-Simulation gezeigt. Dabei werden zum Teil erhebliche Unterschiede deutlich.

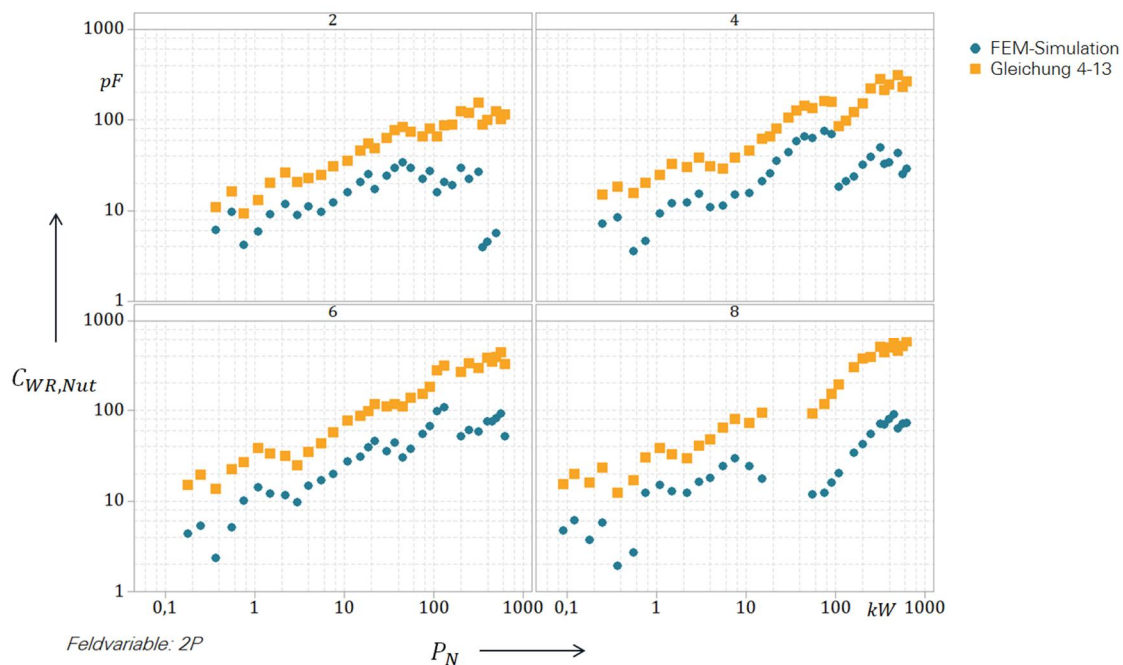


Bild 4.14 Vergleich der berechneten Kapazitäten $C_{WR,Nut}$ aus der FEM-Simulation mit den Werten der Gleichung 4-13, für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

Eine genauere Betrachtung zeigt, dass der Quotient der Kapazitätswerte aus analytischer und aus FEM-Rechnung, ausgedrückt als k_{Nut} (Gleichung 4-14), abhängig ist vom Verhältnis h_W , der Nutschlitzbreite S zum Abstand Wicklung – Rotor Δ_W entsprechend

$$k_{Nut} = \frac{C_{WR,Nut,Gl.4-13}}{C_{WR,Nut,FEM}} \quad \mathbf{4-14}$$

$$h_W = \frac{S}{A+t_W+\delta} = \frac{S}{\Delta_W}. \quad \mathbf{4-15}$$

Der Verlauf von k_{Nut} in Abhängigkeit von h_W für die Motoren mit einem Isoliersystem bis zu einer zulässigen Spannung von 500 V ist in Bild 4.15 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass

mit steigenden h_W -Werten, d. h. großen Nutschlitzbreiten oder kleinen Wicklungsabständen sinken die Unterschiede zwischen den beiden Berechnungsansätzen verkleinern.

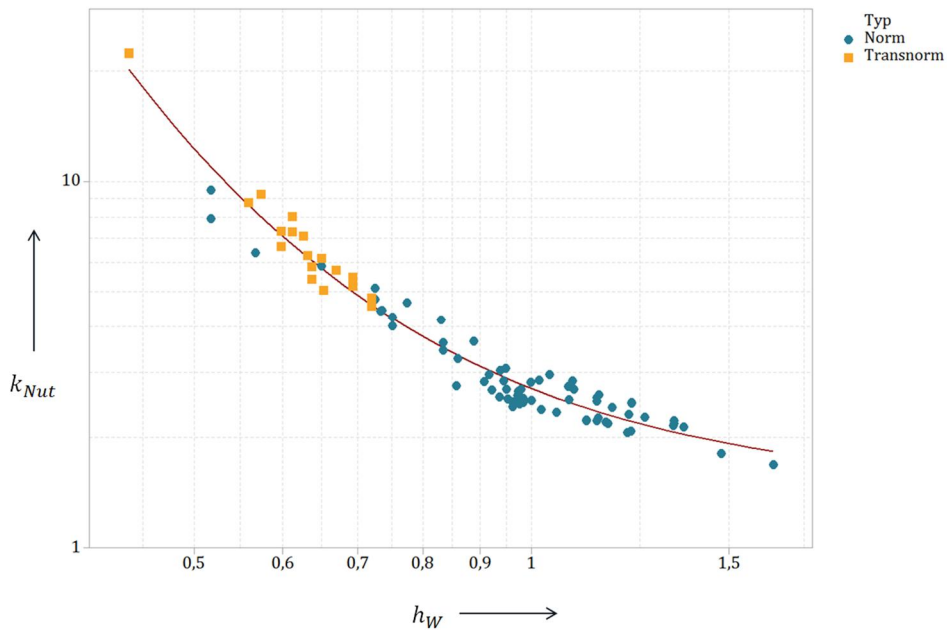


Bild 4.15 Verlauf von k_{Nut} in Abhängigkeit von h_W für die Motoren mit einem Isoliersystem bis zu einer zulässigen Spannung von 500 V

Der k_{Nut} -Verlauf als Funktion von h_W lässt sich durch nachfolgende Regressionsgleichung

$$k_{Nut} = 10^{(0,433 - 1,203 \cdot \log(h_W) + 2,464 \cdot \log^2(h_W) - 2,608 \cdot \log^3(h_W))} \quad \mathbf{4-16}$$

mit $R^2 = 96,4\%$ annähern.

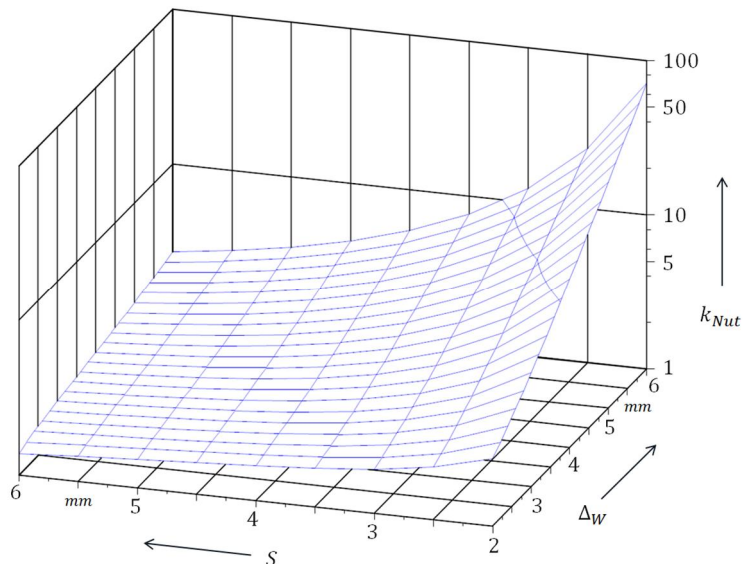


Bild 4.16 k_{Nut} bei Variation von Nutschlitzbreite und Wicklungsabstand Δ_W (Gleichung 4-16)

Mit Hilfe dieser Näherung ist es möglich, die Auswirkungen einer Variation von Nutschlitzbreite und Wicklungsabstand zu veranschaulichen. Das 3D-Diagramm in Bild 4.16 zeigt die Ergebnisse der Veränderung von Nutschlitzbreite S und Wicklungsabstand Δ_W in einem Be-

reich von 2 bis 6 mm. Der Anstieg von k_{Nut} mit Vergrößerung von Δ_W und Verkleinerung von S ist deutlich erkennbar. Dieser Sachverhalt wurde in [75] mit der Rückwirkung des Nutschlitzbereichs auf das elektrische Feld zwischen Wicklung und Rotor beschrieben und durch eine Verkleinerung des elektrostatisch wirksamen Nutschlitzes um dessen Höhe A berücksichtigt. Bei kleinen h_W -Werten sind somit die Feldverhältnisse derart verändert, dass der rein geometrische Ansatz nach Gleichung 4-13 auf zu hohe Kapazitätswerte führt. Die Berechnung einer effektiven Schlitzbreite durch Subtraktion der Nutschlitzhöhe – wie in [75] vorgeschlagen – führt allerdings noch nicht zu der gewünschten Annäherung an die Werte der FEM-Rechnung. Bei Anwendung dieser Methode auf die Modelldaten der betrachteten Motoren ergeben sich noch – neben möglichen negativen effektiven Schlitzbreiten – im Vergleich zur FEM-Rechnung zu hohe Kapazitätswerte. Erst die Anwendung des k_{Nut} -Faktors nach Gleichung 4-16 führt hier zu einer deutlichen Angleichung der Werte.

Mit Berücksichtigung der veränderten Feldverhältnisse durch Anwendung des Faktors k_{Nut} nach Gleichung 4-16 lässt sich die analytische Berechnung von $C_{WR,Nut}$ nach Gleichung 4-13 durch

$$C_{WR,Nut} = \frac{1}{k_{Nut}} \cdot C_{WR,Nut,Gl4-13} \quad \mathbf{4-17}$$

modifizieren. Der Vergleich der Berechnungsansätze mit den Ergebnissen der FEM-Simulation ist am Beispiel der vierpoligen Motorausführungen in Bild 4.17 für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V und in Bild 4.18 für System bis 690 V dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen der modifizierten Berechnung nach Gleichung 4-17 und den Werten der FEM-Simulation.

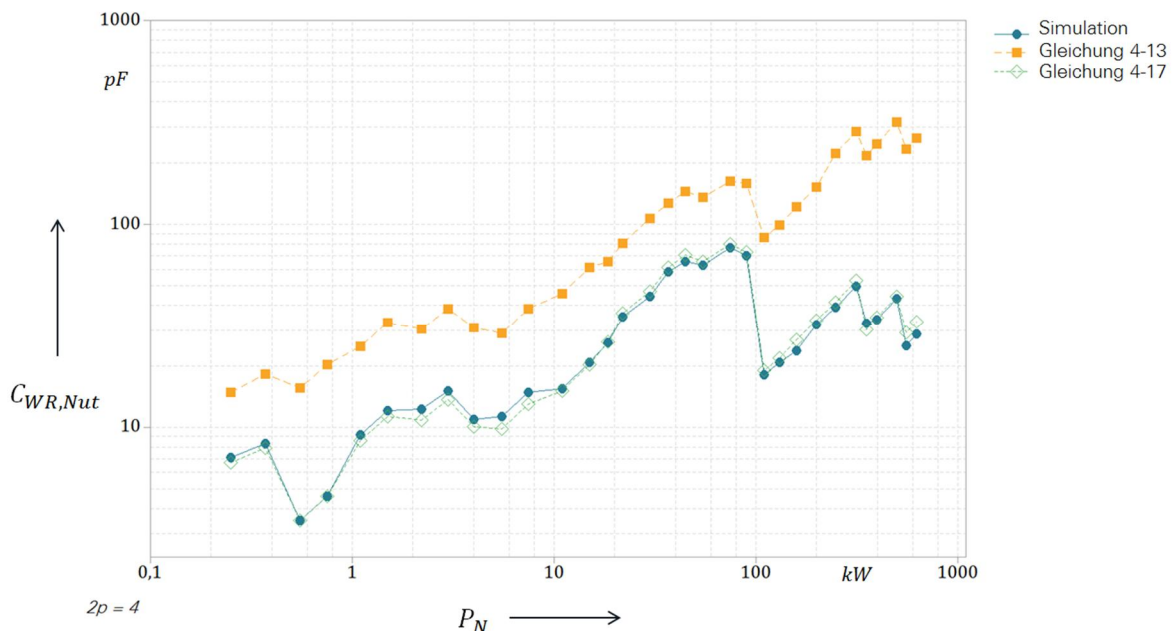


Bild 4.17 Vergleich der analytischen Berechnungsansätze mit den Ergebnissen der FEM-Simulation am Beispiel der vierpoligen Motorausführungen für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

Die Werte des k_{Nut} -Faktors wurden auf der Basis der Norm- und Transnormmotoren mit einem Isolationssystem mit einer zulässigen Spannung bis 500 V bestimmt. Die Anwen-

dung dieses Faktors auf die Berechnung der Werte für die Transnormmotoren mit einer zulässigen Spannung bis 690 V führt ebenfalls zu einer guten Übereinstimmung der Ergebnisse. Die mit Gleichung 4-16 berücksichtigten Verhältnisse von Nutschlitzbreiten zu Wicklung-Rotor-Abständen sind somit auch auf diese Motorausführung anwendbar.

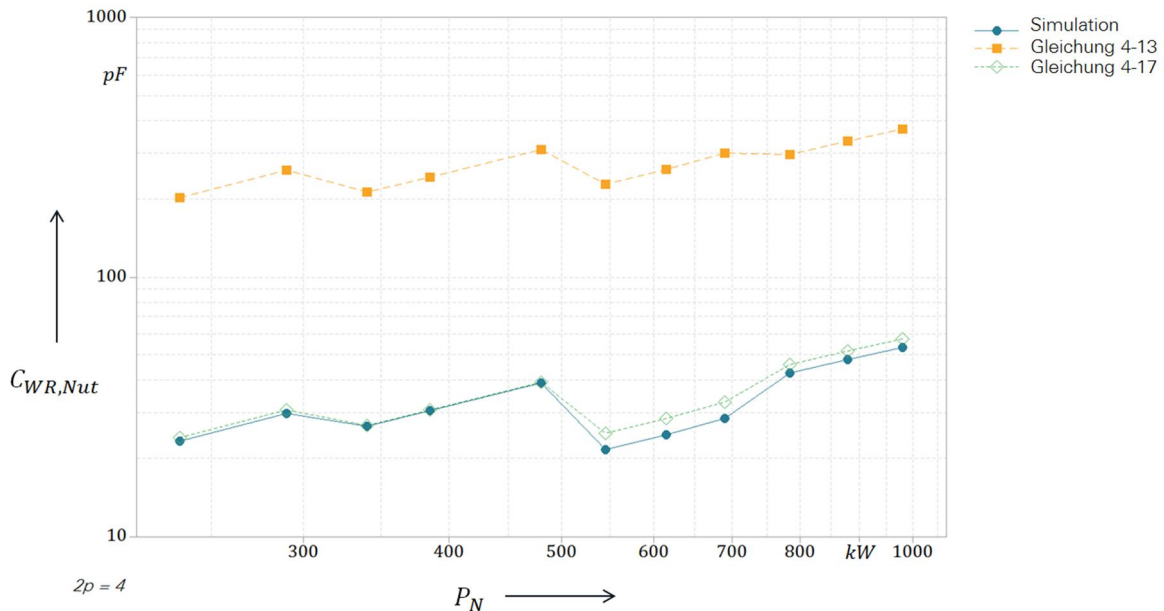


Bild 4.18 Vergleich der analytischen Berechnungsansätze mit den Ergebnissen der FEM-Simulation am Beispiel der vierpoligen Motorausführungen für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

4.3.2 Wickelkopfanteil der Kapazität Wicklung – Rotor

Neben der in Abschnitt 4.3.1 dargestellten kapazitiven Kopplung der Wicklung zum Rotor über den Ständernutschlitzbereich besteht bei Asynchronmotoren mit Käfigläufer ein weiterer Kapazitätsanteil im Bereich zwischen Wickelkopf und Kurzschlussring. Da sich hier große Flächen auf relativ kurzen Distanzen gegenüberstehen und dieser Anteil doppelt in die Parallelschaltung mit den Werten des Nutbereichs einfließt, ist diese Teilkapazität als prägend für die Berechnung des Gesamtwerts anzusehen. Für die Modellierung des Wickelkopfbereichs sind grundsätzlich die in Bild 4.19 links dargestellten Maßdefinitionen zu berücksichtigen. Neben der Wickelkopf- und Kurzschlussringausladung l_{WK} und l_{KS} sind es der mittlere Abstand vom Kurzschlussring zum Wickelkopf a_{WK} und die Höhe des Rings h_{KS} . Die Distanz zwischen den beiden Komponenten wird durch die Addition des Abstands Wicklung – Rotor Δ_W (siehe Gleichung 4-15) und den Absatz zwischen Rotoroberfläche und Kurzschlussring a_{KS} bestimmt. Letzterer liegt in der Regel in einem Bereich um 3 mm. Bei der Ausführung der Kurzschlussringe sind zwei unterschiedliche Varianten zu berücksichtigen. Im Bereich der Normmotoren hat der Ring einen weitestgehend rechteckigen Querschnitt. An den Stirnseiten befinden sich in der Regel die sogenannten Wuchtzapfen, die hier für die weitere Modellierung unberücksichtigt bleiben, da deren Kapazitätsanteil mit Blick auf den Gesamtwert zu vernachlässigen ist. Mit dem Übergang in den Bereich der Transnormmotoren, d. h. mit steigender Leistung und größerem Rotordurchmesser, werden geometrisch angepasste Ringe mit integrierten Lüfterflügeln und Wuchtzapfen verwendet. Der Querschnitt hat hier eine eher dreieckige Form und verjüngt sich in Richtung steigenden Außendurchmessers.

Das hat entscheidende Auswirkungen auf die Modellierung im Rahmen der numerischen Feldberechnung: Während beim rechteckigen Ring die Berechnung von $C_{WR,WK}$ über ein rotationssymmetrisches 2D-Modell durch direkte Übernahme der eingangs beschriebenen Maßdefinitionen erfolgen kann (siehe Bild 4.19 rechts), muss im Fall der angepassten Ringe die reale Geometrie des Rings berücksichtigt werden.

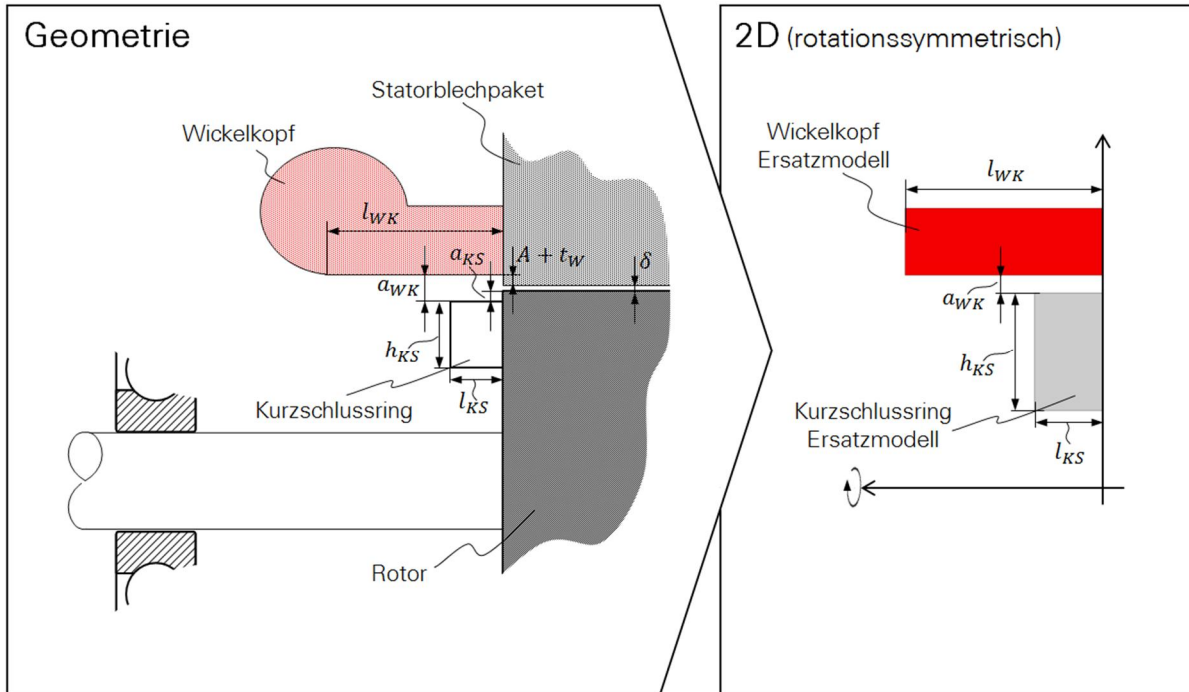


Bild 4.19 Zur Maßdefinition des Wickelkopfbereichs (links) und der Übertragung in ein rotationssymmetrisches Ersatzmodell für die numerische Feldberechnung (rechts)

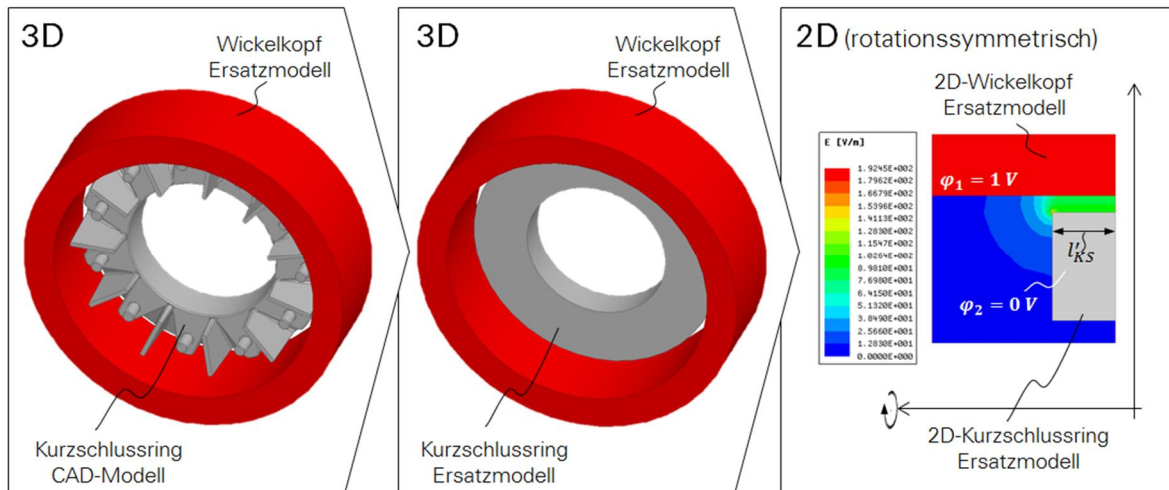


Bild 4.20 Zur Überführung einer realen Kurzschlussringgeometrie aus dem Bereich der Transnormotoren in ein Ersatzmodell zur automatisierten Berechnung der Kapazität $C_{WR,WK}$

Um bei der Berechnung der kompletten Modelldatensätze der Motoren des Transnormbereichs einen automatisierten Ablauf zu ermöglichen, wird die Anordnung mit dem 3D-CAD-Ringmodell (Bild 4.20 links) in eine 3D-Ersatzanordnung mit einem Kurzschlussring

rechteckigen Querschnitts überführt (Bild 4.20 Mitte). Die Maße des Ersatzrings werden dazu im Rahmen einer Optimierungsrechnung so variiert, dass sich identische Kapazitätswerte zu denen des 3D-CAD-Modells ergeben. Die berechnete resultierende Kurzschlussringausladung l'_{KS} kann nun wiederum analog zu der oben beschriebenen, rotationssymmetrischen 2D-Modellrechnung verwendet werden (Bild 4.20 rechts).

In Bild 4.21 und Bild 4.22 sind die Verläufe der simulierten $C_{WR,WK}$ -Kapazitäten für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V und 690 V dargestellt. Die Kapazitätswerte zeigen eine deutliche Stufung in Abhängigkeit von der Achshöhe, aber – wie zu erwarten war – nicht mit der Eisenlänge des Motors. In Bild 4.21 sind die Unterschiede zwischen der Norm- und Transnormmotorenausführung deutlich am Anstieg der Werte bei der Achshöhe 315 erkennbar. Die zweipolige Ausführung des Transnormbereichs hat aufgrund der hohen Umfangsgeschwindigkeiten keine integrierten Lüfterflügel am Kurzschlussring und ist deshalb mit den Werten der Normmotoren vergleichbar. Die Detailwerte dieser treppenförmigen Verläufe sind in den Tabellen von Anhang A.1 aufgeführt.

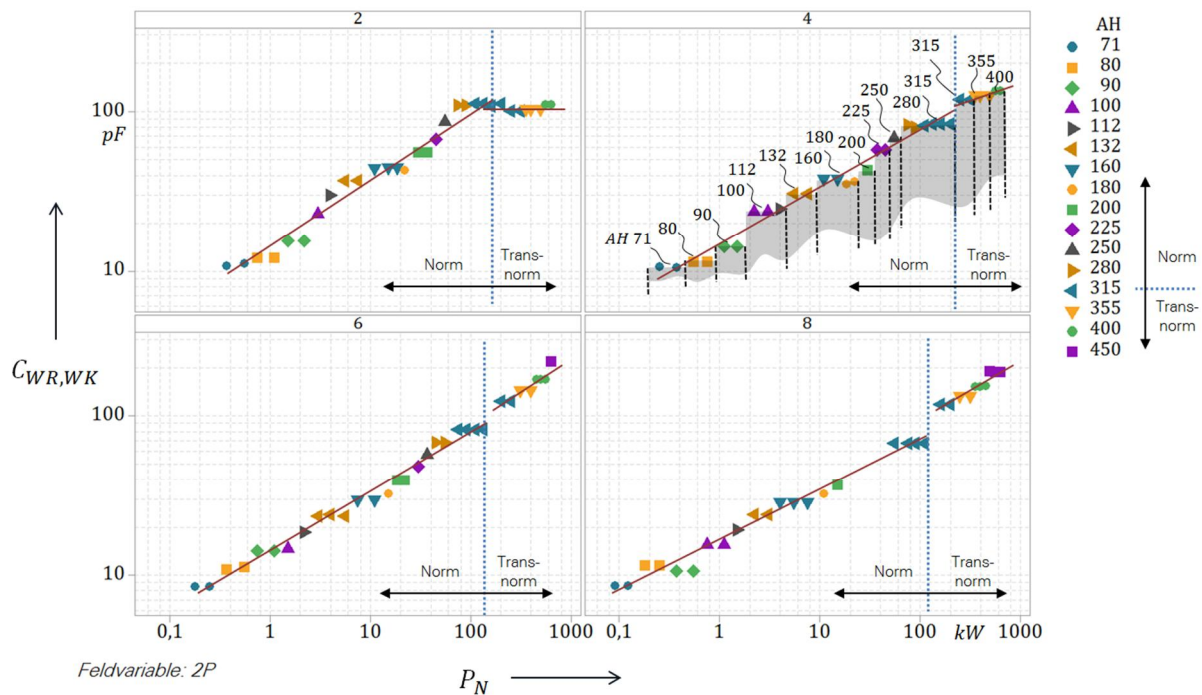


Bild 4.21 Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,WK}$ für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

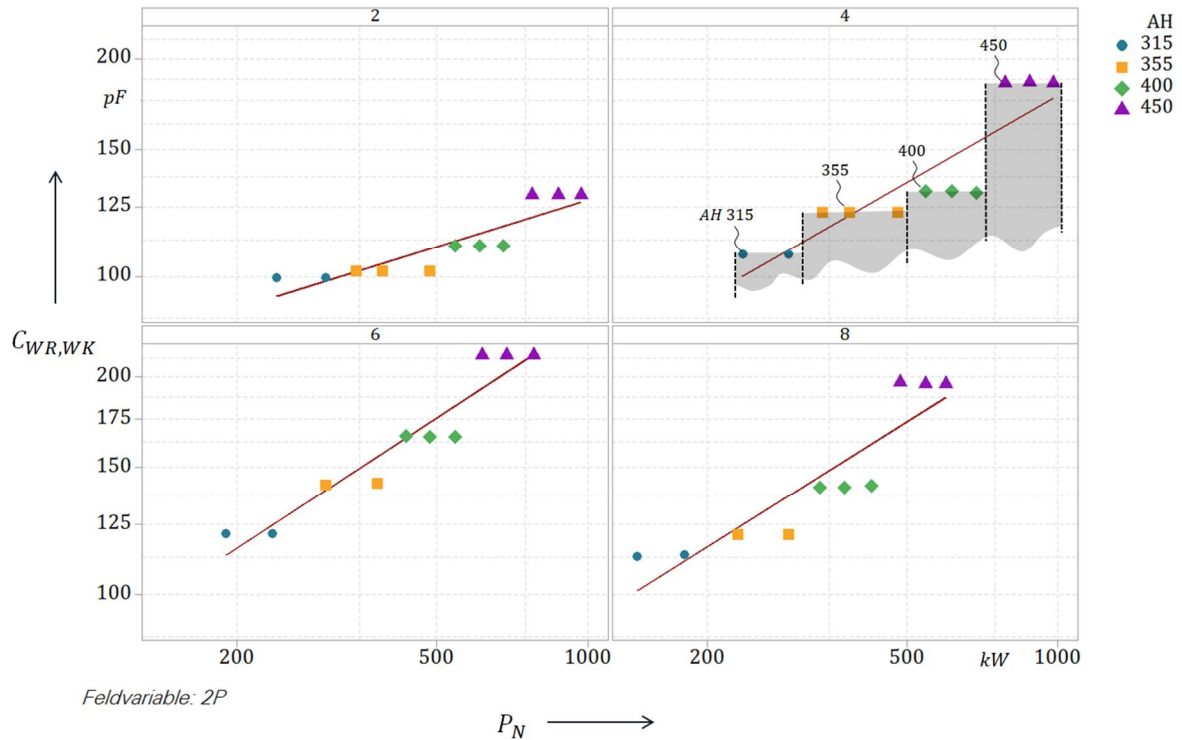


Bild 4.22 Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,WK}$ für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

Obwohl eine Näherung der Kapazitätswerte durch einen Regressionsansatz hier zu einer nur ungenauen funktionalen Beschreibung in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung führt, soll zur Beschreibung einer mittleren Wickelkopfkapazität eine lineare Beziehung angegeben werden. Bei Anwendung von Gleichung 4-2 entspricht das der Angabe der Koeffizienten K_0 und K_1 (siehe Tabelle 4-4) in Gleichung 4-3.

Tabelle 4-4 Darstellung der Koeffizienten von Regressionsgleichung 4-3 zur Berechnung von $C_{WR,WK}$ in pF (Koeffizient $K_2 = 0$) innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen

Motortyp	U_{Netz}	Koeffizienten	Polzahl 2p			
			2	4	6	8
Norm	≤ 500 V	K_0	1,150	1,169	1,154	1,222
		K_1	0,4235	0,3549	0,3704	0,3126
		R^2	97,2 %	97,4 %	98,4 %	97,8 %
Transnorm	≤ 500 V	K_0	1,739	1,714	1,079	1,183
		K_1	0,1079	0,1478	0,4310	0,3918
		R^2	73,1 %	85,1 %	85,2 %	90,1 %
	≤ 690 V	K_0	1,456	1,055	1,023	1,064
		K_1	0,2165	0,3984	0,4526	0,4354
		R^2	81,0 %	80,1 %	91,0 %	82,2 %

4.3.3 Gesamtkapazität Wicklung – Rotor

Die Parallelschaltung von Nut- und Wickelkopfanteil (siehe Abschnitte 4.3.1 und 4.3.2) ergibt den Gesamtwert für die kapazitive Kopplung zwischen der Wicklung und dem Rotor.

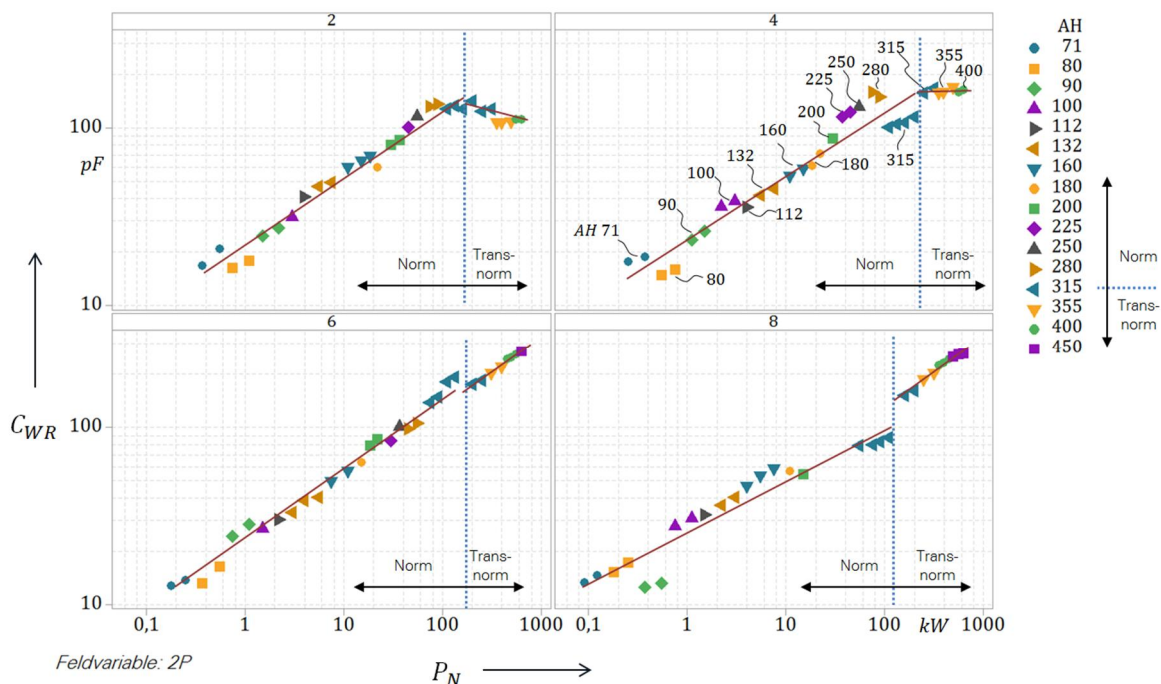


Bild 4.23 Verlauf der simulierten Kapazität C_{WR} für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

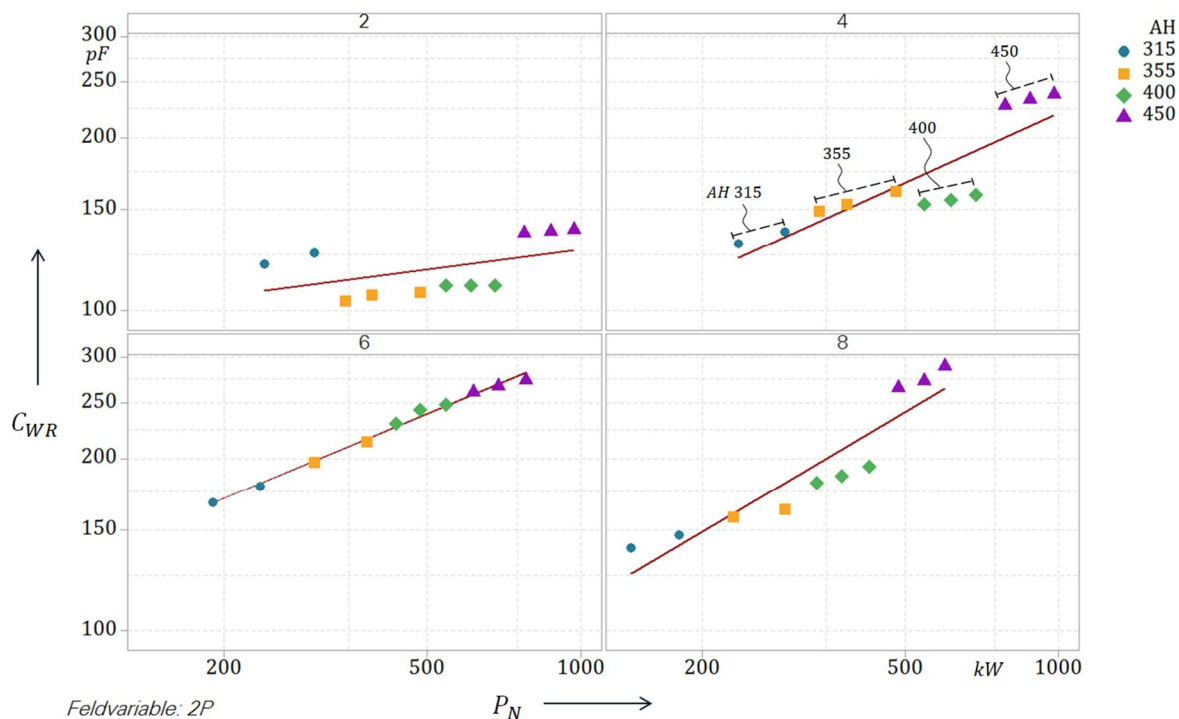


Bild 4.24 Verlauf der simulierten Kapazität C_{WR} für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

In Bild 4.23 und Bild 4.24 sind die Verläufe der simulierten C_{WR} -Kapazitäten für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V und 690 V dargestellt. Der ursprünglich unstetige Verlauf des reinen Nutanteils wird durch die Addition mit dem treppenförmigen Verlauf des Wickelkopfanteils etwas geglättet und in einen gestuften, motorlängenabhängigen Verlauf überführt. Während im Bereich der Normmotoren ein stetiger Anstieg von C_{WR} mit steigender Leistung zu erkennen ist, stagniert der Wert für die Transnormmotoren mit dem 500-V-Isoliersystem. Insbesondere die zweipolige Ausführung zeigt hier aufgrund der am Kurzschlussring fehlenden Lüfterflügel konstante bzw. wegen vergrößerter Nutschlitzhöhe sogar rückläufige Kapazitätswerte.

Durch Anwendung der Regressionsanalyse mit Hilfe der Näherungsgleichung 4-2 ist durch Angabe der Koeffizienten K_0 und K_1 die Definition eines orientierenden, funktionalen Zusammenhangs in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung möglich (siehe Tabelle 4-5). Die Detailwerte sind in den Tabellen von Anhang A.1 abhängig von Polzahl und Baugröße aufgeführt.

Tabelle 4-5 Darstellung der Koeffizienten von Regressionsgleichung 4-2 zur Berechnung von C_{WR} in pF (Koeffizient $K_2 = 0$) innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen

Motortyp	U_{Netz}	Koeffizienten	Polzahl 2p			
			2	4	6	8
Norm	$\leq 500 \text{ V}$	K_0	1,342	1,375	1,360	1,413
		K_1	0,3804	0,3563	0,4087	0,2915
		R^2	97,4 %	92,6 %	98,6 %	91,7 %
Transnorm	$\leq 500 \text{ V}$	K_0	2,401	2,141	1,318	1,233
		K_1	-0,1320	0,02599	0,3999	0,4328
		R^2	38,2 %	8,8 %	98,4 %	97,8 %
	$\leq 690 \text{ V}$	K_0	1,752	1,134	1,379	0,9644
		K_1	0,1181	0,4032	0,3707	0,5254
		R^2	23,0 %	76,3 %	99,2 %	86,5 %

Der Zuwachs des C_{WR} -Werts gegenüber dem Nutanteil durch die Kopplung im Wickelkopfbereich lässt sich als Verhältniszahl über der Motorleistung auftragen. Der entsprechende Verlauf ist in Bild 4.25 für die Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V (a) und 690 V (b) dargestellt. Es ist kein eindeutiger Trend in Abhängigkeit von der Leistung erkennbar. Die ermittelten Zuwächse liegen größtenteils in einem Bereich von Faktor zwei bis acht.

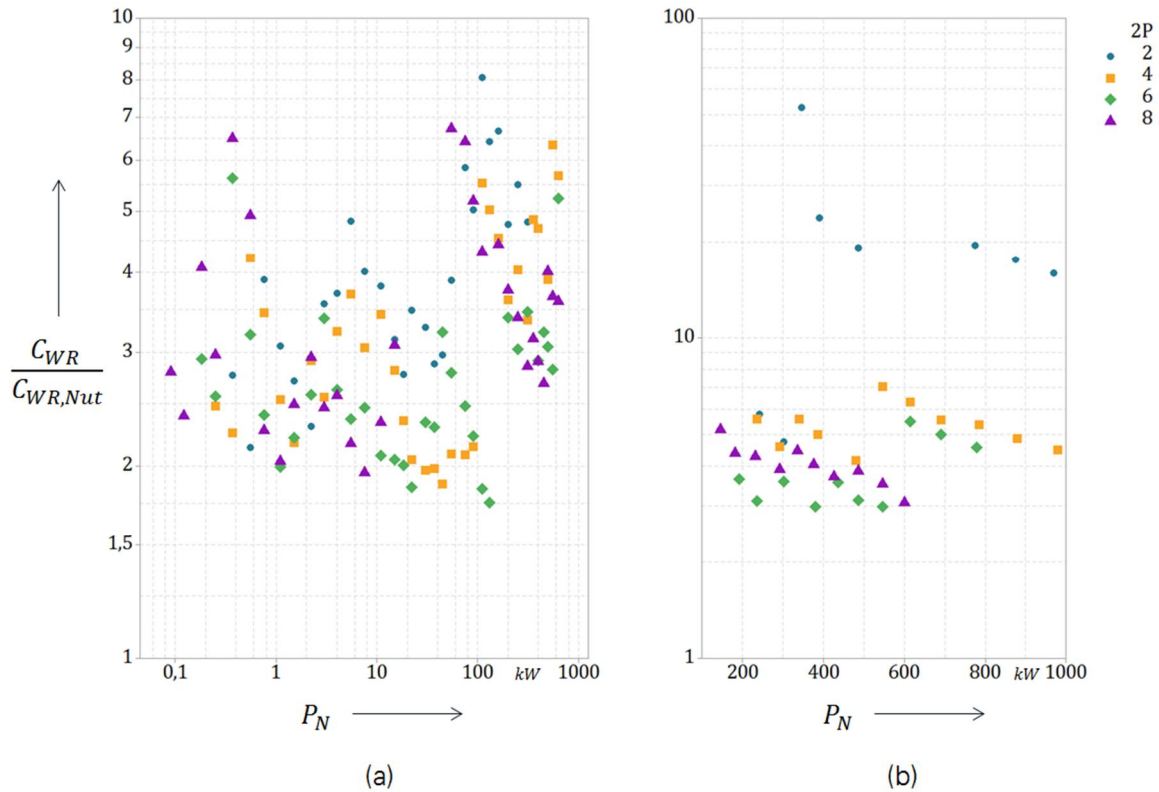


Bild 4.25 Zuwachs des C_{WR} -Wertes gegenüber dem Nutanteil durch die Kopplung im Wickelkopf-bereich für die Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V (a) und 690 V (b)

In Tabelle 4-6 sind vergleichend die messtechnisch und die simulativ ermittelten C_{WR} -Werte unterteilt in die Nut- und Wickelkopfanteile für drei verschiedene Motorleistungen dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Berechnung.

Tabelle 4-6 Vergleich der gemessenen und berechneten C_{WR} -Werte

Größe	Einheit	Bestimmungsart	M-06 3 kW	M-07 15 kW	M-05 290 kW	
C_{WR}	Gesamt	Messung	34,9	81,0	112	
		Simulation	31,7	76,5	137,2	
	Nut	Messung	9,9	42,0	23,2	
		Simulation	8,9	40,0	29,8	
	WK	Messung	25,0	39,0	88,8	
		Simulation	22,8	36,5	107,4	
	$\frac{C_{WR,Gesamt}}{C_{WR,Nut}}$		Messung	3,52	1,93	4,83
			Simulation	3,56	1,91	4,60

4.4 Lagerkapazität

Die Schmier- und Kontaktverhältnisse innerhalb von Wälzlagern können durch die Anwendung der elastohydrodynamischen Theorie (EHD) beschrieben werden. Neben der elastischen Verformung der Kontaktpartner unter hoher Belastung (Hertz'sche Pressung) berücksichtigt dieser Ansatz ebenso das Verhalten des Schmierstoffs in Abhängigkeit von Druck und Temperatur. Werden die Kontaktflächen der Wälzpartner vollständig durch den Schmierstoff getrennt (Vollschmierung), können die elektrischen Eigenschaften des Lagers durch eine Kapazität ausgedrückt werden. Nach [76] lässt sich unter der Annahme eines vollständig mit Schmierstoff gefüllten Kontaktbereichs und der Kenntnis der Hertz'schen Druckfläche das Gebiet zwischen einem Wälzkörper und dem Lagerring in drei Zonen aufteilen: dem Eintritt, der Hertz'schen Kontaktzone, und dem Austritt. Die Summe der drei Kapazitäten ist die Kontaktkapazität C_K eines Wälzkörpers. In Bild 4.26 sind die Verhältnisse schematisch dargestellt. Die nach außen wirksame Gesamtkapazität wird durch die Reihenschaltung der Anteile von Innen- und Außenring zum Wälzkörper und durch die Parallelschaltung der belasteten Wälzkörper gebildet.

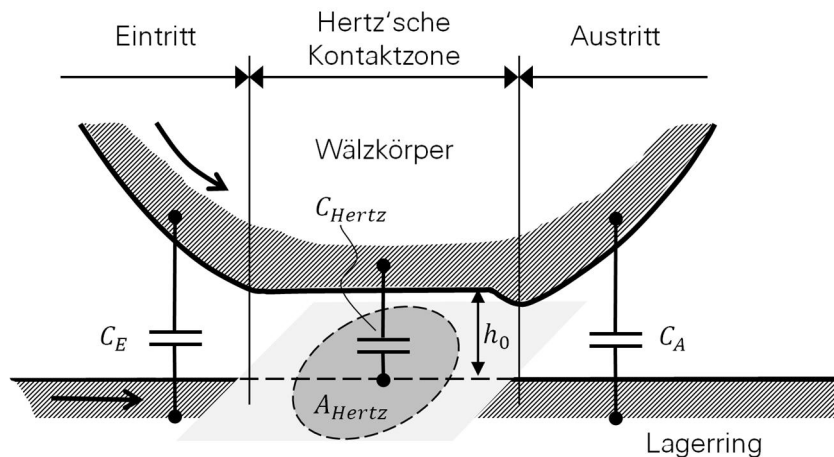


Bild 4.26 Zur Definition der kapazitiven Verhältnisse im Kontaktbereich zwischen Wälzkörper und Lagerring

Da die Kapazitäten des Ein- und des Austrittsbereichs stark von den Krümmungs- und Abstandsverhältnissen von Laufbahn und Wälzkörper abhängen, wurde in [77] durch Einführung eines Korrekturfaktors k_L die Kontaktkapazität C_K als Produkt dieses Faktors und des Hertz'schen Anteils C_{Hertz} ausgedrückt als

$$C_K = k_L \cdot C_{Hertz} = k_L \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A_{Hertz}}{h_0}. \quad 4-18$$

Neben k_L sind darin die Permittivität des Schmierstoffs ε_r sowie der Quotient von der Hertz'schen Kontaktfläche A_{Hertz} und der zentralen Schmierfilmhöhe h_0 berücksichtigt. Der Wert des Korrekturfaktors k_L wird in der Literatur unterschiedlich angegeben. In [77] wird ein Wert von 3,5 genannt, in [32, 33] 1,1. Nach [78] ist k_L abhängig von der Schmierfilmhöhe und bewegt sich in den dortigen, auf optischen Messungen basierenden Untersuchungen in einem Bereich von $k_L = 1,2 \dots 2,9$.

Eine direkte theoretische Berechnung der Kontaktkapazität ist zum einen wegen der Unsicherheiten beim Korrekturfaktor k_L und zum anderen aufgrund der nur näherungsweise

möglichen Bestimmung der Schmierfilmhöhe h_0 sehr ungenau. Letztere lässt sich für den Fall von Ölschmierung im elliptischen Punktkontakt nach [79] mit

$$H_0 = \frac{2,69 \cdot G^{0,49} \cdot U_0^{0,68}}{W_0^{0,067}} \cdot (1 - 0,61 \cdot e^{-0,73 \cdot \kappa}) \quad \mathbf{4-19}$$

berechnen. Darin sind

$$G = \alpha_p \cdot E_0 \quad \mathbf{4-20}$$

$$V_0 = \frac{\eta_0 \cdot v}{E_0 \cdot R_x} \quad \mathbf{4-21}$$

$$W_0 = \frac{P}{E_0 \cdot R_x^2} \quad \mathbf{4-22}$$

$$H_0 = \frac{h_0}{R} \quad \mathbf{4-23}$$

und

$$\kappa = \frac{a}{b} \quad \mathbf{4-24}$$

$$\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_{1x}} + \frac{1}{R_{2x}} \quad \mathbf{4-25}$$

Tabelle 4-7 Erläuterung der in Gleichungen 4-17 bis 4-23 verwendeten Größen

Größe	Einheit	Definition
a	mm	Halbachse senkrecht zur Bewegungsrichtung
b	mm	Halbachse parallel zur Bewegungsrichtung
E_0	N/mm ²	reduzierter Elastizitätsmodul der Kontaktkörperwerkstoffe
α_p	mm ² /N	Druckkoeffizient der Viskosität
η_0	Ns/mm ²	dynamische Ölviskosität im Kontakteintritt
v	mm/s	Wälzgeschwindigkeit
R	mm	Hauptkrümmungsradius
R_x	mm	Hauptkrümmungsradius in Bewegungsebene
P	N	Kontaktbelastung im Wälzkontakt

Hier werden die Größen der elastischen Wälzkörperverformung und das Viskositätsverhalten des Schmierstoffes in Abhängigkeit von Druck und Temperatur in Beziehung gesetzt.

Über den Weg der messtechnischen Bestimmung der Lagerkapazität besteht die Möglichkeit, mit Hilfe von Gleichung 4-18 die Rückrechnung auf die Schmierfilmhöhe durchzuführen. Dieses etablierte Vorgehen wurde bei den Untersuchungen nach [37, 80] angewendet. Als Nebenprodukt lassen sich damit betriebspunktabhängige Lagerkapazitäten angeben, welche für die weiteren Betrachtungen von entscheidender Bedeutung sind. Denn nur mit Kenntnis der Lagerkapazitäten ist es möglich, den drehzahl-, last- und temperaturabhängigen Wert des in Abschnitt 2.2.2 erörterten kapazitiven Spannungsteilers (BVR) zu ermitteln. Daher wird im weiteren Verlauf dieses Kapitels der Schwerpunkt auf die Modellierung von messtechnisch bestimmten Lagerkapazitäten gelegt.

4.4.1 Messung der Lagerkapazitäten

Als Messmethode dient das sogenannte Konstantspannungsverfahren. Das in [81] vorgestellte und in den Arbeiten [37, 80] verfeinerte Verfahren beruht auf der Auswertung der Anfangssteigungen der kapazitiven Ladekurven bei Einprägung einer konstanten Speisenspannung auf das Wälzlagersystem eines Prüfstands. Diese Methode hat Vorteile gegenüber dem in [33] dargestellten Wechsellastverfahren, bei dem die Kapazitäten aus einer Impedanzmessung mittels LCR-Meter bis zu einer Frequenz von 10 MHz berechnet werden. Die parasitären Eigenschaften der Isolationen innerhalb des Messaufbaus, das induktive und kapazitive Verhalten des Schleifkontaktes bei HF-Speisung sowie Instabilitäten während der Messdurchführung haben hier einen deutlichen Einfluss auf die Ergebnisqualität²². Mit Hilfe des Konstantspannungsverfahrens können diese Einflüsse größtenteils vermieden und Lagerkapazitäten auch bis weit in den Bereich der Mischreibung bestimmt werden. In [37, 80] haben die Autoren auf der Basis dieser Methodik die Messergebnisse für rein axial belastete Wälzlager dargestellt. Da in Elektromotoren in der Regel eine Mischbelastung aus Kräften in radialer und axialer Richtung vorliegt, werden in dieser Arbeit die Ergebnisse für kombinierte Kräfte betrachtet. Hierzu werden die im Rahmen der Arbeiten zu [37] bereits ermittelten, aber bisher noch unveröffentlichten Messergebnisse genutzt und in eine geschlossene Näherungsgleichung überführt, mit der die drehzahl-, last- und temperaturabhängigen Lagerkapazitäten berechnet werden können. Der für die Messungen verwendete Prüfkopf ist in Bild 4.27 dargestellt.

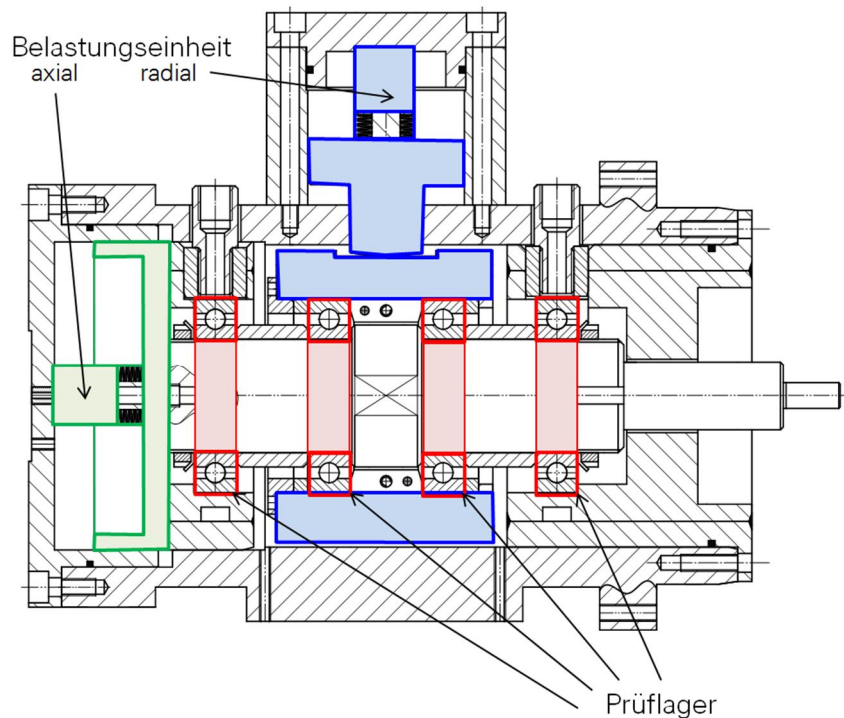


Bild 4.27 Darstellung des Prüfkopfs für die Kapazitätsmessungen bei kombinierter Belastung

²² Tatsächlich zeigen die in [33] ermittelten Lagerkapazitäten extrem niedrige Werte im Bereich von 40 bis 70 pF (Lagertyp 6205 bei 1500 min^{-1}) und liegen damit trotz leitfähiger Wälzpartnerpaarung in der Größenordnung wie das in dem Messaufbau ebenso verwendete, isolierende Hybridlager (21 pF). Kapazitätswerte für größere Lagertypen waren mit der Methode nicht bestimmbar.

Zu erkennen sind die axiale und die radiale Belastungseinrichtung, die durch Tellerfedern mit bekannter Kennlinie die definierte Lasteinleitung in die jeweiligen Raumrichtungen ermöglichen. Als Prüflager werden vier Rillenkugellager von Typ 6008 C3 verwendet. Durch die Parallelschaltung der Prüflager werden mögliche Ausreißer vermieden, und die Messung ist weniger stör anfällig. Die Ergebnisse für ein Lager betragen entsprechend ein Viertel des Gesamtwerts bei ein Viertel der radialen Belastung. Neben der beschriebenen Lastveränderung ist der Betrieb bei veränderbarer Drehzahl und Temperatur möglich. Letzteres wird durch ein Temperiermedium erreicht, das die, die Lageraußenringe aufnehmenden Lager-schalen durchströmt. Dabei wird eine gleichmäßige und durch die eingebaute Temperaturregelung konstante Erwärmung des gesamten Prüfkopfs erreicht.

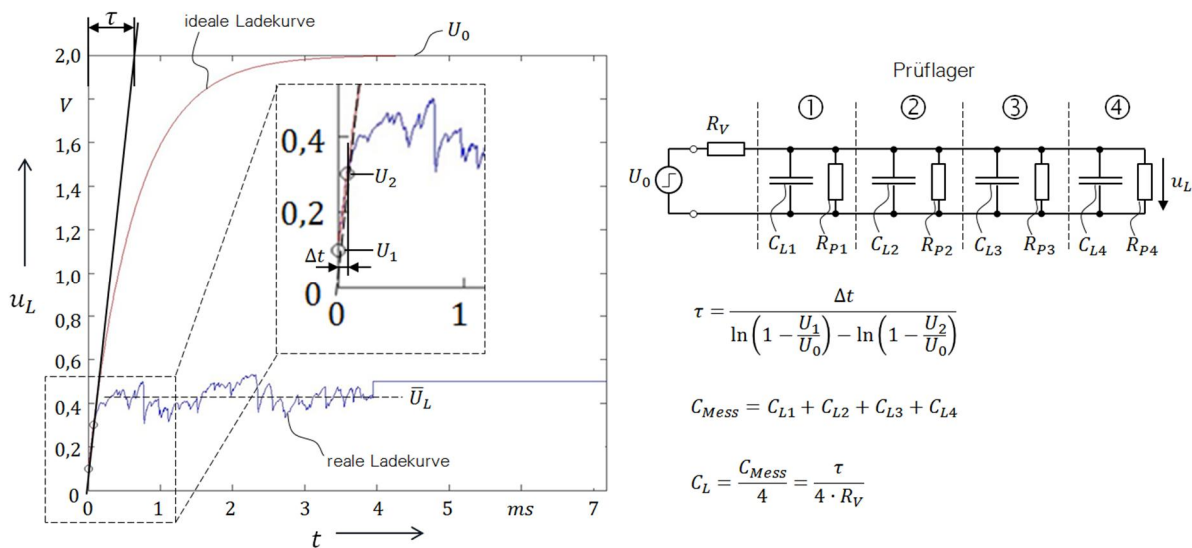


Bild 4.28 Zur Bestimmung der Ladezeitkonstante und der Lagerkapazität auf der Basis eines elektrischen Analogiemodells

Anhand der in Bild 4.28 exemplarisch dargestellten Ladekurven (links) und des dazugehörigen elektrischen Analogiemodells (rechts) soll das Mess- und Auswerteverfahren beschrieben werden:

- ⊕ Nach [82] lässt sich jedes Lager durch die Parallelschaltung aus einer Kapazität C_L und einem parallelen Widerstand R_p in ein elektrisches Analogiemodell überführen. Damit stellen die Prüflager vier parallelgeschaltete Kondensatoren und Widerstände zwischen der Prüfwelle und dem Gehäuse bzw. der radialen Belastungseinrichtung dar.
- ⊕ Zum Zeitpunkt $t = 0$ wird über einen definierten Vorwiderstand $R_V = 1,1 \text{ M}\Omega$ ein Spannungssprung $U_0 = 2 \text{ V}$ auf die Versuchseinrichtung gegeben, der sich in Form einer Ladekurve mit der Zeitkonstante $\tau = C_{Mess} \cdot R_V$ im Messsystem abbildet.
- ⊕ Nach [33] ist der Wert des Parallelwiderstands abhängig vom Schmierfilmzustand und kann im Fall von Vollschrnierung als unendlich, bei Grenzschrnierung als null und bei Mischreibung als Wert dazwischen angesehen werden. Der in einem Wälzlager vorliegende Schmierzustand ist drehzahl-, last- und temperaturabhängig und kann selbst bei Vollschrnierung zu einer kurzzeitigen Berührung von Rauheitsspitzen der Wälzpartner führen, sodass aufgrund von Spannungszusammenbrüchen der Verlauf der idealen Ladekurve nur selten erreicht wird. Die maximale Spannung der realen Ladekurve liegt

zum Teil deutlich unterhalb der möglichen $2V$ (Bild 4.28 links). Aus diesem Grund werden zur Bestimmung der Zeitkonstante τ zwei in einem Zeitabschnitt Δt liegende Spannungen genommen, die nahe der Anfangssteigung der Ladekurve liegen.

- ⊕ Die Zeitkonstante wird mit der in Bild 4.28 rechts dargestellten Gleichung ermittelt, die gesamte Lagerkapazität aus der Division mit dem Wert des Vorwiderstands und die Kapazität eines Prüflagers als vierter Teil des Gesamtwerts.
- ⊕ Für jeden der eingestellten drehzahl-, last- und temperaturabhängigen Betriebspunkte werden bis zu 50 verschiedene Ladekurven aufgenommen und daraus die entsprechenden Mittelwerte gebildet.

Für die in dieser Arbeit betrachteten, gemessenen Lagerkapazitäten gelten nachfolgende Randbedingungen und Gültigkeitsbereiche:

- ⊕ Prüflager: Rillenkugellager Typ 6008 C3 (Daten siehe Anhang A.1)
- ⊕ Belastungen pro Lager: axial $F_{AX} = 50 \text{ N}$, radial $F_{RAD} = 0 \dots 1000 \text{ N}$
- ⊕ Temperatur: $\vartheta = 20 \dots 80 \text{ }^\circ\text{C}$
- ⊕ Drehzahlen $n = 50 \dots 6000 \text{ min}^{-1}$
- ⊕ Schmierfett: Shell Alvania RL3 (Daten siehe Anhang A.1)

Die Kombination aus axialer und radialer Last wird nach [83] in einen äquivalenten Belastungszustand P umgerechnet und zur dynamischen Tragzahl C_{Dyn} des Lagers in Beziehung gesetzt. Dieses sogenannte C/P -Verhältnis stellt die Hauptgröße bei der Berechnung der nominellen Lagerlebensdauer dar. Die dritte Potenz des C/P -Verhältnisses ergibt die Anzahl von Umdrehungen, die von 90 % der Wälzlager eines Typs erreicht oder überschritten wird, bevor ein Ausfall stattfindet. Je höher die Last P , umso kleiner der C/P -Wert und umso geringer ist die Lebensdauer. Um mögliche Schäden aufgrund von Unterlast zu vermeiden, wird als obere Grenze von den Lagerherstellern ein $C/P = 100$ empfohlen [84]. Wie im Kapitel 5 gezeigt wird, kann dieser Wert nicht immer eingehalten werden und führt bei Unterschreitung zu einer Vergrößerung der Anzahl und der Energie von Funkenentladungen und damit zu einer verstärkten Wälzlagerschädigung aufgrund von Elektroerosion.

Die Messergebnisse lassen sich durch den multiplen Regressionsansatz

$$\frac{C_L}{pF} = 10^X \quad \mathbf{4-2}$$

$$X = 3,991 + K_1 \cdot \left(\frac{C}{P}\right) + K_2 \cdot \left(\frac{C}{P}\right)^2$$

$$+ K_3 \cdot \left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) + K_4 \cdot \left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right)^2$$

$$+ K_5 \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) + K_6 \cdot \log^2\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \quad \mathbf{4-26}$$

$$+ K_7 \cdot \left(\frac{C}{P}\right) \cdot \left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right)$$

$$+ K_8 \cdot \left(\frac{C}{P}\right) \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right)$$

als Funktion von Drehzahl n , Temperatur ϑ und dem C/P -Verhältnis angeben. Durch Berücksichtigung der logarithmierten Kapazitäten und Drehzahlen wird eine Spreizung der Wer-

tebereiche erreicht. Damit werden mit Hilfe dieser Näherung ca. 85 % der Kapazitätswerte durch die einbezogenen Variablen erklärbar. Die Koeffizienten und die R^2 -Anteile der Gleichung 4-26 (Randbedingungen siehe Seite 111) sind in Tabelle 4-8 angegeben.

Tabelle 4-8 Koeffizienten und R^2 -Anteile der Gleichungen 4-2 und 4-26

Koeffizient	Wert	Variable	R^2 -Anteil
K_1	- 0,00648	C/P	10,94 %
K_2	0,000064		
K_3	0,0099	$\frac{\vartheta}{1\text{ }^\circ\text{C}}$	48,91 %
K_4	0,000049		
K_5	- 1,088	$\log\left(\frac{n}{1\text{ min}^{-1}}\right)$	23,01 %
K_6	0,1645		
K_7	- 0,000054	$(C/P) \cdot \frac{\vartheta}{1\text{ }^\circ\text{C}}$	0,34 %
K_8	- 0,000810	$(C/P) \cdot \log\left(\frac{n}{1\text{ min}^{-1}}\right)$	2,04 %
$R^2 =$			85,24 %

In Bild 4.29 sind die gemessenen und die mit Hilfe von Gleichung 4-26 berechneten Lagerkapazitäten in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Lagertemperatur für verschiedene C/P -Werte in Form von 3D-Diagrammen dargestellt. Wie schon aus der Höhe des R^2 -Werts ersichtlich, ist bis auf einige Ausreißer eine gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Näherung nach Gleichung 4-26 erkennbar. In Tabelle 4-8 sind neben den Koeffizienten der Gleichung ebenso die R^2 -Anteile der einzelnen Variablen und damit deren Beitrag zur Bestimmung des Gesamtwerts angegeben. Es zeigt sich, dass die Abhängigkeiten von der Temperatur zu fast 50 %, die von der logarithmierten Drehzahl zu ca. 25 % und die von der Last zu ca. 10 % in die Gleichung eingehen. Dies stimmt qualitativ mit der theoretischen Berechnung nach Gleichung 4-18 überein. Darin ist die Kontaktkapazität umgekehrt proportional zur Schmierfilmhöhe, die nach Gleichung 4-19 von G (4-20), V_0 (4-21) und W_0 (4-22) abhängt. Temperaturabhängige Größen sind in G und V_0 in Form von Fettviskositäten mit den Potenzen 0,49 und 0,68 berücksichtigt. Die Drehzahlabhängigkeit findet sich nur in der Berechnung von V_0 mit einer Potenz von 0,68 wieder. Eine Lastveränderung hat den geringsten Einfluss, da diese nur mit einer Potenz von - 0,067 in die Berechnung eingeht.

Diese Abhängigkeiten lassen sich durch Anwendung der Regressionsgleichung 4-26 beispielhaft verdeutlichen. In Bild 4.30 und Bild 4.31 sind die Kapazitätsverläufe bei Variation von Temperatur, Drehzahl und Lagerbelastung dargestellt. Bild 4.30 (a) zeigt die Temperaturabhängigkeit bei zwei unterschiedlichen Lagerbelastungen. Während bei hohen C/P -Werten die Abhängigkeit gering ausfällt, sind bei hohen Lagerlasten (niedrige C/P -Werte) – je nach Drehzahl – Kapazitätsänderungen bis zu einem Faktor 5 bei gleichzeitiger Temperaturänderung von 20 °C auf 80 °C erkennbar. Die in Bild 4.30 (b) dargestellten Lastabhängigkeiten der Kapazität bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C zeigen nur bei der hohen Temperatur einen Anstieg der Lagerkapazität um einen Faktor 1,6 bei gleichzeitiger Verringerung des C/P -Werts von 100 auf 30.

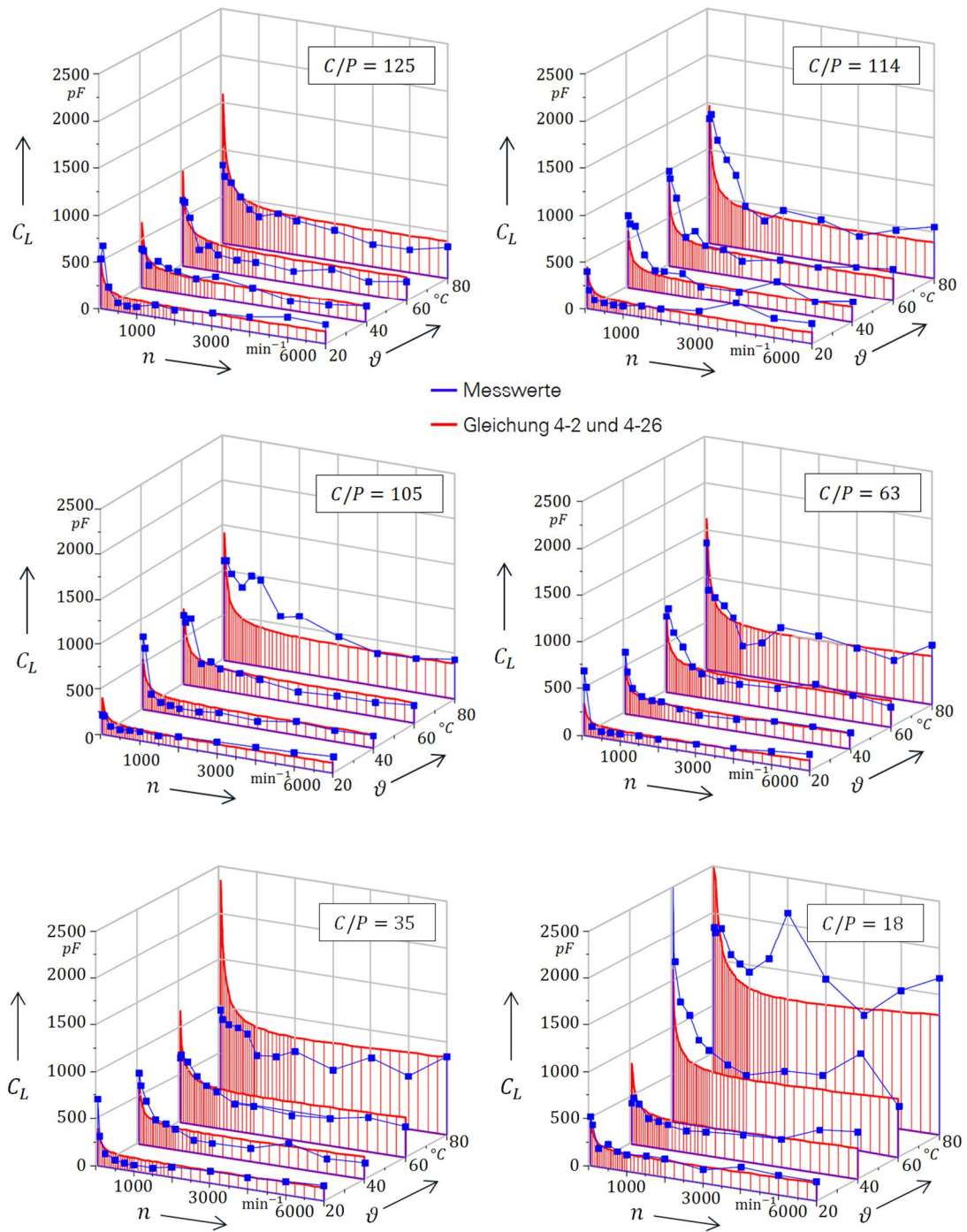


Bild 4.29 Darstellung der gemessenen und der mit den Gleichungen 4-2 und 4-26 berechneten Lagerkapazitäten

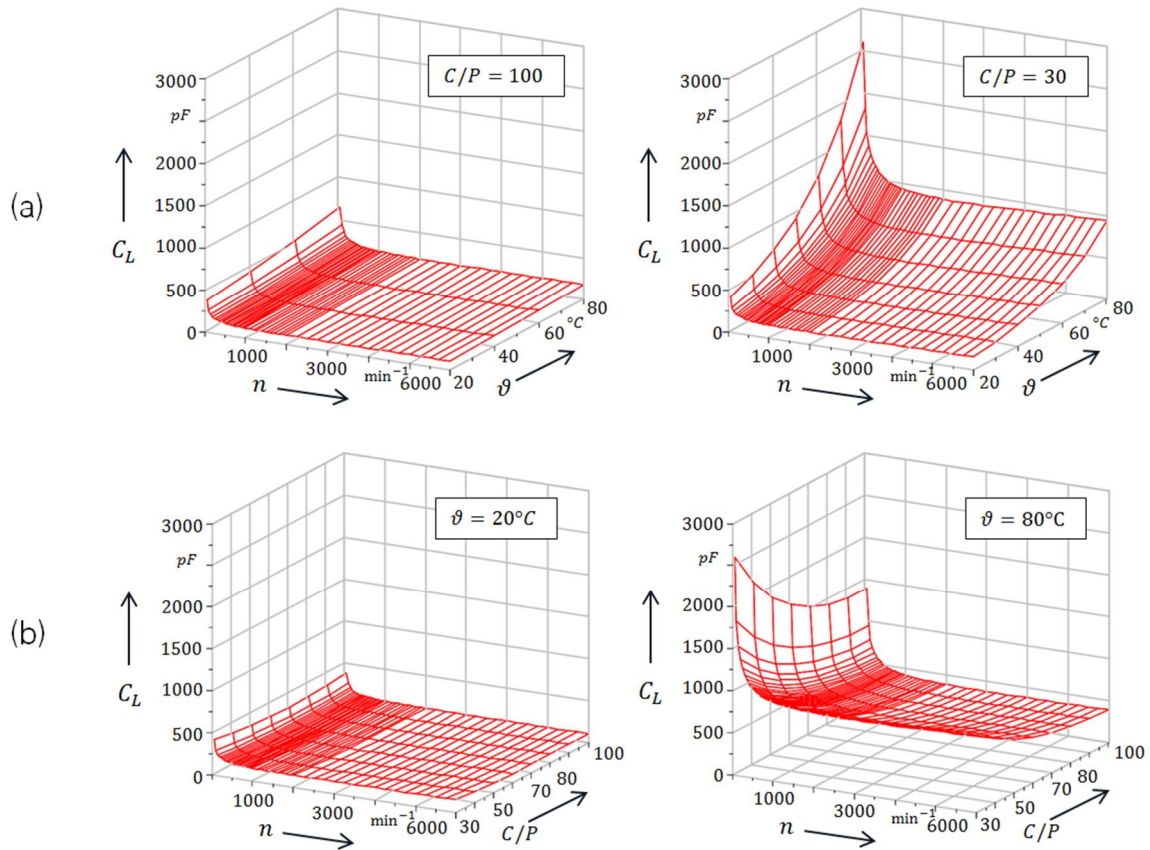


Bild 4.30 Verlauf der berechneten Lagerkapazität in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur (a) und Lagerbelastung (b)

Bild 4.31 zeigt den Verlauf der Lagerkapazität bei Last- und Temperaturvariation bei zwei unterschiedlichen Drehzahlen. Auch hier ist die im Vergleich zur Lastabhängigkeit deutlichere Temperaturabhängigkeit erkennbar.

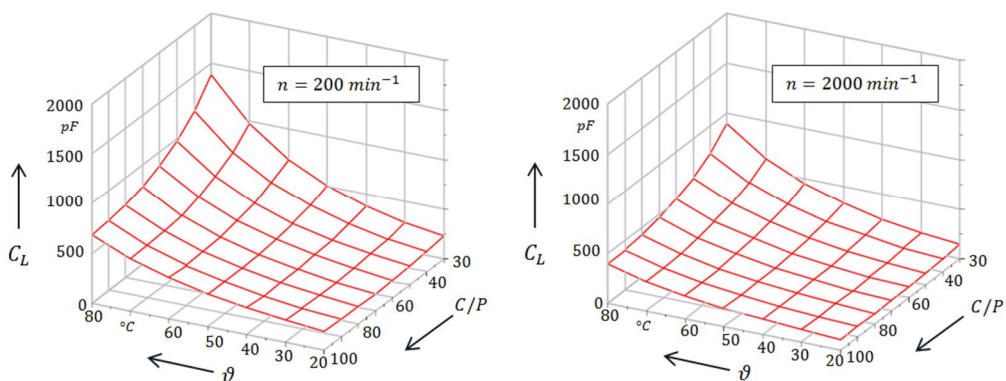


Bild 4.31 Verlauf der berechneten Lagerkapazität in Abhängigkeit von Temperatur und Lagerbelastung für zwei verschiedene Drehzahlen

4.4.2 Übertragung der Werte bei geänderten Randbedingungen

Die Berechnung der betriebspunktabhängigen Lagerkapazitäten mit der Regressionsgleichung 4-26 ist nur unter den dort dargestellten Randbedingungen möglich. Kapazitätswerte für davon abweichende Fälle, wie z. B. bei Verwendung einer anderen Lagergröße, müssen mit Hilfe eines definierten Vorgehens umgerechnet werden. Hierfür wird angenommen, dass zwei baugleiche Lager unterschiedlicher Größe bei vergleichbarer Belastung (C/P -Wert), Temperatur (ϑ) und hydrodynamisch wirksamer Geschwindigkeit (v) ähnliche Schmierfilmdicken (h_0) erreichen. Das führt auf zwei notwendige Verhältnisbildungen von den Daten der neuen Lagergröße zu denen des Versuchsstandlagers (6008): das der hydrodynamisch wirksamen Geschwindigkeiten (v_{Lager}/v_{6008}) und das der Hertz'schen Kontaktflächen (A_{Lager}/A_{6008}). Mit dem ersten Verhältnis wird die für die Modellrechnung notwendige Vergleichsdrehzahl berechnet und mit dem zweiten Verhältnis die Veränderung der Kapazität aufgrund der unterschiedlichen Kontaktbedingungen. Eine zusammenfassende Gesamtdarstellung über die Lagertypen, welche bei den im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Motoren zur Anwendung kommen, ist in Abschnitt 4.4.2.3 zu finden.

4.4.2.1 Veränderung der Lagergröße

Verhältnis der hydrodynamischen Geschwindigkeiten

Der mittlere Durchmesser D_m eines Lagers beschreibt den Teilkreis, auf dem die Mittelpunkte der Wälzkörper liegen. Der Druckwinkel α (Kontaktwinkel) ist der Winkel zwischen der sich aus der Überlagerung von Radial- und Axialkraft entstehenden Drucklinie gegenüber der lotrechten Radialebene. Nach [81] folgt mit der Annahme eines feststehenden Außenrings und einem Druckwinkel für axial schwach belastete Rillenkugellager von $\alpha < 5^\circ$ die Geschwindigkeit des Innenrings mit

$$v_i = n_i \cdot \frac{\pi}{120} \cdot D_m \cdot (1 - \gamma^2). \quad 4-27$$

Darin ist

$$\gamma = \frac{D_w}{D_m} \cdot \cos \alpha \quad 4-28$$

sowie n_i die Drehzahl des Innenrings und D_w der Wälzkörperdurchmesser. Mit $\alpha < 5^\circ$ folgt $\cos \alpha \approx 1$ und damit $\gamma = D_w/D_m$. Das Verhältnis der hydrodynamisch wirksamen Geschwindigkeiten zweier unterschiedlicher Lagergrößen ergibt sich mit

$$\frac{v_{Lager}}{v_{6008}} = \frac{D_{m,Lager}}{D_{m,6008}} \cdot \frac{1 - \gamma_{Lager}^2}{1 - \gamma_{6008}^2}. \quad 4-29$$

Soll nun die Lagerkapazität für eine vom Typ 6008 abweichende Lagergröße mit Hilfe von Gleichung 4-26 berechnet werden, so muss der zu betrachtende Drehzahlwert mit dem nach Gleichung 4-29 ermittelten Verhältnis multipliziert werden gemäß

$$n_{6008} = \frac{v_{Lager}}{v_{6008}} \cdot n_{Lager}. \quad 4-30$$

Nur dann ist davon auszugehen, dass gleiche hydrodynamische Geschwindigkeiten bei beiden Lagergrößen vorliegen. Die einzelnen Verhältniswerte für die Lagertypen der in dieser Arbeit betrachteten Motoren sind in Anhang A.1, Tabelle A-5, und in Bild 4.32 dargestellt.

Verhältnis der Hertz'schen Kontaktflächen

Wie auf Seite 111 beschrieben, wurden die Kapazitätsmessungen mit einer kombinierten Belastung durchgeführt. Während die Radialkraft in einem Bereich von 0 bis 1000 N variiert wurde, blieb der Anteil der axialen Komponente konstant bei 50 N. Nach [83] lässt sich die Axiallast eines Lagers als relativer, auf die Wälzkörperkonfiguration bezogener Wert ausdrücken. Dazu wird die axial wirkende Kraft durch das Produkt aus Wälzkörperzahl und dem Quadrat des Wälzkörperdurchmessers dividiert und entsprechend

$$F_{AX,relativ} = \frac{F_{Ax}}{N_W \cdot D_W^2} \quad \mathbf{4-31}$$

berechnet. Darin sind N_W die Anzahl und D_W der Durchmesser der Wälzkörper. Im vorliegenden Fall beträgt $F_{AX,relativ} = 0,06613 \text{ N/mm}^2$. Mit diesem Wert ist es nun möglich, die Veränderungen von Wälzkörperzahl und -durchmesser beim Übergang auf eine andere Lagergröße zu berücksichtigen. Die wirksame Axialkraft des neuen Lagers wird durch die Multiplikation des Relativwerts mit den angepassten Wälzkörperdaten berechnet. Die Umrechnung in einen äquivalenten Belastungszustand P erfolgt bei gegebener Radiallast mit den in [83] angegebenen Faktoren. Mit dieser Belastung wird die entsprechende Hertz'sche Kontaktfläche berechnet und zu den Werten des 6008-Lagers – bei gleichem C/P -Verhältnis – in Beziehung gesetzt. Soll nun die Lagerkapazität für eine vom Typ 6008 abweichende Lagergröße mit Hilfe von Gleichung 4-26 berechnet werden, so muss das Ergebnis mit dem entsprechenden Verhältnis der Hertz'schen Kontaktflächen entsprechend

$$C_{Lager} = \frac{A_{Lager}}{A_{6008}} \cdot C_{6008} \quad \mathbf{4-32}$$

multipliziert werden. Die einzelnen Verhältniswerte für die Lagertypen der in dieser Arbeit betrachteten Motoren sind in Anhang A.1, Tabelle A-5 und in Bild 4.32 dargestellt.

4.4.2.2 Veränderungen des Schmierfetts

Nach [81] haben die Grundölviskosität sowie die Verdickerart und -konzentration (siehe auch Abschnitt 2.1.3) einen Einfluss auf die Schmierfilmhöhe. Bei Versuchen mit zwei unterschiedlichen Fetten gleicher Verdickerart, aber unterschiedlicher Grundölviskosität konnten keine signifikanten Unterschiede in den ermittelten Kapazitäten festgestellt werden. Es ist daher davon auszugehen, dass der Einfluss des Verdickers dem der Ölviskosität überwiegt und damit bei Fetten mit vergleichbarer Konsistenzklasse²³ und Verdickerzusammensetzung ebenso zu vergleichbaren Schmierfilmhöhen führt. In dem Fall sind die Kapazitätswerte mit dem Verhältnis der Permittivitäten des neuen Schmierfetts zu dem Wert des in der Messung verwendeten Fetts (siehe Randbedingung Seite 111) zu multiplizieren. Im Anhang A.1, Tabelle A-6 sind die nach dem in [77] dargestellten Messverfahren ermittelten Permittivitäten für verschiedene Schmierfette bei unterschiedlichen Temperaturen dargestellt.

4.4.2.3 Gesamtdarstellung

In Bild 4.32 sind die Werte der in den Abschnitten 4.4.2.1 und 4.4.2.2 beschriebenen Umrechnungsfaktoren für die in dieser Arbeit verwendeten Lagertypen in einer Balkendarstellung gezeigt. Das Vergleichslager der Kapazitätsversuche ist durch einen entsprechenden roten Balken gekennzeichnet.

²³ Die Konsistenzklasse wird durch eine Kennzahl beschrieben, welche die Eindringtiefe eines Konus in das Fett klassifiziert: z. B. Klasse 2 = 26,5...29,5 mm; Klasse 3 = 22...25 mm

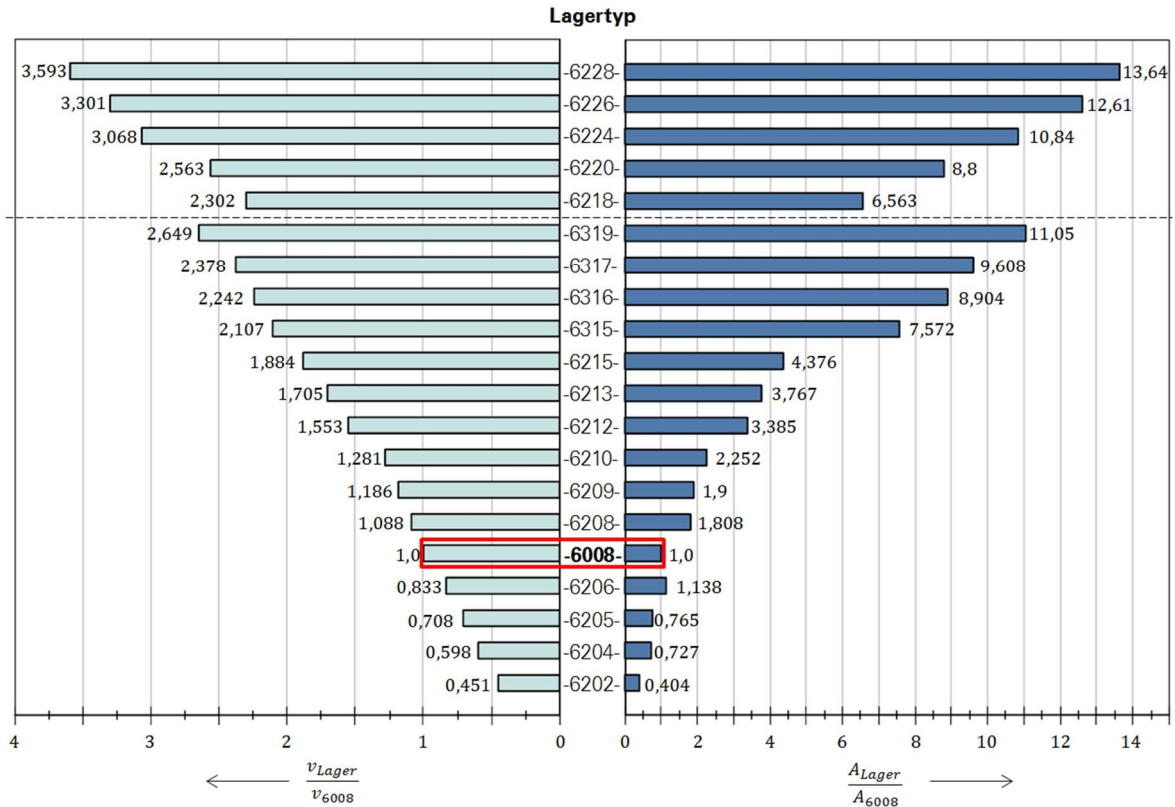


Bild 4.32 Darstellung der Umrechnungsfaktoren für die in dieser Arbeit betrachteten Lagertypen

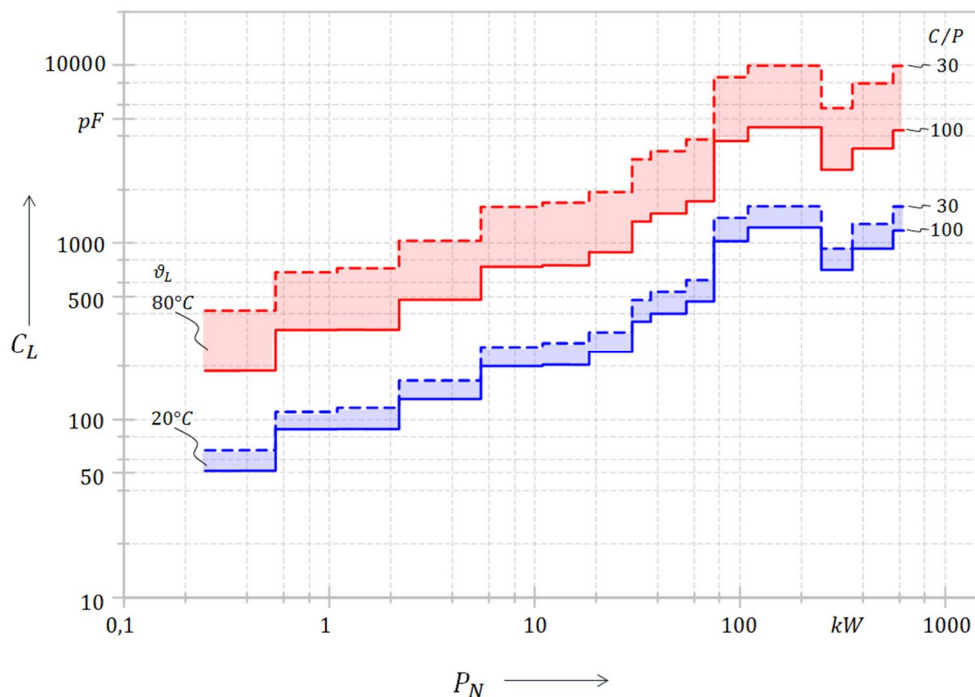


Bild 4.33 Darstellung der umgerechneten Lagerkapazitäten für die Motoren der Reihenbetrachtung mit Polzahl $2p = 4$ bei Bemessungsdrehzahl, unterschiedlichen Temperaturen und Lagerbelastungen

Bild 4.33 zeigt die umgerechneten Lagerkapazitäten für die Motoren der Reihenbetrachtung mit Polzahl $2p = 4$ bei Bemessungsdrehzahl, unterschiedlichen Temperatur und Lagerbelas-

Der Anstieg der Kapazitätswerte mit steigender Motorleistung (Lagergröße) ist klar erkennbar. Die in Abschnitt 4.4.1 beschriebene, gegenüber dem Lasteinfluss größere Temperaturabhängigkeit des Kapazitätswerts ist deutlich aus den Unterschieden der Einzelverläufe ablesbar. Ebenso wird sichtbar, dass bei hoher Lagertemperatur die Kapazitäten stärker von der Belastung abhängen als bei einem kalten Lager. Die Einzelwerte für sämtliche Motoren bei Lagermindestlast und Motorbemessungsdrehzahl sind für die Temperaturen 20 °C und 80 °C in Anhang A.1, Tabelle A-9 bis Tabelle A-15, dargestellt.

4.4.3 Beschreibung des Schmierfilmzustands

Das im Rahmen der Kapazitätsmessungen ermittelte Verhältnis der maximal erreichten, realen Lagerspannung zur ideal möglichen (Bild 4.28) kann zur Beschreibung der Wahrscheinlichkeit für das Vorhandensein kapazitiver Verhältnisse im Lager genutzt werden. Damit lässt sich indirekt der drehzahl-, last- und temperaturabhängige Schmierfilmzustand²⁴ innerhalb des Wälzlagers beschreiben. Die Berechnung von P_C erfolgt gemäß

$$P_C = \frac{\bar{U}_L}{U_0} \quad \mathbf{4-33}$$

Darin sind $U_0 = 2 V$ die maximal mögliche und \bar{U}_L der Mittelwert der real gemessenen Lagerspannung (siehe Bild 4.28).

Wie auf Seite 110 in Bild 4.28 rechts beschrieben, bewirkt der im elektrischen Analogmodell dargestellte Parallelwiderstand R_p , dass die real erreichbare Lagerspannung unterhalb des Werts $U_0 = 2 V$ liegt. Die Größe des Widerstands wird zum einen durch die mögliche, wenn auch geringe Leitfähigkeit des Schmierfilms und zum anderen durch die kurzzeitigen Berührungen der Rauheitsspitzen der Wälzpartner bestimmt. Letzteres führt auf eine Art pulsweitenmoduliertes Verhalten, bei dem durch den ständigen Wechsel zwischen „Isolation“ und „Leitung“ ein Ladungsträgeraustausch stattfinden kann.

Die gemessenen P_C -Werte lassen sich durch den multiplen Regressionsansatz

$$\begin{aligned} \frac{P_C}{100 \%} = & -0,242 + K_1 \cdot \left(\frac{C}{P}\right) + K_2 \cdot \left(\frac{C}{P}\right)^2 \\ & + K_3 \cdot \left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) + K_4 \cdot \left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right)^2 \\ & + K_5 \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) + K_6 \cdot \log^2\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \\ & + K_7 \cdot \left(\frac{C}{P}\right) \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \\ & + K_8 \cdot \left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \end{aligned} \quad \mathbf{4-34}$$

als Funktion von Drehzahl n , Temperatur ϑ und C/P -Verhältnis angeben. Der Gültigkeitsbereich dieser Näherung entspricht dem der Gleichung 4-26 und ist auf Seite 111 zusammengefasst. Mit Blick auf die R^2 -Werte der Tabelle 4-9 zeigt sich, dass mit Hilfe dieser Näherung ca. 89 % der P_C -Werte durch die berücksichtigten Variablen erklärbar sind.

²⁴ Für P_C -Werte $>70 \%$ sei eine Vollschmierung, bei $20 \% \leq P_C \leq 70 \%$ Mischreibung im Lager angenommen.

Tabelle 4-9 Koeffizienten und R^2 -Anteile zur Gleichung 4-34

Koeffizient	Wert	Variable	R^2 -Anteil
K_1	0,005707	C/P	8,55 %
K_2	- 0,000043		
K_3	- 0,00463	$\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}$	52,95 %
K_4	0,000035		
K_5	0,3997	$\log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right)$	25,11 %
K_6	- 0,0286		
K_7	0,000589	$(C/P) \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right)$	0,41 %
K_8	- 0,002137	$\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}} \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right)$	1,76 %
$R^2 =$			88,78 %

In Tabelle 4-9 sind neben den Koeffizienten der Gleichung ebenso die R^2 -Anteile der einzelnen Variablen und damit deren Beitrag zur Bestimmung des Gesamtwertes angegeben. Es ergeben sich ähnliche Abhängigkeiten von der Temperatur, der Drehzahl und der Last wie bei der Berechnung der Lagerkapazitäten nach Gleichung 4-26 und Tabelle 4-8.

Der Parallelwiderstand R_P kann durch Berücksichtigung des Spannungsteilers aus dem Ladewiderstand R_V und der vierfachen Parallelschaltung der Prüflager durch

$$R_P = 4 \cdot R_V \cdot \frac{P_C^*}{1 - P_C^*} \quad \mathbf{4-35}$$

direkt mit Hilfe des auf 100 % bezogenen P_C -Werts P_C^* berechnet werden. Bei einem Ladewiderstand von $R_V = 1,1 \text{ M}\Omega$ beträgt der Parallelwiderstand bei einem P_C^* -Wert von 0,2 immer noch $1,1 \text{ M}\Omega$ und ist damit als hochohmig zu betrachten.

In Bild 4.34 sind die gemessenen und die mit Hilfe von Gleichung 4-34 berechneten P_C -Werte in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Lagertemperatur für verschiedene C/P -Werte in Form von 3D-Diagrammen dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen Werten und der Näherungsrechnung.

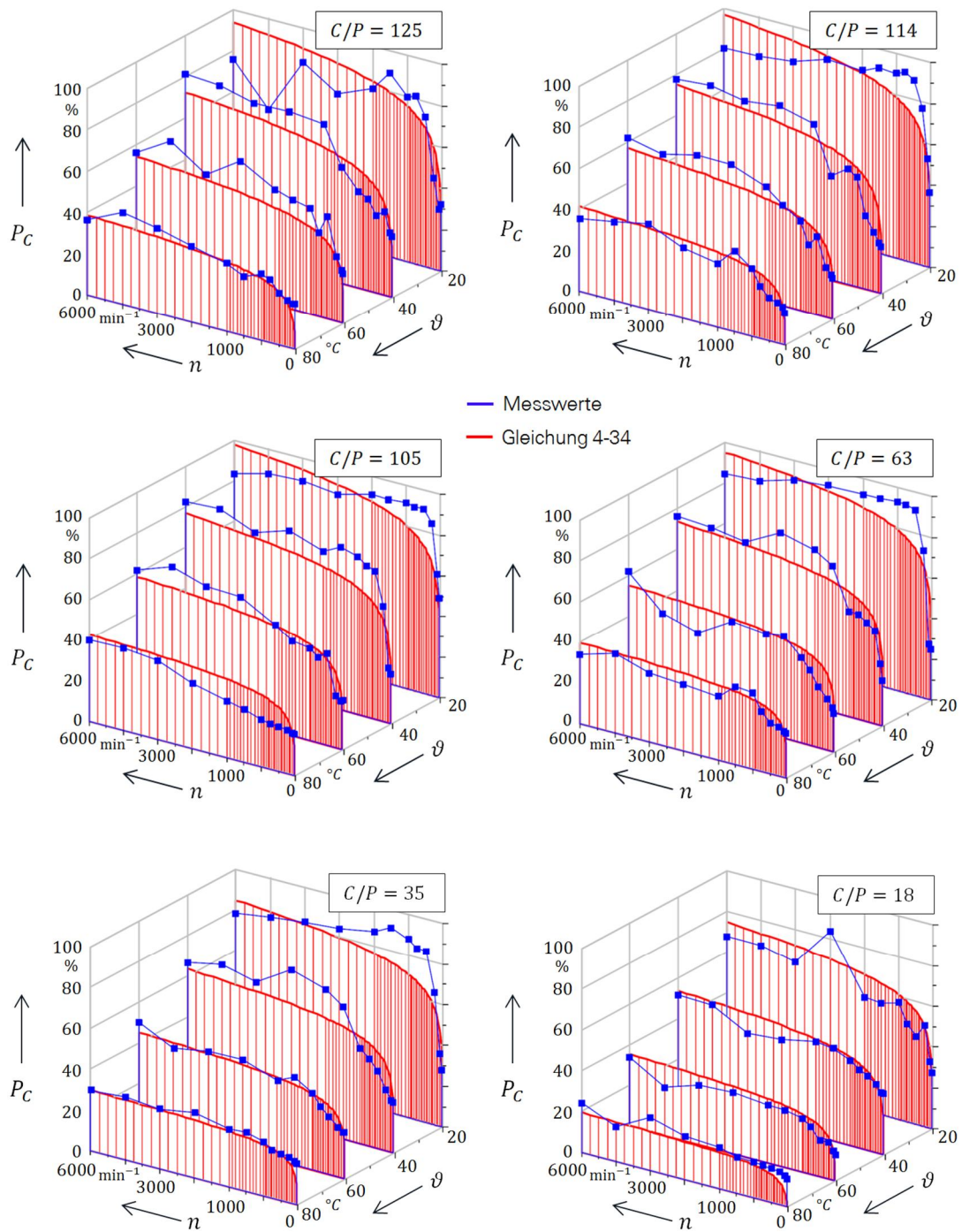


Bild 4.34 Darstellung der gemessenen und mit Gleichung 4-34 berechneten P_C -Werte

In Bild 4.35 und Bild 4.36 sind die P_C -Werte der Modellrechnung bei Variation von Temperatur, Drehzahl und Lagerbelastung dargestellt. Bild 4.35 (a) zeigt die Temperaturabhängigkeit bei zwei unterschiedlichen Lagerbelastungen. Analog zu den Verläufen der Lagerkapazitäten zeigt sich, dass bei hohen C/P -Werten (niedrige Belastung) die Abhängigkeit schwach ausgeprägt ist, während bei hohen Lagerlasten – je nach Drehzahl – Änderungen des P_C -Werts bis zu einem Faktor 5 bei einer gleichzeitigen Temperaturänderung von 20 °C auf 80 °C

erkennbar sind. Die in Bild 4.35 (b) dargestellten Lastabhängigkeiten bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C zeigen nur bei der hohen Temperatur einen Anstieg des P_C -Werts um einen Faktor 1,3 bei gleichzeitiger Verringerung des C/P -Werts von 100 auf 30.

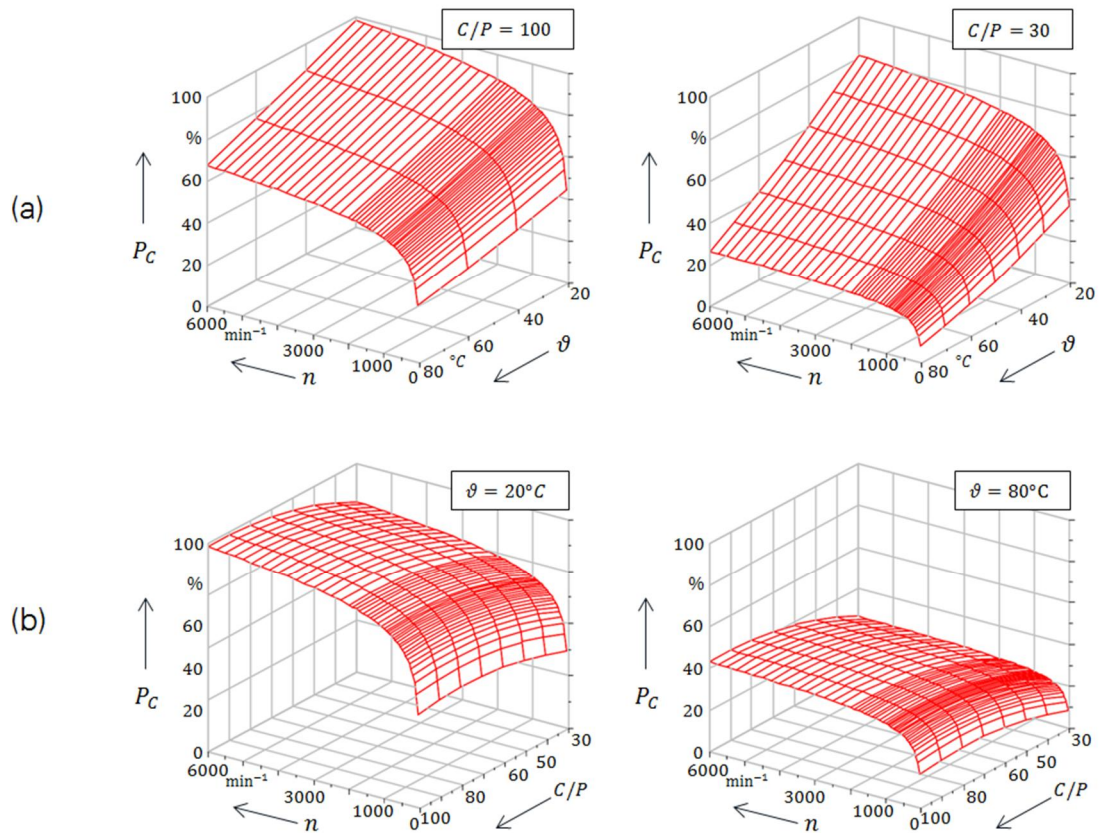


Bild 4.35 Verlauf der P_C -Werte in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur (a) und Lagerbelastung (b)

Bild 4.36 zeigt den Verlauf des P_C -Werts bei Last- und Temperaturvariation bei zwei unterschiedlichen Drehzahlen. Auch hier ist die im Vergleich zur Lastabhängigkeit deutlichere Temperaturabhängigkeit erkennbar.

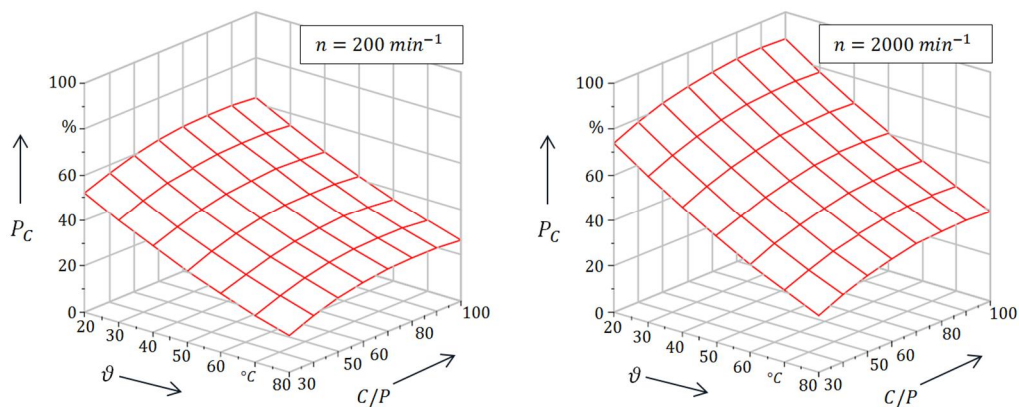


Bild 4.36 Verlauf der P_C -Werte in Abhängigkeit von Temperatur und Lagerbelastung für zwei verschiedene Drehzahlen

4.5 Bearing Voltage Ratio

In den Abschnitten 4.2 bis 4.4 sind die für die Berechnung des kapazitiven Spannungsteilers BVR (siehe Abschnitt 2.2.2) notwendigen Größen beschrieben und für die in dieser Arbeit betrachteten Motortypen berechnet worden. Nachfolgend werden diese Ergebnisse in eine entsprechende polzahl- und leistungsabhängige Betrachtung überführt. Im Sinne einer effizienten Analyse ist es sinnvoll, Gleichung 2-1 in die Schreibweise

$$BVR = \frac{1}{1+A+B} = \frac{1}{1+\frac{C_{RS}}{C_{WR}}+\frac{2 \cdot C_L}{C_{WR}}} \quad 4-36$$

zu überführen. Während der Term A des Nenners ausschließlich durch die parasitären Kapazitäten des Motors bestimmt wird, die von den geometrischen Verhältnissen und den verwendeten Materialien abhängen, stellt der Term B – durch den Einfluss der Lagerkapazität – die drehzahl-, temperatur- und lastabhängige Komponente dar. Die ausschließliche Berücksichtigung von Term A entspricht den Verhältnissen eines unbelasteten, die Hinzunahme von Term B dem Fall eines belasteten Spannungsteilers mit einer damit verbundenen Verkleinerung des Teilverhältnisses.

4.5.1 BVR₀

Der unbelastete Spannungsteiler BVR_0 , ausgedrückt durch

$$BVR_0 = \frac{1}{1+A} = \frac{1}{1+\frac{C_{RS}}{C_{WR}}} \quad 4-37$$

wird durch das Verhältnis der parasitären Kapazitäten Rotor – Statorblechpaket und Wicklung – Rotor bestimmt und ist damit ausschließlich vom Motordesign abhängig. Um dieses Verhältnis zu maximieren und damit BVR_0 zu minimieren, ist es notwendig, C_{RS} möglichst groß und C_{WR} so klein wie möglich zu gestalten. Obwohl viele der geometrischen Parameter für die Berechnung beider Anteile benötigt werden, lassen sich mit Blick auf die analytischen Gleichungen zur Berechnung der Teilkapazitäten (Abschnitte 4.2 und 4.3) einige grundsätzliche Abhängigkeiten qualitativ verdeutlichen. In Tabelle 4-10 sind die Zusammenhänge in Form von Proportionalitäten und deren Auswirkungen auf den Anstieg der parasitären Werte dargestellt.

Tabelle 4-10 Einfluss verschiedener Motorabmessungen auf die Kapazitäten Rotor – Statorblechpaket C_{RS} und Wicklung – Rotor C_{WR}

Parameter	Rotor – Statorblechpaket		Wicklung – Rotor			
	C_{RS}		C_{WR}	$C_{WR,Nut}$	$C_{WR,WK}$	
Luftspalt $\delta \downarrow$	$\sim \frac{1}{\delta}$	$\uparrow \uparrow$	\nearrow	$\sim \frac{1}{\Delta_W \cdot k_{Nut}}$	\uparrow	$\sim \frac{1}{\Delta_W + a_{KS}}$ \nearrow
Nutschlitz $S \uparrow$	$\sim \frac{1}{k_c}$	\nearrow	\uparrow	$\sim \frac{S}{k_{Nut}}$	$\uparrow \uparrow$	keine
Eisenlänge $l_{Fe} \uparrow$	$\sim l_{Fe}$	$\uparrow \uparrow$	\uparrow	$\sim l_{Fe}$	$\uparrow \uparrow$	keine
Wicklungstiefe $t_W \downarrow$	keine		\uparrow	$\sim \frac{1}{\Delta_W \cdot k_{Nut}}$	\uparrow	$\sim \frac{1}{\Delta_W + a_{KS}}$ \nearrow
Nutschlitzhöhe $A \downarrow$	keine		\uparrow	$\sim \frac{1}{\Delta_W \cdot k_{Nut}}$	\uparrow	$\sim \frac{1}{\Delta_W + a_{KS}}$ \nearrow
Absatz des K-Rings $a_{KS} \downarrow$	keine		\nearrow	keine		$\sim \frac{1}{\Delta_W + a_{KS}}$ \nearrow
Länge des KS-Rings $l_{KS} \uparrow$	keine		\uparrow	keine		$\sim l_{KS}$ $\uparrow \uparrow$

Der Blick auf Tabelle 4-10 verdeutlicht einige Abhängigkeiten:

- ⊕ Bei einem gegebenen Innendurchmesser der Statorbohrung wird C_{RS} hauptsächlich durch die Luftspaltweite δ und die Eisenlänge l_{Fe} beeinflusst. Mit steigender Eisenlänge und fallenden Luftspaltweiten steigt dieser kapazitive Anteil.
- ⊕ Die Gesamtkapazität Wicklung – Rotor ist die Summe der Anteile aus dem Nut- und dem Wickelkopfbereich des Motors. Die Wirksamkeit von geometrischen Veränderungen muss daher immer unter dem Aspekt der anteiligen Kapazitätsänderungen betrachtet werden. Dabei ist zu berücksichtigen, dass nach Bild 4.25 die Gesamtkapazität den doppelten bis achtfachen Wert des Nutanteils annehmen kann. Während eine Veränderung der Nutschlitzbreite S und der Eisenlänge l_{FE} die Höhe von $C_{WR,Nut}$ deutlich beeinflusst, bleiben die Werte des Wickelkopfbereichs davon unverändert. Hier zeigen hauptsächlich die axiale Länge des Kurzschlussrings und dessen Abstand zum Wickelkopf den größten Einfluss.

Um die Auswirkungen von Abmessungsänderungen im Nutbereich des Motors M-05 (siehe Anhang A.2) zu verdeutlichen, sind in Bild 4.37 die simulierten Ergebnisse einer Parametervariation von Nutschlitzbreite und Luftspaltweite dargestellt. Hierbei wurden die Nutschlitzbreite S um $\pm 7\%$ und die Luftspaltweite δ um $\pm 35\%$ gegenüber der ursprünglichen Bemessung verändert. Es zeigt sich, dass sich bei der Variation der BVR_0 -Wert um einen Faktor 2 verändern kann. Möglichst geringe Luftspaltweiten und Nutschlitzbreiten können den Wert des unbelasteten Spannungsteilers BVR_0 deutlich absenken.

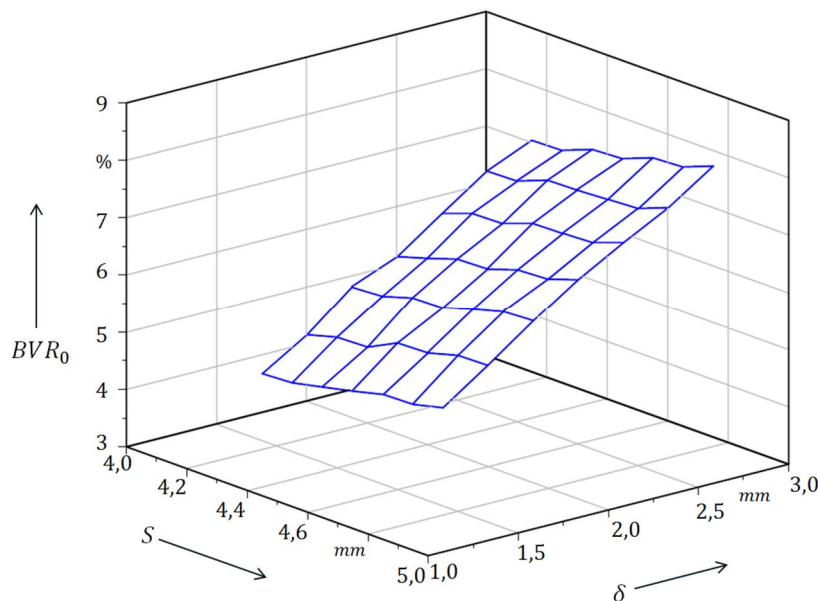


Bild 4.37 Verlauf der simulierten BVR_0 -Werte für Motor M-05 bei Veränderung der Nutschlitzbreite S und der Luftspaltweite δ

In Bild 4.38 und Bild 4.39 sind die Verläufe der simulierten BVR_0 -Werte für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V und bis 690 V dargestellt. Die Detailwerte sind in Tabellen im Anhang A.1 aufgeführt. Der beschriebene Einfluss der Aktivteillänge ist deutlich erkennbar. Die Motoren einer Baugröße zeigen mit steigender Eisenlänge fallende BVR_0 -Werte. Für die Normmotoren mit einem Isolationssystem bis 500 V (Bild 4.38) zeigt das BVR_0 eine mit der

Motorleistung steigende Tendenz, welche durch die Vergrößerung von Schlitzbreite und Luftspaltweite mit steigender Motornennleistung erklärbar ist. Bei den Transnormmotoren großer Leistung (Bild 4.39) ist dies aufgrund der wachsenden Längenabhängigkeiten nicht mehr so deutlich zu erkennen.

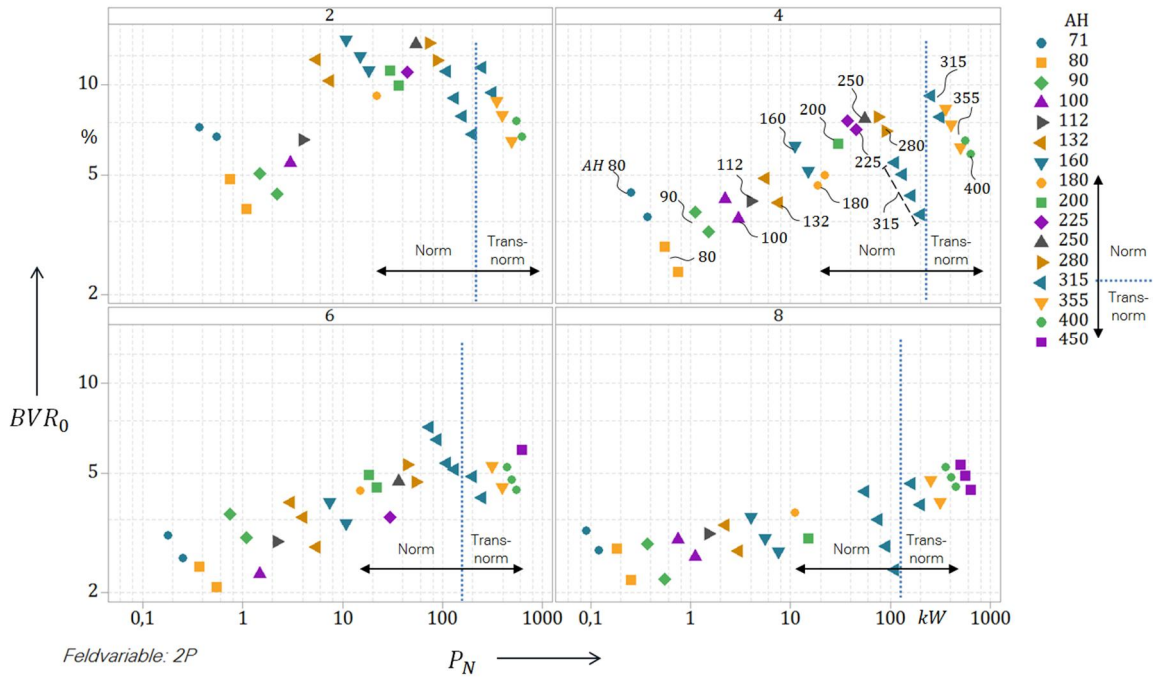


Bild 4.38 Verlauf der simulierten BVR_0 -Werte für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V

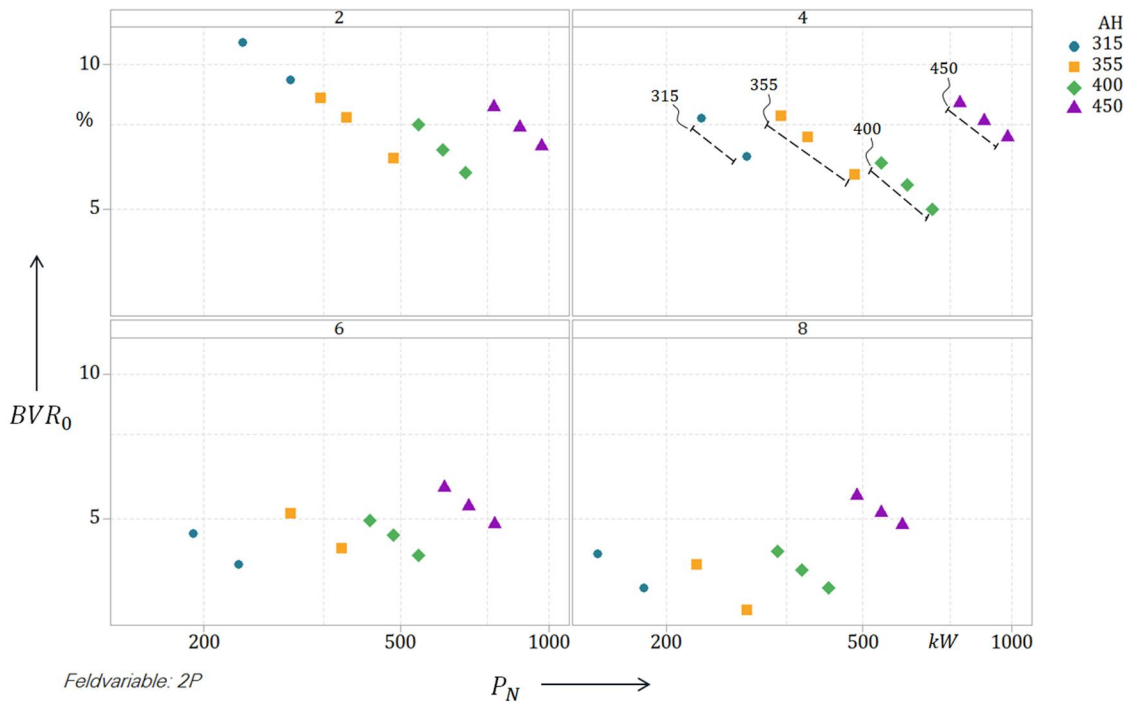


Bild 4.39 Verlauf der simulierten BVR_0 -Werte für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V

4.5.2 BVR

Mit Berücksichtigung von Term B in Gleichung 4-36 wird der unbelastete Spannungsteiler (Gleichung 4-37) durch die Kapazitäten der Motorlager belastet. Während das BVR_0 unabhängig vom Betriebspunkt des Motors ist, zeigt das BVR ein drehzahl-, temperatur-, und lastabhängiges Verhalten. Durch die Belastung sinkt der ursprüngliche, unbelastete Wert ab. Zur Veranschaulichung ist in Bild 4.40 der Einfluss der Motorlager im Rahmen der in Abschnitt 4.5.1 dargestellten Parametervariation für einen definierten Betriebspunkt dargestellt. Der Wert des Teilverhältnisses wird durch Veränderung von Nutschlitzbreite und Luftspaltweite durch den Motorlagereinfluss von einem Faktor 2 auf einen Faktor 1,2 reduziert.

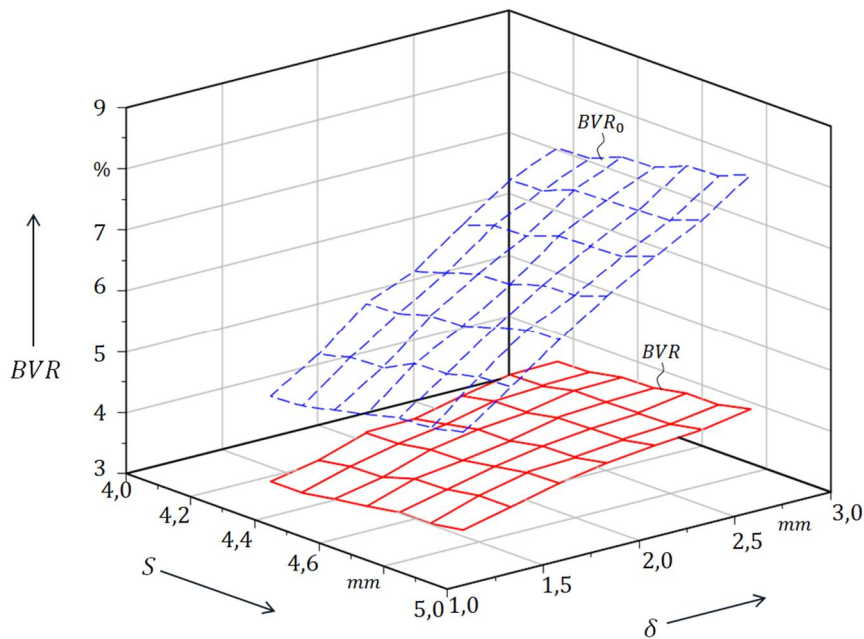


Bild 4.40 Verlauf der simulierten BVR -Werte für Motor M-05 bei Veränderung der Nutschlitzbreite S und der Luftspaltweite δ , bei $n = 1500 \text{ min}^{-1}$; $\vartheta = 20 \text{ }^\circ\text{C}$; $C/P = 100$

Ein Beispiel für die Abhängigkeit von den Betriebsparametern ist in Bild 4.41 dargestellt. Im oberen Teil des Bildes sind die simulierten BVR -Werte von Motor M-05, im unteren Teil der in Abschnitt 4.4.3 beschriebene Kennwert für den Schmierfilmzustand P_C – bei Variation der Drehzahl – für Temperaturen von $20 \text{ }^\circ\text{C}$ und $80 \text{ }^\circ\text{C}$ und C/P -Werten von 100 und 30 gezeigt. Der Motor zeigt bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$ in Abhängigkeit von der Lagerbelastung ab einer Drehzahl von 500 min^{-1} BVR -Werte von 3,5 bis 4,0 %. Diese liegen um einen Faktor 2 bis 3 über den Werten bei $80 \text{ }^\circ\text{C}$. Die P_C -Wert liegt im Bereich von 80 bis 100 % bei $20 \text{ }^\circ\text{C}$ bzw. 25 bis 40 % bei $80 \text{ }^\circ\text{C}$.

Unter Berücksichtigung der bei Umrichterbetrieb auftretenden Common-Mode-Spannungen und deren Zeitauern (Abschnitt 3.3.1) würde das bedeuten, dass aufgrund der betriebspunktabhängigen BVR -Werte bei einer Netzspannung von 690 V und einer Drehzahl von 500 min^{-1} an den Motorlagern eine maximale Spannung von 19,6 V mit einer – aufgrund der Schmierfilmverhältnisse – Wahrscheinlichkeit von 83 % innerhalb von 72 % der Betriebszeit abfällt ($20 \text{ }^\circ\text{C}$). Bei $80 \text{ }^\circ\text{C}$ sind es noch 9,3 V mit einer Wahrscheinlichkeit von

36 %. Während beim „kalten“ Motor also mit dem Auftreten von Lichtbogendurchschlägen und damit verbundenen EDM-Strömen zu rechnen ist, ist beim „warmen“ Motor – aufgrund des niedrigen P_C -Werts (Mischreibung) – eher davon auszugehen, dass sich zirkulare Lagerströme ausprägen werden. Ein Motor in der Baugröße des Beispielmotors M-05 ist in der Regel mit einer einseitigen Lagerisolation ausgestattet, sodass nach Abschnitt 2.2.3 damit der Zirkularstrom wirksam reduziert wird. Bei den EDM-Strömen ist dagegen, nach den Ausführungen von Abschnitt 2.2.2 eine Reduktion gar nicht oder nur mit Einschränkungen möglich. Die damit verbundenen Auswirkungen werden mit Hilfe eines in Kapitel 5 dargestellten, experimentell ermittelten Modells zur Bestimmung von Durchschlagswahrscheinlichkeiten in Abhängigkeit von der Betriebsparameter entsprechend vertieft und bewertet.

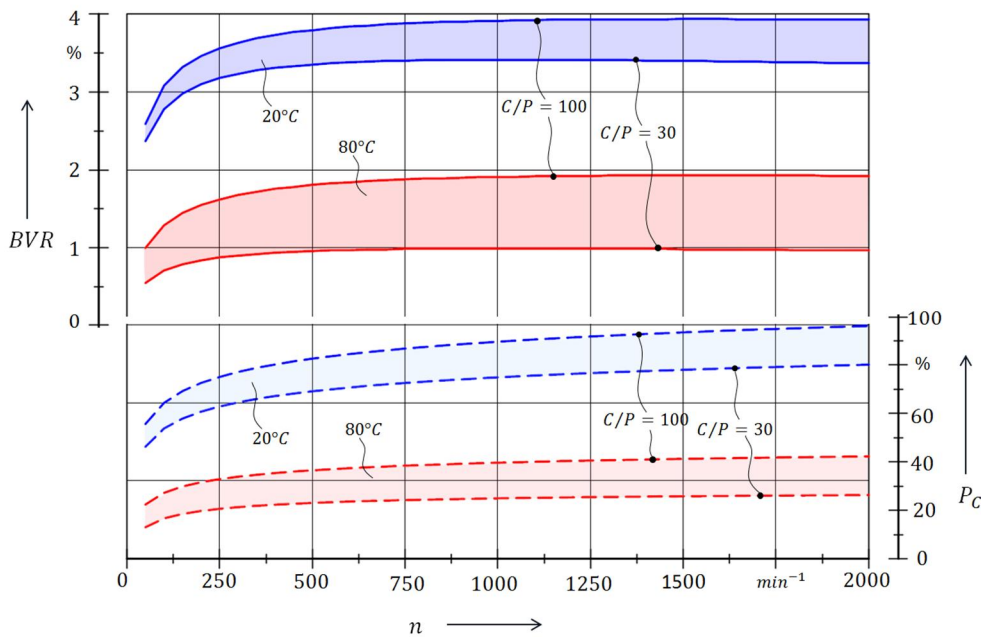


Bild 4.41 Verlauf der simulierten BVR -Werte für Motor M-05 bei Veränderung der Drehzahl bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C und einer Lagerbelastung von $C/P = 100$ und 30

In Bild 4.42 und Bild 4.43 sind die Verläufe der simulierten BVR -Werte für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V und bis 690 V bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C und einer Lagerbelastung von $C/P = 100$ dargestellt. Die Detailwerte sind in Anhang A.1 aufgeführt.

Im Vergleich zu den BVR_0 -Werten (Bild 4.38 und Bild 4.39) ist durch den Einfluss der Lagerkapazität C_L eine deutliche Glättung der Verläufe und Reduzierung der Werte erkennbar. Dieser Effekt verstärkt sich mit steigender Lagertemperatur. Während bei 20 °C BVR -Werte – je nach Polzahl – in einem Bereich von 3 % bis 8 % auftreten, liegen diese bei 80 °C fast unabhängig von der Motorbemessungsleistung in einem Band von 1,5 % bis 3 %. Die bei den BVR_0 -Verläufen erkennbare, mit der Motorleistung steigende Tendenz wird durch den gleichzeitigen Anstieg der Lagerkapazitätswerte (Bild 4.33) bei 20 °C leicht und bei 80 °C fast vollständig kompensiert. Damit wird deutlich, dass bei der Berechnung des BVR -Werts die genaue Kenntnis der betriebspunktabhängigen Lagerkapazität eine entscheidende Rolle spielt, und dass ohne diesen Wert die BVR -Rechnung nicht mehr als eine grobe Schätzung sein kann.

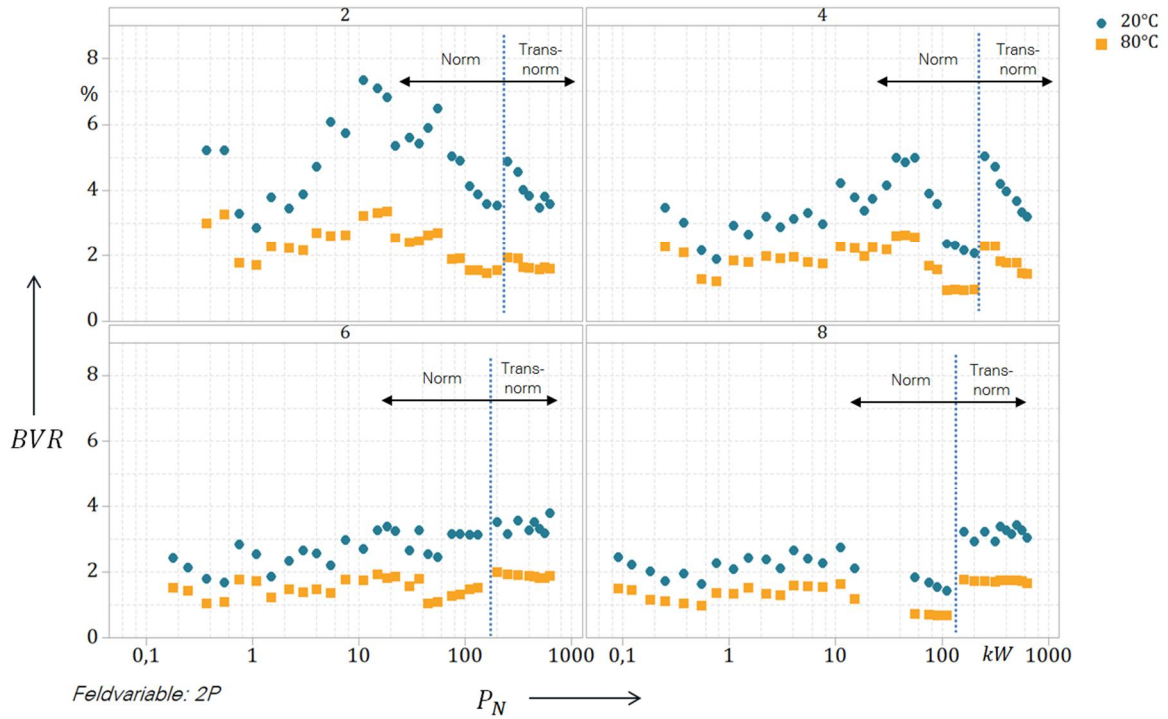


Bild 4.42 Verlauf der simulierten *BVR*-Werte für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliertesysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C und einer Lagerbelastung von $C / P = 100$

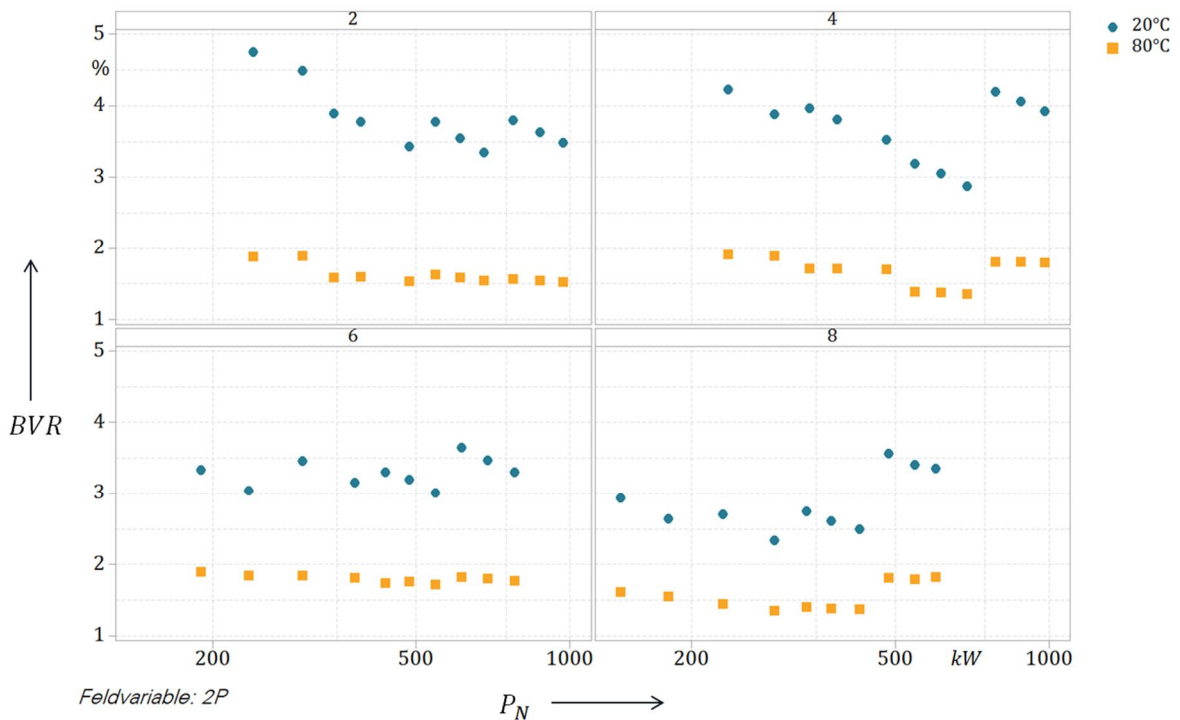


Bild 4.43 Verlauf der simulierten *BVR*-Werte für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliertesysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C und einer Lagerbelastung von $C / P = 100$

5 WÄLZLAGER-SCHÄDIGUNGSMODELL

Nachdem in Kapitel 3 die Höhe und die Dauer der umrichterseitigen Spannungen und in Kapitel 4 die Übertragung dieser Spannung auf die Wälzlager der eingesetzten Motoren betrachtet wurde, soll in diesem Kapitel die Frage bearbeitet werden, welche elektrischen Lagerbelastungen daraus resultieren und inwieweit diese zu einer nachhaltigen Veränderung der Lagerlaufbahnen führen können. Da der Fokus dieser Arbeit auf der Ausprägung von EDM-Strömen liegt, sei angenommen, dass die Stromarten mit zirkularem und mit Rotor-Erd-Verhalten durch die in Kapitel 2 beschriebenen Abhilfemaßnahmen wirksam verhindert bzw. reduziert werden.

Um die Auswirkungen von EDM-Lichtbogendurchschlägen auf die Motorlager abzuschätzen, erfolgt nach einer orientierenden Betrachtung zu den realen Betriebsbedingungen eines Wälzlagers im Praxiseinsatz die qualitative Charakterisierung der wichtigen Einflussparameter und deren Auswirkung auf das Schädigungsverhalten. Grundlage hierfür ist ein synthetischer Lagerversuchsstand (LVS), auf dem unter gezielter Veränderung definierter mechanischer und elektrischer Betriebsparameter die schädigenden Auswirkungen auf die Laufbahnen der eingesetzten Testlager analysiert werden können. In entsprechenden Stichprobenversuchen werden die Einflüsse von Lagerbelastung, drehzahlvariablem, dynamischem Betrieb und äußerer Schwingungsanregung bewertet. Die hier gewonnenen Erkenntnisse bilden die Randbedingungen für systematische Reihenversuche, mit denen in Abschnitt 5.2 ein Wahrscheinlichkeitsmodell für die Vorhersage der auftretenden elektrischen Belastungszustände in Abhängigkeit von den Betriebsparametern Drehzahl, Temperatur, Spannung und Zeit erarbeitet wird. Durch Einführung einer fiktiven Lagerscheinleistung wird in Abschnitt 5.3 ein Maß definiert, das es ermöglicht, eine grobe Klassifizierung der schädigenden Auswirkungen von EDM-Lichtbogenentladungen durchzuführen. Die Wahrscheinlichkeitsmodelle werden über den statistischen Ansatz von „bedingten Wahrscheinlichkeiten“ in ein Vorhersagemodell überführt, mit dem die Eigenschaften der treppenförmigen Common-Mode-Spannung berücksichtigt werden. Auf der Basis dieses Modellansatzes werden in Abschnitt 5.2.3 Beispiele unter Variation verschiedener Betriebsparameter untersucht und punktuell mit Messergebnissen verglichen.

5.1 Betriebsverhalten von Wälzlagern

Nach Abschnitt 2.2.2 ist das Auftreten von Lichtbogenentladungen davon abhängig, inwieweit die kritische elektrische Durchbruchfeldstärke im Lagerschmierspalt überschritten wird. Die dort vorherrschende Feldstärke wird durch den Quotienten aus Lagerspannung und Schmierfilmhöhe beschrieben. Da die Schmierfilmhöhe umgekehrt proportional zur Lagerkapazität ist, besteht bei gleicher Hertz'scher Kontaktfläche ein direkter Zusammenhang

zwischen der Feldstärke und der Kapazität des Lagers. Letztere ist, wie in Abschnitt 4.4 dargestellt, unter anderem abhängig von der Temperatur, der Drehzahl und der Lagerbelastung. Der Einfluss dieser Betriebsparameter auf die „Durchschlagaktivität“ der Motorlager ist in den Arbeiten [7, 85, 86] messtechnisch untersucht und analysiert worden. Dabei ist neben den oben beschriebenen Abhängigkeiten der Einfluss eines dynamischen, drehzahlveränderbaren Betriebs auf die Höhe der Durchschlagaktivität deutlich geworden. Dieser Aspekt wird in Abschnitt 5.2.1 bei der Herleitung der Wahrscheinlichkeitsmodelle detaillierter betrachtet.

In [7, 85] ist vor allem die mechanische Lagerbelastung als wichtiger Parameter identifiziert worden, der die Strukturveränderungen in den Lagerlaufbahnen entscheidend beeinflussen kann (siehe auch Abschnitt 5.1.2). Es zeigt sich, dass vor allem in Lagern, die mit niedriger Belastung betrieben werden, die Wahrscheinlichkeit für die Ausprägung einer geriffelten Laufbahn ansteigt. Die Höhe der Lagerbelastung ist eng mit der Lagerlebensdauer verbunden, die nach [83] im Fall von Radialkugellagern proportional zur dritten Potenz des C/P -Verhältnisses ist. Wie in Abschnitt 4.4.1 beschrieben, wird dieses Verhältnis durch den Quotienten aus dynamischer Tragzahl C_{dyn} des Lagers und der auf das Wälzlager wirkenden resultierenden Kraft – ausgedrückt durch einen äquivalenten Belastungszustand P – berechnet. Bei der Lagerauslegung ist darauf zu achten, dass eine Über- oder Unterbelastung des Lagers vermieden wird. Letztere führt aufgrund geringer Reibkräfte und der fehlenden Beschleunigung beim Eintritt der Wälzkörper in die Lastzone möglicherweise zum Gleiten (Schlupf) derselben. Die Folge ist ein erhöhter Lagerverschleiß und eine forcierte Degeneration des Schmierfetts. In [84] wird eine Mindestbelastung von $C/P = 100$ angegeben, bei der unter der Voraussetzung einer ausreichenden Schmierung ein Abrollen der Wälzkörper gewährleistet ist. Um hohe Lebensdauieranforderungen einhalten zu können, wird häufig das Verhältnis eher groß, d. h. im obengenannten Grenzbereich, gewählt. Aufgrund der Unsicherheiten bei der Bestimmung der in einem Elektromotor wirkenden Lagerkräfte kann es daher – temporär oder dauerhaft – zu einer Unterschreitung der Mindestanforderung kommen. In Tabelle 5-1 sind mögliche Einflüsse dargestellt, die auf die Kraftverteilung innerhalb des Motorlagersystems Auswirkungen haben. Dabei wird zwischen äußeren und inneren Einflüssen unterschieden. In der ersten Gruppe werden die von außen auf den Motor und das Wellenende wirkenden Kräfte, in der zweiten die motorinhärenten Effekte zusammenfasst. Dabei werden jeweils Art, Wirkung und Belastungsrichtung angegeben. Die unter ① bis ⑨ dargestellten Punkte stellen statische und dynamische Belastungsänderungen dar, die zu der schon beschriebenen Unterschreitung der Mindestbelastung führen können.

Tabelle 5-1 Einflüsse und deren Auswirkungen auf die Kraftverteilung im Motorlagersystem mit den Belastungen: ↓-radial, → - axial, ↻ - Moment

	Einfluss	Art	Wirkung/Bemerkung	↓	→	↻
außen	Radiallast ①	⊕ Riemenantrieb ⊕ radiale Stoßbelastung	⊕ Einsatz von Rollenlagern bei hohen Riemenkräften ⊕ Momentenbelastung durch Hebelwirkung des Wellenendes möglich ⊕ unterschiedliche Krafrichtungen im AS- und BS-Lager	X		X
	Axiallast ②	⊕ senkrechte Motorausführung ⊕ schrägverzahntes Ritzel ⊕ geschrägter Rotor ⊕ axiale Stoßbelastung	⊕ Belastung tritt im Festlager auf ⊕ ggf. besondere Lagerausführung nötig		X	
	Ausrichtung ③	⊕ Fehlausrichtung im Antriebsstrang	⊕ Torsionskräfte durch die Freiheitsgrade innerhalb der Kupplung möglich	X		X
	Kupplungskräfte ④	⊕ Abstand zwischen Motor und Lasteinrichtung	⊕ Kupplungskräfte durch vollständigen Verlust des axialen Kupplungsspiels		X	
	Schwingungen ⑤	⊕ Externe Schwingungsanregungen durch den Antriebsstrang	⊕ periodische/stoßweise Krafteinleitung in radialer und axialer Richtung	X	X	
innen	Rotorgewicht ⑥	⊕ Eigengewicht des Rotors	⊕ Gewichtskraft mit Kraftwirkung je nach Motoausführung	X	(X)	
	Exzentrizität ⑦	⊕ exzentrische Rotor-Ständer-Ausrichtung	⊕ statische oder dynamische Exzentrizitäten möglich ⊕ einseitiger magnetischer Zug	X		
	Unwucht ⑧	⊕ umlaufende Krafteinleitung mit Rotor-Drehfrequenz	⊕ führt zur Be- und Entlastung der Motorlager	X		X
	axiale Vorspannung ⑨	⊕ Einbau von Federelementen	⊕ „Grundlast“ für das Motorlagersystem, um die Einflüsse von ① bis ⑤ auszugleichen ⊕ Berücksichtigung der thermischen Ausdehnung (Toleranzkette)		X	

Zu den in Tabelle 5-1 dargestellten neun Einflussparametern lassen sich nachfolgende zusätzliche Aussagen formulieren:

- ⊕ ①②: Über die Lastmaschine werden radiale und axiale Kraftkomponenten in das Motorlagersystem eingebracht. In den Katalogen der Motorhersteller sind in der Regel die zulässigen maximalen Kräfte angegeben. Inwieweit der Anlagenplaner bei der Auslegung und im Betrieb des Antriebsstrangs neben der Einhaltung dieser Maximallasten auch die Mindestwerte berücksichtigt, ist unklar. Eventuell sind die genauen Lasten sogar unbekannt. Weiterhin besteht die Möglichkeit, dass ein Elektromotor an verschiedenen Einsatzorten in der Anlage gegebenenfalls mit unterschiedlichen Belastungsprofilen eingesetzt wird (Austausch im Rahmen von Wartungsintervallen).
- ⊕ ③: Durch einen Parallel- oder Winkelversatz der Wellenmittellinien außerhalb der Toleranz [87] können axiale und radiale Kraftkomponenten entstehen, die zu einer zusätzlichen Be- oder Entlastung der Motorlager führen. Insbesondere können axiale Kupplungskräfte ④ die Lagervorspannung ⑨ aufheben.
- ⊕ ⑤: Schwingungen und Stöße der Lastmaschine werden über die Kupplung und die Antriebswelle auf die Motorlager übertragen. Diese periodischen bzw. stoßweisen Krafteinleitungen bewirken eine dynamische Veränderung der Schmierfilmhöhen und greifen damit direkt in das Durchschlagsverhalten der Wälzlager ein (siehe auch Abschnitt 5.1.2.3).

- ⊕ ⑥: Diese je nach Motorausführung axial oder radial wirkende Kraftkomponente ist aufgrund der Gewichtsverhältnisse sicher berechenbar. Zu berücksichtigen sind mögliche zusätzliche Komponenten z. B. aus einer Rotordurchbiegung (Momente).
- ⊕ ⑦⑧: Eine außermittige, exzentrische Rotor-Stator-Anordnung führt zu einem einseitigen magnetischen Zug, der – je nach Art – statisch oder dynamisch ausgeprägt sein kann. Diese Zugkräfte können in Richtung der Gewichtskraft und somit belastend oder entgegen der Gewichtskraft und damit entlastend wirken. Ebenso bewirken umlaufende Krafteinleitungen in Form von Unwuchten eine Veränderung der Lagerlasten. Nach [88] sollte der Gewichtskraftanteil mit einem Zuschlagfaktor von 1,5 multipliziert werden, um die Einflüsse ⑦,⑧ zu berücksichtigen. Die Lagerung wird damit zwar robuster ausgelegt, gerät aber dadurch auch leichter in unterlastige Betriebsbereiche.
- ⊕ ⑨: Um das Motorlagersystem von den Einflüssen ① bis ⑧ teilweise zu entkoppeln und damit einen unterlastigen Betrieb zu vermeiden, werden die Motorlager häufig axial vorgespannt. Hierfür kommen üblicherweise Spiralfedern oder Wellscheiben zum Einsatz, die – abhängig von deren Federkennlinie – eine entsprechende Axialkraft zwischen die Lagerstellen einbringen. Hierbei ist besonderes Augenmerk auf den genauen Abgleich zwischen den temperaturabhängigen Abständen innerhalb der Toleranzkette des Wellensystems und der Federauslenkung zu legen. Insbesondere die Ausführungen mit Wellscheiben sind hier aufgrund ihrer steilen Federkennlinie besonders kritisch.

5.1.1 Versuchsstand für synthetische Lagertests

Um die in Tabelle 5-1 genannten Einflüsse von Lagerlast, Schwingungen und dynamischem Betrieb auf die Höhe der elektrischen Lagerbeanspruchung und die damit verbundenen Auswirkungen auf das Schädigungsverhalten genauer bestimmen zu können, ist es notwendig, die einzelnen Parameter möglichst getrennt voneinander variieren zu können. Da dies innerhalb des Lagersystems eines Elektromotors nur schwer zu verwirklichen ist, wurde für die Durchführung der Parameteruntersuchungen ein synthetischer Lagerversuchsstand (LVS) konzipiert, der die genannten Variationen ermöglicht [89]. In Bild 5.7 ist eine schematische Darstellung des Prüfstands gezeigt.

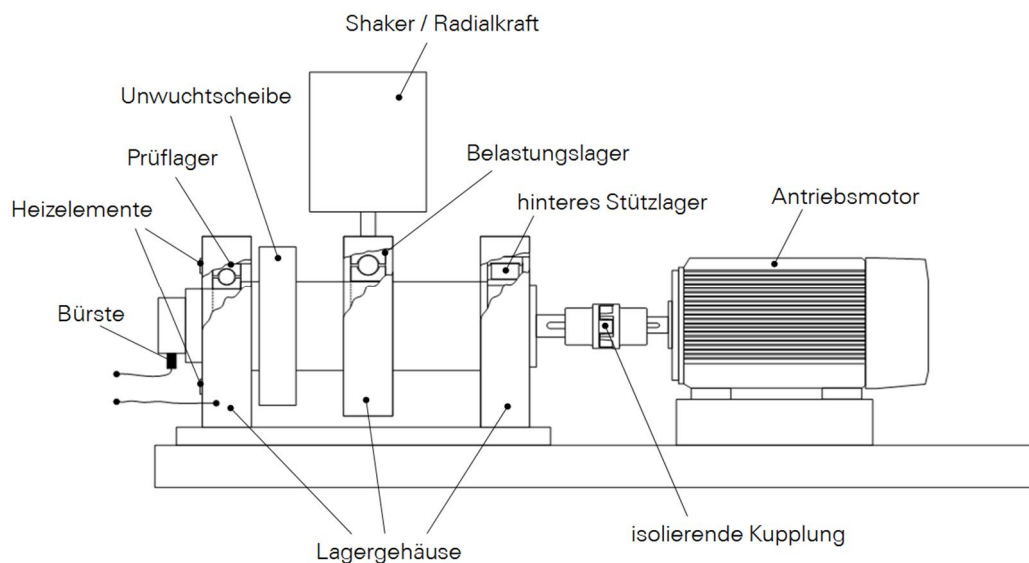


Bild 5.1 Schematische Darstellung des Lagerversuchsstands (LVS)

Das Prüflager ist über die Welle und eine isolierende Kupplung mit dem Antriebsmotor verbunden. Damit können beliebige Drehzahlen und Drehzahlprofile eingestellt werden. Mithilfe eines Belastungslagers kann das Testlager mit einer definierten statischen Radiallast beaufschlagt werden. Durch eine Unwuchtscheibe und einen Inertial Shaker können dynamische Belastungskomponenten in das System eingebracht werden. Die Lagertemperatur wird durch Heizelemente in der Lageraufnahme konstant gehalten.

Die elektrische Lagerbelastung erfolgt über Spannungsimpulse mit variabler Amplitude und Frequenz. Diese Impulse werden durch einen Funktionsgenerator mit nachfolgendem Linearverstärker erzeugt und über ein Bürstensystem zwischen rotierender Welle und dem Außenring des Testlagers angelegt. Je nach Schmier- und Spannungsverhältnissen können im Wälzlager die elektrischen Belastungszustände „isoliert“, „ohmsch“ oder „Durchschlag“ auftreten. In [1, 33, 90] sind vereinfachte Lager-Ersatzschaltbilder dargestellt, durch die das mit den Belastungszuständen korrespondierende Verhalten mit Hilfe von groben Schaltermodellen angenähert werden kann. In Bild 5.2 ist eine Erweiterung dieser Ansätze in Form einer gestuften Schalteranordnung dargestellt. Schalter ① unterscheidet zwischen dem direkten ohmsch-induktiven Stromdurchgang und dem isolierend-kapazitiven Lagerverhalten. Im letztgenannten Fall wird bei Erreichen der Durchbruchschwelle der Schalter ② geschlossen, was wiederum eine EDM-Lichtbogenentladung zur Folge hat. Bei einem ohmschen Übergang wird der Lagerstrom i_L durch die sehr niederohmigen Widerstände des metallischen Lagermaterials R_Ω bestimmt, im Durchschlagfall durch den Widerstand des Entladungskanals R_D mit einem Strom i_D , der sich, wie in [1, 91] gezeigt, von i_L unterscheiden kann. In Abschnitt 5.3.1 wird dieser Aspekt detaillierter betrachtet.

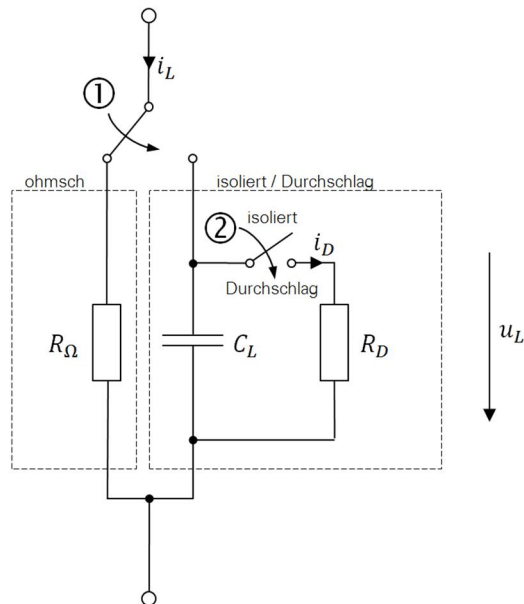


Bild 5.2 Erweitertes Lager-Ersatzschaltbild auf der Basis von [1, 33, 90]

In Bild 5.3 ist der prinzipielle Verlauf eines Spannungsimpulses, gemessen am Verstärker- ausgang, dargestellt. Der Impuls mit der Amplitude \hat{U}_0 hat eine Gesamtdauer von 15 μs ; bei 60 % der Amplitude beträgt die Impulsbreite 5 μs .

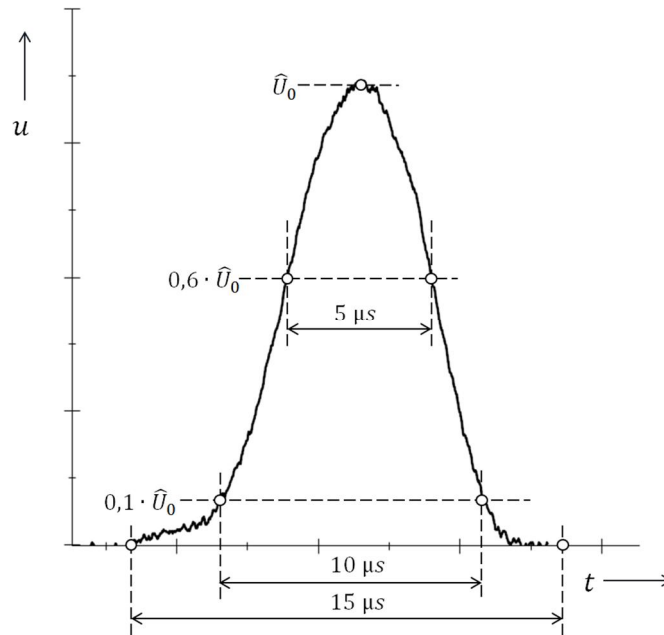


Bild 5.3 Darstellung des prinzipiellen zeitlichen Verlaufs des Spannungsimpulses am Verstärkerausgang

Die Versuche am LVS haben das Ziel, das schädigende Verhalten von EDM-Strömen genauer zu untersuchen. Um zu gewährleisten, dass im Betrieb vor allem diese Stromart auftritt und ein möglicher ohmscher Stromfluss auf ein Minimum reduziert wird, ist die Verwendung einer Art „selektiver Begrenzung“ in Form eines in Reihe geschalteten Kondensators der Größe $C = 47 \text{ nF}$ notwendig. Dieser hat zusätzlich noch die Aufgabe, die vom eingesetzten Linearverstärker geforderte Mindestlast von $3 \text{ } \Omega$ bereitzustellen.

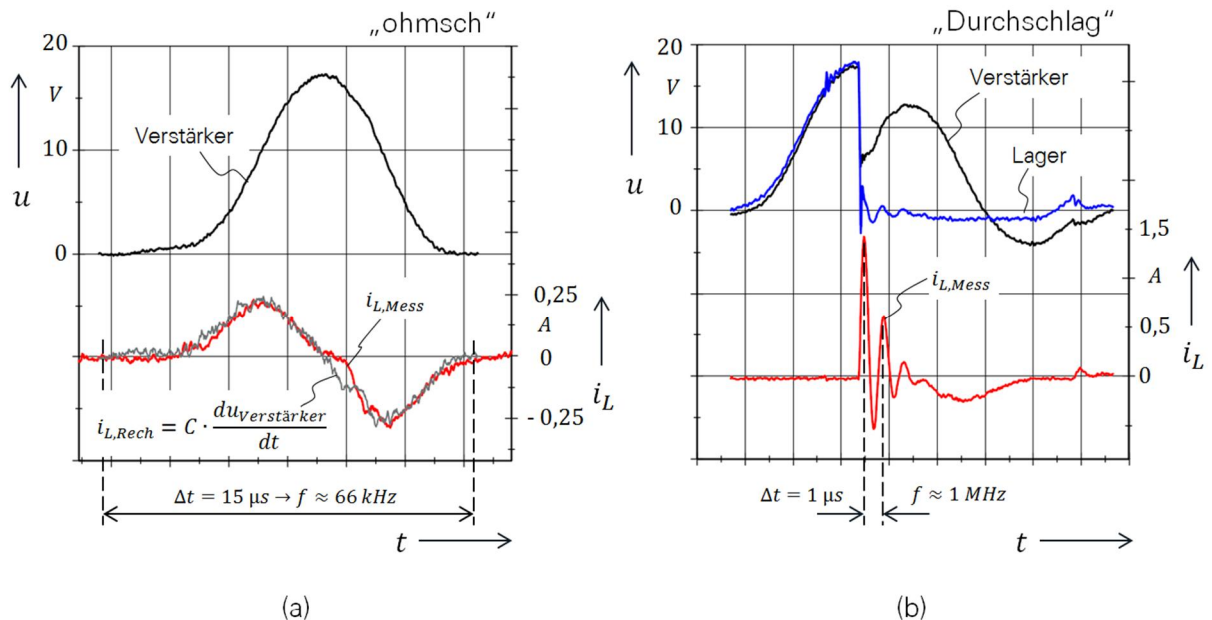


Bild 5.4 Zur Charakterisierung von ohmschen Übergängen und Durchschlagereignissen

Anhand von den in Bild 5.4 dargestellten, exemplarischen Zeitverläufen soll diese „Selektion“ beschrieben werden:

- ⊕ In Bild (a) ist das ohmsche Verhalten erkennbar. Der Spannungsimpuls wird durch den in Reihe geschalteten Kondensator differenziert und der Stromfluss über die bei 66 kHz gebildete Impedanz von ca. 51Ω auf Spitzenwerte von 250 mA begrenzt. Der gemessene und der aus dem Produkt der Kapazität mit der Ableitung der Verstärkerspannung nach der Zeit berechnete Stromverlauf zeigen identisches Verhalten. Die Impedanz des Kondensators ist damit die prägende Begrenzung im Stromkreis.
- ⊕ In Bild (b) sind die Verhältnisse im Fall eines Lichtbogendurchschlags dargestellt. Der Zusammenbruch der Lagerspannung mit dem zeitgleichen impulsförmigen Anstieg des Lagerstroms führt zu einem Einbruch der Verstärkerspannung. Die Frequenz des Stromimpulses liegt bei ca. 1 MHz und führt damit auf eine im Vergleich zum ohmschen Übergang um den Faktor 15 niedrigere Impedanz des Begrenzungskondensators von ca. $3,4 \Omega$. Damit wird die geforderte Mindestlast eingehalten und der Stromimpuls nur marginal begrenzt.

Im Rahmen der Versuchsläufe werden nun Spannungsimpulse mit einer definierten Amplitude und Pulsfrequenz auf das Testlager gegeben. Die dazugehörigen Zeitverläufe von Verstärker- und Lagerspannung sowie des Lagerstroms werden mit Hilfe eines Oszilloskops zu festen Zeitpunkten aufgezeichnet und im Anschluss bezüglich der Verteilung von ohmschen, isolierenden und Durchschlagereignissen ins Verhältnis zur Gesamtzahl der eingebrachten Impulse gesetzt. In Abschnitt 5.2 werden aus diesen Werten Modelle entwickelt, mit denen es möglich ist, die Auftretswahrscheinlichkeit der beschriebenen elektrischen Belastungszustände zu erfassen. In Bild 5.5 ist ein Ausschnitt aus einem gemessenen Zeitverlauf exemplarisch dargestellt.

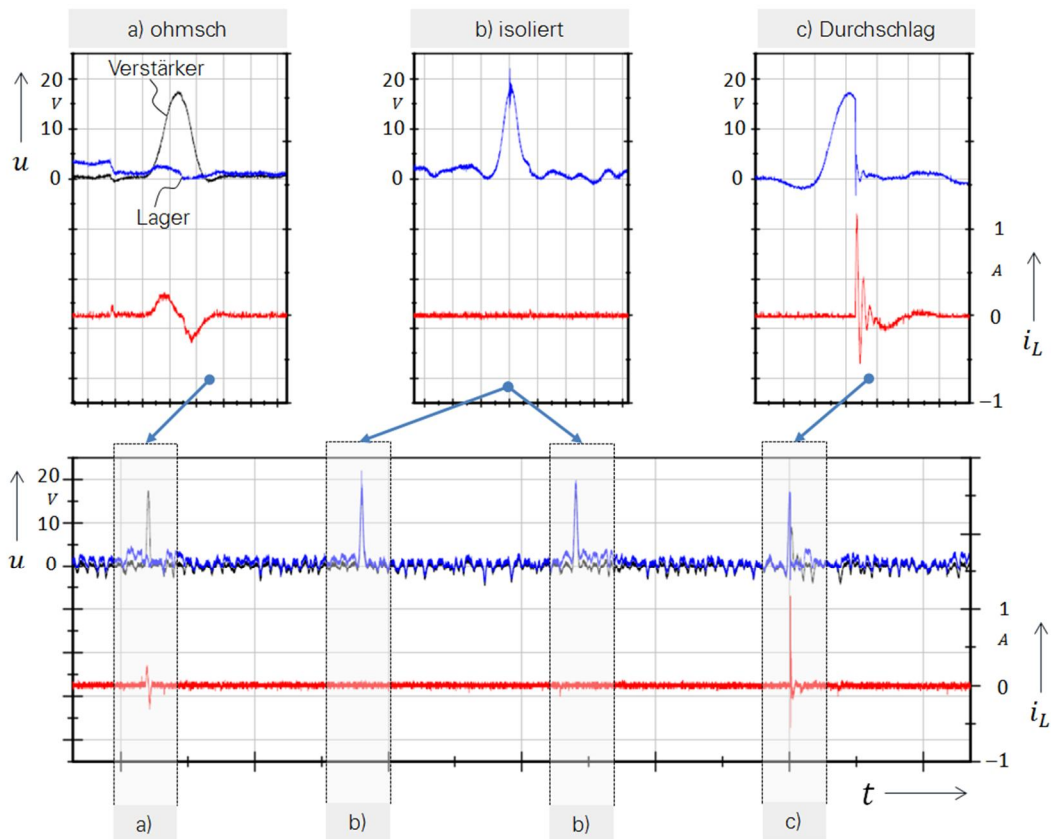


Bild 5.5 Mögliche elektrische Belastungszustände am Lagerversuchsstand

5.1.2 Stichprobenversuche zur Bestimmung der mechanischen Einflüsse

In Tabelle 5-1 wurden als Einflüsse mit Auswirkung auf das Motorlagersystem und damit auf den Schädigungsverlauf bei elektrischer Belastung unter anderem die statische und die dynamische Kräfteinleitung in Form von Lagerbelastungen und Schwingungsanregungen benannt. In den nachfolgenden Abschnitten werden neben den Ergebnissen aus verschiedenen Versuchsläufen mit dem Schwerpunkt der Variation dieser ausgewählten mechanischen Einflussparameter ebenso die Auswirkungen von dynamischen Drehzahländerungen auf das Schädigungsverhalten dargestellt.

5.1.2.1 Variation der Drehzahl

In [7, 86] ist der Einfluss einer Drehzahlvariation auf die Anzahl der EDM-Entladungen messtechnisch untersucht worden. Nach [86] zeigt eine Drehzahlvariation, beispielsweise in Form einer zyklischen Drehzahländerung im Rahmen des Arbeitsprozesses, den größten Einfluss auf das Durchschlagsverhalten im Schmier-spalt. In Bild 5.6 sind die gemessenen und klassifizierten Lagerspannungen und -ströme nach dem in Anhang A.4 dargestellten Verfahren dargestellt.

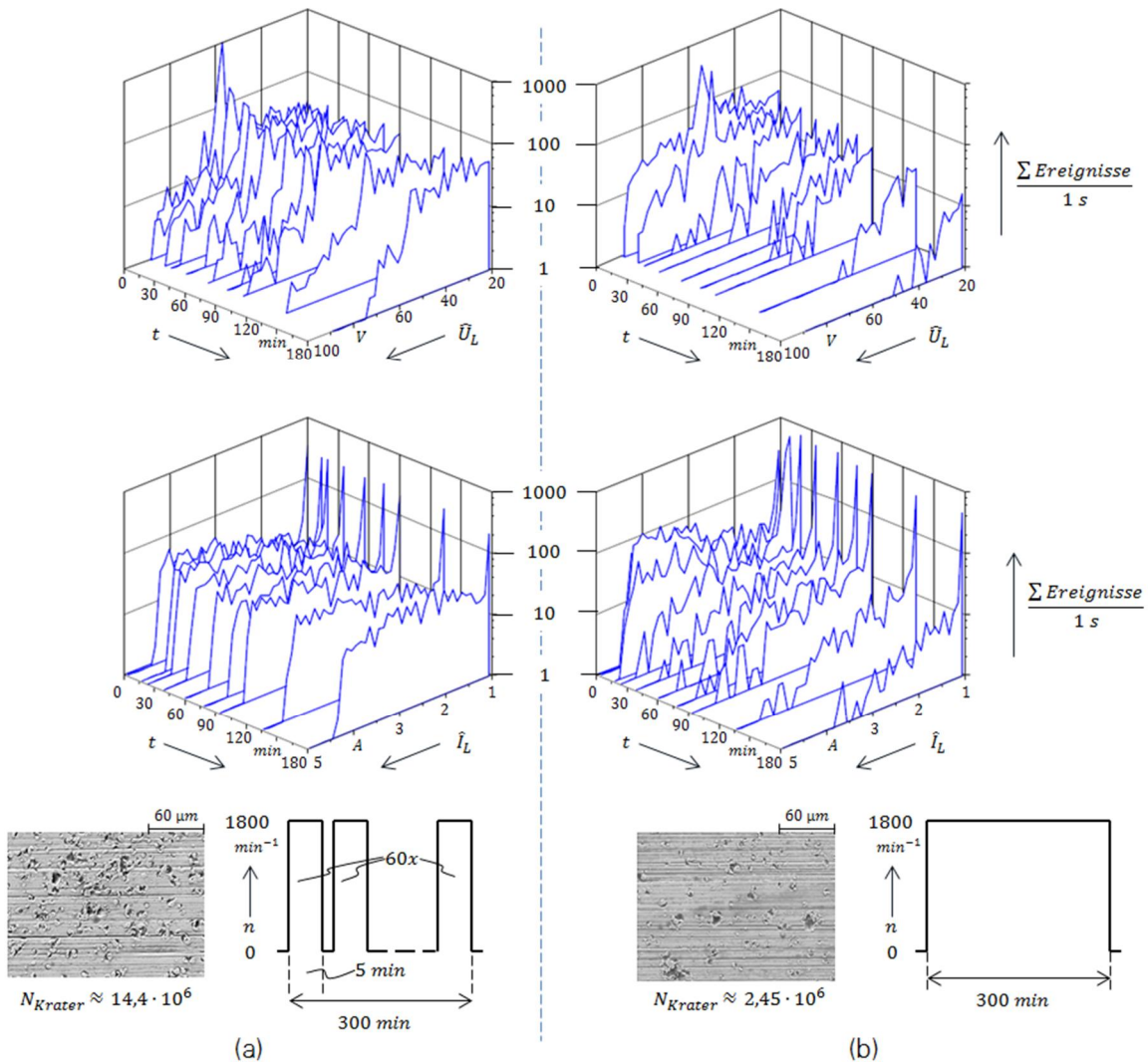


Bild 5.6 Darstellung der gemessenen und klassifizierten Verläufe von Lagerspannung und -strom für die Versuche zur Drehzahlvariation; (a) variable Drehzahl, (b) konstante Drehzahl

Die zu dem in Bild 5.6 dargestellten Versuch gehörigen Randbedingungen lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- ⊕ 5-h-Versuche mit $\hat{U}_0 = 70 \text{ V}$, $f_{Puls} = 2,5 \text{ kHz}$ und $\vartheta = 60 \text{ °C}$, statische Lagerlast 100 N ($C/P > 100$).
- ⊕ (a) variable Drehzahl mit $n = 0 \rightarrow 1800 \rightarrow 0 \text{ min}^{-1}$, jeweils für eine Zeit von 5 min
- (b) konstante Drehzahl bei $n = 1800 \text{ min}^{-1}$
- ⊕ Lageranalyse im Lichtmikroskop und REM

Damit die Möglichkeit besteht, die Anzahl der Schmelzkrater N_{Krater} durch Auszählen zu bestimmen, wurde eine relativ kurze Versuchsdauer von 5 h gewählt. Bei längeren Zeiten wird die Laufbahnoberfläche – wie in Abschnitt 2.1.1 gezeigt – teilweise mehrfach umgeschmolzen, sodass dann eine Auszählung nicht mehr möglich ist.

Der drehzahlvariable Betrieb zeigt nach der Versuchslaufzeit eine um etwa den Faktor 6 höhere Anzahl von Aufschmelzungen. Die Amplituden von Lagerspannung und -strom sind im Fall des konstanten Betriebs nach (b) bereits nach ca. 30 min deutlich gesunken, während diese im veränderlichen Betrieb nach (a) dauerhaft auf hohem Niveau bleiben. Dies stimmt qualitativ mit den Ergebnissen von [86] überein. Dort wurde im Rahmen von 150-h-Tests festgestellt, dass sich die ermittelte Durchschlagsaktivität „DA“ bei Versuchsende auf ca. 5 % des ursprünglichen Werts reduziert und der Rückgang innerhalb der ersten 30 min ca. 20 % beträgt.

5.1.2.2 Variation der statischen Lagerbelastung

In [7, 33, 85] wurde der Einfluss niedriger Lagerbelastung – mit C/P -Werten im Bereich von 30 bis >100 – auf die Riffelentstehung unter der Wirkung von EDM-Strömen messtechnisch untersucht. In sämtlichen Fällen konnte nur bei den niedrigen Belastungswerten eine beginnende oder sogar ausgeprägte Riffelbildung nachgewiesen werden. In Bild 5.7 sind die gemessenen und klassifizierten Lagerspannungen und -ströme nach dem in Anhang A.4 erläuterten Verfahren dargestellt. Die dazugehörigen Randbedingungen lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- ⊕ Reproduzierende 120-h-Versuche bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$, Verstärkerspannung $\hat{U}_0 = 70 \text{ V}$, $f_{Puls} = 2,5 \text{ kHz}$ und $\vartheta = 60 \text{ °C}$.
- ⊕ Unterschiedliche statische radiale Lagerbelastung: 1500 N (Fall ①) und 100 N (Fall ②)
- ⊕ Lageranalyse im Lichtmikroskop und REM

Wie schon beschrieben, konnte nur im Fall ② – bei C/P -Werten >100 – wiederkehrend eine ausgeprägte Riffelbildung festgestellt werden. Der Blick auf das zeitliche Verhalten der Lagerspannung zeigt, dass sich im Fall ① – bei C/P -Werten von 30 – die anfänglich hohen Amplituden nach einer Laufzeit von ca. 30 min deutlich reduziert haben und dann hauptsächlich durch das ohmsche Übergangsverhalten geprägt waren, welches am LVS durch die Impedanz des Begrenzungskondensator reduziert wird. Als Resultat war in den Fällen nur eine mattierte Laufbahn mit Schmelzkraterdurchmessern $\ll 1 \mu\text{m}$ feststellbar. In Fall ② zeigen die REM-Aufnahmen eine Oberflächenstruktur mit Verdampfungsbereichen, wie sie auch in Abschnitt 2.1.2 als typische Laufbahnoberfläche bei einer Riffelbildung beschrieben werden. Die Amplituden der Lagerspannung sind während der gesamten 120 Stunden auf konstant hohem Niveau geblieben. Die elektrische Lagerbelastung war hier durch EDM-Entladungen geprägt.

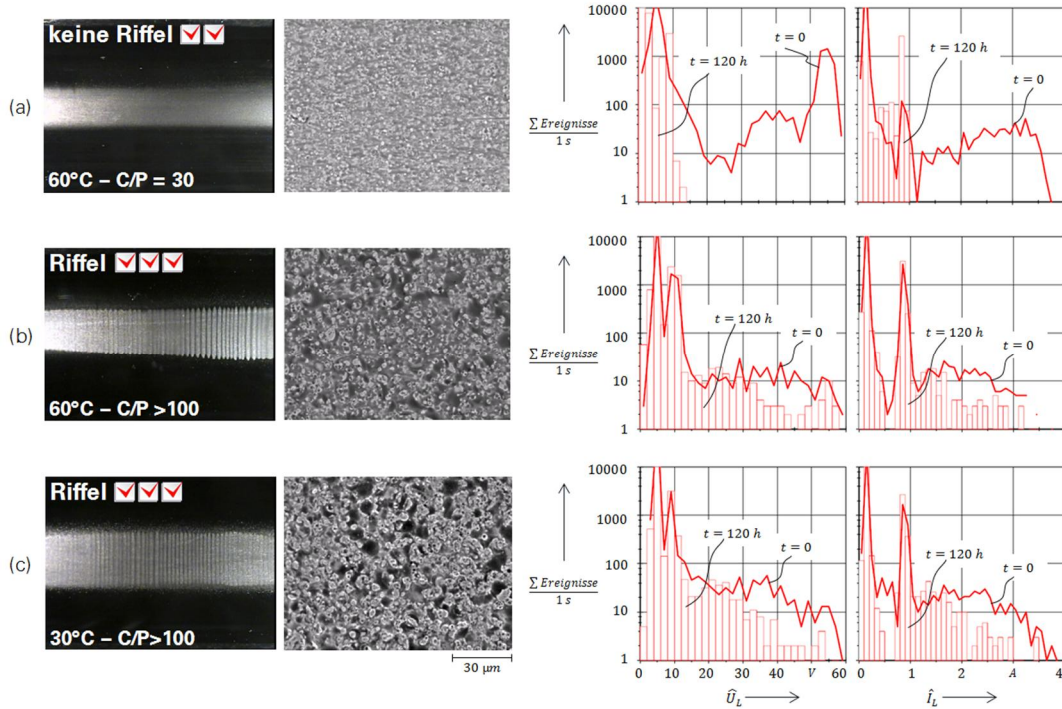


Bild 5.7 Darstellung der gemessenen und klassifizierten Verläufe von Lagerstrom und -spannung für die Versuche zur Lagerbelastung; (a) variable Drehzahl, (b) konstante Drehzahl

5.1.2.3 Variation der dynamischen Belastungen

Ein weiterer wichtiger mechanischer Parameter ist die Wirkung von internen oder externen Schwingungsbelastungen auf die Ausprägung von Lagerströmen. Ausgehend von einer exemplarischen Messung an der Motor-Umrichter-Kombination K-03.1 mit einem Asynchronmotor der AH 400 (M-03), ausgestattet mit einem Rotor in entweder gewuchteter oder definiert ungewuchteter Ausführung, sollen die Auswirkungen einer Schwingungsanregung durch eine zusätzliche Unwucht aufgezeigt werden.

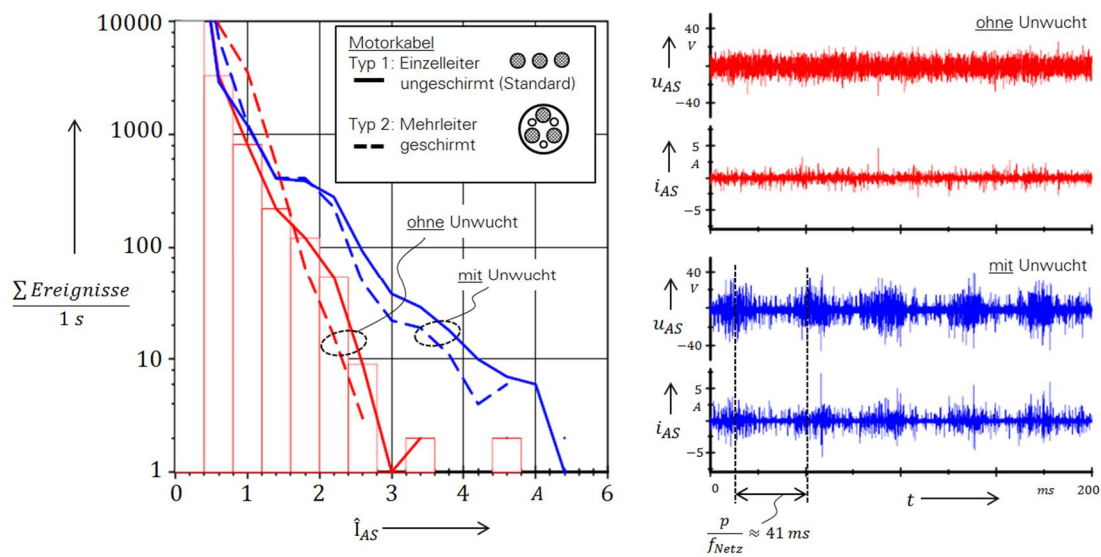


Bild 5.8 Darstellung der gemessenen Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der Lagerstromamplitude $+\hat{I}_{AS}$ für verschiedene Rotor-Auswuchtzustände bei einer Drehzahl von $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ (K-03.1, M-03)

In Bild 5.8 sind die gemessenen Zeitverläufe und die klassifizierte Lagerbelastungen nach dem in Anhang A.4 erläuterten Verfahren dargestellt. In den auf der rechten Seite von Bild 5.8 gezeigten Zeitverläufen von Lagerspannung und -strom ist bei der Rotorausführung mit Unwucht deutlich das Auftreten von Gruppen mit Rotor-Drehfrequenz erkennbar, die durch erhöhte Amplitudenwerte gekennzeichnet sind. Die auf der linken Seite des Bildes dargestellte Histogrammklassifizierung der Spitzenwerte des Lagerstroms \hat{i}_{AS} zeigt eine um bis zu einen Faktor 2, vom Kabeltyp unabhängige, vergrößerte Amplitude, die mit einer Häufigkeit von zehn Ereignissen pro Sekunde auftritt. Die Rückwirkung dieser drehfrequenten Schwingungsanregung auf den Schmierspalt des Motorlagers zeigt sich hier in sehr direkter Weise. Ebenso wie diese motorinternen Anregungen können Schwingungen in Form von Vibrationen und Stößen, die von außen auf den Motor einwirken, einen derartigen Effekt zeigen. Am LVS wird dieser Aspekt durch die Verwendung einer Unwuchtscheibe und eines Inertial Shakers berücksichtigt. In Bild 5.9 ist exemplarisch der gemessene Zeitverlauf von Lagerstrom und -spannung in Verbindung mit der Orts- und Bewegungsanalyse des dynamischen Belastungssystems dargestellt.

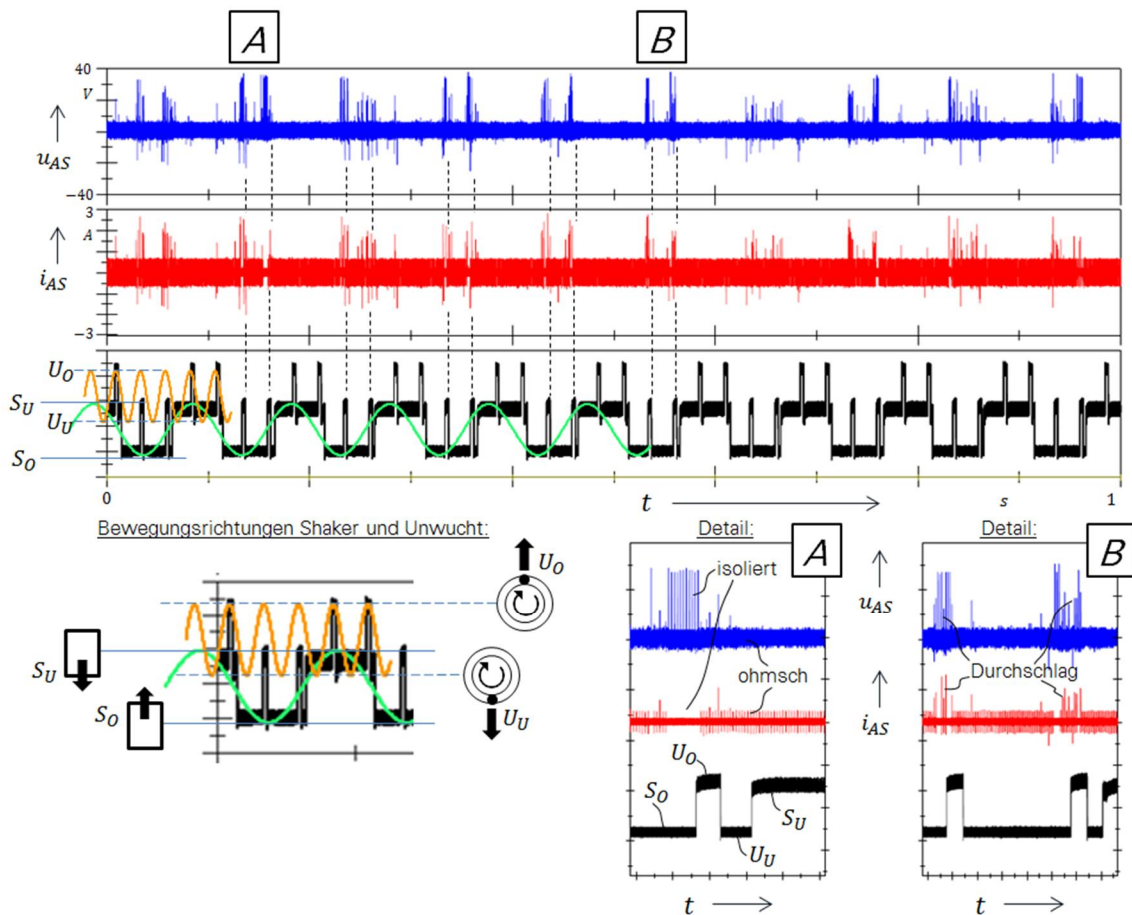


Bild 5.9 Einfluss von Shaker und Unwucht auf die gemessenen elektrischen Lagerbelastungen am Lagerversuchsstand

Der Vergleich der räumlichen Position der Belastungseinrichtungen Shaker und Unwucht mit dem gemessenen Verlauf von Spannung und Strom ermöglicht die Analyse des elektrischen Verhaltens im Schmierspalt des Testlagers:

- ⊕ Die Schwingfrequenz des Shakers beträgt in dem in Bild 5.9 dargestellten Beispiel $f_{Sh} = 10$ Hz, die Drehfrequenz $f_{Rot} = 40$ Hz. Mit Hilfe einer Laserlichtschranke sind die jeweiligen oberen (S_O, U_O) und unteren (S_U, U_U) Positionen in Abhängigkeit von der Zeit bestimmt worden.
- ⊕ Je nach räumlicher Position der dynamischen Belastungseinrichtungen ergeben sich durch die Auslenkung des Lager-Innenrings unterschiedliche Schmierfilmhöhen. Die Lage des minimalen Schmierspalts variiert dabei entsprechend der Position der jeweiligen Last. In Abschnitt 5.3.2 wird dieser Punkt im Rahmen der Berechnung der zugehörigen Hertz'schen Flächen im Detail betrachtet. In den, in diesem Abschnitt gezeigten Messergebnissen sind die entsprechenden Druckflächen in Abhängigkeit von der Wälzkörperposition für die unterschiedlichen Lastzustände grafisch dargestellt.
- ⊕ Entscheidend ist – im Vergleich zur rein statischen Belastung – die Variation der Schmierfilmhöhen. Durch den Wechsel zwischen maximal und minimal möglichen Werten kann der Ölfilm temporär höhere Spannungen isolieren. Das heißt, durch ein „Aufreißen“ des Spalts steigt die Lagerspannung, um in der anschließenden Rückwärtsbewegung gezielt von diesem hohen Niveau aus zusammenzubrechen (siehe Abschnitt 5.3, Bild 5.24). Die Folge ist eine Funkenentladung, die einen um das Quadrat der Spannungserhöhung höheren Energieinhalt aufweist als beim Zusammenbruch vom niedrigen Spannungsniveau aus (Bild 5.29). Stellenweise werden diese Zusammenbrüche erst durch den beschriebenen Vorgang ermöglicht. Eine Lichtbogenentladung kann erst dann auftreten, wenn der Schmierfilm vorher isolierende Wirkung hatte. Dieses Verhalten wird durch die periodischen Schwingungsanregungen forciert.
- ⊕ An der unteren Begrenzung führen die Belastungseinrichtungen zu weitgehend ohmschen Übergangsverhältnissen. Als Folge sind damit deutlich die Schwingfrequenzen beider Lasteinrichtungen in den Zeitverläufen von Strom und Spannung erkennbar.

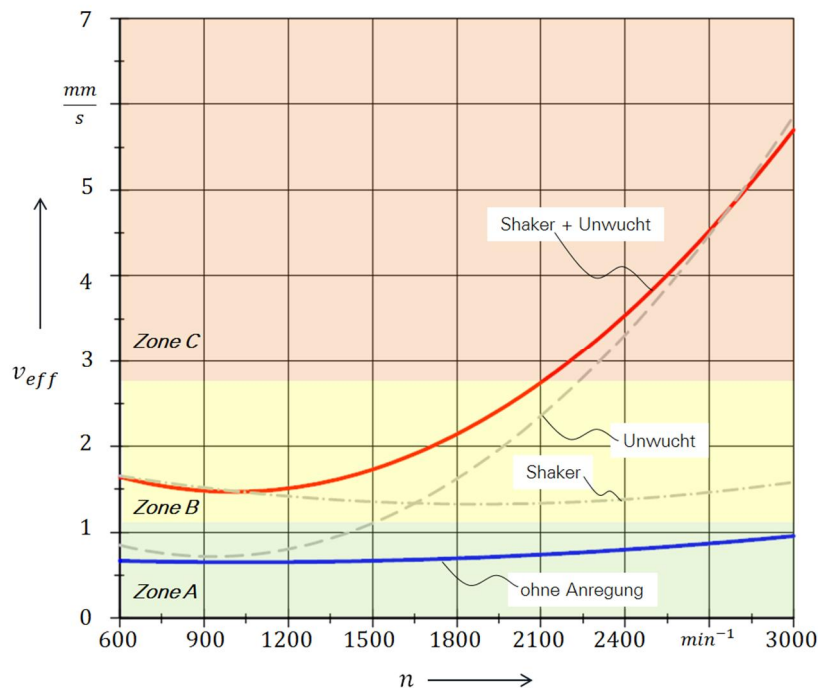


Bild 5.10 Gemessene Schwinggeschwindigkeiten am Lagerversuchsstand im Vergleich zur Norm [91, 92]

Um die Schwingungsanregungen am LVS klassifizieren und gemäß der aktuellen Normenlage nach [92, 93] in entsprechende Belastungszonen einteilen zu können, sind die am Versuchsstand gemessenen Schwingungsgeschwindigkeiten in vertikaler Richtung in Bild 5.10 über der Drehzahl für die verschiedenen Lasteinrichtungen dargestellt. Es zeigt sich, dass ohne zusätzliche Anregung ein Betrieb gemäß Zone A und mit „Shaker und Unwucht“ der Betrieb gemäß Zone B und C synthetisch nachgebildet werden kann. Dies wird bei der Ermittlung der in Abschnitt 5.2.1 dargestellten Wahrscheinlichkeitsmodelle berücksichtigt.

5.2 Wahrscheinlichkeit der elektrischen Lagerbelastung

Die in Abschnitt 5.1 dargestellten mechanischen Faktoren, die einen Einfluss auf den im Lager vorliegenden elektrischen Belastungszustand haben, lassen sich, gemeinsam mit den in Abschnitt 4.4 definierten Parametern mit Einfluss auf die Höhe der Lagerkapazität, zu folgenden Hauptgrößen zusammenfassen: Drehzahl, Temperatur, statische und dynamische Lagerlast sowie die Betriebszeit. Jeder der Parameter hat eine Auswirkung darauf, welcher der drei elektrischen Belastungszustände – ohmsch, isoliert oder Durchschlag – entsteht, wenn eine Spannung mit definierter Amplitude zwischen den Wälzpartnern anliegt. Welcher der Zustände konkret vorliegt, hängt von den Kontakt- und Feldstärkeverhältnissen im Schmierpalt ab. Im Rahmen dieser Arbeit wird mit Hilfe eines experimentellen Ansatzes ein Modell entwickelt, mit dem die Wahrscheinlichkeiten der jeweiligen elektrischen Belastungszustände in Abhängigkeit von den Betriebsparametern bestimmt werden kann. Grundlage dafür sind Messungen am Lagerversuchsstand und ein systematischer Versuchsplan, der die obengenannten Haupteinflussgrößen berücksichtigt. Dabei werden folgende Rand- und Ablaufbedingungen eingehalten:

- ⊕ Die Betriebspunkte wurden aus sieben Temperatur-, neun Drehzahl- und fünf bis neun Spannungsstufen bei drei verschiedenen Belastungsfällen gebildet (1449 Betriebspunkte). Letztere sind unterteilt in dynamische und statische Lagerlasten. Die dynamischen Lastkomponenten, die sich – wie in Abschnitt 5.1.1 beschrieben – aus den räumlichen Positionen und somit aus der vektoriellen Addition der Unwucht- und Shakerkräfte ergeben, führten auf einen Belastungsbereich von quasi „lastfrei“ bis zu $C/P = 80$. Die statischen, radialen Lagerlasten wurden zum einen durch die Gewichtskraft des ausgeschalteten Shakers und zum anderen durch die Anbringung zusätzlicher Gewichtselemente gebildet. Im ersten Fall wurde die Hälfte der maximalen dynamischen Last mit $C/P = 190$ erreicht, im zweiten Fall – mit $C/P = 100$ – ein Wert dazwischen.
- ⊕ Die jeweiligen Belastungsfälle wurden mit einem neu be fetteten Lager des Typs 6210 C3 durchgeführt, das vor dem Testlauf über einen Zeitraum von 120 h bei einer Drehzahl von 3000 min^{-1} mechanisch eingefahren wurde.
- ⊕ Nach einem Temperaturwechsel erfolgte ein weiteres mechanisches Einfahren von 5 h.
- ⊕ Jeder Betriebspunkt wurde über eine Drehzahlsequenz $n = 0 \rightarrow n_{Max} \rightarrow n = 0 \rightarrow n$ angefahren, um im Anschluss ab $t = 5 \text{ s}$ jeweils 30 Messreihen im Abstand von einer Minute ($29 \text{ min} = 1745 \text{ s}$) messtechnisch zu erfassen ($\Sigma 41580$ Messreihen).
- ⊕ Aufgenommen wurde neben den Größen Lagerstrom und -spannung ebenso die Spannung am Ausgang des Linearverstärkers, die örtliche Position der Belastungseinrichtungen sowie die Schwingungs- und Temperaturwerte.

- ⊕ Das Messfenster der elektrischen Größen betrug $t = 1 \text{ s}$. In dieser Zeit wurden 2500 Spannungsimpulse auf das Lager gegeben ($f_{puls} = 2,5 \text{ kHz}$). Mit Hilfe eines automatisierten Auswerteverfahrens, das die Verhältnisse der jeweiligen Amplituden von Lagerstrom und -spannung eines jeden Einzelimpulses bewertete, wurden aus den gespeicherten Zeitverläufen die Anzahlen von ohmschen, isolierten oder Durchschlagereignissen selektiert und diese zur Gesamtzahl der Impulse in Beziehung gesetzt. Zu jedem Durchschlagereignis wurden die dazugehörigen Strom- und Spannungsamplituden erfasst.
 - ⊕ Die ermittelten betriebspunktabhängigen Verhältnis- und Amplitudenwerte bilden die Grundlage für die in Abschnitt 5.2.1 dargestellten Wahrscheinlichkeitsmodelle.
- Der Testumfang dieser systematischen Parameteruntersuchungen ist in Bild 5.11 grafisch dargestellt.

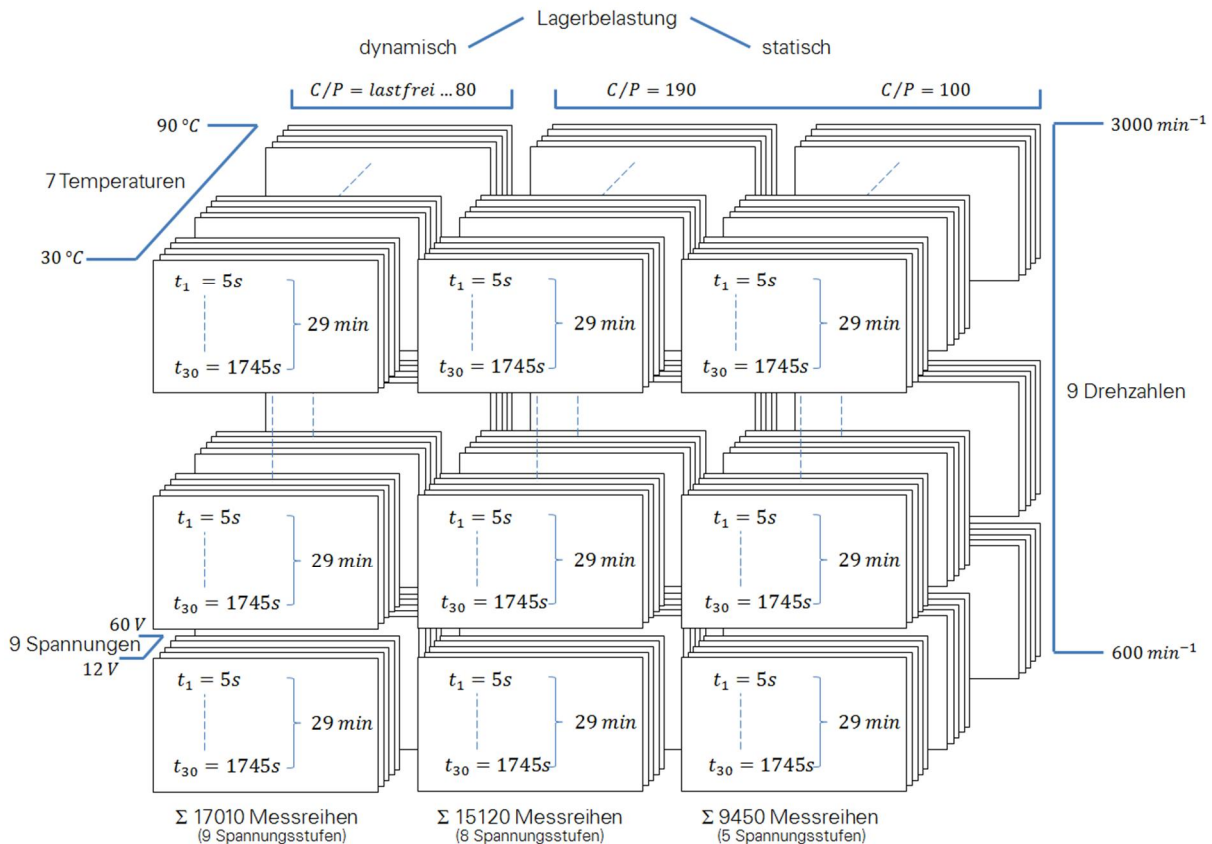


Bild 5.11 Grafische Darstellung des Testumfangs der systematischen Parameteruntersuchungen am Lagerversuchsstand

5.2.1 Ereigniswahrscheinlichkeiten für Einzelimpulsspeisung

Der prozentuale Anteil von Spannungsimpulsen, die zu Durchschlägen, zu ohmschen Stromübergängen oder zu isolierendem Verhalten führen, entspricht den Wahrscheinlichkeiten, mit denen die jeweiligen Reaktionen eintreten. Zur Modellbildung wird entsprechend dem in Abschnitt 4.4.1 beschriebenen Vorgehen zur Regressionsrechnung ein multipler Ansatz gewählt, bei dem die Parameter Temperatur ϑ , Drehzahl n , Spannung U und Zeit t in dimensionslose Größen umgewandelt und logarithmiert werden. Die Wahrscheinlichkeiten für EDM-Durchschläge $P_{EDM,LVS}$ sowie die des ohmschen Verhaltens $P_{Ohm,LVS}$ am LVS berechnen sich unter den in der Tabelle A-16 (Anhang A.1) dargestellten Randbedingungen gemäß

$$\frac{P_{EDM,LVS}}{\%} = 10^X \quad \text{5-1}$$

$$\frac{P_{Ohm,LVS}}{\%} = 100 - 10^X \quad \text{5-2}$$

mit

$$\begin{aligned} X = & K_0 + K_1 \cdot \log\left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) + K_2 \cdot \log^2\left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) \\ & + K_3 \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) + K_4 \cdot \log^2\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \\ & + K_5 \cdot \log\left(\frac{U}{1\text{V}}\right) + K_6 \cdot \log^2\left(\frac{U}{1\text{V}}\right) + K_7 \cdot \log\left(\frac{t}{1\text{s}}\right) \\ & + K_8 \cdot \log\left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) + K_9 \cdot \log\left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) \cdot \log\left(\frac{U}{1\text{V}}\right) \\ & + K_{10} \cdot \log\left(\frac{\vartheta}{1^\circ\text{C}}\right) \cdot \log\left(\frac{t}{1\text{s}}\right) + K_{11} \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \cdot \log\left(\frac{U}{1\text{V}}\right) \\ & + K_{12} \cdot \log\left(\frac{n}{1 \text{ min}^{-1}}\right) \cdot \log\left(\frac{t}{1\text{s}}\right) + K_{13} \cdot \log\left(\frac{U}{1\text{V}}\right) \cdot \log\left(\frac{t}{1\text{s}}\right). \end{aligned} \quad \text{5-3}$$

Der Anteil der isolierenden Zustände $P_{Iso,LVS}$ ergibt sich aus der Summe der ohmschen und der Durchschlagsanteile als Differenz zu 100 %. In Tabelle 5-2 sind die Koeffizienten K_0 bis K_{13} der Gleichung 5-3 sowie die R^2 -Werte für die verschiedenen Belastungsfälle angegeben.

Tabelle 5-2 Darstellung der Koeffizienten K_0 bis K_{13} der Gleichung 5-3 sowie R^2 -Werte zur Berechnung der Ereigniswahrscheinlichkeiten mit den Gleichungen 5-1 und 5-2 für verschiedenen Belastungsfälle

Koeffizient	Abhängigkeit	statische Lagerlast				dynamische Lagerlast	
		$C/P = 190$		$C/P = 100$		$C/P = \text{lastfrei} \dots 80$	
		Ereignisrate		Ereignisrate		Ereignisrate	
		Durchschlag (5-1) in %	Ohmsch (5-2) in %	Durchschlag (5-1) in %	Ohmsch (5-2) in %	Durchschlag (5-1) in %	Ohmsch (5-2) in %
K_0	–	– 43,919	– 37,336	– 48,84	– 49,584	– 21,174	– 17,401
K_1	ϑ	– 4,714	– 10,743	– 9,196	– 9,456	1,058	– 2,031
K_2		– 3,38	–	–	–	– 5,9871	– 4,6317
K_3	n	26,828	26,008	30,623	31,069	9,046	8,635
K_4		– 4,9806	– 3,8791	– 5,1706	– 4,529	– 2,0277	– 1,6792
K_5	U	6,835	6,438	8,768	8,521	6,261	5,614
K_6		–	–	– 0,4652	–	– 0,705	– 0,4971
K_7	t	0,7809	0,8272	1,1646	1,401	0,9478	0,8646
K_8	ϑ, n	5,1501	2,542	3,427	2,52	5,0133	4,3805
K_9	ϑ, U	–	0,951	– 1,3268	–	1,7507	2,0161
K_{10}	ϑ, t	– 0,273	–	– 0,3128	–	–	–
K_{11}	n, U	– 2,0624	– 2,5567	– 1,3443	– 2,5595	– 2,044	– 2,328
K_{12}	n, t	–	– 0,1931	–	– 0,2916	– 0,1822	– 0,1936
K_{13}	U, t	– 0,332	– 0,2777	– 0,5377	– 0,4513	– 0,2884	– 0,2139
R^2		66,64 %	71,15 %	68,73 %	79,77 %	78,39 %	82,50 %

In Bild 5.12 sind exemplarisch die Zeitverläufe der Ereignisraten bei einer Drehzahl von 2400 min^{-1} , einer Lagertemperatur von 60 °C und einer Impulsspannungsamplitude von 26 V dargestellt. Teilbild (a) zeigt die Werte bei statischer, Teilbild (b) bei dynamischer Last. Neben den gemessenen Werten sind ebenso die mit den Gleichungen 5-1 bis 5-3 errechneten Verläufe dargestellt. Folgende Besonderheiten lassen sich zusammenfassen:

- ⊕ Das zeitabhängige Verhalten der jeweiligen Ereigniswahrscheinlichkeiten P_{Ereignis} ist deutlich erkennbar. Während unmittelbar nach einem Drehzahlwechsel ca. 40 % der Spannungsimpulse zu Lichtbogendurchschlägen im Lagerschmierpalt führen, reduziert sich diese Zahl nach 30 min auf einen Wert von ungefähr 10 %.
- ⊕ Im gleichen Maße wie die Lichtbogenentladungen abnehmen, steigt der Anteil der ohmschen Stromübergänge an.
- ⊕ Die Fälle, bei denen der Schmierfilm eine isolierende Wirkung zeigt, sinken von anfänglich 10 % auf 5 % bis Null ab.
- ⊕ Mit Blick auf die Zeitverläufe ist zu erkennen, dass bei statischer Last ein annähernd stetiger Anstieg bzw. Abfall der Werte zu verzeichnen ist. Im Fall einer dynamischen Belastung durch Verwendung der in Abschnitt 5.1.1 beschriebenen Lasteinrichtung und eines Betriebs bei Schwinggeschwindigkeiten nach [92, 93] in Zone B und C sind deutlich unstetigere Verläufe erkennbar. Dies führt dazu, dass auch innerhalb des Messzeitraums von 30 min Ereigniswahrscheinlichkeiten auftreten können, die mit den Anfangswerten nach einem Drehzahlwechsel vergleichbar sind.
- ⊕ Es ist eine gute Übereinstimmung von Messung und Modellrechnung erkennbar.

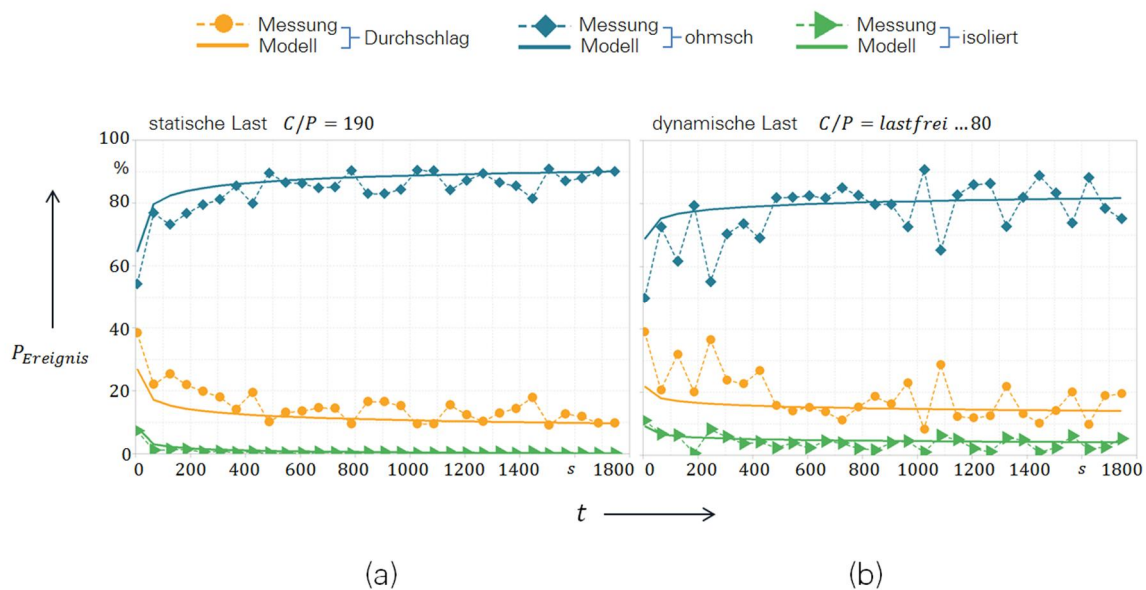


Bild 5.12 Exemplarischer Verlauf der Ereigniswahrscheinlichkeiten
bei $n = 2400 \text{ min}^{-1}$, $\vartheta = 60 \text{ °C}$ und $\hat{U}_0 = 26 \text{ V}$
(a) statische Lagerlast und (b) dynamische Belastung

In Bild 5.13 und Bild 5.14 sind die gemessenen und die berechneten Ereignisraten für eine Temperatursequenz, d. h. für die Variation der Spannungsstufen bei neun verschiedenen Drehzahlen und konstanter Lagertemperatur von 60 °C dargestellt. Folgende Besonderheiten und Anmerkungen lassen sich hierzu zusammenfassen:

- ⊕ Bei konstanter Drehzahl werden die Spannungssequenzen durchfahren, d. h. für jeweils 30 min wird die Amplitude der Pulsspannung konstant gehalten und dann in acht bzw. neun Stufen von 12 V auf 56 V bzw. 61 V erhöht. Die Dauer einer Sequenz beträgt damit 240 min bzw. 270 min.
- ⊕ Mit steigender Amplitude sinkt die Ereignisrate für Lichtbogendurchschläge, während die Anzahl von ohmschen Stromübergängen zunimmt.
- ⊕ Im Fall der statischen Lagerbelastung ist deutlich die in Bild 5.12 exemplarisch dargestellte zeitliche Veränderung der Ereignisraten zu erkennen. Da jede Spannungsstufe mit einer Drehzahlsequenz $n_1 \rightarrow 0 \rightarrow 3000 \text{ min}^{-1} \rightarrow 0 \rightarrow n_1$ angefahren wird, ist diese Zeitabhängigkeit bei jeder der Spannungsstufen erkennbar. Bei einer dynamischen Lagerlast sind die zeitlichen Unterschiede weniger stark ausgeprägt.
- ⊕ Bei niedrigen Drehzahlen sind überwiegend ohmsche Stromübergänge erkennbar. Mit steigender Drehzahl fällt dieser Anteil ab, und die Wahrscheinlichkeit einer Lichtbogenentladung steigt an. Durch die höheren Schmierfilmdicken in diesem Bereich folgen auf einen Spannungsimpuls nicht unmittelbar ohmsche Stromübergänge, sondern vermehrt Lichtbogendurchschläge. Mit steigender Spannung sinkt die Durchschlagsrate und der Anteil von ohmschen Stromübergängen wächst an.
- ⊕ Die Messwerte bei dynamischer Lagerbelastung zeigen im Vergleich zur statischen Last eine größere Streuung der Einzelwerte.
- ⊕ Die errechneten Ereignisraten zeigen eine gute mittlere Übereinstimmung mit den Messwerten.

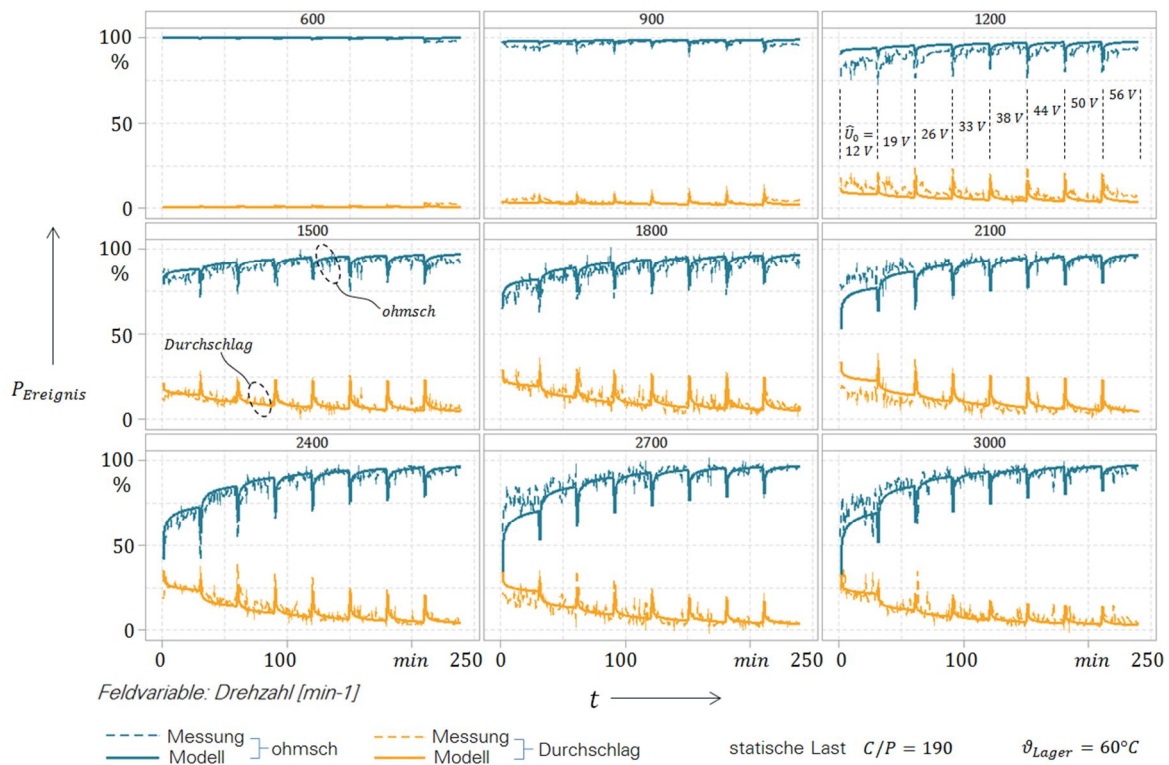


Bild 5.13 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-1 bis 5-3 berechneten Ereigniswahrscheinlichkeiten für ohmsche Übergänge und Lichtbogendurchschläge bei statischer Lagerbelastung

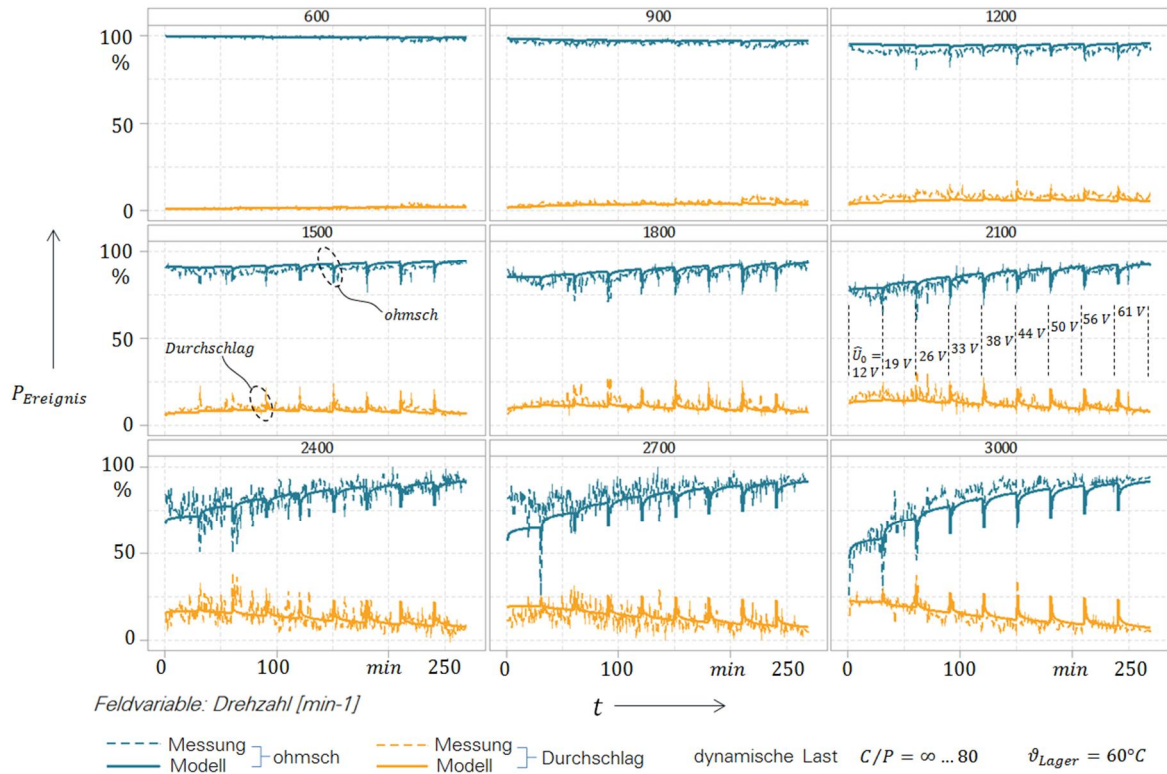


Bild 5.14 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-1 bis 5-3 berechneten Ereigniswahrscheinlichkeiten für ohmsche Übergänge und Lichtbogendurchschläge bei dynamischer Lagerbelastung

In Bild 5.15 und Bild 5.16 sind die berechneten Ereigniswahrscheinlichkeiten für verschiedene Parametervariationen dargestellt. Folgende Besonderheiten und Anmerkungen lassen sich hierfür zusammenfassen:

- ⊕ Dargestellt sind die Ereigniswahrscheinlichkeiten für ohmsche Stromübergänge und Lichtbogendurchschläge in Abhängigkeit von der Drehzahl bei verschiedenen Spannungen, Betriebszeiten, Temperaturen und Lagerbelastungen. Jedes der Bilder zeigt die Verläufe der elf verschiedenen Spannungsstufen in separaten Diagrammen. In jedem der Diagramme sind die Ereignisraten für die Zeitpunkte $t = 5 \text{ s}$ (gestrichelt) und $t = 1800 \text{ s}$ (durchgezogen) für statische und für dynamische Lagerbelastung dargestellt. Die durch diese Linien aufgespannten Flächen sind farblich gekennzeichnet. Bild 5.15 zeigt die Verhältnisse bei einer Lagertemperatur von $40 \text{ }^\circ\text{C}$, Bild 5.16 bei $80 \text{ }^\circ\text{C}$.
- ⊕ Das zeitabhängige Verhalten der Ereigniswahrscheinlichkeiten ist bei der statischen Lagerbelastung deutlicher ausgeprägter als bei der dynamischen Variante. Besonders bei niedrigen Spannungsamplituden umfasst die Variation der ohmschen Anteile einen Bereich von bis zu 40% . Das zeitliche Verhalten der Durchschlagereignisse zeigt die größten Variationen bei höheren Spannungen – dann in einem Bereich bis zu 25% .
- ⊕ Ab einer Spannung von ca. 30 V zeigt $P_{EDM,LVS}$ vergleichbare Drehzahlverläufe, die im Fall der statischen Last durch Maximalwerte im Bereich der mittleren Drehzahlen und bei dynamischer Belastung durch maximale Werte bei hohen Drehzahlen charakterisiert sind.
- ⊕ Bei der niedrigen Lagertemperatur und bei mittleren bis hohen Drehzahlen zeigt das Testlager weitestgehend elektrisch isolierendes Verhalten.

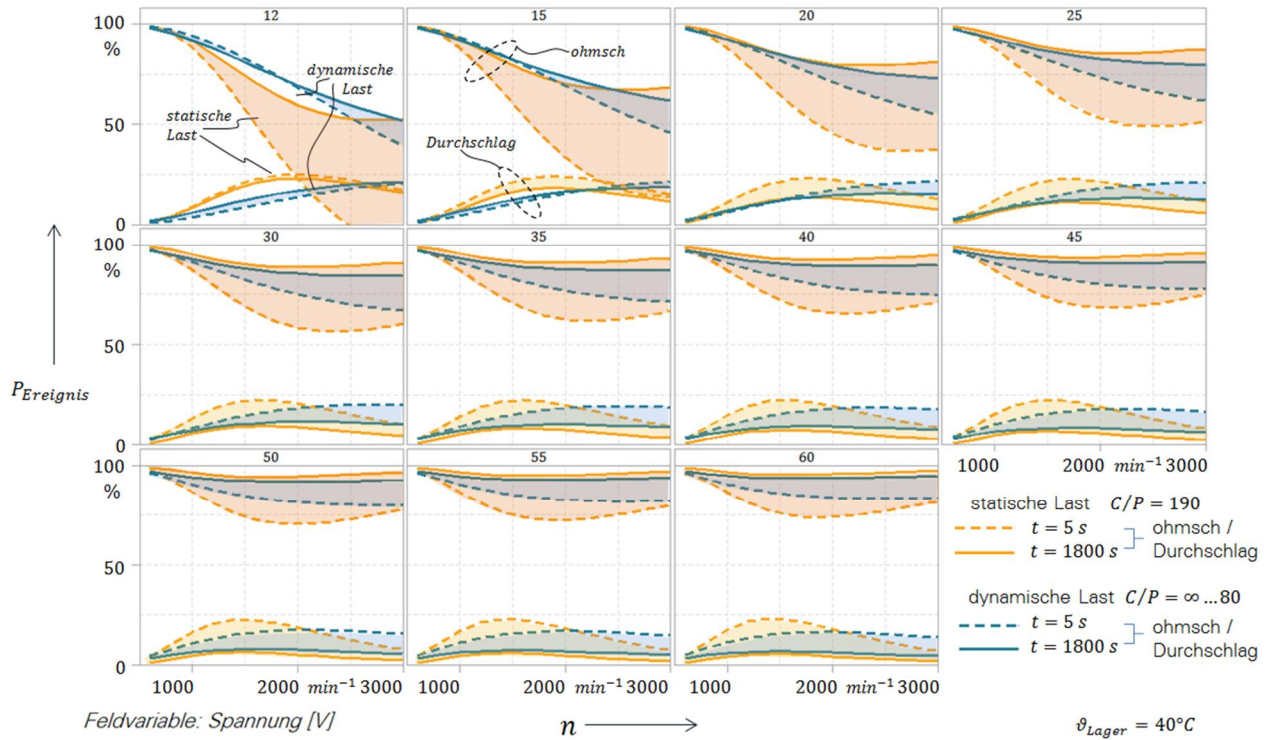


Bild 5.15 Berechnete Ereigniswahrscheinlichkeiten für verschiedene Lagerspannungen und Belastungen in Abhängigkeit von der Drehzahl bei einer Temperatur von 40 °C

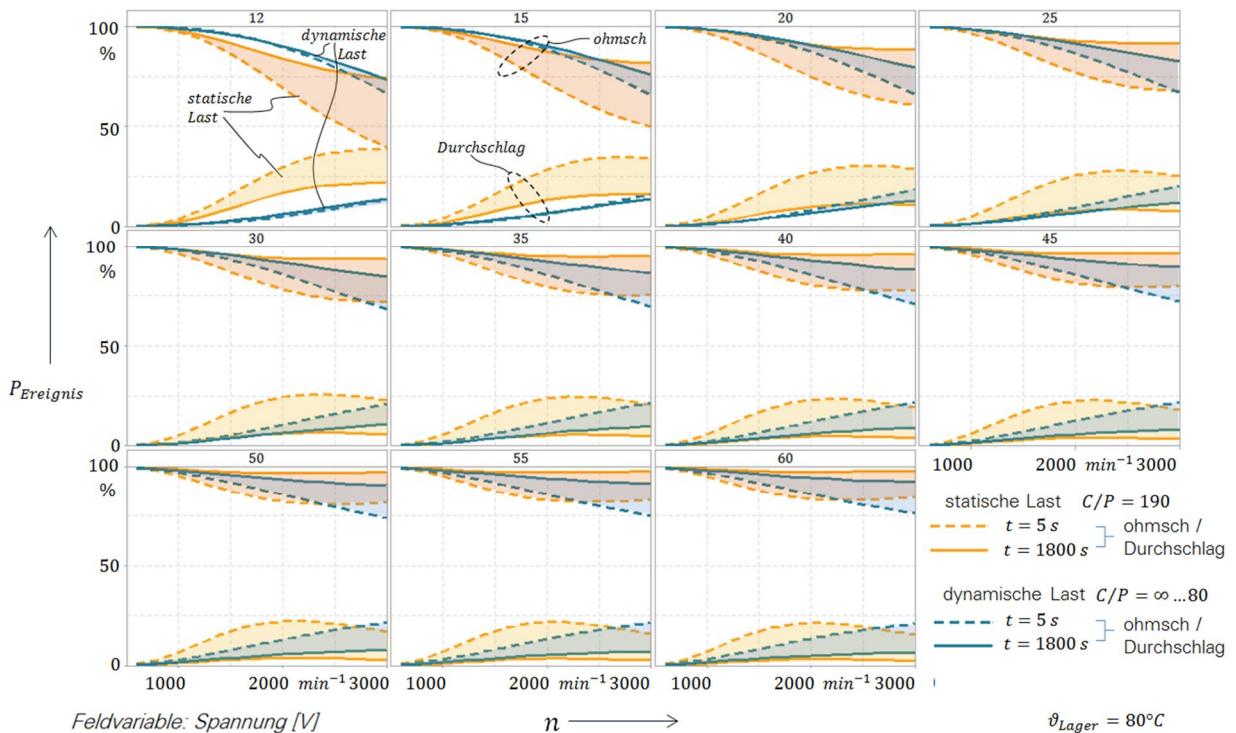


Bild 5.16 Berechnete Ereigniswahrscheinlichkeiten für verschiedene Lagerspannungen und Belastungen in Abhängigkeit von der Drehzahl, bei einer Temperatur von 80 °C

5.2.2 Ereigniswahrscheinlichkeiten bei Umrichterspeisung

Die Parametertests am Lagerversuchsstand hatten das Ziel, die elektrischen Belastungen im Schmierpalt eines Rillenkugellagers des Typs 6210 C3 zu untersuchen für den Fall, dass eine Impulsspannung – definiert nach Bild 5.3 – zwischen dem Innen- und dem Außenring des Lagers angelegt wird. Falls der Schmierfilm den Impuls nicht isoliert, hat das eine Lichtbogenentladung oder einen ohmschen Stromübergang zur Folge. Die Ergebnisse der Parameterstudien, d. h. die jeweiligen Ereigniszahlen bezogen auf die Gesamtzahl der Impulse wurden in entsprechende betriebspunktabhängige Modellgleichungen überführt, die nun erlauben, eine Aussage über die prozentualen Anteile für die jeweiligen elektrischen Lastzustände bei definierter Impulsspeisung zu treffen. Wie in Kapitel 3 dargestellt, liefert der Umrichter am Ausgang eine stufenförmige Common-Mode-Spannung, bei der die Dauer der jeweiligen Spannungsstufen vom Aussteuergrad und damit vom jeweiligen Betriebspunkt abhängt. Um die Untersuchungsergebnisse des Lagerversuchsstands auf eine reale Umrichterspeisung zu übertragen, sind einige Anpassungen bzw. Umrechnungen notwendig, die sich wie folgt zusammenfassen lassen:

- ⊕ Nach Bild 5.3 beträgt die Dauer des Spannungsimpulses während der Lagerversuche 10 μs (10 % der maximalen Amplitude). Bei einer Schaltfrequenz von z. B. 2 kHz kann sich die Common-Mode-Spannung eines Umrichters für die halbe Schaltperiode, d. h. 200 μs , auf einer Stufe befinden. Aufgrund dieser längeren Impulszeit können daher Ereignisse, die am LVS in die Kategorie „isoliert“ eingestuft wurden, zu einem späteren Lichtbogendurchschlag führen. Dieser Punkt wird in Abschnitt 5.2.2.1 näher betrachtet.
- ⊕ Aufgrund der Versuchsanordnung des LVS war es nur möglich, Spannungsimpulse mit einer Amplitude $> 12\text{ V}$ auszuwerten. Bei kleineren Werten streuten die Messergebnisse, sodass dieser Wert die minimale Lagerspannung markiert hat. Je nach Systemkonfiguration können sich innerhalb einer realen Umrichter–Motor-Konfiguration aber auch kleinere Lagerspannungsamplituden einstellen. Dieser Punkt wird in Abschnitt 5.2.2.2 näher betrachtet.
- ⊕ Der Hauptunterschied zur Impulsspeisung des LVS stellt der davon abweichende, stufenförmige Spannungsverlauf bei Umrichterspeisung dar. In Abschnitt 5.2.2.3 wird ein auf bedingten Wahrscheinlichkeiten basierendes Modell entwickelt, das die Übertragung der Einzelimpuls-Untersuchungen des LVS auf einen stufenförmigen Spannungsverlauf ermöglicht.

5.2.2.1 Einschaltdauer

In dem in Abschnitt 2.2.2 in Bild 2.12 exemplarisch dargestellten Zeitverlauf von gemessenen EDM-Strömen ist zu erkennen, dass dort die Entladungen fast ausschließlich nicht unmittelbar nach Erreichen der maximalen Lagerspannung eines Zeitabschnitts erfolgen, sondern eher mit einer Zeitverzögerung. In Bild 5.17 (a) sind die Verhältnisse einer solch nachgelagerten Lichtbogenentladung schematisch dargestellt.

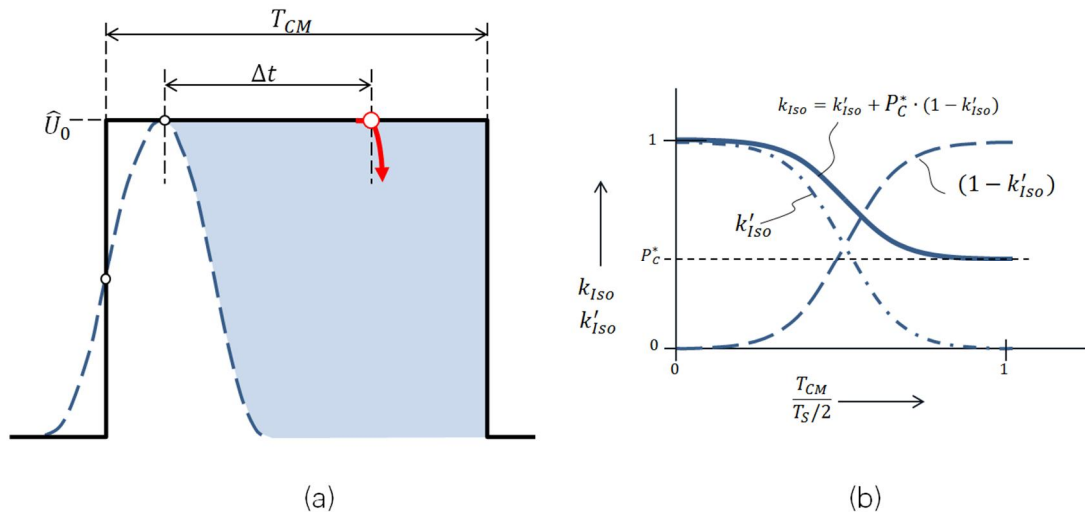


Bild 5.17 Zur Definition des Faktors k_{ISO}

Dabei zeigt die gestrichelte Linie die Form des Spannungsimpulses, wie sie am Lagerversuchsstand zur Anwendung kam, während das umgebende Rechteck eine mit dem Motor-BVR multiplizierte Common-Mode-Spannungsstufe charakterisieren soll. Δt beschreibt den Zeitraum zwischen dem Scheitelwert des Impulses und der eigentlichen Entladung. Die Breite des Rechtecks entspricht der Dauer einer Spannungsstufe T_{CM} . Nach den Abschnitten 3.2.3 und 3.3.1 ist diese vom Aussteuergrad m abhängig und lässt sich mit Hilfe von Gleichung 3-18, der Koeffizienten der Tabelle 3-6 sowie durch Multiplikation mit der Schaltperiodendauer T_S für jede der Common-Mode-Spannungsstufen berechnen. Die relevanten, maximalen Impulsbreiten ergeben sich im Fall eines Zweipunkt-Wechselrichters zu

$$\pm \frac{U_{ZK}}{6} \rightarrow T_{CM/6} = \frac{\Sigma T_{CM}}{T_S} \cdot T_S \cdot \frac{1}{4} \quad 5-4$$

$$\pm \frac{U_{ZK}}{2} \rightarrow T_{CM/2} = \frac{\Sigma T_{CM}}{T_S} \cdot T_S \cdot \frac{1}{2} \quad 5-5$$

mit $\Sigma T_{CM}/T_S$, dem Zeitanteil einer Common-Mode-Spannungsstufe nach Gleichung 3-18, $T_S = 1/f_S$, der Abtastperiode als Kehrwert der Schaltfrequenz f_S und U_{ZK} , der Zwischenkreisspannung des Umrichters.

Der Übergang „isolierend \rightarrow Durchschlag“ wird nicht unmittelbar zu Beginn des Zeitraums Δt erfolgen, sondern nach [49] eher statisch verteilt sein. Dabei ist der im Lager vorliegende Schmierzustand eine wichtige Einflussgröße. Dieser lässt sich mit der in Abschnitt 4.4.2.2 definierten Auftretswahrscheinlichkeit der Lagerkapazität P_C beschreiben. Ist der mit Gleichung 4-34 berechnete und auf 100 % bezogene P_C^* -Wert nahe 1, so wird der Schmierfilm seine Isolierfähigkeit über den Zeitraum T_{CM} behalten; ist der P_C^* -Wert niedriger, wird innerhalb von T_{CM} ein Durchschlag erfolgen. Die am LVS bestimmten Ereignisraten für isolierte Spannungsimpulse reduzieren sich damit um den Faktor P_C^* , die Ereignisrate für Durchschläge erhöht sich um diesen Anteil. Um den Übergang von vollständig isolierend auf den P_C^* -Wert stetig zu gestalten, wird eine logistische Verteilungsfunktion (S-Funktion) der Form

$$y = \frac{1}{1 + e^{-a \cdot (x-b)}} \quad 5-6$$

verwendet. Diese Funktion hat die Eigenschaft, einen „sanften“ Beginn und Auslauf mit einem dazwischenliegenden Wendepunkt gestalten zu können.

Mit $y = k'_{Iso}$ und $x = 2 \cdot T_{CM}/T_S$ folgt der in Bild 5.17 (b) dargestellte Funktionsverlauf der Gleichung 5-6 und der dazu inverse mit $1 - k'_{Iso}$. Die aufgrund von T_{CM} veränderten Ereigniswahrscheinlichkeiten für den Umrichterbetrieb werden gemäß

$$k_{Iso} = k'_{Iso} + P_C^* \cdot (1 - k'_{Iso}) \quad 5-7$$

$$P_{Iso} = P_{Iso,LVS} \cdot k_{Iso} \quad 5-8 \quad P_{EDM} = P_{EDM,LVS} + P_{Iso,LVS} \cdot (1 - k_{Iso}) \quad 5-9$$

berechnet. Die Parameter a und b der Gleichung 5-6 zur Bestimmung von k'_{Iso} werden in Abschnitt 5.2.3 näher beschrieben und anhand von vergleichenden Messungen ermittelt.

5.2.2.2 Näherung für niedrige Spannungsamplituden

Die logistische Verteilungsfunktion nach Gleichung 5-6 wird auch zur Umrechnung der Ereigniswahrscheinlichkeiten für Spannungsamplituden kleiner 12 V genutzt. Dabei stellt der Verlauf der S-Kurve einen Faktor k_U dar, welcher – multipliziert mit den Wahrscheinlichkeiten für Lichtbogendurchschläge und für ohmsche Übergänge – die Verringerung dieser Werte beschreibt und gleichzeitig die Erhöhung der Isolierfähigkeit des Schmierfilms markiert. Die Parameter a und b der Gleichung 5-6 zur Bestimmung von k_U werden in Abschnitt 5.2.3 näher beschrieben und anhand von vergleichenden Messungen ermittelt.

5.2.2.3 Stufenförmige Spannungen

Für die Übertragung der Verhältnisse von Impulsbelastung auf den Umrichterbetrieb mit stufenförmiger Spannung muss der Common-Mode-spannungsbedingte Verlauf der Lager-spannung analysiert werden, um damit die möglichen EDM-Durchschlagsvarianten zu selektieren. Beide Punkte wurden eingehend in Abschnitt 3.3 betrachtet. Die möglichen Spannungsstufen und die Stufen eines EDM-Durchschlags aus Bild 3.36 des Abschnitts 3.3.3 sind in Bild 5.18 in einer kombinierten Darstellung zusammengeführt, die neben den einzelnen Durchschlagsstufen (b) bis (d) ebenso die, dem Zusammenbruch nachfolgenden Spannungshöhen berücksichtigt. So führt beispielsweise im Fall (b) die Lichtbogenentladung im Bereich II...III und der nachfolgende Sprung um $(-U_{ZK}/3) \cdot BVR$ zu einer Lagerspannung von $(-U_{ZK}/3) \cdot BVR$ im Bereich III...IV und kurzzeitig – vor dem nächsten Zusammenbruch – sogar zu einer Amplitude von $(-2U_{ZK}/3) \cdot BVR$ [64]. Dieses Verhalten lässt sich auf die weiteren Durchschlagsvarianten (c) und (d) übertragen – mit den entsprechend angepassten Folgen für die daraus resultierenden Spannungsniveaus.

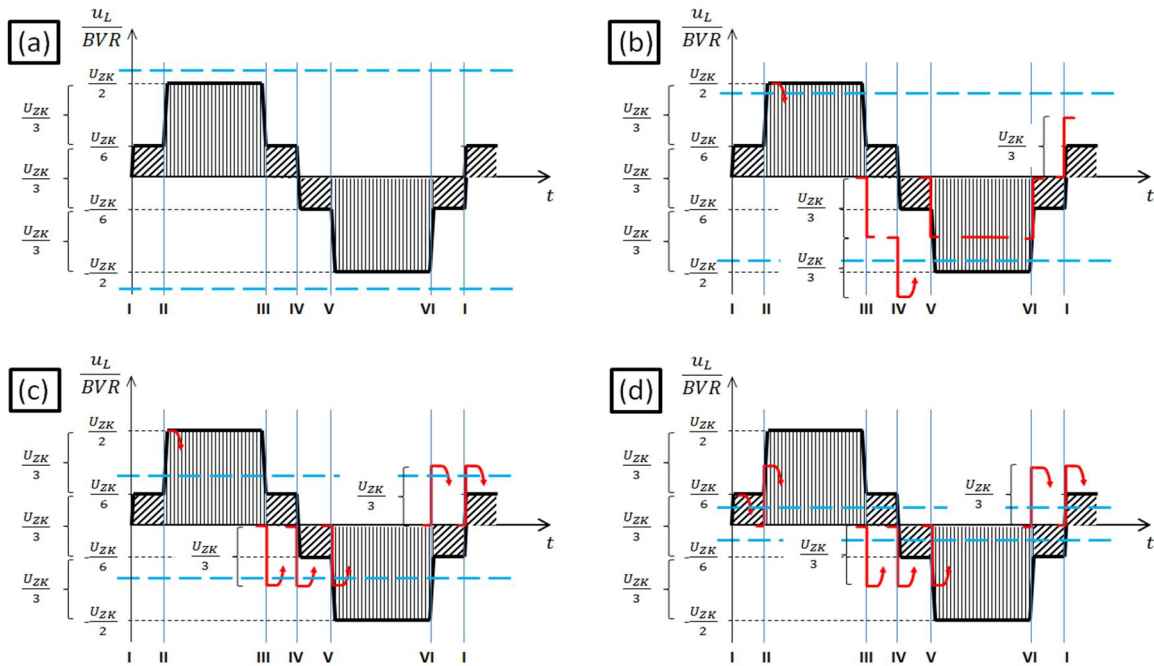


Bild 5.18 Kombinierte Darstellung eines exemplarischen Common-Mode-spannungsbedingten Verlaufs der Lagerspannung mit den möglichen EDM-Durchschlagsstufen (b) bis (d)

Die in Abschnitt 5.2.1 bestimmten Modellgleichungen geben die prozentuale Wahrscheinlichkeit für das Eintreten einer „elektrischen Reaktion“ im Lagerschmierpalt an, die beim Anlegen einer Impulsspannung der Amplitude \hat{U}_0 unter der Voraussetzung definierter Betriebsbedingungen vorliegt. Als mögliche Reaktion wird ein Impuls mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit vom Schmierfilm isoliert, zu einem Durchschlag führen, oder einen ohmschen Stromübergang herbeiführen. Die Common-Mode-Spannung eines Umrichters und die daraus resultierende Lagerspannung stellt im Grunde eine sequenzielle Aneinanderreihung von Impulsspannungen unterschiedlicher Amplituden dar. Für eine in Bild 5.18 dargestellte, sequenzielle Abfolge von verschiedenen Spannungsniveaus lässt sich für jeden Bereich der Sequenz die Wahrscheinlichkeit der jeweiligen „elektrischen Reaktionen“ berechnen. Mit dem Ansatz der „bedingten Wahrscheinlichkeiten“, bei dem die Wahrscheinlichkeit einer Reaktion innerhalb einer Sequenz durch die Werte der Vorgängersequenzen beeinflusst wird, ist es möglich, dieses in einer entsprechenden Abfolge zu berücksichtigen. Ein geeignetes Hilfsmittel zur Berechnung dieser mehrstufigen Wahrscheinlichkeiten ist der sogenannte Ereignisbaum, der, ausgehend von einem Startpunkt (Wurzel) über Verzweigungspunkte (elektrische Reaktionen an den Sequenzgrenzen) eine Vielzahl von Zweigen aufspannt. Beim Durchlauf der gesamten Sequenz von I bis VI entstehen Pfade, wie z. B. die für die möglichen EDM-Durchschlagsvarianten (b) bis (d). Nach [94] gelten für die Berechnung des Endergebnisses, d. h. in diesem Fall die Bestimmung der Ereigniszahlen bei einer definierten Schaltfrequenz, folgende Grundregeln (Zitat):

- ⊕ Die Wahrscheinlichkeiten längs eines Pfades werden miteinander multipliziert.
- ⊕ Führen mehrere Pfade zum gleichen Endergebnis, so addieren sich ihre Wahrscheinlichkeiten. (Zitatende)

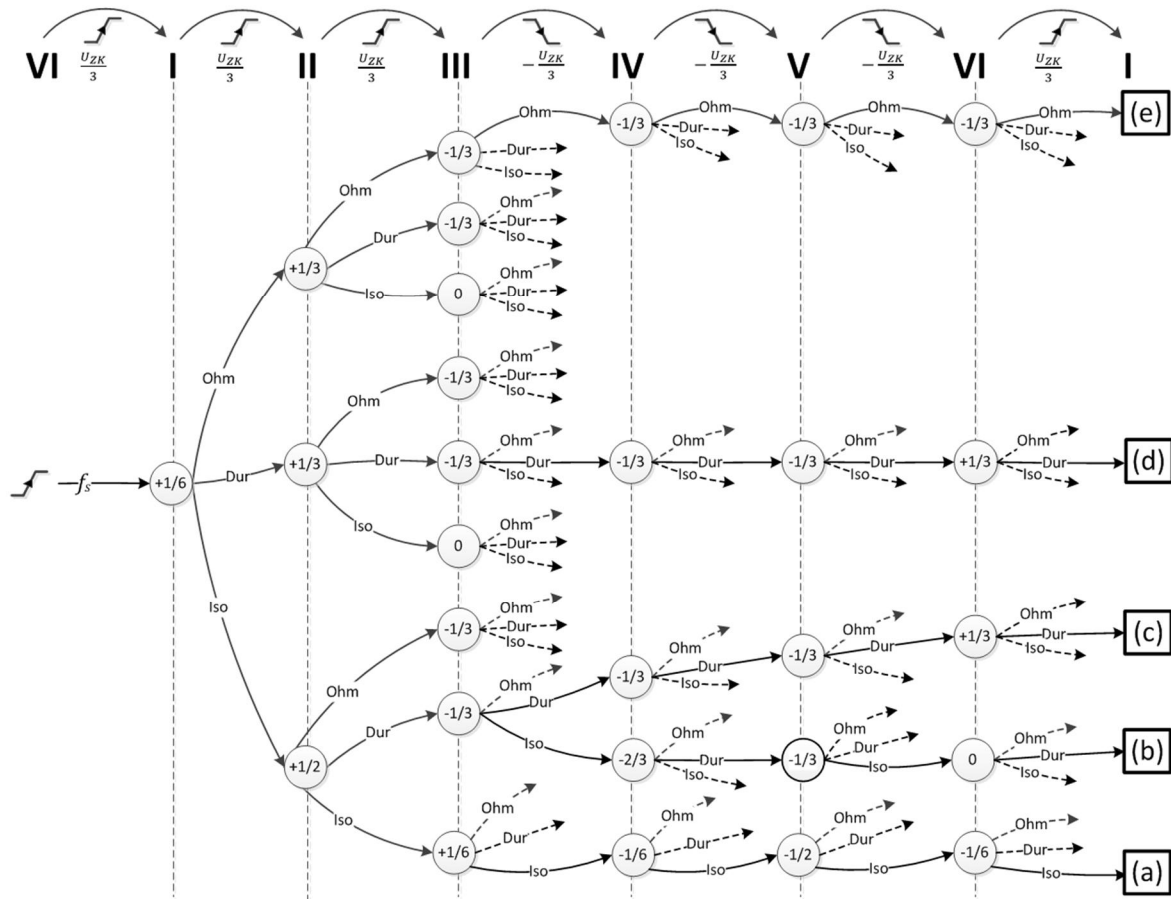


Bild 5.19 Wahrscheinlichkeitsbaum zur Bestimmung der Ereigniszahlen bei sequenziell auftretenden Spannungsstufen

Bei Anwendung dieser Regeln zur Bestimmung der Anzahlen für isolierte, ohmsche und Durchschlagereignisse entsteht das in Bild 5.19 auszugsweise dargestellte Baumdiagramm, in dem u. a. folgende Punkte aufgezeigt sind:

- ⊕ Zu erkennen sind die Sequenzgrenzen I bis VI mit den zugehörigen Common-Mode-Spannungssprunghöhen und -richtungen an den entsprechenden Übergängen.
- ⊕ Die an einer Sequenzgrenze vorliegende Spannungsstufe längs eines Pfads als Verhältnis zur Zwischenkreisspannung ist eingekreist dargestellt. Dies sind die Verzweigungspunkte, an denen entsprechend den dort vorherrschenden Wahrscheinlichkeiten die Aufteilung auf die drei nachfolgenden Ereigniszustände durchgeführt wird.
- ⊕ Beispielhaft sind die Pfade der Ereignisvarianten (a) bis (e) dargestellt.
- ⊕ Die Summe der Ereignisse (isoliert, ohmsch und Durchschlag) einer kompletten Sequenz ergibt sich aus der Addition der Teilergebnisse an den jeweiligen Sequenzgrenzen.

Im nachfolgenden Abschnitt werden die Ergebnisse des dargestellten Berechnungsverfahrens mit Messergebnissen einer realen Umrichter-Motor-Anordnung verglichen sowie eine Bestimmung der Parameter a und b der Gleichung 5-6 zur Berücksichtigung der veränderten Einschalt Dauern und niedrigeren Spannungshöhen durchgeführt.

5.2.3 Vergleich Messung – Rechnung

Anhand der Messergebnisse einer Motor–Umrichter-Anordnung nach Konfiguration K-05.1 (siehe Tabelle A-19), die sich aus der Kombination einer vierpoligen Asynchronmaschine mit einer Bemessungsleistung $P_N = 290 \text{ kW}$ (M-05) und eines Umrichters mit unregelter Einspeisung (U-05) zusammensetzt, soll der in Abschnitt 5.2.2.3 dargestellte Berechnungsansatz der bedingten Wahrscheinlichkeiten validiert werden. Der Motor ist an beiden Lagerstellen mit einer überbrückbaren Lagerisolation ausgestattet, die es ermöglicht, beidseitig die Lagerströme basierend auf der in Anhang A.4 dargestellten indirekten Methode zu messen. Um zirkulare Lagerströme zu verhindern, wurde jeweils eine Lagerstelle isoliert belassen. Die Strommessung erfolgte auf der entsprechend gegenüberliegenden Seite. Die an den Lagern vorliegende Kombination aus axialer Vorspannung und radial wirkender Gewichtskraft des Rotors führt auf eine Lagerbelastung von $C/P = 80$. Der Motor wurde ungekuppelt im Leerlauf betrieben, sodass nur EDM-Ströme auftreten konnten. Folgende Randbedingungen wurden eingehalten:

- ⊕ Lagertemperaturen: $\vartheta_{Lager} = 30 \text{ °C}$ und 60 °C (ungefähr identisch für beide Lagerstellen)
- ⊕ Drehzahlbereich $n = 350 \dots 1650 \text{ min}^{-1}$
- ⊕ Messtechnik nach Anhang A.3. Messwertaufnahme nach $t = 60 \text{ s}$
- ⊕ Netzspannung $U_{Netz} = 400 \text{ V}$
- ⊕ Schaltfrequenz $f_S = 2 \text{ kHz}$

Die im Motor eingesetzten Wälzlager sind vom Typ 6218 C3. Für die Messungen am Lagerversuchsstand wurde, wie in Abschnitt 5.1.1 beschrieben, ein Lager vom Typ 6210 C3 verwendet. Damit im Schmierpalt des Motorlagers die gleichen hydrodynamischen Geschwindigkeiten und damit vergleichbare Schmierfilmhöhen vorliegen, muss eine Drehzahlumrechnung mit Hilfe der in Abschnitt 4.4.2.1 dargestellten Faktoren erfolgen. Das Ergebnis ist ein Faktor $v_{6218}/v_{6210} = 1,797$, der bei voller Ausschöpfung des am LVS möglichen Drehzahlbereichs von $n = 600 \dots 3000 \text{ min}^{-1}$ die o. g. vergleichbaren Motordrehzahlen ergibt.

Wie in Abschnitt 3.1.1.1 gezeigt, weisen die Spannungen der beiden Zwischenkreishälften gegenüber Erde eine Welligkeit mit Anteilen der dreifachen Netzfrequenz auf. Der arithmetische Mittelwert der Spannung eines Zwischenkreiszeigs gegen Erde ist um den Faktor 0,955 geringer als der jeweilige Scheitelwert. Im Mittel schwanken damit die Amplituden der Spannungen der positiven und negativen Zwischenkreisschiene gegenüber dem Erdpotential um einen Wert ΔU , der sich mit

$$\Delta U = \frac{U_{Netz}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,955 - \frac{U_{ZK}}{2} \quad \mathbf{5-10}$$

aus der Differenz des gemittelten Scheitelwerts und der halben Zwischenkreisspannung $U_{ZK}/2$ berechnen lässt. Bei einem 400-V-Netz ergibt sich damit ein Offset von $\Delta U = 41,9 \text{ V}$, bei einem 690-V-Netz einer von $\Delta U = 72,3 \text{ V}$, der – unter Berücksichtigung der zeitlichen Mittelwerte – eine entsprechende Erhöhung der jeweiligen Common-Mode-Spannungspegel bewirkt.

Der zeitliche Verlauf der Lagerspannung ergibt sich aus der Multiplikation der Common-Mode-Spannung mit dem BVR des Motors (siehe Abschnitt 2.2.2). Wie in Kapitel 4 darge-

stellt, hat der Motor M-05 die parasitären Kapazitätswerte $C_{RS} = 2,2 \text{ nF}$ und $C_{WR} = 112 \text{ pF}$. Die betriebspunktabhängige Lagerkapazität lässt sich mit Hilfe von Gleichung 4-26 berechnen. Der daraus resultierende BVR-Verlauf ist für verschiedene Lagertemperaturen für ein C/P -Verhältnis von 80 in Bild 5.20 dargestellt. Bei einer Lagertemperatur von 23 °C wurden nach dem in Anhang A.4 beschriebenen Verfahren die BVR-Werte messtechnisch bestimmt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Rechnung. Aufgrund der sich vergrößernden Lagerkapazität mit steigender Lagertemperatur sinkt – wie schon in Abschnitt 4.5.2 beschrieben – das BVR, sodass sich im aufgespannten Drehzahl-Temperatur-Feld Werte von 2,2 % bis 2,9 % ergeben.

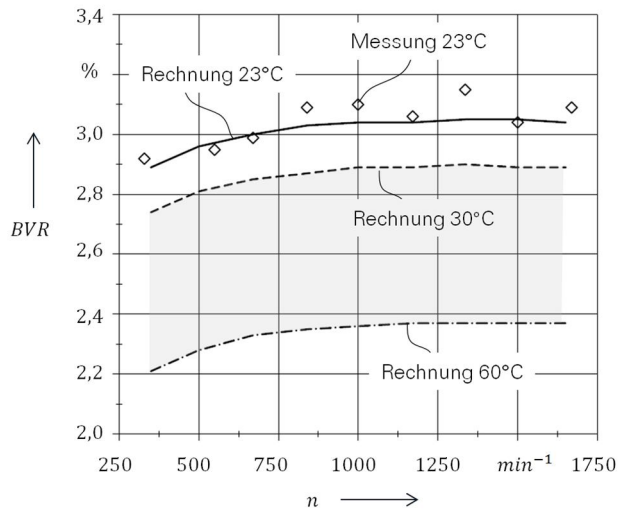


Bild 5.20 Vergleich der gemessenen und berechneten BVR-Werte für Motor M-05 in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Lagertemperatur

In Bild 5.21 sind die Koeffizienten und der Verlauf des Reduktionsfaktors k_U für Lagerspannungen unter 12 V (siehe Abschnitt 5.2.2.2) und der Faktor zur Reduktion der Isolationsfähigkeit k'_{Iso} bei – gegenüber den LVS-Versuchen – verlängerten Einschalt Dauern der gepulsten Spannung (siehe Abschnitt 5.2.2.1) dargestellt.

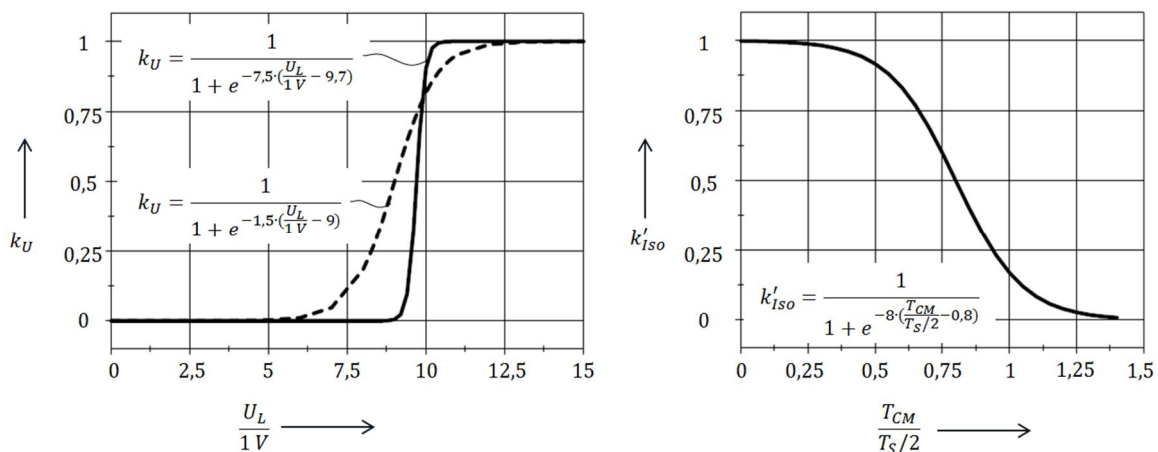


Bild 5.21 (a) Koeffizienten und Verlauf des Reduktionsfaktors k_U für Lagerspannungen unter 12 V (b) Koeffizienten und Verlauf des Faktors zur Reduktion der Isolationsfähigkeit k'_{Iso}

Für den Faktor k_U werden die Koeffizienten der Gleichung 5-6 in Abhängigkeit von der Stromübergangsart bestimmt. Im Fall eines EDM-Durchschlags beträgt $a = 7,5$ und $b = 9,7$, für ohmsche Übergänge wird $a = 1,5$ und $b = 9$ angesetzt. Damit wird berücksichtigt, dass das Durchschlagsverhalten im Lager mit sinkender Spannung und der damit verringerten elektrischen Feldstärke im Schmierpalt bei EDM-Durchschlägen schneller in einen isolierenden Zustand übergeht, als bei ohmschen Stromübergängen. Die Koeffizienten für den Faktor k'_{Iso} betragen $a = 8$ und $b = 0,8$.

Unter Verwendung der in Bild 5.21 aufgeführten Faktoren ergeben sich die in Bild 5.22 dargestellten berechneten EDM-Durchschläge pro Sekunde. Grundlage dafür sind die Modellgleichungen 5-1 bis 5-3, die Koeffizienten der Tabelle 5-2 für eine Lagerbelastung von $C/P = 100$ und die Anwendung des in Bild 5.19 dargestellten Ansatzes der bedingten Wahrscheinlichkeiten. Der Vergleich mit den gemessenen Werten des AS- und des BS-Lagers zeigt eine gute Übereinstimmung. Der Verlauf über der Drehzahl sowie das temperaturabhängige Verhalten werden mit Hilfe der Modellgleichungen und des beschriebenen Wahrscheinlichkeitsansatzes gut abgebildet.

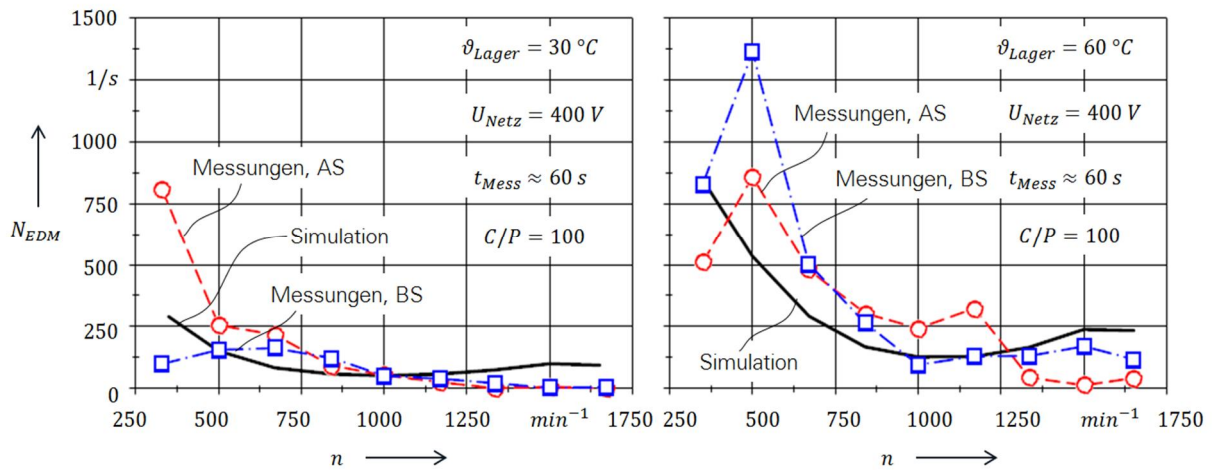


Bild 5.22 Vergleich der gemessenen und berechneten Anzahl von EDM-Durchschlägen am Beispiel der Konfiguration K-05.1

Die in Bild 5.22 über der Motordrehzahl dargestellten Ereigniszahlen sinken – ausgehend von 250 bis 750 Ereignissen pro Sekunde – mit steigender Drehzahl auf Werte zwischen 100 bis 200 pro Sekunde. Dies ist mit der verbesserten Isolierfähigkeit des Schmierfilms aufgrund des mit steigender Drehzahl wachsenden Schmierpalts zu erklären.

Die Messung wurde bei einer Netzspannung von $U_{Netz} = 400\text{ V}$ und einer damit verbundenen Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 540\text{ V}$ durchgeführt. Mit Hilfe der Modellrechnung lässt sich nun abschätzen, welche Ereigniszahlen ein Betrieb bei $U_{Netz} = 690\text{ V}$, d. h. bei einer Zwischenkreisspannung von 930 V zur Folge hätte. Die Ergebnisse solch einer Betrachtung sind bei sonst gleichbleibenden Bedingungen in Bild 5.23 für verschiedene Temperaturen, Laufzeiten und dynamischen Lagerbelastungen aufgetragen. Dabei sind neben den Ereigniszahlen für EDM-Durchschläge auch die Anzahl der ohmschen Stromübergänge sowie die Anzahl der Fälle mit isolierender Wirkung dargestellt.

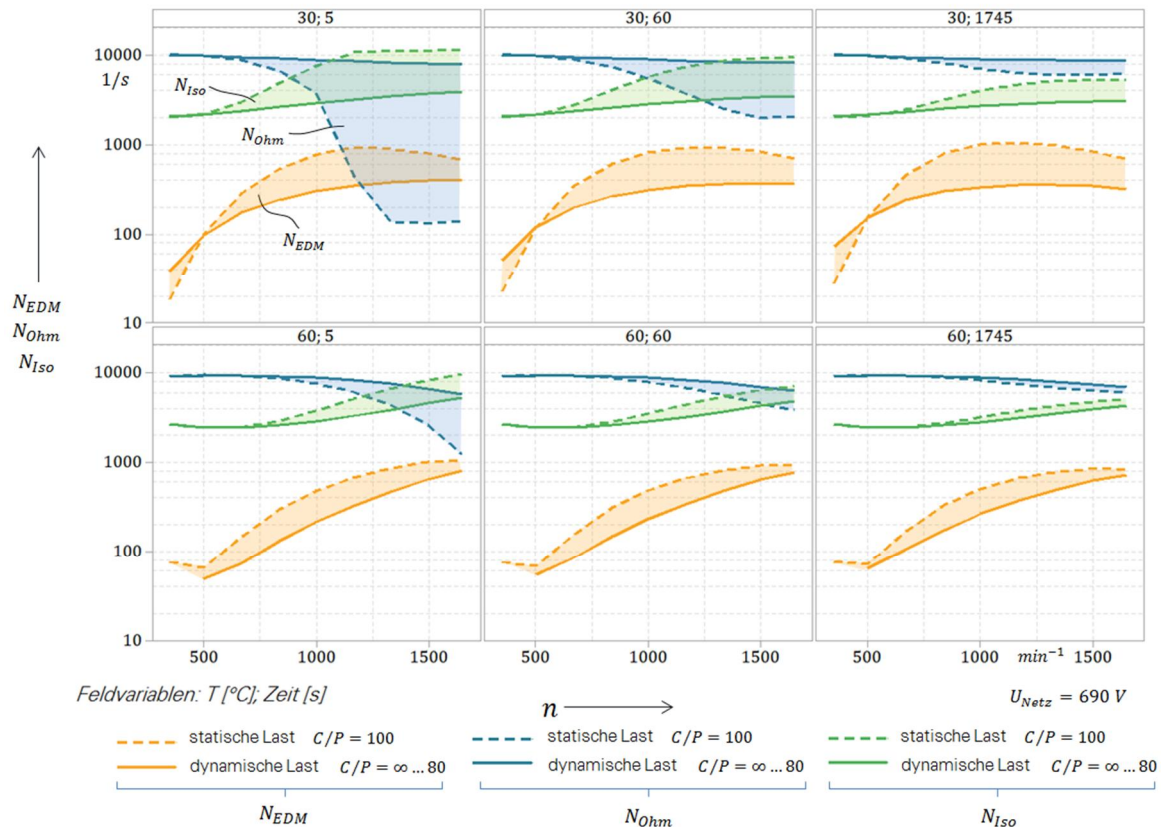


Bild 5.23 Modellrechnung zum Einfluss einer Netzspannung von 690 V am Beispiel der Konfiguration K-05.1

Bei Betrachtung der Verläufe in Bild 5.23 lassen sich nachfolgende Punkte kategorisieren und zusammenfassen:

- ⊕ Stromart: Grundsätzlich überwiegt die Anzahl der ohmschen Stromübergänge. Vor allem bei niedrigen Drehzahlen ist das die prägende Art des Stromübergangs.
- ⊕ Drehzahlverhalten: Mit wachsender Drehzahl steigt – auf Kosten der ohmschen Übergänge – die Isolierfähigkeit des Schmierfilms, aber auch die Anzahl von EDM-Durchschlägen.
- ⊕ Temperaturverhalten: Während bei 30 °C die maximale Anzahl für EDM-Durchschläge im mittleren Drehzahlbereich zu finden ist, verschiebt sich diese bei 60 °C hin zu höheren Drehzahlen.
- ⊕ Messzeitpunkt und Lagerbelastung: Bei niedrigen Lagertemperaturen zeigen sich starke Veränderungen in den Drehzahlabhängigkeiten für ohmsches bzw. isolierendes Lagerverhalten während der Laufzeit von 30 min. Dies gilt insbesondere für den Betrieb mit statischer Lagerbelastung. Bei $t = 5$ s ist im hohen Drehzahlbereich ein vermehrt isolierendes Verhalten erkennbar, das sich allerdings mit fortschreitender Zeit bei gleichbleibenden Betriebsbedingungen abschwächt und durch das ohmsche Verhalten übertriften wird. Die Häufigkeit der EDM-Durchschläge sinkt ebenfalls mit der Laufzeit – ein Verhalten, das auch bei den in Abschnitt 5.1.2.1 dargestellten Stichprobenversuchen zum Einfluss der Drehzahlvariabilität zu erkennen war. Im Fall einer dynamischen Lagerbelastung sind die Veränderungen nur sehr schwach ausgeprägt.

Die überwiegend ohmschen Stromübergänge bedeuten für den realen Motorbetrieb, dass hier insbesondere Maßnahmen zur Verringerung von Zirkular- und Rotor-Erdströmen vorzu-

sehen sind, d. h. nach den Ausführungen in Abschnitt 2.2 eine einseitige Lagerisolation und die Verwendung von symmetrischen, geschirmten Motorkabeln. Übrig bleiben allerdings die EDM-Ströme, die – anders als bei $U_{Netz} = 400V$ – einen Anstieg der Ereigniszahlen mit wachsender Drehzahl zu verzeichnen haben. Zur Bewertung, inwieweit sich damit ein kritischer Betrieb im Sinn einer Lagerschädigung ausbilden kann, muss neben der reinen Anzahl von EDM-Ereignissen auch die „Intensität“, d. h. der Energiegehalt eines Durchschlags innerhalb einer definierten Zeit betrachtet werden. Hierzu wird im nachfolgenden Abschnitt ein Verfahren zur Abschätzung der elektrischen Lagerbelastung hergeleitet und eine daraus resultierende, fiktive Lagerscheinleistung als Bewertungsgröße eingeführt.

5.3 Elektrische Lagerbelastung

Zur Beurteilung der schädigenden Wirkung von Lichtbogendurchschlägen in Wälzlagern haben sich in der Literatur vor allem zwei Betrachtungen etabliert: die über den Ansatz einer scheinbaren Lagerstromdichte (a) und der Energieansatz (b). Nachfolgend werden die dazugehörigen Verfahren näher beschrieben:

- (a) Scheinbare Lagerstromdichte: Ausgehend davon, dass ein stillstehendes Lager mit einer damit verbundenen großen Kontaktfläche einen hohen Strom zwischen den Wälzpartnern übertragen kann, ohne dass eine Schädigung eintritt, wurde in [20, 90] zur Klassifizierung von Lagerströmen die Hertz'sche Kontaktfläche in die Betrachtung einbezogen. Hierzu wird der über indirekte Messverfahren (siehe Anhang A.4) in der Nähe des Lagers bestimmte Scheitelwert der Lagerstromamplitude durch die Summe der Kontaktflächen der in der Lastzone befindlichen Wälzkörper geteilt. Bei Werten $< 0,8 \text{ A/mm}^2$ wird in dieser Literaturstelle ein sicherer Betrieb klassifiziert. Nachfolgende Arbeiten wie z. B. [1, 33] nutzen ebenfalls diesen Ansatz, verwenden aber nur $2/3$ des Scheitelwerts des ermittelten Lagerstroms. Die Grenzwerte dieser Literaturstellen unterscheiden zwischen einem sicheren Betrieb bei Stromdichten $< 0,3 \text{ A/mm}^2$ und einer wahrscheinlichen Schädigung bei Werten $> 0,7 \text{ A/mm}^2$. Der Bereich dazwischen wird als Übergangsbereich bezeichnet.
- (b) Energieansatz: Der Energieinhalt eines Funkens wird nach [30] unter Vernachlässigung der Lagerkapazitäten aus der Entladung der Kapazität Rotor – Ständer C_{RS} und der Umladung der Kapazität Wicklung – Rotor C_{WR} gespeist. In [95] wird die Kapazität C_{WR} dabei sogar vernachlässigt, in [96] wird nur die Lagerkapazität C_L verwendet und die Entladungsenergie mit $E_{EDM} = 1/2 \cdot C_L \cdot U_L^2$ bestimmt, d. h. aus dem Produkt der halben Lagerkapazität und des Quadrats der Lagerspannung zum Zeitpunkt des Zusammenbruchs. In [7, 95] wird die Energie durch das Integral der Entladungsleistung über der Zeit bestimmt. Hierzu werden die gemessenen Zeitverläufe von Lagerstrom und -spannung während der Phase der Lichtbogenentladung miteinander multipliziert. Die Fläche unterhalb dieser Leistungskurve entspricht der Energie. Ausgehend davon, dass für eine Phasenumwandlung eines festen Stoffs in den flüssigen oder gasförmigen Zustand ein bestimmter Energieaufwand notwendig ist, wird in [7] unter Vernachlässigung der Wärmeleitung und Verwendung des Enthalpieansatzes die Energiemenge bestimmt, welche für die Verflüssigung bzw. Verdampfung eines linsenförmigen Bereichs des Laufbahnmaterials notwendig ist.

Die wesentlichen Vor- und Nachteile sowie die möglichen Einschränkungen beider Ansätze sind:

- ⊕ Beide Verfahren setzen die Messung des Lagerstroms voraus. Eine indirekte Lagerstrommessung nach dem in Anhang A.4 beschriebenen Verfahren ist allerdings nur mit entsprechend präparierten Motoren möglich. Im normalen Feldeinsatz werden solche Motoren in der Regel nicht verwendet. Die bisher gewonnenen Ergebnisse beschränken sich daher auf System- und Prototypuntersuchungen, bei denen in „künstlich“ geschaffenen Testanordnungen versucht wird, in sechs- bis achtwöchigen Dauertests eine Lagerlebensdauer von bis zu fünf Jahren zu prognostizieren. Vergleichbare Messungen in realen Anlagenumgebungen sind selten oder gar nicht vorhanden.
- ⊕ Das Verfahren (a) benötigt neben der Messung des Lagerstroms auch – unter Berücksichtigung der Lastverteilung innerhalb des Motors – die Berechnung der realen Kontaktflächen in den Wälzlagern. Wie in Abschnitt 5.1 beschrieben, ist Letztere aber eher eine Abschätzung und mit großen Unsicherheiten behaftet, sodass die daraus berechnete scheinbare Lagerstromdichte ebenso großen Unsicherheiten unterliegt.
- ⊕ Der indirekt gemessene Lagerstrom ist immer nur ein äußerlich im „Netzwerk“ fließenden Strom. Der tatsächliche, im Schmier-spalt fließende „innere“ Strom ist nicht messbar und hat nach [1] einen eher impulsförmigen Verlauf. Die Werte des „äußeren“ Stroms sind stark vom Netzwerk abhängig und zeigen große Unterschiede zum Verlauf im Lagerschmier-spalt. So haben beispielweise die Kapazität der Zusatzisolation und die Induktivität der Überbrückungen einen großen Einfluss auf die gemessenen Amplituden. Eine Vergleichbarkeit verschiedener Messungen ist daher stark von der Vergleichbarkeit der eingesetzten Messanordnung abhängig. Der äußere Lagerstrom ist somit nicht mehr als ein Schätzwert, der nur auf der Basis von vielen Messungen und über die damit verbundenen Erfahrungswerte hinsichtlich des Schädigungsverhaltens eine Bewertungsgröße darstellen kann. Die Unterschiede zwischen dem „inneren“ und dem „äußeren“ Lagerstrom werden in Abschnitt 5.3.1 auf der Basis von Messungen am LVS näher analysiert.
- ⊕ Die Erstellung eines direkten Zusammenhangs zwischen der elektrischen Energie des Lichtbogendurchschlags und der für eine Phasenumwandlung notwendigen Energie ist aufgrund der beschriebenen Unklarheiten bei der im Schmier-spalt ablaufenden Energieübertragung (innerer Lagerstrom) schwierig bis unmöglich. Auch hier können nur über eine Vielzahl von Experimenten Erfahrungen gewonnen werden, die es ermöglichen, schrittweise einen Grenzbereich einzukreisen.
- ⊕ Tatsächlich zeigen die bisherigen Untersuchungen nach (a), dass die Grenzwerte $0,3 \text{ A/mm}^2$ und $0,7 \text{ A/mm}^2$ nur für den Fall $< 0,3 \text{ A/mm}^2$ bestätigt werden können [3,33]. Bei größeren Werten waren die Ergebnisse hinsichtlich der Ausprägung einer Riffelbildung unbestimmt [1]. Dazu waren eine Vielzahl von Dauertest notwendig, die – nicht beschleunigt – in der Regel als 1000-h-Tests durchgeführt wurden. Wie schon oben erwähnt, ist das mit Blick auf die Aussagefähigkeit für eine Lagerlebensdauer von 40.000 h sehr unsicher. Dabei wird von einem linearen Schädigungsfortschritt ausgegangen. Nach [7] ist der Schädigungsfortgang aber eher exponentiell, d. h. lawinenartig, sodass eine Extrapolation auf die hohe Gesamtlaufzeit keine verlässliche Aussage erlaubt.

Aufgrund der dargestellten Einschränkungen der jeweiligen Verfahren soll im Rahmen dieser Arbeit ein vereinfachter Ansatz beschrieben werden, welcher auf der Basis der Messungen am LVS eine Möglichkeit für eine grobe Klassifizierung der elektrischen Lagerbelastung darstellt. Dazu soll im ersten Schritt eine Betrachtung der am LVS gemessenen betriebspunkt-abhängigen Strom- und Spannungsamplituden mit einer nachfolgenden Analyse eines Lichtbogendurchschlags durchgeführt werden.

Bei den Versuchen am LVS wurden – wie in Abschnitt 5.1.1 beschrieben – für jeden Betriebspunkt die Daten für den Zeitraum von einer Sekunde aufgezeichnet. Die nachgelagerte Auswertung selektierte die jeweiligen elektrischen Belastungszustände. Im Fall eines Durchschlags wurden ebenso die entsprechenden Spitzenwerte von Strom und Spannung herausgeschrieben. Die daraus über den Zeitraum von einer Sekunde berechneten Mittelwerte der Amplituden von Lagerstrom und -spannung bei einer Temperatur von 60 °C sind in Bild 5.24 für verschiedene Messzeitpunkte und unterschiedliche Lagerbelastungen in Form von 3D-Grafiken dargestellt.

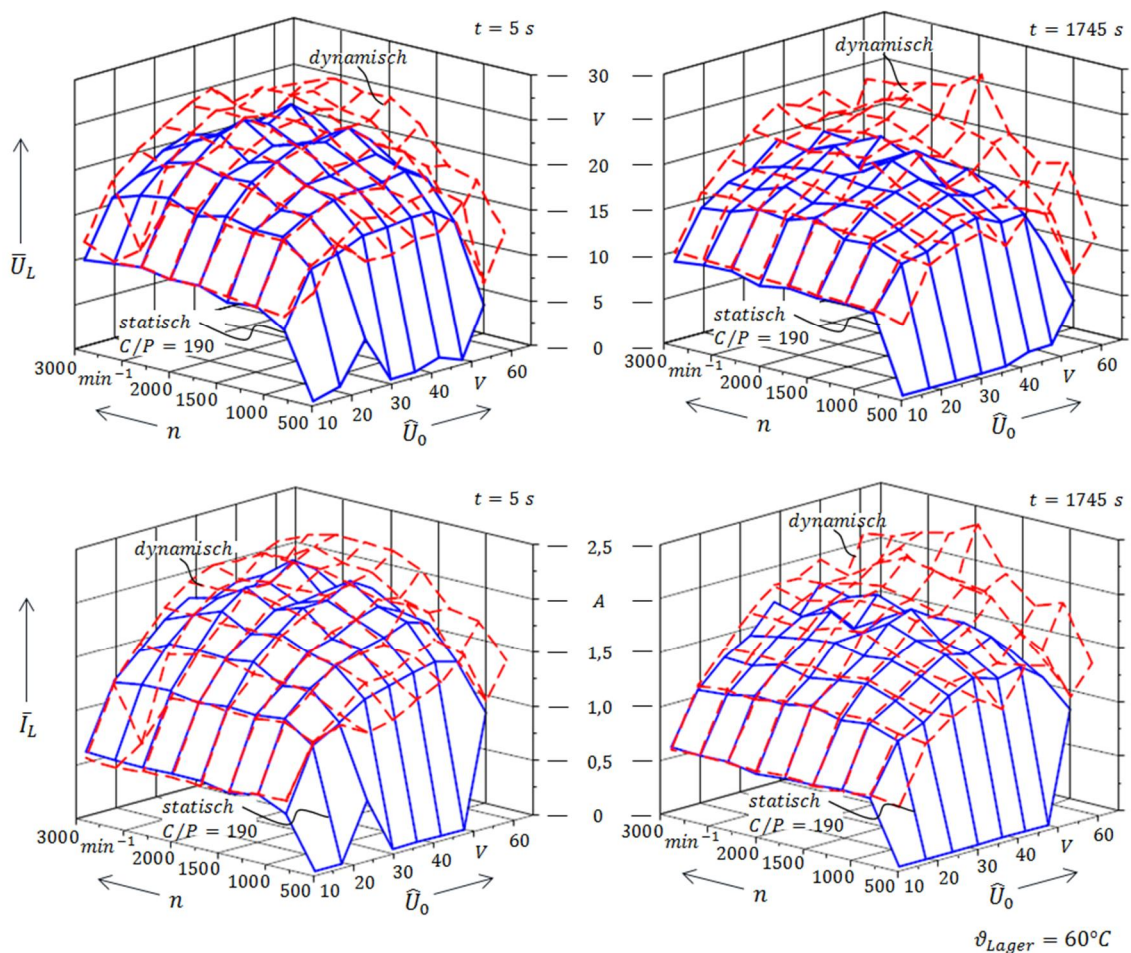


Bild 5.24 Darstellung der über einen Zeitraum von einer Sekunde gemittelten Amplituden von Lagerstrom und -spannung im Fall eines EDM-Durchschlags in Abhängigkeit von Drehzahl und Verstärkerspannung bei einer Lagertemperatur von 60 °C

Folgendes lässt sich daraus ablesen:

- ⊕ Ein dynamischer Betrieb führt vor allem bei höheren Amplituden der Verstärkerspannung zu im Vergleich zur statischen Belastung höheren Werten. Während direkt nach Errei-

chen des Betriebspunkts ($t = 5$ s) nur ein leichter Unterschied erkennbar ist, liegen nach ca. 30 min die Amplitudenwerte bei statischer Last teils deutlich unterhalb derer der dynamischen Belastung.

- ⊕ Während sich die mittleren Amplituden der Lagerspannung in einem Bereich von 12 V bis 25 V bewegen, ergeben sich für den Strom mittlere Werte von 0,5 A bis 2,2 A.

Für den Fall, dass die auf Seite 157 beschriebene scheinbare Lagerstromdichte als Ansatz zur Ermittlung von Grenzbedingungen genutzt wird, muss der Scheitelwert des gemessenen Lagerstroms durch die Summe der Druckflächen sämtlicher belasteter Wälzkörper geteilt werden. In Bild 5.25 sind dazu die berechneten Werte des LVS-Testlagers 6210 C3 für ausgewählte Lastverhältnisse in verschiedenen Polardiagrammen dargestellt.

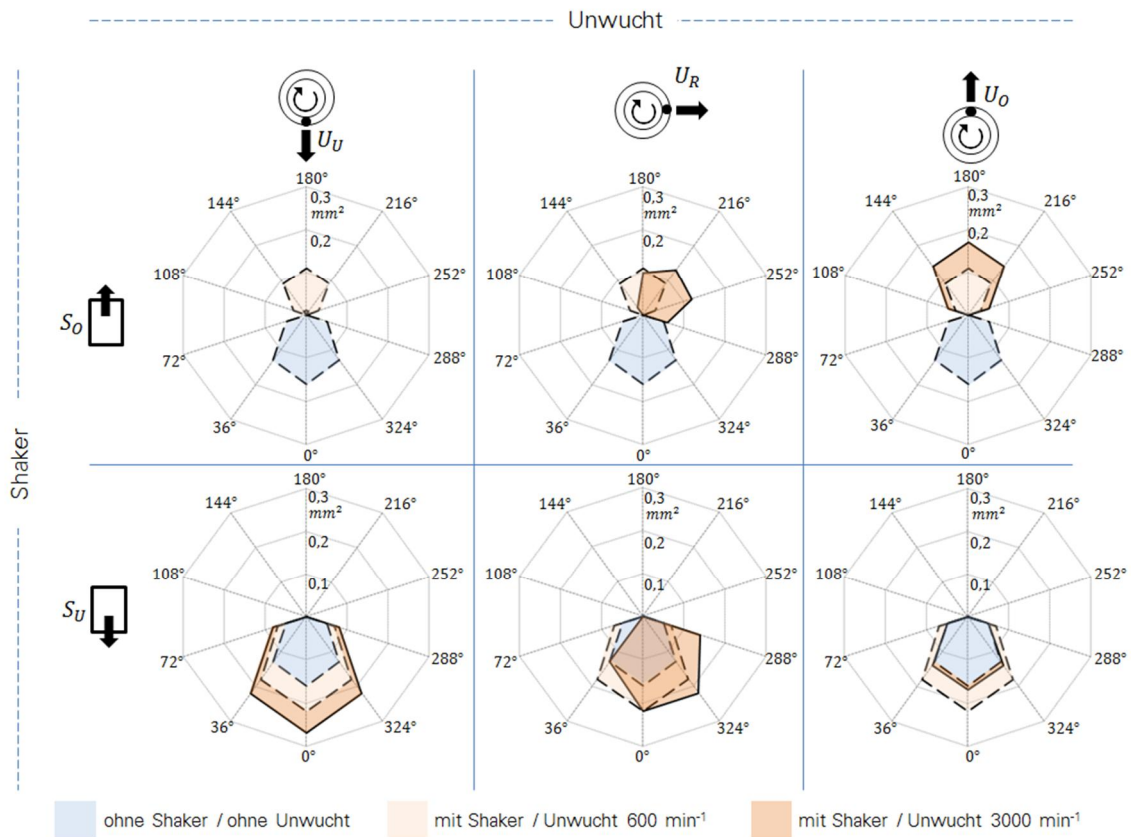


Bild 5.25 Darstellung der berechneten ortsabhängigen Kontaktflächen des LVS-Testlagers 6210 C3 für ausgewählte Lastverhältnisse und Drehzahlen

Die sechs Segmente der Grafik zeigen dabei unterschiedliche Positionen der dynamischen Lasteinleitung. In der oberen Zeile sind die Fälle zusammengefasst, bei denen sich der Shaker am oberen Anschlag befindet, in der unteren Zeile die Werte für die untere Begrenzung. In der rechten Spalte ist die Position der Unwuchtmasse unten, in der mittleren Spalte seitlich, und in der linken Spalte befindet sich das Gewicht oben. Neben den dynamischen Kontaktflächen bei minimaler und maximaler Drehzahl ist auch die Flächenverteilung bei statischer Last zu sehen. Während die statische Last konstant in Richtung der Winkelposition 0° wirkt, bewegen sich die Kontaktflächen im dynamischen Fall in Abhängigkeit von der Positionen der Lasteinleitungen und führen damit zu unterschiedlichen Druckflächenwerten.

Bei statischer Last ergibt sich eine Summenfläche von $0,5 \text{ mm}^2$, im dynamischen Fall kann bei 3000 min^{-1} ein lastfreier Zustand entstehen oder aber Kontaktflächen in einem Bereich von $0,35 \text{ mm}^2$ bis $0,72 \text{ mm}^2$ (bei 600 min^{-1}) bzw. $0,47 \text{ mm}^2$ bis $0,81 \text{ mm}^2$ (bei 3000 min^{-1}) an den Winkelpositionen 0° und 180° . Daraus ergeben sich Stromdichten von 1 A/mm^2 bis $4,4 \text{ A/mm}^2$. Im dynamischen Fall erweitert sich dieser Bereich von $1,4 \text{ A/mm}^2$ bis theoretisch unendlich. Damit lägen sämtliche Werte für die berechneten scheinbaren Lagerstromdichten oberhalb der in der Literatur angegebenen Grenzwerte, d. h. es hätte jeder Versuchslauf am LVS zu einer Riffelbildung im Testlager führen müssen. Wie aber in den in Abschnitt 5.1.2 dargestellten Dauerversuchen und in den in Abschnitt 5.3.2 gezeigten Ergebnissen von systematischen Grenzwertversuchen veranschaulicht wurde, tritt eine Riffelbildung nur unter definierten Grenzbedingungen auf, die aber nicht mit dem Grenzwertansatz der scheinbaren Lagerstromdichte korrelieren.

In Folgenden wird ein Leistungsansatz unter Berücksichtigung der Scheitelwerte von Lagerstrom und -spannung hergeleitet, der es erlaubt, unabhängig von den Druckflächenverhältnissen im Lager Grenzbereiche zu definieren. Dazu werden im nächsten Abschnitt die Verhältnisse einer Lichtbogenentladung am LVS genauer analysiert.

5.3.1 Analyse von Lichtbogendurchschlägen

Wie in Abschnitt 2.1 dargestellt, führt eine Funkenentladung zu einer linsenförmigen Aufschmelzung oder zu einer Verdampfung des Laufbahnmaterials. Letzteres führt, wie in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, zu einer Riffelbildung. Der in [7] dargestellte Energieansatz setzt voraus, dass die Materialumwandlung innerhalb weniger Nanosekunden geschieht, da sonst die über die Wärmeleitung des Laufbahnmaterials abfließende Energie eine Phasenumwandlung verhindern würde. In [96] wurde auf der Basis von Thermosimulationen gezeigt, dass innerhalb der ersten Nanosekunde eines Lichtbogendurchschlags die Temperatur im Plasmakanal bis zu 3000 K annehmen kann, damit die Schmelztemperatur des Laufbahnmaterials teils deutlich überschreitet und somit Material verdampft. Die dafür notwendige Energie ist in der Kapazität des Schmierfilms vor dem Zusammenbruch gespeichert.

Zur Übertragung dieser Erkenntnisse auf die Versuche am LVS ist in [91] die exemplarische Analyse eines Lichtbogendurchschlags am LVS durchgeführt worden. Damit kann das elektrische Verhalten im Lagerschmierspalt durch Simulation und vergleichende Messung näher beschrieben werden. Nachfolgende Rand- und Betriebsbedingungen wurden dabei berücksichtigt:

- ⊕ Betriebspunkt: $\vartheta_t = 60 \text{ }^\circ\text{C}$, $n = 2250 \text{ min}^{-1}$, statische Last $C/P = 190$, $\hat{U}_0 = 32 \text{ V}$
- ⊕ Modellierung der Einzelkomponenten wie Zuleitung, Lagerbock, Welle, Lagerringe und Wälzkörper mittels ANSYS Electronic Desktop (Q3D) mit nachfolgender Implementierung der Elemente in das Gesamtmodell und Simulation mittels ANSYS Simplorer (Anhang A.5) (siehe Bild 5.26 oben).
- ⊕ Berechnung der betriebspunktabhängigen Lager-Gesamtkapazität mittel Gleichung 4-26 und Abschätzung der Teilkapazitäten der in der Lastzone befindlichen Wälzkörper unter Berücksichtigung der Hertz'schen Druckflächen nach Bild 5.25.
- ⊕ Modellierung der Wälzkörperübergänge durch die Parallelschaltung von Lagerteilkapazität und Übergangswiderständen für die Kontaktbereiche des Innen- und des Außenrings (siehe Bild 5.26 unten rechts).

Bei den in [97] gezeigten Untersuchungen zum Erosionsverhalten von Kathodenmaterial unter dem Einfluss von Lichtbogenentladungen wird die in einer Kapazität gespeicherte Durchschlagsenergie über einen parallelgeschalteten Widerstand innerhalb weniger Nanosekunden abgebaut. In den dort gezeigten Strom- und Spannungsverläufen werden dafür zwei Bereiche markiert:

- ① 0.. 5 ns: steiler Stromanstieg bei fast konstanter Spannung
- ② 5...> 50 ns: kontinuierlicher Abfall von Strom und Spannung

Wenn durch den beschriebenen Parallelwiderstand dieses Verhalten elektrisch nachgebildet werden soll, muss dieser – ausgehend von einem anfänglich hochohmigen Wert (Bereich①) – steil abfallen, um in der nachfolgenden Zeit (Bereich②) auf niedrigem Niveau – leicht abfallend – zu verbleiben. Durch die Analyse der am LVS gemessenen Zeitverläufe von Lagerstrom und -spannung soll der zeitabhängige Wert des Parallelwiderstands näherungsweise berechnet werden. In der unteren linken Grafik von Bild 5.26 ist die Veränderung dieses Widerstands über den Zeitraum einer Lichtbogenentladung dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich analog zu [96, 97] ein sehr kurzer Zeitbereich von ca. 0,6 ns ausbildet, in dem der Widerstand R_D von „hochohmig“ auf ca. 100 Ω abfällt, um in den nachfolgenden 35 ns gegen Null zu streben.

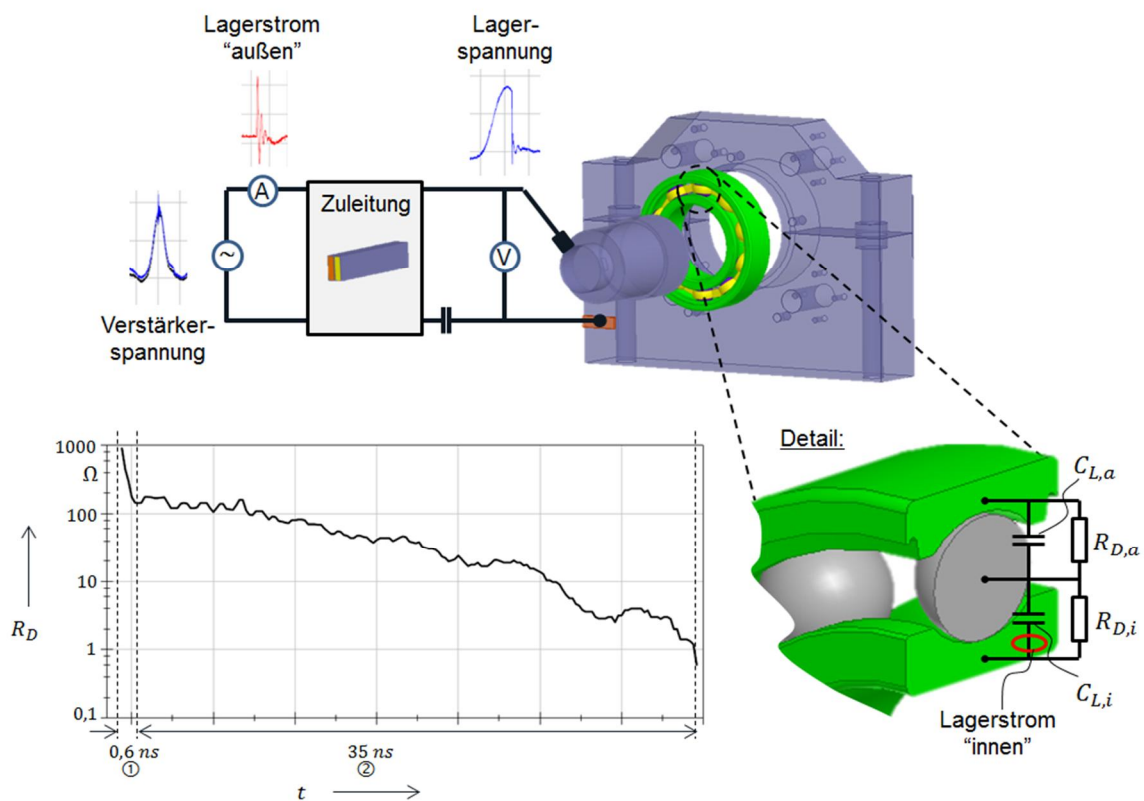


Bild 5.26 Darstellungen zur exemplarische Analyse eines Lichtbogendurchschlags am LVS nach [91]

Unter Anwendung der beschriebenen Durchbruchcharakteristik auf die in der Lastzone befindlichen Wälzkörper-Parallelwiderstände ergibt sich bei gegebener Verstärkerspannung der im linken Teilbild von Bild 5.27 dargestellte, simulierte Strom- und Spannungsverlauf. Dieser zeigt eine gute Übereinstimmung mit den messtechnisch ermittelten Werten.

In der linken Grafik von Bild 5.27 ist der Verlauf des simulierten „inneren“ Lagerstroms zusätzlich zu dem Verlauf des „äußeren“ Stroms aufgetragen. Es ist deutlich erkennbar, dass zum Zeitpunkt des Zusammenbruchs eine markante Stromspitze auftritt, die in ihrem Spitzenwert mit dem „äußeren“ Maximalwert vergleichbar ist. Damit wird hier, ebenso wie in [1], aufgezeigt, dass die Vorgänge im Schmier-spalt deutlich schneller sind als die im äußeren Netzwerk messbaren und somit aufgrund der damit verbundenen hohen Leistungsspitzen tatsächlich eine Energieübertragung unter Vernachlässigung der Wärmeableitung in das Laufbahnmaterial ermöglichen, die zu einer Materialverdampfung führen kann.

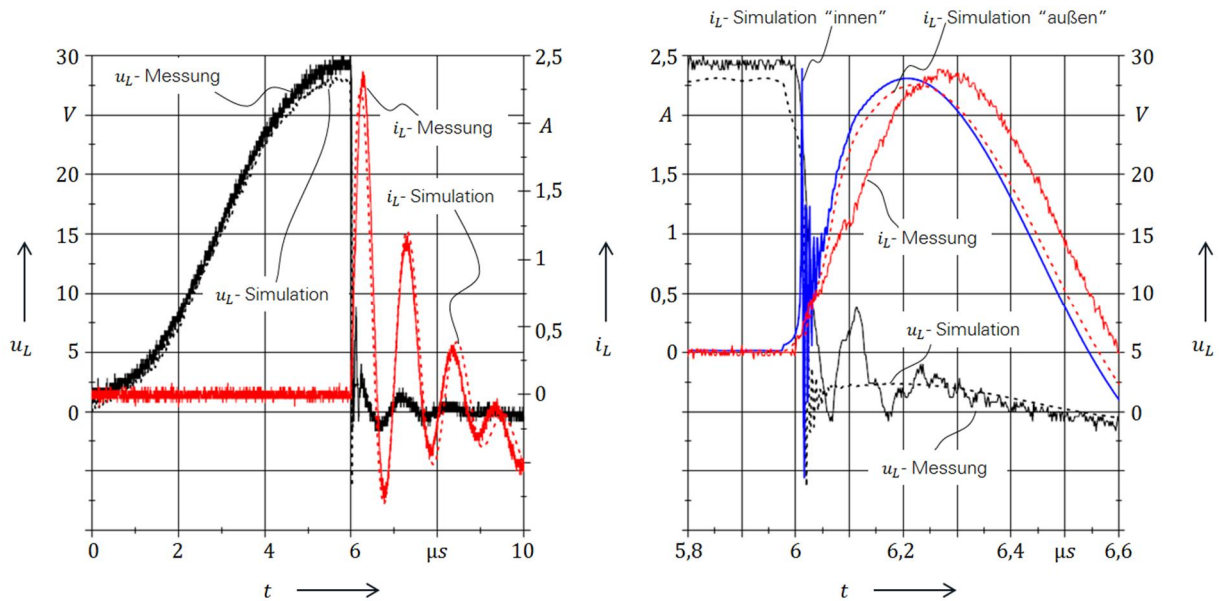


Bild 5.27 Vergleich von gemessenen und simulierten Strom- und Spannungsverläufen am LVS

5.3.2 Lagerscheinleistung als Grenzwert

Die auf Seite 157 genannten Ansätze zur Beschreibung und Klassifizierung kritischer elektrischer Betriebszustände in Wälzlagern haben – wie dargestellt – verschiedene Nachteile und Einschränkungen. Eine genaue Einordnung, inwieweit ein Betriebszustand als kritisch bzw. unkritisch eingestuft werden kann, ist auf diese Weise nicht verlässlich durchführbar. In der Regel ist es nicht möglich, den genauen Betriebszustand eines Motorwälzlagers im realen Anlagenbetrieb zu beschreiben. Drehzahlen, Temperaturen und vor allem Lagerbelastungen sind nicht immer zweifelsfrei zu ermitteln. Die Angaben zu den elektrischen Lagerbelastungen beschränken sich auf punktuelle Spannungs- und Erdstrommessungen, es fehlen die Daten zur Betriebshistorie und zu den aktuellen Drehzahl-/Lastprofilen. Damit wird eine Grenzwertbetrachtung im Anlagenkontext immer auf Schwierigkeiten stoßen und somit nicht zu einer zweifelsfreien „Ampeldarstellung“ führen können. Nichtsdestoweniger ist es möglich, einige der Einschränkungen der bisherigen Grenzwertansätze zu umgehen. Im Folgenden soll ein vereinfachtes Verfahren dargestellt werden, das basierend auf einer Leistungsbetrachtung die Möglichkeit bietet, ohne Kenntnis der Kontaktverhältnisse im Wälzlager eine grobe Klassifizierung durchzuführen. Grundlage ist der in Abschnitt 5.3.1 dargestellte Verlauf des „inneren“ Lagerstroms und die damit verbundene Energieübertragung innerhalb extrem kurzer Zeiträume. Die daraus entstehende Leistungsspitze ist die Basis für eine mögliche Verdampfung des Laufbahnmaterials. Unter der Annahme, dass in erster Nä-

herung der Scheitelwert des „inneren“ Lagerstroms dem des „äußeren“ entspricht, ist es möglich, die Lagerscheinleistung \hat{S}_L durch die Multiplikation der Spitzenwerte von Lagerstrom \hat{I}_L und Lagerspannung \hat{U}_L gemäß

$$\hat{S}_L = \hat{U}_L \cdot \hat{I}_L \quad \text{5-11}$$

zu berechnen.

Neben den in Abschnitt 5.2 beschriebenen Variationsversuchen mit dem Ziel der Modellbildung zur Vorhersage der elektrischen Zustände im Wälzlager sind ebenso Dauerversuche unter Variation der Spitzenwerte der Verstärkerspannung durchgeführt worden. Dazu wurden die entsprechenden Testlager bei einer Lagertemperatur von $\vartheta_L = 60 \text{ °C}$ und einer Drehzahl von $n = 2250 \text{ min}^{-1}$ mit dynamischer Last betrieben und nach einem Zeitraum von 200 h einer REM-Analyse unterzogen.

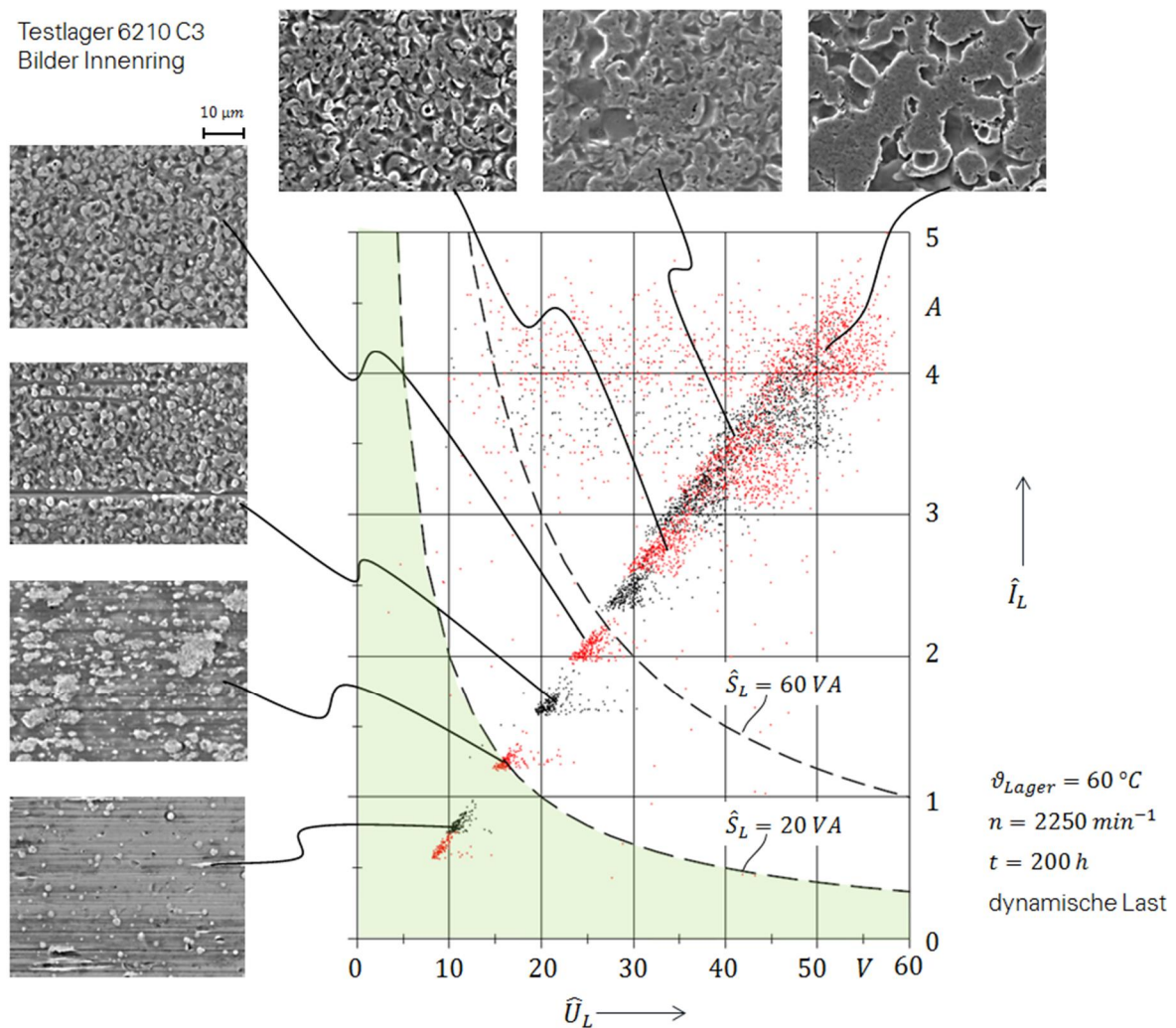


Bild 5.28 Darstellung der gemessenen Spitzenwerte von Lagerstrom und -spannung mit den dazugehörigen REM-Aufnahmen der Lagerlaufbahnen im Rahmen der Grenzwert-Dauerversuche am LVS

Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind in Bild 5.28 in Form von Spitzenwerten der elektrischen Lagerbelastungen und den entsprechenden REM-Aufnahmen der Lagerlaufbahnen dargestellt:

- ⊕ Bei Variation der Verstärkerspannung in einem Bereich von $\hat{U}_0 = 10 \dots 55 \text{ V}$ sind Lagerstromamplituden von $\hat{I}_L = 0,5 \dots 4,5 \text{ A}$ aufgetreten. Die entsprechenden Werte sind in Abhängigkeit von den gemessenen Lagerspannungen in dem Diagramm dargestellt.
- ⊕ Die Verläufe für eine Lagerscheinleistung von $\hat{S}_L = 20 \text{ VA}$ bzw. 60 VA sind als Hyperbeln eingezeichnet.
- ⊕ Für elektrische Lagerbelastungen mit $\hat{S}_L \geq 60 \text{ VA}$ war schon nach einer Laufzeit von 200 h eine Riffelbildung erkennbar. Dies ist auch an der deutlich aufgelockerten Oberflächenstruktur zu erkennen, die auf größere Verdampfungsbereiche hindeutet.
- ⊕ In einem Bereich von $20 \text{ VA} < \hat{S}_L < 60 \text{ VA}$ trat nach 200 h keine Riffelbildung auf. Die in den REM-Aufnahmen zu erkennende Oberflächenstruktur deutet aber auch auf Verdampfungen hin, sodass sich hier möglicherweise bei einer längeren Laufzeit eine Riffelbildung ausprägen kann.
- ⊕ Bei Werten von $\hat{S}_L \leq 20 \text{ VA}$ war auch bei anschließenden Stichprobenversuchen mit Versuchsdauern bis zu 1500 h keine Riffelbildung erkennbar. Die sich einstellende Oberflächenstruktur zeigt deutliche Unterschiede zu den Aufnahmen bei Werten von $\hat{S}_L > 20 \text{ VA}$

Zusammengefasst gelten für die weiteren Betrachtungen folgende Grenzbereiche:

- (A) Sicherer Betrieb: $\hat{S}_L \leq 20 \text{ VA}$
- (B) Übergangsbereich: $20 \text{ VA} < \hat{S}_L < 60 \text{ VA}$
- (C) Kritischer Betrieb: $\hat{S}_L \geq 60 \text{ VA}$

In Bild 5.29 sind die bei den Variationsversuchen in einem Zeitraum von einer Sekunde gemessenen Werte der Lagerscheinleistungen als Mittelwerte für verschiedene Drehzahlen, Verstärkerspannungen, Messzeitpunkte und Lagerbelastungen dargestellt.

Bild 5.29 oben zeigt die Variation der Lagerlasten in einem Detailbild und die Veränderung der Messzeitpunkte in den linken und rechten Grafiken. Die unteren Verläufe zeigen die Zeitvariationen in einem Diagramm und die Lastveränderungen in den beiden Teilgrafiken.

Folgendes lässt sich daraus erkennen:

- ⊕ Insbesondere bei dynamischer Belastung ist ein deutlicher Anstieg von \bar{S}_L in Abhängigkeit von der Verstärkerspannung, aber nur eine leichte Steigerung mit wachsender Drehzahl erkennbar.
- ⊕ Bei dynamischer Belastung ist der Einfluss der Verstärkerspannung deutlicher ausgeprägt, was mit den größeren Variationen der Schmierfilmhöhen im Lager aufgrund der Schwingbewegungen zusammenhängt.
- ⊕ Der Messzeitpunkt ist vor allem bei statischer Belastung entscheidend. Die Unterschiede zwischen $t = 5 \text{ s}$ und $t = 1745 \text{ s}$ sind hier besonders deutlich, während die Werte bei dynamischer Last davon weitestgehend unberührt sind und auf teilweise konstant hohem Niveau verbleiben.

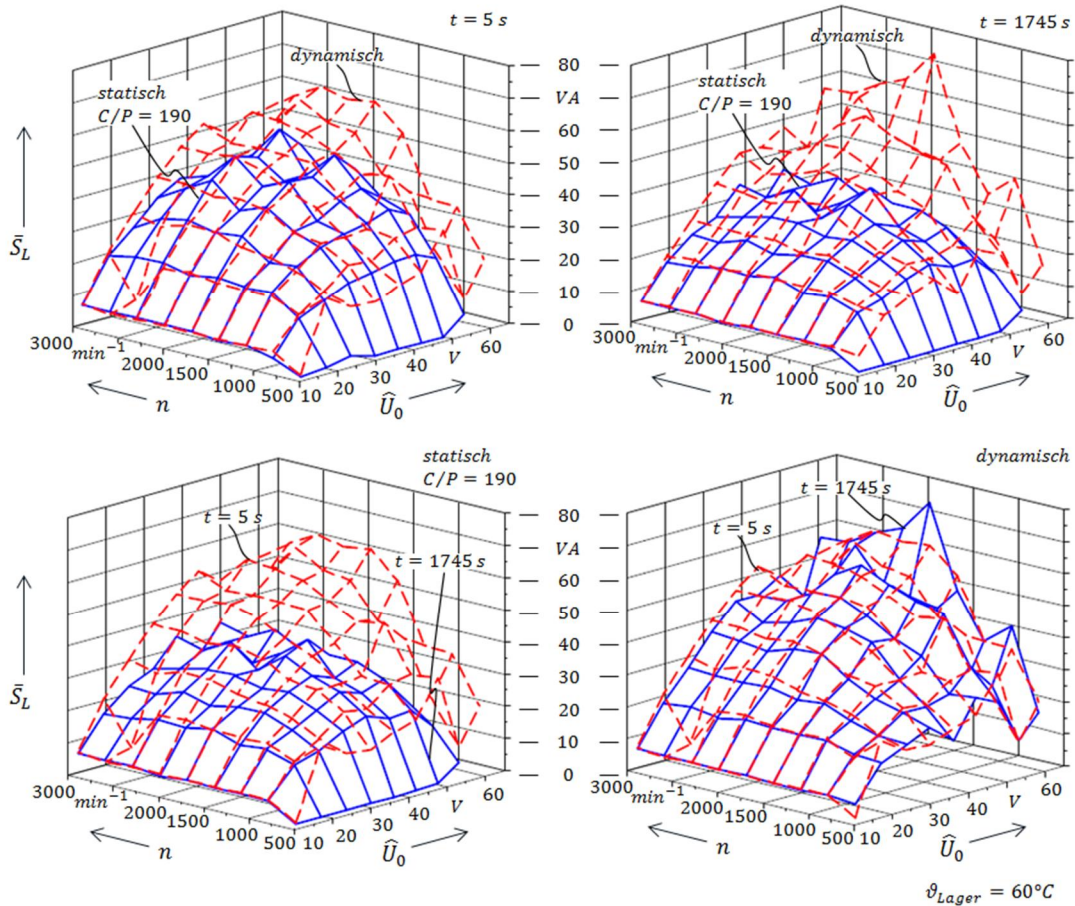


Bild 5.29 Darstellung der über einen Zeitraum von einer Sekunde gemittelten Amplituden der Lagerscheinleistung im Fall eines EDM-Durchschlags in Abhängigkeit von Drehzahl und Verstärkerspannung bei einer Lagertemperatur von 60 °C

Verglichen mit den Aussagen zu den Ereigniszahlen für EDM-Durchschläge aus Abschnitt 5.2.3, wo der Betrieb unter statischer Belastung zu höheren Ereigniszahlen geführt hat, zeigt sich, dass unter Berücksichtigung der damit zusammenhängenden Lagerscheinleistung ein kritischer Betrieb trotz geringer Ereigniszahlen entstehen kann. Ebenso wird deutlich, dass, wie in Abschnitt 5.1.2.1 gezeigt, ein ständiger Drehzahlwechsel zu höheren Lagerbelastungen führen kann.

Analog zu dem in Abschnitt 5.2.1 beschriebenen Vorgehen zur Regressionsrechnung der Ereignisanzahlen wird für die Bestimmung der Modellgleichungen zur Berechnung der Lagerscheinleistung ein multipler Ansatz gemäß

$$\frac{\bar{S}_L}{VA} = X \quad \text{5-12}$$

gewählt. Grundlage dafür ist die mit Gleichung 5-3 berechnete Größe X , in der die Parameter Temperatur ϑ , Drehzahl n , Spannung U und Zeit t in dimensionslose Größen umgewandelt und logarithmiert verwendet werden. Die notwendigen Koeffizienten $K_0 \dots K_{13}$ unter-

scheiden sich natürlich deutlich von den für die Ereigniswahrscheinlichkeiten ermittelten Koeffizienten aus Tabelle 5-2 und sind in Tabelle 5-3 angegeben.

Tabelle 5-3 Darstellung der Koeffizienten K_0 bis K_{13} der Gleichung 5-3 sowie R^2 -Werte zur Berechnung der Lagerscheinleistung nach Gleichung 5-12 für verschiedene Belastungsfälle

Koeffizient	Abhängigkeit	statische Lagerlast		dynamische Lagerlast
		$C/P = 190$	$C/P = 100$	$C/P = lastfrei \dots 80$
		\bar{S}_L	\bar{S}_L	\bar{S}_L
		(5-12) in VA	(5-12) in VA	(5-12) in VA
K_0	–	– 770,8	– 723,5	– 188,7
K_1	ϑ	254,5	207,2	260,1
K_2		– 71,25	–	– 98,71
K_3	n	254,32	224,15	30,1
K_4		– 55,1	– 36,9	– 30,52
K_5	U	212,94	197,67	– 146,39
K_6		– 55,35	– 35,05	–
K_7	t	– 2,4154	26,64	– 6,87
K_8	ϑ, n	28,84	– 21,8	34,39
K_9	ϑ, U	– 85,2	– 138,92	– 38,57
K_{10}	ϑ, t	–	5,903	6,289
K_{11}	n, U	40,94	68,476	86,43
K_{12}	n, t	–	– 7,946	– 1,413
K_{13}	U, t	–	– 10,187	–
R^2		77,24 %	92,18 %	82,73 %

In Bild 5.30 und Bild 5.31 sind die Verläufe der gemessenen und der berechneten mittleren Lagerscheinleistungen bei verschiedenen Drehzahlen, Verstärkerspannungen und Lagerbelastungen für eine Lagertemperatur von 60 °C vergleichend dargestellt. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen den Werten der Modellrechnung und der Messung. Gut zu erkennen sind die jeweiligen Leistungsspitzen an den Übergängen der einzelnen Spannungsbereiche, d. h. zu den Messzeitpunkten $t = 5 s$, die bei statischer Last deutlicher ausgeprägt sind als mit dynamischer Belastung – ein Verhalten, das ebenso in den schon diskutierten 3D-Grafiken von Bild 5.29 erkennbar war.

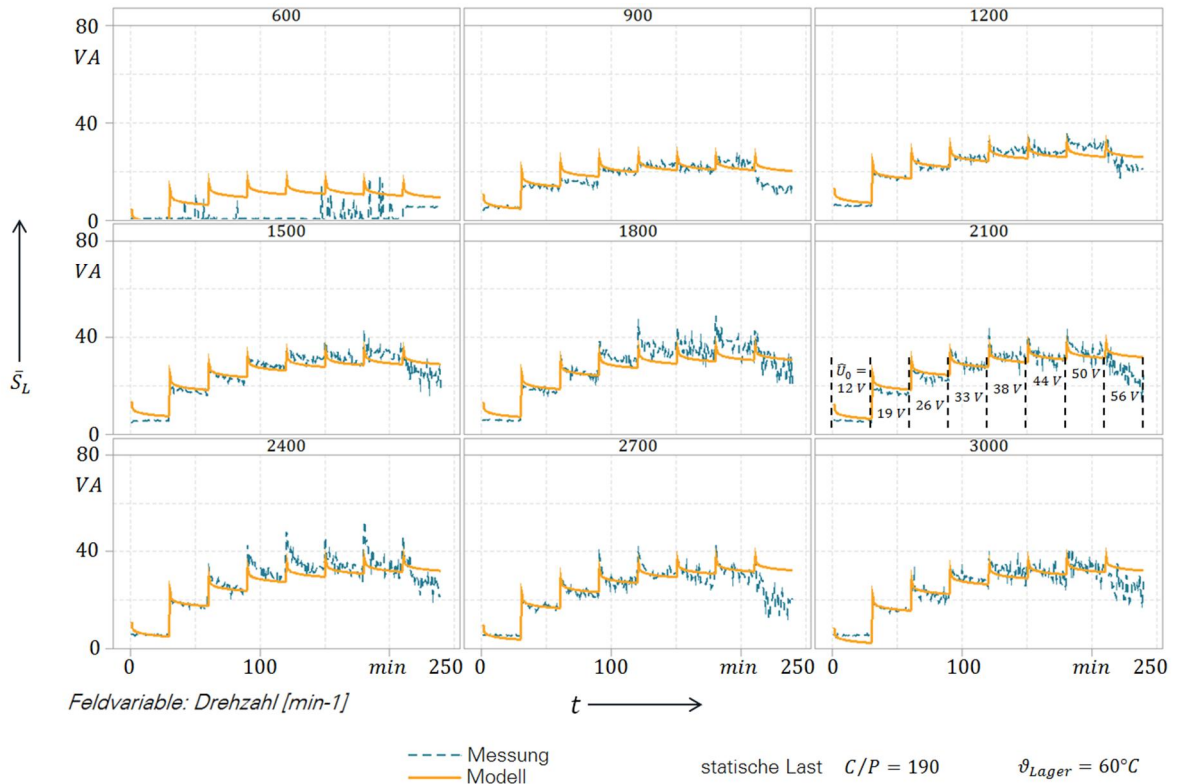


Bild 5.30 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-12 und 5-3 berechneten mittleren Lagerscheinleistungen für Lichtbogendurchschläge am LVS bei statischer Lagerbelastung

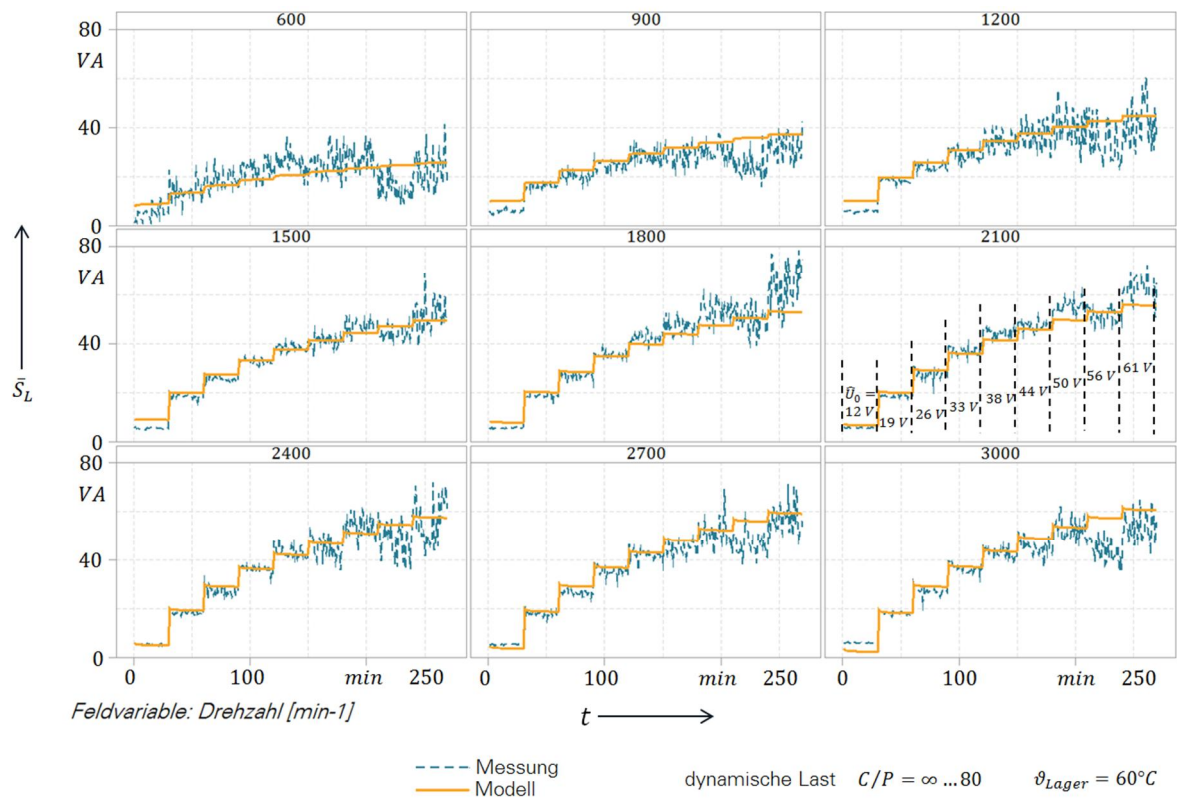


Bild 5.31 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-12 und 5-3 berechneten mittleren Lagerscheinleistungen für Lichtbogendurchschläge am LVS bei dynamischer Lagerbelastung

Bei Anwendung der Modellgleichungen zur Berechnung der mittleren Lagerscheinleistung auf Lagergrößen, die von der Konfiguration des LVS abweichen, ist eine entsprechende Umrechnung notwendig. Basis dafür ist die Proportionalität der freigesetzten Entladungsenergie zur halben Lagerkapazität und dem Quadrat der Lagerspannung zum Zeitpunkt des Zusammenbruchs. Wie schon in Abschnitt 4.4.2 gezeigt, ist die Umrechnung auf eine Lagergröße unter Berücksichtigung der hydrodynamischen Geschwindigkeiten und des Verhältnisses der Hertz'schen Kontaktflächen bei vergleichbaren C/P -Werten möglich. Dazu muss unter Anwendung der Faktoren in Bild 4.32 vor allem die Vergrößerung der Kontaktfläche mit der damit verbundenen Kapazitätserhöhung berücksichtigt werden, d. h. je größer das Lager ist, umso mehr Energie ist in der Schmierfilmkapazität gespeichert und umso höher ist der entsprechende Wert der Lagerscheinleistung bei einem Lichtbogendurchschlag.

Wie schon bei der Berechnung der Ereigniswahrscheinlichkeiten, muss für Spannungen unter 12 V auch bei der Lagerscheinleistung eine Umrechnung erfolgen. In Abschnitt 5.2.2.2 wurde dafür die sogenannte S-Kurve verwendet. In diesem Fall soll aufgrund der Proportionalität der Leistung zum Quadrat der Spannung eine quadratische Umrechnung genutzt werden. Für Spannungen unter 12 V soll daher die Umrechnung gemäß

$$\bar{S}_L = \bar{S}_L(12\text{ V}) \cdot \frac{U_L^2}{(12\text{ V})^2} \quad \mathbf{5-13}$$

gewählt werden, bei welcher der Scheinleistungswert für 12 V mit dem quadrierten, auf 12 V bezogenen Verhältnis der Lagerspannung U_L multipliziert wird.

Die in Abschnitt 5.2.3 dargestellte Modellrechnung am Beispiel der Motor-Umrichter-Anordnung nach Konfiguration K-05.1 soll durch die Grenzwertbetrachtung basierend auf der Lagerscheinleistung erweitert werden. Dazu werden an sämtlichen Knoten des Baumdiagramms, an denen Durchschlagereignisse auftreten, die berechneten Lagerscheinleistungen innerhalb des Wahrscheinlichkeitsbaums (siehe Bild 5.19) aufsummiert und anschließend wegen der besseren Anschaulichkeit durch das Produkt der Ereignissumme N_{EDM} mit dem Grenzwert $\bar{S}_L = 20\text{ VA}$ gemäß

$$\frac{\bar{S}_L}{S_{L20}} = \frac{\sum_1^{N_{EDM}} \bar{S}_L}{N_{EDM} \cdot 20} \quad \mathbf{5-14}$$

geteilt. Liegt die daraus resultierende Verhältniszahl über eins, so ist das ein Hinweis auf einen kritischen, im Übergangsbereich liegenden Betrieb. Ist der Wert kleiner als eins, so ist der Betrieb als unkritisch einzustufen. Bild 5.32 zeigt die Anwendung dieser Verhältnisrechnung auf das oben genannte Beispiel. Aufgetragen ist das berechnete \bar{S}_L/S_{L20} -Verhältnis in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur, Messzeitpunkt, Lagerbelastung und Netzanschlussspannung.

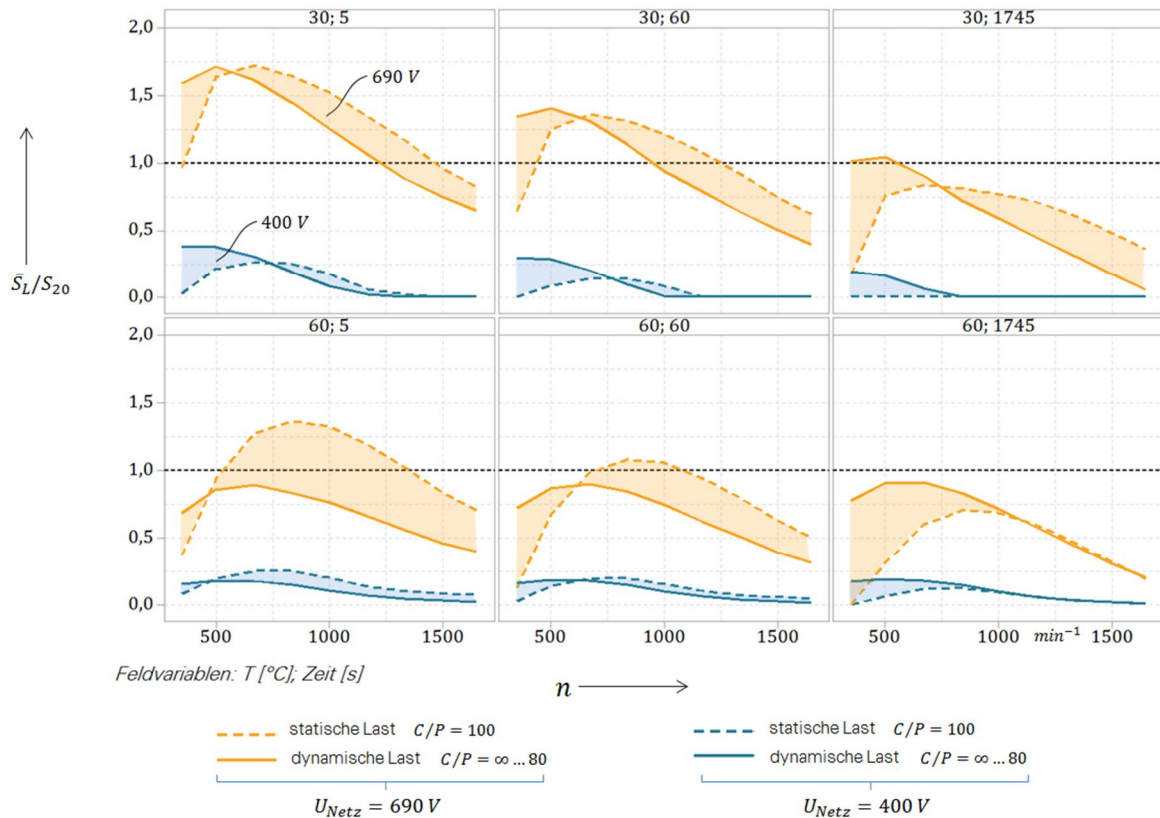


Bild 5.32 Darstellung der berechneten \bar{S}_L/S_{L20} -Verhältnisse in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur, Messzeitpunkt, Lagerbelastung und Netzanschlussspannung für die Modellbetrachtung am Beispiel der Konfiguration K-05.1.

Die Darstellungen aus Bild 5.32 lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- ⊕ Ein Betrieb bei einer Netzspannung von $U_N = 400 V$ ist in allen Betriebspunkten als unkritisch einzustufen.
- ⊕ Bei $U_N = 690 V$ liegen bereichsweise Überschreitungen des Grenzwerts $\bar{S}_L = 20 VA$ vor. Die Maximalwerte der auf diesen Grenzwert bezogenen Lagerscheinleistung liegen bei 1,7. Der Grenzwert für einen kritischen Betrieb ist mit $\bar{S}_L = 60 VA$ um den Faktor 3 höher, was einer umgerechneten Verhältniszahl $\bar{S}_L/S_{L20} \geq 3$ entspricht. In diesem betrachteten Fall kennzeichnet der Wert 1,7 damit einen Betrieb im Übergangsbereich (B).
- ⊕ Die Überschreitungen liegen bei geringen Temperaturen im niedrigen bis mittleren Drehzahlbereich, bei hohen Lagertemperaturen bei mittleren bis hohen Drehzahlwerten.
- ⊕ Der Unterschied zwischen statischer und dynamischer Last ist bei hohen Lagertemperaturen und frühen Messzeitpunkten besonders stark ausgeprägt. Das Verhalten bei dynamischer Belastung ist relativ unabhängig vom Messzeitpunkt.

Das in der Zusammenfassung der Literaturstelle [33] aufgeführte Praxisbeispiel, das die schädigende Wirkung von ausschließlich auf die Motorlager einwirkenden EDM-Ströme dokumentiert, ist anhand der Verläufe von Bild 5.32 erklärbar. Bei dem dort zitierten Beispiel handelt es sich um einen (Zitat) „...Industriemotor mittlerer Baugröße, der mit hohen dynamischen Drehzahlvariationen und vergleichsweise geringen Lagerbelastungen betrieben wurde. Aufgrund der Motoranordnung war nur die Ausprägung von EDM-Strömen möglich. Im Vergleich beider Lagerstellen traten an dem stromisolierten Lager die deutlichsten Spuren einer Riffelbildung nach einer Laufzeit von ca. drei Monaten auf“ (Zitatende). Die in die-

sem Praxisbeispiel beschriebene Betriebsart kommt den Verhältnissen der Teilgrafik aus Bild 5.32 links unten gleich. Die dynamische Drehzahlvariation entspricht in der Modellrechnung einem Messzeitpunkt von $t = 5 \text{ s}$. Hier liegen über einen großen Drehzahlbereich die Werte der bezogenen Lagerscheinleistung teils deutlich über der Grenzzinie bei $\bar{S}_L/S_{20} = 1$. Bei den in [33] durchgeführten Dauerversuchen zum Schädigungsverhalten von EDM-Strömen konnte dieses Verhalten nicht nachgebildet werden, da die Versuche hauptsächlich in einem der Teilgrafik Bild 5.32 rechts unten entsprechenden Betrieb gefahren wurden.

Als ein Beispiel für die Anwendung des Verfahrens der Lagerscheinleistungsberechnung auf die Messwerte einer realen Umrichter–Motor-Anordnung soll die in Abschnitt 3.3.3 in Bild 3.41 dargestellte Lagerstrommessung mit Variation von Zwischenkreisspannung, Motorkabelanordnung und Kupplungsisolation genutzt werden (K-03.1 bis K-03.3). Da bei dieser Beispielmessung neben EDM-Lagerströmen auch Rotor–Erdströme aufgetreten sind, soll der Lagerscheinleistungsansatz näherungsweise auch auf die Analyse dieser von den EDM-Lichtbogendurchschlägen abweichenden Stromübergangsart angewendet werden. Hinsichtlich der in Bild 5.28 dargestellten Grenzbedingungen bedeutet der Übergang auf diese Stromarten einen Scheinleistungswert, dem eine vergleichsweise geringere Spannung und ein höherer Strom zugrunde liegen. Wie bei dem Ansatz der scheinbaren Lagerstromdichte soll hier auch davon ausgegangen werden, dass über den in Mischreibung befindlichen Wälzkontakt hauptsächlich ein Strom mit ohmsch–induktivem Charakter übertragen wird, der – bei entsprechend ausgeprägter Hertz’scher Kontaktfläche – auch höhere Amplitudenwerte annehmen kann als ein bei Vollschmierung – im Fall eines Durchschlags – auftretender EDM-Strom, ohne dass eine entsprechende Schädigung auftritt. Aufgrund der Erfahrungen aus dem Bereich der Industriemotoren soll als obere Grenze ein Lagerstromscheidenwert von $\hat{I}_L = 5 \text{ A}$ angesetzt werden. Dieser Wert entspringt der derzeit gängigen Praxis, dass Motoren ab einer Baugröße von 280 mm standardmäßig mit einer einseitigen Lagerisolation ausgestattet sind. Bei Motoren dieser Größe liegen die Amplituden möglicher Zirkularströme im Bereich dieser Scheitelwerte von 5 A.

Grundlage für die Berechnung der Lagerscheinleistung sind die in Bild 5.33 und Bild 5.34 dargestellten, exemplarischen Verläufe eines zirkularen Lagerstroms und einer EDM-Entladung. Dargestellt sind jeweils die für die Berechnung benötigten charakteristischen Größen. Bei der Analyse werden im ersten Schritt die Spitzenwerte der Zeitverläufe für die Lagerspannung und den Lagerstrom mit dem Hüllkurven-Auswerteverfahren (siehe Anhang A.4) ermittelt. Die Spitzenwerte werden entsprechend den Zeitbereichen, in denen die Ereignisse auftreten, miteinander multipliziert. Die daraus entstehende Hüllkurve repräsentiert die beschriebene Lagerscheinleistung. Die Spitzenwerte dieses Verlaufs können anschließend wieder in eine Histogramm-Klassifizierung umgerechnet werden.

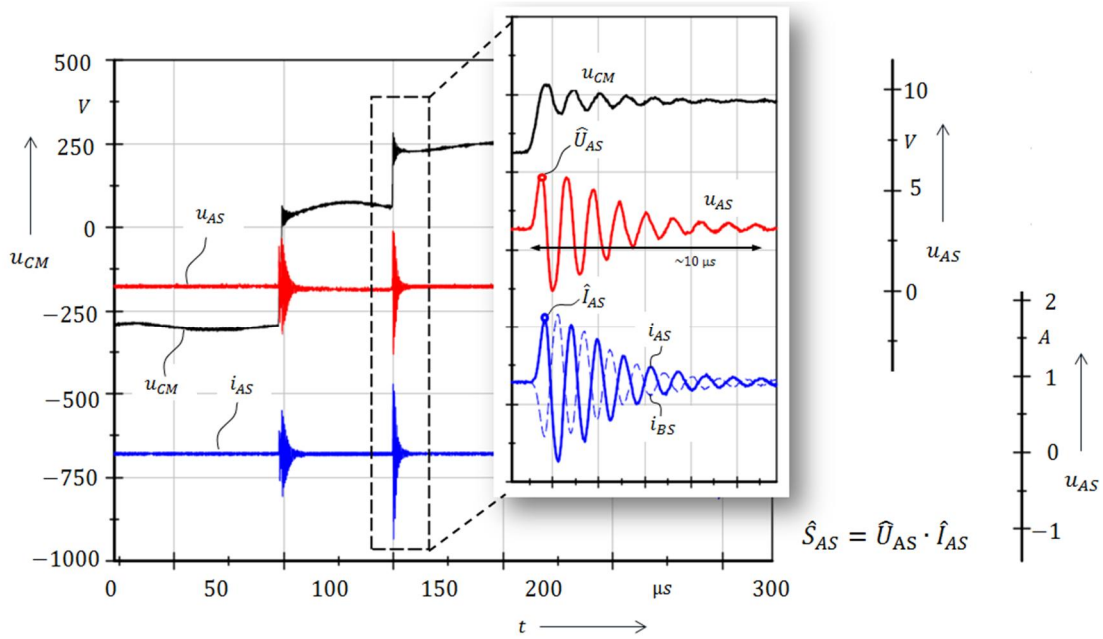


Bild 5.33 Zur Ermittlung der fiktiven Lagerscheinleistung bei Zirkular- und Rotor-Erdströmen

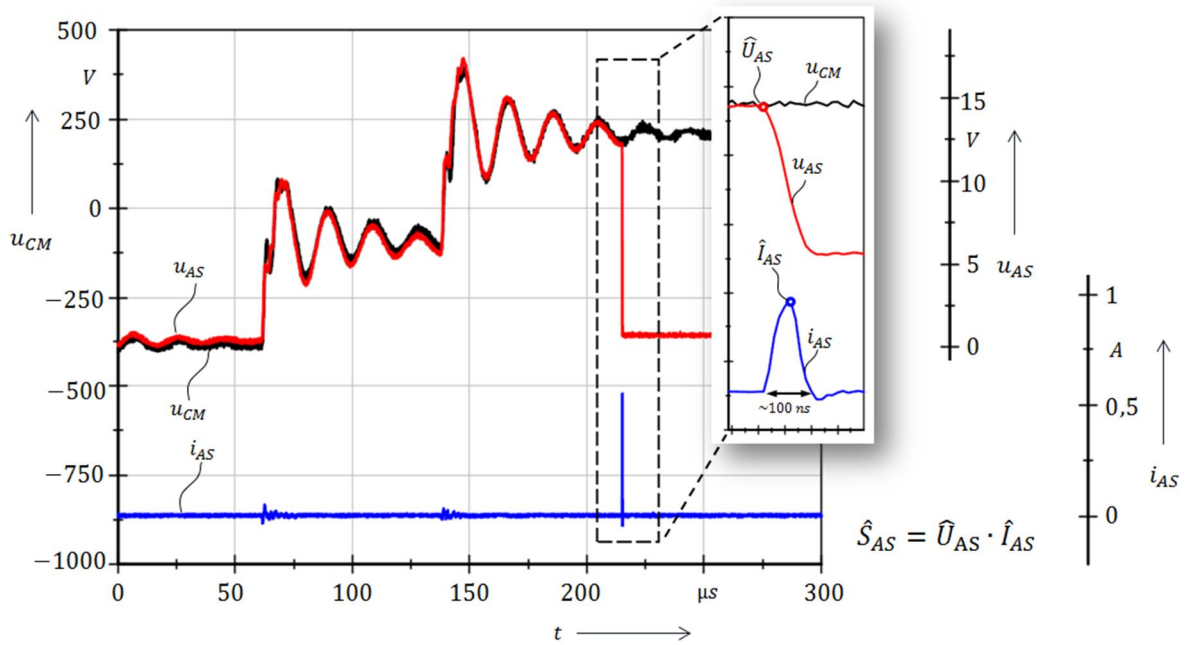


Bild 5.34 Zur Ermittlung der fiktiven Lagerscheinleistung bei EDM-Durchschlägen

In Bild 5.35 sind die Häufigkeitsverteilungen von \hat{S}_{AS} für die auf Seite 78 in Tabelle 3-11 dargestellten Betriebspunkte aufgetragen.

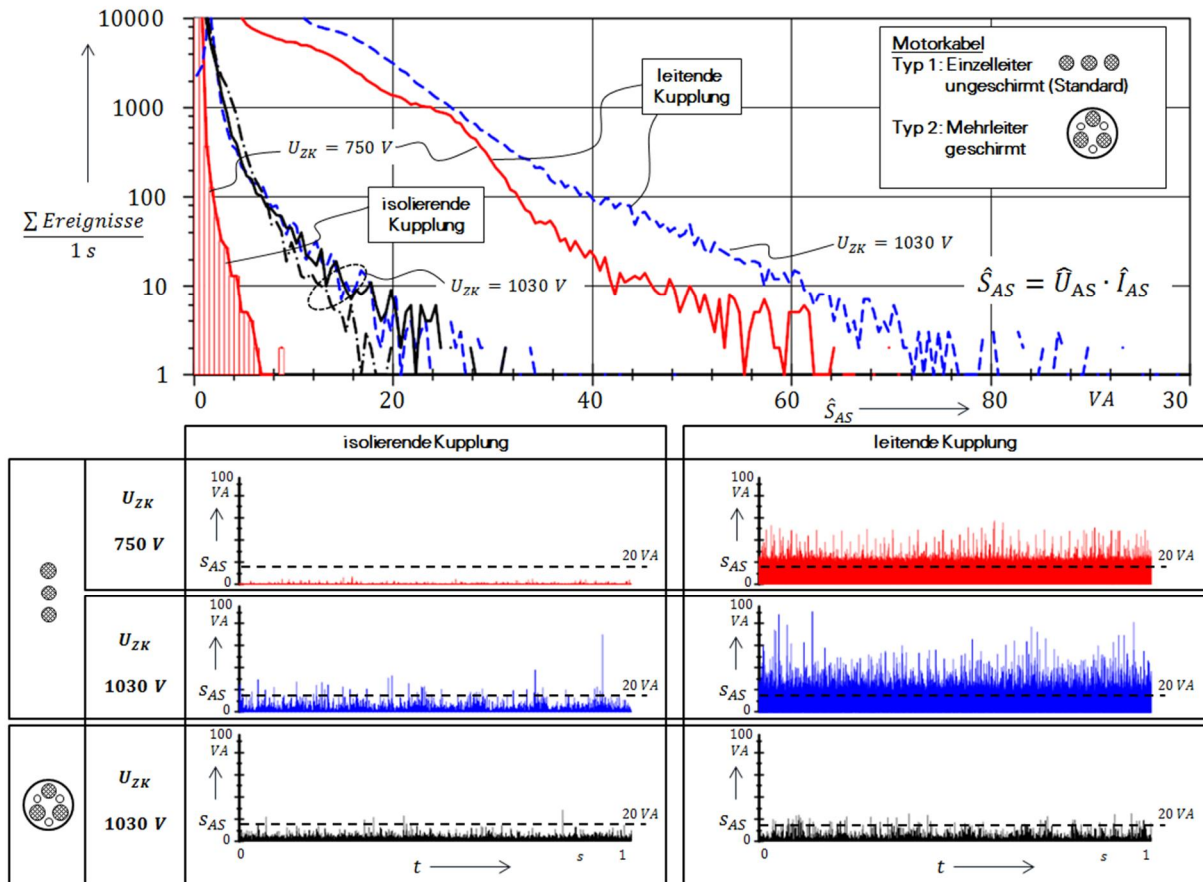


Bild 5.35 Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der fiktiven Lagerscheinleistung \hat{S}_{AS} für verschiedene Zwischenkreisspannungen und Betriebsparameter (K-03.1 bis K-03.3) sowie dazugehörige Hüllkurvenverläufe

Es zeigen sich ähnliche Verteilungen wie bei der in Bild 3.41 aufgetragenen Ereignisanalyse von \hat{I}_{AS} , im Extremfall von 60 VA bis 80 VA mit einer Ereignisrate von bis zu zehn Impulsen pro Sekunde. Bild 5.35 unten zeigt die Hüllkurvenverläufe der errechneten Lagerscheinleistungen. Hier wird nochmals deutlich, dass im Fall einer leitenden Kupplung und einer Motorverkabelung mit Einzelleitern die berechneten Lagerscheinleistungen schon bei einer Zwischenkreisspannung von 750 V deutlich über dem Grenzwert von 20 VA liegen. Durch Einsatz des geschirmten Mehrleiterkabels kann der Rotor-Erdstrom wirksam verringert werden und die Lagerscheinleistungswerte liegen auch bei einer Zwischenkreisspannung von 1030 V im Grenzwertbereich von 20 VA. Bei isolierender Kupplungsanordnung liegen die verbleibenden EDM-Ströme bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$ deutlich unterhalb der Grenze und bei $U_{ZK} = 1030 \text{ V}$ leicht über dem Grenzwert. Der Einsatz des Mehrleiterkabels bewirkt hier nur marginale Änderungen.

Am Beispiel dieser Messwertanalyse wird die Nutzbarkeit des Lagerscheinleistungsansatzes für den realen Motor-Umrichterbetrieb deutlich.

6 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Das Thema dieser Arbeit lautet:

„Systemanalysen zur elektrischen Belastung von Wälzlagern bei umrichter gespeisten Motoren“

mit der in der Einleitung als zentrale Fragestellung formulierten Spezifizierung:

Wie lassen sich die Wirkmechanismen und Systemabhängigkeiten zur Entstehung von EDM-Lichtbogenentladungen in den Schmierspalten der Motorlager in einer geschlossenen, die Kette vom Umrichter bis zum Motorwälzlager umfassenden Darstellung beschreiben, und wie können die schädigenden Auswirkungen, gespiegelt an definierten Grenzbedingungen, in Abhängigkeit von den mechanischen und elektrischen Betriebsparameter bestimmt werden?

Zur Beantwortung dieser Frage war es nötig, eine Reihe von untergeordneten Fragenstellungen (siehe Einleitung ① bis ⑥) zu klären. Basis der Betrachtungen ist die in Kapitel 2 dargestellte Aufarbeitung des aktuellen Stands der Technik. Wie in den Abschnitten 2.2.1 bis 2.2.4 gezeigt und mit entsprechenden Literaturstellen belegt, lässt sich „der Lagerstrom“ in drei relevante Stromarten unterteilen. Je nach Art des Stroms sollten unterschiedliche Maßnahmen zur Reduktion durchgeführt werden. Während sich die zirkularen Ströme durch Einsatz von Filtern und Lagerisolationen verringern lassen, werden die Rotor-Erdströme insbesondere durch Verwendung von geschirmten, symmetrischen Motorkabeln gezielt reduziert. Zur Verringerung von EDM-Strömen, deren Schadensbilder den Materialveränderungen des gleichnamigen Fertigungsverfahrens ähneln, sind diese Maßnahmen allerdings unwirksam. Wie in Abschnitt 2.2.2 dargestellt, gibt es keine wirklich effektive Möglichkeit, die EDM-Ströme wirkungsvoll zu reduzieren. Umso wichtiger ist es, die Betriebszustände bestimmen zu können, in denen es vermehrt zu EDM-Lichtbogenentladungen kommt.

Nach der Darstellung des Aufbaus und der Struktur von Spannungszwischenkreisumrichtern wurden in Abschnitt 3.1.3 insbesondere die Unterschiede der Schaltungstopologien von Zweipunkt- und Dreipunktwechselrichtern herausgearbeitet. In Bezug auf die für die Ausprägung von Lagerströmen wichtigen Common-Mode-Spannungen ergeben sich bei der Dreipunkt-Variante sieben mögliche Spannungsniveaus – gegenüber vier Niveaus bei der Zweipunkt-Variante. Während der Dreipunkt-Wechselrichter die Spannungsstufe „Null“ schalten kann, benötigt die Zweipunkt-Variante dafür die Schaltstufen $\pm U_{ZK} / 2$, was – wie in dem in Abschnitt 3.3.3.3 gezeigten, exemplarischen Vergleich – einen direkten Einfluss auf die Ausprägung von Lagerströmen im unteren bis mittleren Drehzahlbereich des angeschlossenen Motors hat.

In Abschnitt 3.3.1 wurden die Common-Mode-Spannungen eines Zweipunkt- und eines Dreipunkt-Wechselrichters – betrieben in klassischer Raumzeigermodulation – in Bezug auf die Höhe der Spannung und die dazugehörige Einschaltdauer analysiert. Eine nachfolgende Verdichtung führte auf einfache analytische Gleichungen, mit denen es möglich ist, die jeweiligen bezogenen Einschaltzeiten der einzelnen Common-Mode-Spannungsstufen zu bestimmen und somit die Eingangsgröße zu charakterisieren, die zur Beschreibung der parasitären Auswirkungen innerhalb des Antriebssystems von entscheidender Bedeutung ist. Im Kapitel 5 wurden diese Näherungen genutzt, um damit Aussagen zu den Wahrscheinlichkeiten und den Intensitäten von Lichtbogendurchschlägen treffen zu können (Frage ①).

Ein wichtiger Einflussfaktor für die in das System eingebrachten Störungen ist neben der Dauer einer definierten Spannungsstufe auch die Form des zeitlichen Common-Mode-Spannungsverlaufs. Um diese Abhängigkeiten zu analysieren, wurden die Auswirkungen einer Veränderung der Spannungshöhe, der Schaltfrequenz und der Steilheiten theoretisch und messtechnisch näher betrachtet. Die durchgeführte Modellbetrachtung zeigt sehr aufschlussreich, dass eine Erhöhung der Schaltfrequenz und/oder der Zwischenkreisspannung in einem weit größeren Maße zusätzliche, hochfrequente Spektralanteile erzeugt als eine Steigerung der Spannungssteilheit innerhalb des für die IGBT-Technik typischen Bereichs von 1 bis 10 kV/ μ s. Die „steilen Schalthandlungen“ sind zwar die Voraussetzung für die entstehenden parasitären Effekte, allerdings ist hier mit dem Übergang vom GTO zum IGBT als Schaltelement der eigentliche „Sprung“ schon vollzogen worden, sodass jetzt vor allem Parameter wie Schaltfrequenz und Zwischenkreisspannung in den Vordergrund treten. In Abschnitt 3.3.3 wurden die Ergebnisse der Modellrechnung anhand von Messungen validiert (Frage ②).

Zur Charakterisierung der Störsenke – dem Antriebsmotor – wurden, basierend auf den Geometriedaten von 167 eigengekühlten Elektromotoren aus dem Norm- und Transnormspektrum im Leistungsbereich von 0,37 kW bis 1000 kW die jeweiligen Elemente des HF-Ersatzschaltbilds mit Hilfe von FEM-Simulationen berechnet, mit analytischen Berechnungsansätzen aus der Literatur verglichen und in eine vereinfachte polzahl- und leistungsabhängige Wachstumsbetrachtung überführt. Dabei konnte ein eindeutiger Zusammenhang zwischen der Motor-Bemessungsleistung und den Kapazitätswerten des Statorblechpakets zur Wicklung und zum Rotor nachgewiesen werden. Die Kapazität von der Wicklung zum Rotor hingegen wird stark von den geometrischen Verhältnissen des Nut- und Wickelkopfbereichs geprägt. Letzterer kann, wie in Abschnitt 4.3.3 gezeigt, um Faktoren größer sein als der entsprechende Nutanteil. Mit Hilfe des in Abschnitt 4.5.1 beschriebenen BVR_0 -Werts wurde eine Kenngröße hergeleitet, die sich für eine Bewertung des Motordesigns in Hinblick auf die resultierende Lagerspannung eignet. Niedrige BVR_0 -Werte resultieren vor allem bei kleinen Luftspalten, schmalen Nutschlitzbreiten und Kurzschlussringgeometrien, die sich durch axial abgeschrägte Begrenzungen auszeichnen. Durch Einbeziehung der Lagerkapazitäten wird der durch den BVR_0 -Wert beschriebene, kapazitive Spannungsteiler belastet und nimmt abhängig von den Betriebsdaten niedrigere Werte an. Dabei können aufgrund der last-, temperatur- und drehzahlabhängigen Variationen der Lagerkapazitätswerte Unterschiede in den BVR -Werten im Bereich von Faktor 4 entstehen. Zur Berechnung der Lagerkapazitäten wurde eine auf Messungen basierende Näherungsgleichung erarbeitet, die es ermöglicht, die Kapazitätswerte unterschiedlicher Lagergrößen bei definier-

ten Betriebsbedingungen und einen dazugehörigen Kennwert für den Schmierzustand zu bestimmen (Frage ③).

Die mechanischen Faktoren, die im realen Betrieb einen Einfluss auf den im Lager vorliegenden, elektrischen Belastungszustand haben, lassen sich zu folgenden Hauptgrößen zusammenfassen: Drehzahl, Temperatur, statische und dynamische Lagerlast sowie die Betriebszeit. Jeder der Parameter hat eine Auswirkung darauf, welcher der drei elektrischen Belastungszustände – ohmsch, isoliert oder Durchschlag – entsteht, wenn eine Spannung mit definierter Amplitude zwischen den Wälzpartnern anliegt. Welcher der Zustände konkret vorliegt, hängt von den Kontakt- und Feldstärkeverhältnissen im Schmier-spalt ab. Im Rahmen dieser Arbeit wurde mit Hilfe eines experimentellen Ansatzes ein Modell entwickelt, das es erlaubt, die Wahrscheinlichkeiten der jeweiligen elektrischen Belastungszustände in Abhängigkeit von den Betriebsparametern zu bestimmen. Grundlage dafür waren Messungen an einem synthetischen Lagerversuchsstand und ein systematischer Versuchsplan, in dem die obengenannten Haupteinflussgrößen des realen Motorbetriebs berücksichtigt wurden. In verschiedenen Parameterstudien konnte zudem gezeigt werden, dass Variationen der Drehzahl, eine niedrige Lagerbelastung sowie eine von außen eingebrachte Schwingbelastung die Anzahl von Lichtbogenentladungen und deren Intensität teils deutlich erhöhen können (Frage ④).

Die am Versuchsstand ermittelten Modellgleichungen beschreiben die Wahrscheinlichkeit eines Lagerstromereignisses bei Anlegen einer impulsförmigen Spannung. Die Übertragung dieser Modelle auf die Verhältnisse eines umrichter-gespeisten Motors, der statt von einem Einzelpuls mit einer Sequenz von Impulsen in Form einer stufenförmigen Common-Mode-Spannung gespeist wird, erfolgte über die Methode der bedingten Wahrscheinlichkeiten. Mit dem daraus resultierenden Wahrscheinlichkeitsbaum ist es möglich, die Anzahl von elektrischen Lagerstromereignissen betriebspunktabhängig zu bestimmen. Der Vergleich mit einer verifizierenden Messung zeigte eine gute Übereinstimmung. In einer nachgelagerten Modellrechnung konnte aufgezeigt werden, welche Veränderungen sich bei Variation von Netzspannung, Temperatur, Lagerbelastung und Betriebszeit ergeben würden (Frage ⑤).

Zur Bewertung, inwieweit sich damit ein kritischer Betrieb im Sinne einer Lagerschädigung ausprägen kann, muss neben der reinen Anzahl der EDM-Ereignissen, auch die „Intensität“, d. h. der Energiegehalt eines Durchschlags innerhalb einer definierten Zeit betrachtet werden. Hierzu wurde ein Verfahren zur Abschätzung der elektrischen Lagerbelastung hergeleitet und eine daraus resultierende, fiktive Lagerscheinleistung als Bewertungsgröße eingeführt. Im Gegensatz zu den in der Literatur etablierten Bewertungsverfahren benötigt dieser Ansatz lediglich die Spitzenwerte von Lagerstrom und -spannung zum Zeitpunkt des Durchschlags. Auf der Basis einer Vielzahl von Dauerversuchen, bei denen unterschiedliche elektrische Lagerbelastungen auf ein entsprechendes Testlager gegeben wurden, konnten folgende Grenzbereiche für die Lagerscheinleistung \hat{S}_L festgeschrieben werden:

- (A) Sicherer Betrieb: $\hat{S}_L \leq 20 \text{ VA}$
- (B) Übergangsbereich: $20 \text{ VA} < \hat{S}_L < 60 \text{ VA}$
- (C) Kritischer Betrieb: $\hat{S}_L \geq 60 \text{ VA}$

Mit den im Rahmen der Variationsversuche zur Festlegung der Wahrscheinlichkeitsmodelle erfassten Strom- und Spannungswerten wurde eine Modellgleichung zur Berechnung der

fiktiven Lagerscheinleistung ermittelt. Durch die Implementierung dieser Grenzwertberechnung in das Wahrscheinlichkeitsmodell für das Auftreten von elektrischen Lagerereignissen kann neben der Anzahl auch die Intensität der Lagerbelastung berechnet werden. Damit ist es mit Hilfe dieses geschlossenen Modellansatzes möglich, kritische Betriebsbereiche zu detektieren und zu klassifizieren. Die Möglichkeiten wurden in einer beispielhaften Modellrechnung aufgezeigt. Bei der Anwendung des Verfahrens der Lagerscheinleistungsberechnung auf die Messwerte einer realen Umrichter–Motor-Anordnung konnte die praktische Nutzbarkeit mit Anwendung auf die im Anlagenkontext gemessenen Strom- und Spannungsverläufe ebenso nachgewiesen werden (Frage ©).

6.1 Fazit

Letztendlich wird ein mit einem Spannungszwischenkreisumrichter in Zweipunkt-Technik gespeister Motor mit der Ausprägung von EDM-Lagerströmen „leben“ müssen. Umso wichtiger ist es daher, die Auftrittswahrscheinlichkeit, Höhe, Anzahl und Intensität von EDM-Entladungen in Abhängigkeit vom Betriebspunkt genauer zu bestimmen. Damit können kritische Arbeitspunkte erkannt und die schädigenden Auswirkungen im Rahmen der Möglichkeiten innerhalb des Arbeitsprozesses reduziert werden. In dem, in dieser Arbeit dargestellten Wälzlagerschädigungsmodell wurde diese Fragestellung aufgegriffen, verdichtet und in ein Vorhersagemodell umgewandelt, das es ermöglicht, die Wahrscheinlichkeiten und die Intensitäten von EDM-Lichtbogendurchschlägen in Abhängigkeit von den mechanischen und elektrischen Betriebsparametern abzuschätzen. Damit stellt der in dieser Arbeit beschriebene geschlossene Ansatz den fachlichen Hintergrund und die Anwendung dieses Schädigungsmodells die Antwort auf die zentrale Fragestellung dieser Arbeit dar.

6.2 Ausblick

Mögliche Ansätze zur Weiterarbeit ergeben sich zum einen aus der Abarbeitung der in der Einleitung dargestellten Einschränkungen und zum anderen aus der Vertiefung der Themen, die in Rahmen dieser Arbeit nur am Rande betrachtet werden konnten. Aus den in Abschnitt 1.3 aufgelisteten Beschränkungen ergeben sich folgende Punkte:

- ⊕ Betrachtung von Motoren aus dem Bereich der Mittelspannung.
- ⊕ Erweiterung der möglichen Motorkonzepte auf z. B. permanentmagnet-erregte Motoren, läufergespeiste Anordnungen.
- ⊕ Integration von Formspulen-Wicklungsausführung.
- ⊕ Betrachtung von weiteren Umrichtertopologien wie z. B. Multilevel-Umrichter.
- ⊕ Erweiterung um Rollenlager.
- ⊕ Durchführung von Dauerversuchen mit Wälzlager, die über keramisch isolierte Lageraußen- oder innenringe verfügen mit dem Ziel, die Wirksamkeit der Isolierschicht unter dem Aspekt von EDM-Lagerstrombelastungen zu untersuchen.
- ⊕ Erweiterung des Modellansatzes zur Berechnung der elektrischen Lagerbelastung auf Wechselrichter in Dreipunkttechnik.

Die im Rahmen dieser Arbeit mit Hilfe des Lagerversuchsstands ermittelten Modellgleichungen sind mit dem Testlager vom Typ 6210 bis zu einer maximalen Drehzahl von 3000 min^{-1} bestimmt worden. Eine Umrechnung auf andere Lagergrößen ist, wie in Ab-

schnitt 4.4.2.1 beschrieben, möglich, führt aber mit wachsenden Lagergrößen zu einer Verkleinerung des maximalen Drehzahlbereichs. Um diese Einschränkungen aufzuheben, ist es notwendig, den LVS derart zu modifizieren, dass höhere Grenzdrehzahlen erreichbar sind. Dazu ist eine komplette Überarbeitung der Antriebseinheit notwendig.

Zur Vertiefung des beschriebenen Grenzwertansatzes wäre es denkbar, flankierend zu den in den Dauerversuchen aufgenommenen, elektrischen Messwerten an den Lagerlaufbahnen neben einer REM-Untersuchung eine LSM-Auswertung durchzuführen, mit dem Ziel, das über die Versuchszeit verdampfte Laufbahnvolumen zu bestimmen. Aus der Kombination der so ermittelten Vol.-%-Angaben mit den Größen der elektrischen Lagerbelastung wäre es möglich, Lagerlebensdauermodelle zu generieren, die eine Erweiterung der bestehenden, normativen Berechnungsverfahren darstellen können.

Mit Blick auf die in dieser Arbeit nur am Rand, im Rahmen der Analyse zum aktuellen Stand der Technik betrachteten Zirkular- und Rotor-Erdlagerströme sind u. a. nachfolgende weiterführende Untersuchungen denkbar:

- ⊕ Die Amplituden der zirkularen Lagerströme innerhalb des Motors stehen in einem direkten Zusammenhang zur parasitären Kapazität C_{WS} von der Wicklung zum Statorblechpaket. Üblicherweise werden bei Umrichterbetrieb die Motoren ab einer Achshöhe von 280 mm mit einer einseitigen Lagerisolation ausgestattet, was im Fall einer vierpoligen Ausführung einem C_{WS} -Grenzwert von ca. 25 nF entspricht. Nach den Ausführungen von Abschnitt 4.1 und den in Anhang A.1 gezeigten Tabellenwerten ist diese parasitäre Kapazität stark leistungs-, polzahl- und längenabhängig, sodass eine pauschale Klassifizierung nur nach der Achshöhe sehr ungenau ist. Unter Anwendung der 25-nF-Grenze ergibt sich beispielsweise nach den Angaben der Tabelle A-8 bis Tabelle A-15 die Notwendigkeit einer Lagerisolation in Abhängigkeit der Polzahl und der Baulänge für IE2-Normmotoren ab den Baugrößen: 315-L (2p = 2), 280-S (2p = 4), 225-M (2p = 6) und 200-L (2p = 8). Diesen C_{WS} -Grenzansatz gilt es, durch weiterführende Arbeiten zu verifizieren.
- ⊕ Um die in das Antriebssystem fließenden Common-Mode-Ströme zu reduzieren, besteht – wie in Tabelle 2-3 dargestellt – u. a. die Möglichkeit, nanokristalline Eisenkerne am Umrichterausgang einzubauen. Durch die zusätzlichen, im HF-Bereich wirksamen Induktivitäten des hochpermeablen Eisenmaterials können Common-Mode-Ströme teilweise verringert werden. Damit die Wirksamkeit nicht durch Kernsättigung aufgehoben wird, ist auf die richtige Anpassung der Kernzahlen und -typen an die vorhandene Kabel- und Motorkonfiguration zu achten. Hierzu ist es notwendig, die HF-Eigenschaften des entstehenden RLC-Netzwerks aus Kernen, Kabel, Motor und Erdungssystem in praxistaugliche, durch Messungen verifizierte Gleichungen zu überführen, die eine Dimensionierung von Kernanzahl und Kerngröße erlauben.
- ⊕ Die über das Wellenende des Motors abfließenden Rotor-Erdströme sowie die Potentialunterschiede der Motorwelle gegenüber dem Erdsystem führen zu einer elektrischen Belastung der dem Motor nachfolgenden Anlagenkomponenten. So können beispielsweise in der Lagerung und der Verzahnung von Getrieben Schadensbilder entsprechend denen des Abschnitts 2.1 auftreten. In weiterführenden Arbeiten sollten hier ebenso beschreibende Modelle entwickelt werden, in der neben der Getriebeverzahnung auch eine mögliche Gleitlagerung berücksichtigt wird.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Mütze, A.: Bearing currents in inverter fed AC-motors. Diss., TU-Darmstadt. Aachen: Shaker 2004
- [2] Muetze, A., Binder, A., Vogel, H. u. Hering, J.: Experimental evaluation of the endangerment of ball bearings due to inverter-induced bearing currents. Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE. 2004, S. 1989–1995
- [3] Kreuzer, R. u. Schubert-Auch, R.: Gefügeumwandlung in Lagern durch Stromübergang. Der Maschinenschaden 60 (1987) 3, S. 132–138
- [4] Mütze, A. u. Binder, A.: Elektrische Lagerbeanspruchung bei umrichter gespeisten Maschinen, TU Darmstadt Abschlussbericht AIF12584 2003
- [5] Kohaut, A.: Riffelbildung in Wälzlagern infolge elektrischer Korrosion. Zeitschrift für angewandte Physik Band 1 (1948) 5, S. 197–211
- [6] Sommer, K., Heinz, R. u. Schöfer, J. (Hrsg.): Verschleiß metallischer Werkstoffe. Erscheinungsformen sicher beurteilen. s.l.: Vieweg+Teubner (GWV) 2010
- [7] Tischmacher, H. u. Gattermann, S.: Bearing currents in converter operation. Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on. 2010, S. 1–8
- [8] Tischmacher, H. u. Gattermann, S.: Multiple signature analysis for the detection of bearing currents and the assessment of the resulting bearing wear. Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on. 2012, S. 1354–1359
- [9] DIN 51825; 2004-06-01. *DIN 51825 Schmierstoffe - Schmierfette K - Einteilung und Anforderungen*
- [10] Zabel, W.-R.: Einfluss von Oxidationsinhibitoren auf das Betriebsverhalten fettgeschmierter Wälzlager. Diss., Univ.-Hannover. 2005
- [11] Kuhn, M.: Wissen, wann der Schmierstoff ausgetauscht werden muss. Maschinen Markt (2014), S. 2–4
- [12] Romanenko, A., Ahola, J. u. Muetze, A.: Influence of electric discharge activity on bearing lubricating grease degradation. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, S. 4851–4852
- [13] Prashad, H.: Tribology in electrical environments. Tribology and interface engineering series, Bd. 49. Amsterdam: Elsevier 2006

- [14] Hurley, S., Cann, P. M. u. Spikes, H. A.: Lubrication and Reflow Properties of Thermally Aged Greases. *Tribology Transactions* 43 (2000) 2, S. 221–228
- [15] Technische Spezifikation IEC/TS 61800-8; 2010-05-01. *IEC/TS 61800-8 Elektrische Leistungsantriebe mit einstellbarer Drehzahl - Teil 8: Festlegung der Spannung an Stromversorgungsschnittstellen*
- [16] DIN VDE 0100-410; 2007-06-01. *DIN VDE 0100-410 Errichten von Niederspannungsanlagen Teil 4-41: Schutzmaßnahmen - Schutz gegen elektrischen Schlag*
- [17] DIN VDE 0100-540; 2012-06-01. *DIN VDE 0100-540 Errichten von Niederspannungsanlagen Teil 5-54: Auswahl und Errichtung elektrischer Betriebsmittel – Erdungsanlagen und Schutzleiter*
- [18] Saunders, L. A., Skibinski, G. L., Evon, S. T. u. Kempkes, D. L.: Riding the reflected wave-IGBT drive technology demands new motor and cable considerations. Petroleum and Chemical Industry Conference, 1996, Record of Conference Papers. The Institute of Electrical and Electronics Engineers Incorporated Industry Applications Society 43rd Annual. 1996, S. 75–84
- [19] Nagel, A.: Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik. Entstehung, Ausbreitung und Filterung. Diss, RWTH Aachen. Aachener Beiträge des ISEA, Bd. 23. Aachen: Mainz 1999
- [20] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. u. Skibinski, G.: Bearing currents and their relationship to PWM drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on* 12 (1997) 2, S. 243–252
- [21] Shaotang Chen, Lipo, T. A. u. Fitzgerald, D.: Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 32 (1996) 6, S. 1365–1370
- [22] Busse, D. F., Erdman, J. M., Kerkman, R. J., Schlegel, D. W. u. Skibinski, G. L.: The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 33 (1997) 2, S. 567–576
- [23] Binder, A. u. Schrepfer, A.: Lagerströme bei umrichter gespeisten Drehstrommotoren. *Antriebstechnik* 38 (1999) 8, S. 46–48
- [24] Conraths, H. J., Gießler, F. u. Heining, H. D.: Shaft Voltage and Bearing Currents - New Phenomena in Inverter Drive Induction Machines. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99-ECCE Europe)*. 1999
- [25] Hausberg, V. u. Seinsch, H. O.: Kapazitive Lagerspannungen und -ströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen. *Archiv für elektrotechnik* 82 (2000) 3/4, S. 153–162
- [26] Hausberg, V. u. Seinsch, H. O.: Schutzmaßnahmen gegen Lagerströme umrichter gespeister Motoren. *Archiv für elektrotechnik* 82 (2000) 6, S. 339–345
- [27] Hausberg, V. u. Seinsch, H. O.: Wellenspannungen und zirkulierende Lagerströme bei umrichter gespeisten Induktionsmaschinen. *Archiv für elektrotechnik* 82 (2000) 6, S. 313–326

- [28] Tischmacher, H. u. Gattermann, S.: Investigations on bearing currents in converter-fed electrical motors. *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. 2012, S. 1764–1770
- [29] Chen, S., Lipo, T. A. u. Fitzgerald, D.: Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 11 (1996) 1, S. 25–32
- [30] Hausberg, V.: Elektrische Lagerbeanspruchung umrichter gespeister Induktionsmaschinen. Univ., Diss.–Hannover, 2001. Fortschritt-Berichte VDI Reihe 21, Elektrotechnik, Bd. 324. Düsseldorf: VDI-Verl. 2002
- [31] Erdman, J. M., Kerkman, R. J., Schlegel, D. W. u. Skibinski, G. L.: Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 32 (1996) 2, S. 250–259
- [32] Magdun, O. N.: Calculation of high-frequency current distributions in inverter-fed electrical machines. Techn. Univ., Diss.–Darmstadt, 2012. Berichte aus der Elektrotechnik. Aachen: Shaker 2013
- [33] Gemeinder, Y. u. Radnai, B.: Schädlicher Stromdurchgang, FVA Abschlussbericht, FVA 650, 2015
- [34] Schuster, M. u. Binder, A.: Comparison of different inverter-fed AC motor types regarding common-mode bearing currents. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, S. 2762–2768
- [35] Tischmacher, H., Tsoumas, I. P. u. Furtmann, A.: Extended probability model for discharge activities in the drive train of converter-fed electric motors. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '15 ECCE Europe), S. 1–10
- [36] Kriese, M., Wittek, E., Gattermann, S., Tischmacher, H., Poll, G. u. Ponick, B.: Prediction of motor bearing currents for converter operation. *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. 2010, S. 1–6
- [37] Wittek, E., Kriese, M., Tischmacher, H., Gattermann, S., Ponick, B. u. Poll, G.: Capacitances and lubricant film thicknesses of motor bearings under different operating conditions. *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*. 2010, S. 1–6
- [38] Kriese, M., Wittek, E., Gattermann, S., Tischmacher, H., Poll, G. u. Ponick, B.: Influence of bearing currents on the bearing lifetime for converter driven machines. *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. 2012, S. 1735–1739
- [39] Kampen, D., Quattrone, F. u. Ponick, B.: Was wirklich hilft. Filter zur Beseitigung Frequenzumrichter-bedingter Lagerströme. *Antriebstechnik* (2013) 9, S. 56–58
- [40] Muetze, A. u. Oh, H. W.: Application of Static Charge Dissipation to Mitigate Electric Discharge Bearing Currents. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 44 (2008) 1, S. 135–143
- [41] Ludois, D. C. u. Reed, J. K.: Brushless Mitigation of Bearing Currents in Electric Machines Via Capacitively Coupled Shunting. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 51 (2015) 5, S. 3783–3790

- [42] Busse, D. F., Erdman, J. M., Kerkman, R. J., Schlegel, D. W. u. Skibinski, G. L.: An evaluation of the electrostatic shielded induction motor. A solution for rotor shaft voltage buildup and bearing current. IEEE Transactions on Industry Applications 33 (1997) 6, S. 1563–1570
- [43] Magdun, O., Gemeinder, Y. u. Binder, A.: Prevention of harmful EDM currents in inverter-fed AC machines by use of electrostatic shields in the stator winding overhang. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. 2010, S. 962–967
- [44] Ferreira, Fernando J. T. E., Cistelecan, M. V. u. Almeida, A. T. de: Evaluation of Slot-Embedded Partial Electrostatic Shield for High-Frequency Bearing Current Mitigation in Inverter-Fed Induction Motors. IEEE Transactions on Energy Conversion 27 (2012) 2, S. 382–390
- [45] Schaeffler Technologies GmbH&C. KG: Stromisolierende Lager. Wälzlager zur Vermeidung von Stromdurchgangsschäden. TPI 206 D-D, Schweinfurt 2011
- [46] Preisinger, G.: Cause and effect of bearing currents in frequency converter driven electrical motors - investigation of electrical propproper of rolling bearings. Diss, TU Wien. 2002
- [47] Volkmann, W.: Kohlebürsten - Untersuchungsergebnisse, Erfahrungen und Empfehlungen. Brühlsche Universitätsdruckerei, Gießen 1980
- [48] Muetze, A. u. Oh, H. W.: Design Aspects of Conductive Microfiber Rings for Shaft-Grounding Purposes. IEEE Transactions on Industry Applications 44 (2008) 6, S. 1749–1757
- [49] Kempinski, A., Smolenski, R. u. Bojarski, J.: Statistical model of electrostatic discharge hazard in bearings of induction motor fed by inverter. Journal of Electrostatics 63 (2005) 6-10, S. 475–480
- [50] Shaotang Chen u. Lipo, T. A.: Circulating type motor bearing current in inverter drives. Industry Applications Magazine, IEEE 4 (1998) 1, S. 32–38
- [51] Alger u. Samson: Shaft currents in electric machines. A.I.E.E., Journal of the 43 (1924) 11, S. 1081–1082
- [52] Dahl, D., Sosnowski, D., Schlegel, D., Kerkman, R. J. u. Pennings, M.: Gear up your bearings. Industry Applications Magazine, IEEE 14 (2008) 4, S. 45–53
- [53] Muetze, A.: Scaling Issues for Common-Mode Chokes to Mitigate Ground Currents in Inverter-Based Drive Systems. Industry Applications, IEEE Transactions on 45 (2009) 1, S. 286–294
- [54] Tischmacher, H. und Blöcher, B.: Umrichter gespeiste Drehstrommaschine mit Kernen um und an der Motorwelle; Offenlegungsschrift DE102005012656A1, 2006
- [55] Magdun, O., Gemeinder, Y. u. Binder, A.: Rotor impedance of the high frequency circulating bearing current path in inverter-fed AC machines. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE. 2013, S. 3512–3519

- [56] Muetze, A. u. Binder, A.: Don't lose your bearings. *Industry Applications Magazine*, IEEE 12 (2006) 4, S. 22–31
- [57] DIN EN 60034-25; 2013-04-01. *DIN EN 60034-25 Drehende elektrische Maschinen - Teil 25: Wechselstrommaschinen zur Verwendung in Antriebssystemen - Anwendungsleitfaden (IEC 2/1689/CD:2012)*
- [58] Link, P. J.: Minimizing electric bearing currents in adjustable speed drive systems. *Conference Record of 1998 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*. 1998, S. 181–195
- [59] Netzold, V.: *SINAMICS - Low Voltage Projektierungshandbuch*, 2013
- [60] Specovius, J.: *Grundkurs Leistungselektronik. Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Wiesbaden: Springer 2013
- [61] DIN EN 60034-18-41; 2014-11-01. *DIN EN 60034-18-41 Drehende elektrische Maschinen - Teil 18-41: Qualifizierung und Qualitätsprüfungen für teilentladungsfreie elektrische Isoliersysteme (Typ I) in drehenden elektrischen Maschinen, die von Spannungsrichtern gespeist werden*
- [62] Jenni, F. u. Wüest, D. (Hrsg.): *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Zürich: Vdf-Hochschulverl. an der ETH Zürich 1995
- [63] Bernet, S.: *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg 2012
- [64] Tischmacher, H., Tsoumas, I. P. u. Gattermann, S.: Probability model for discharge activities in bearings of converter-fed electric motors. *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*. 2014, S. 1818–1824
- [65] Jae, H. S., Chang, H. C. u. Dong, S. H.: A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on* 16 (2001) 4, S. 545–550
- [66] Holmes, D. G. u. Lipo, T. A.: *Pulse width modulation for power converters. Principles and practice*. IEEE Press series on power engineering, Bd. 2. Piscataway, NJ: IEEE Press 2003
- [67] Das, S. u. Narayanan, G.: Novel Switching Sequences for a Space-Vector-Modulated Three-Level Inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 59 (2012) 3, S. 1477–1487
- [68] Schinkel, M.: *Entwurf und Simulation aktiver EMV-Filter für dreiphasige drehzahlveränderbare Antriebe*. Diss., TU-Berlin. 2009
- [69] Weber, S.: *Effizienter Entwurf von EMV-Filtern für leistungselektronische Geräte unter Anwendung der Methode der partiellen Elemente*. Diss., TU-Berlin. 2007
- [70] DIN EN 50347; 2003-09-01. *DIN EN 50347 Drehstromasynchronmotoren fuer den Allgemeingebrauch mit standardisierten Abmessungen und Leistungen - Baugroessen 56 bis 315 und Flanschgroessen 65 bis 740*
- [71] Nürnberg, W.: *Die Asynchronmaschine. Ihre Theorie und Berechnung unter besonderer Berücksichtigung der Keilstab- und Doppelkäfigläufer*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg 1952

- [72] Wiedemann, E. u. Kellenberger, W.: Konstruktion elektrischer Maschinen. Berlin, Heidelberg, s.l.: Springer Berlin Heidelberg 1967
- [73] Muetze, A. u. Binder, A.: Calculation of Motor Capacitances for Prediction of the Voltage Across the Bearings in Machines of Inverter-Based Drive Systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 43 (2007) 3, S. 665–672
- [74] Müller, G., Vogt, K. u. Ponick, B.: Berechnung elektrischer Maschinen. Wiley Inter-science Online Books. Weinheim: Wiley-VCH 2008
- [75] Adabi, J., Zare, F., Ghosh, A. u. Lorenz, R. D.: Calculations of capacitive couplings in induction generators to analyse shaft voltage. *Power Electronics, IET* 3 (2010) 3, S. 379–390
- [76] Brüser, P.: Untersuchungen über die elasto-hydrodynamische Schmierfilmdicke bei elliptischen Hertzschen Kontaktflächen, Braunschweig, TU., Diss. 1972
- [77] Baly, H.: Reibung fettgeschmierter Wälzlager. Diss., Univ.-Hannover. 2005
- [78] Jablonka, K., Glovnea, R. u. Bongaerts, J.: Evaluation of EHD films by electrical capacitance. *Journal of Physics D: Applied Physics* 45 (2012) 38, S. 385301
- [79] Hamrock, B. J. u. Dowson, D. (Hrsg.): Ball bearing lubrication. The elasto-hydrodynamics of elliptical contacts. New York: Wiley 1981
- [80] Wittek, E., Bader, N. u. Poll, G.: Die Beurteilung des Schmierzustands in Wälzlagern mit elektrischen Messverfahren. Reibung, Schmierung und Verschleiß. *Forschung und praktische Anwendungen ; 56. Tribologie-Fachtagung*, 21. - 23. September 2015 in Göttingen. Aachen: GfT 2015, S. 75
- [81] Barz, M.: Die Schmierfilmbildung in fettgeschmierten schnelllaufenden Spindellagern. Diss., Univ.-Hannover. 1996
- [82] Prashad, H.: Solving tribology problems in rotating machines. Woodhead Publishing in mechanical engineering. Cambridge, England, Boca Raton, FL: Woodhead 2006
- [83] DIN ISO 281; 2010-10-01. *DIN ISO 281 Wälzlager – Dynamische Tragzahlen und nominelle Lebensdauer*, abgerufen am: 29.12.2015
- [84] Rieg, F. u. Kaczmarek, M.: Taschenbuch der Maschinenelemente. s.l.: Carl Hanser Fachbuchverlag 2015
- [85] Magdun, O., Gemeinder, Y. u. Binder, A.: Investigation of influence of bearing load and bearing temperature on EDM bearing currents. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. 2010, S. 2733–2738
- [86] Muetze, A., Tamminen, J. u. Ahola, J.: Influence of Motor Operating Parameters on Discharge Bearing Current Activity. *Industry Applications, IEEE Transactions on* 47 (2011) 4, S. 1767–1777
- [87] Bonnett, A. H. u. Albers, T.: Motor bearing systems. *Industry Applications Magazine, IEEE* 8 (2002) 5, S. 58–73

- [88] Schaeffler Technologies GmbH&C. KG: Die Gestaltung von Wälzlagerungen. Kraftmaschinen, Elektromotoren, Energietechnik, Metallbearbeitungsmaschinen. WL 00 200/5 DA, Schweinfurt 2011
- [89] Gattermann, S., Kowalewski, R., Probol, C. u. Tischmacher, H.: Auswertungsverfahren für Lichtbogenentladungen und zugehöriger Prüfstand WO2011104084 A1, 2011
- [90] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. u. Skibinski, G.: The effects of PWM voltage source inverters on the mechanical performance of rolling bearings. Applied Power Electronics Conference. APEC '96. 1996, S. 561–569
- [91] Tischmacher, H. u. Kartashov, O.: Simulation von Lichtbogenentladungen in Wälzlagern von Elektromotoren zur Interpretation von experimentellen Ergebnissen an einem Lagerversuchsstand. ANSYS Conference & 32. CADFEM Users Meeting 2014. 2014
- [92] DIN ISO 10816-1; 1997-08-01. *DIN ISO 10816-1: Mechanische Schwingungen - Bewertung der Schwingungen von Maschinen durch Messungen an nicht-rotierenden Teilen - Teil 1: Allgemeine Anleitungen (ISO 10816-1:1995)*
- [93] DIN ISO 10816-3; 2009-08-01. *DIN ISO 10816-3: Mechanische Schwingungen - Bewertung der Schwingungen von Maschinen durch Messungen an nicht-rotierenden Teilen - Teil 3: Industrielle Maschinen mit einer Nennleistung über 15 kW und Nenndrehzahlen zwischen 120 min⁻¹ und 15000 min⁻¹ bei Messungen am Aufstellungsort (ISO 10816-3:2009)*
- [94] Papula, L.: Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler. Band 3. Vieweg-Teubner 2011
- [95] Jagenbrein, A.: Investigations of Bearing Failures due to Electric Current Passage. Diss., TU-Wien. 2005
- [96] Kolbe, H., Muetze, A. u. Hameyer, K.: Modelling of impulse currents in mechanical rolling element bearings. COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering 31 (2012) 6, S. 1575–1589
- [97] Soldera, F., Lasagni, A., Mücklich, F., Kaiser, T. u. Hraštnik, K.: Determination of the cathode erosion and temperature for the phases of high voltage discharges using FEM simulations. Computational Materials Science 32 (2005) 1, S. 123–139

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

<i>Bild 2.1 Darstellung typischer Veränderungen an Wälzlagern: (a) Mattierung, (b) Riffelbildung, (c) Fettveränderungen</i>	<i>7</i>
<i>Bild 2.2 Schematische Darstellung der Verhältnisse zur Ausbildung einer matteden Lagerlaufbahn: (a) Aufschmelzung, (b) Überrollung und Umschmelzung.....</i>	<i>8</i>
<i>Bild 2.3 Zur Entwicklung einer matteden Laufspur; Wälzrichtung horizontal.....</i>	<i>8</i>
<i>Bild 2.4 Schematische Darstellung der Verhältnisse zur Ausbildung einer geriffelten Lagerlaufbahn: (a) Verdampfung von Laufbahnmaterial, (b) Überrollung mit Schwingungsanregung.....</i>	<i>9</i>
<i>Bild 2.5 Exemplarische lichtoptische und REM-Aufnahmen einer Riffelstruktur mit Unterscheidung der unterschiedlichen Riffelbereiche nach [7]</i>	<i>10</i>
<i>Bild 2.6 Exemplarische Vermessung einer Riffelstruktur mit einem 3D-Laser-Scanning-Mikroskop nach [8].....</i>	<i>10</i>
<i>Bild 2.7 Übersichtsdarstellung der wichtigsten Bestandteile eines Schmierfetts [10, 11].....</i>	<i>11</i>
<i>Bild 2.8 Prinzipielle Darstellung einer Anlagenkonfiguration nach [15] zur Kennzeichnung der hochfrequenten Eigenschaften des Anlagenerdungssystems</i>	<i>13</i>
<i>Bild 2.9 Frequenzanalyse zur Variation der Spannungsteilheiten (a); Common-Mode-Modellspannung (b).....</i>	<i>14</i>
<i>Bild 2.10 Übersichtsdarstellung über die möglichen Lagerstromarten.....</i>	<i>15</i>
<i>Bild 2.11 Kapazitives Ersatzschaltbild des Motors nach [22, 29] mit der Gruppierung der Mechanismen nach Bild 2.10.....</i>	<i>16</i>
<i>Bild 2.12 Exemplarischer Verlauf von gemessenen EDM-Strömen</i>	<i>18</i>
<i>Bild 2.13 Darstellung der resultierenden Lagerspannung im Verhältnis zur Gesamtspannung</i>	<i>21</i>
<i>Bild 2.14 Prinzipielle Darstellung von Wicklung und Isolation innerhalb einer Statornut</i>	<i>22</i>
<i>Bild 2.15 Exemplarischer Verlauf von gemessenen Zirkularströmen bei einer Drehzahl von 150 min^{-1} (Konfiguration K-01.1)</i>	<i>23</i>
<i>Bild 2.16 Darstellung der auf den Maximalwert bezogenen Spitzenwerte des A-seitigen Lagerstroms für einen Asynchronmotor AH = 450 mm mit einer Bemessungsleistung von 1010 kW mit und ohne Lagerisolation (siehe Anhang A.2, Konfiguration K-04.1).....</i>	<i>25</i>
<i>Bild 2.17 Schematische Darstellung möglicher Erdstromverhältnisse</i>	<i>26</i>
<i>Bild 2.18 Exemplarischer Verlauf von gemessenen Rotor-Erdströmen (Konfiguration K-03.2).....</i>	<i>27</i>
<i>Bild 2.19 Schematischer Strukturplan der Dissertation</i>	<i>30</i>
<i>Bild 3.1 Prinzipielle Darstellung eines Spannungszwischenkreisumrichters nach [59].....</i>	<i>32</i>
<i>Bild 3.2 Mögliche Varianten des Einspeisestromrichters eines Spannungszwischenkreisumrichters; (a) unregelmäßige Einspeisung – DFE, (b) geregelte Einspeisung – AFE.....</i>	<i>32</i>
<i>Bild 3.3 Gemessene Spannungsverläufe an der Einspeisung und dem Zwischenkreis eines Spannungszwischenkreisumrichters mit unregelmäßiger Einspeisung – DFE</i>	<i>35</i>
<i>Bild 3.4 Gemessene Spannungsverläufe an der Einspeisung und dem Zwischenkreis eines Spannungszwischenkreisumrichters mit geregelter Einspeisung – AFE</i>	<i>35</i>

Bild 3.5	Prinzipielle Darstellung einer Wechselrichtereinheit in Zweipunkt-Technik mit den dazugehörigen Spannungsdefinitionen.....	36
Bild 3.6	Gemessene Spannungen am Umrichter Ausgang und an den Motorklemmen bei einem Zweipunkt-Umrichter mit unregelter Einspeisung (Konfiguration K-05.1).....	37
Bild 3.7	Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Brückenschaltung in Zweipunkt-Technik in vereinfachter Schalterdarstellung.....	39
Bild 3.8	Ersatzschaltbild eines Brückenzeigs in Dreipunkt-Technik.....	41
Bild 3.9	Ersatzschaltbild einer dreiphasigen Brückenschaltung in Dreipunkt-Technik in vereinfachter Schalterdarstellung.....	42
Bild 3.10	Zur Transformation eines dreiphasigen in ein zweiphasiges System [63].....	44
Bild 3.11	Raumzeiger und Stranggrößen in der $\alpha\beta$ -Ebene [63].....	44
Bild 3.12	Die acht möglichen Schalterkombinationen eines Zweipunkt-Wechselrichters mit den dazugehörigen Raumzeigern.....	46
Bild 3.13	Die 27 möglichen Schalterkombinationen eines Dreipunkt-Wechselrichters mit den dazugehörigen Raumzeigern.....	46
Bild 3.14	Sektordarstellung zur Zusammensetzung des resultierenden Raumzeigers und zur Synthese der Schaltreihenfolge; (a) Sektor mit umschließenden Spannungszeigern, (b) Schaltreihenfolge innerhalb eines Sektors.....	48
Bild 3.15	Darstellung der Einschaltzeiten in einem exemplarischen Zeitverlauf für einen fiktiven Sollwertzeiger in Sektor I.....	48
Bild 3.16	Darstellung der geometrischen Verhältnisse und der maximalen Zeigerlängen innerhalb eines Sektors.....	49
Bild 3.17	Exemplarischer Ausschnitt gemessener Umrichter-Ausgangsspannungen (a) mit dazugehöriger Sektoraufteilung (b).....	50
Bild 3.18	Detailausschnitte der Sektorbereiche nach Bild 3.17 für einen Winkel $\varphi_{\text{Soll, Sektor}}$ von ca. 30° mit den dazugehörigen Schaltzuständen.....	51
Bild 3.19	(a) Unterteilung des Dreipunkt-Raumzeigerdiagramms in sechs unabhängige Hexagone nach [65–67]; (b) Darstellung von sechs Teilsektoren innerhalb eines Hexagons.....	52
Bild 3.20	Zur Definition des resultierenden Spannungszeigers u'_{Soll} innerhalb eines aktiven Hexagons.....	53
Bild 3.21	Zuordnung von Schaltzeiten und -reihenfolgen innerhalb eines Hexagons.....	54
Bild 3.22	Darstellung der Common-Mode-Spannungsstufen in der $\alpha\beta$ -Ebene (a) Zweipunkt-Wechselrichter; (b) Dreipunkt-Wechselrichter.....	55
Bild 3.23	Darstellung der bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Zweipunkt-Wechselrichters über dem Winkel des Sollwertzeigers und dem Aussteuergrad.....	56
Bild 3.24	Darstellung der bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Dreipunkt-Wechselrichters über dem Winkel des Sollwertzeigers und dem Aussteuergrad.....	57
Bild 3.25	Darstellung der Sektor- und der Segmentwechsel am Beispiel ausgewählter Aussteuergrade.....	58
Bild 3.26	Darstellung der gemittelten, bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Zweipunkt-Wechselrichters über dem Aussteuergrad m	59
Bild 3.27	Darstellung der gemittelten, bezogenen Zeitanteile der Common-Mode-Spannungsstufen eines Dreipunkt-Wechselrichters über dem Aussteuergrad m	59
Bild 3.28	Verlauf der Modellspannung zur Validierung der Hüllkurvennäherung.....	63
Bild 3.29	Darstellung des Tastgrads α in Abhängigkeit vom Aussteuergrad m	66
Bild 3.30	Qualitative Darstellung der Auswirkungen von Parametervariationen auf die resultierenden Störpegel im Frequenzbereich.....	66

Bild 3.31 (a) Vergleich der Frequenzverläufe der gemessenen Common-Mode-Spannungen im Betriebspunkt ① mit den errechneten Hüllkurvenverläufen; (b) Hüllkurvenverläufe für veränderte Schaltfrequenz und Spannungssteilheit	69
Bild 3.32 Hüllkurvenverfahren zur Bestimmung der Spitzenwerte bei impulsförmigen Signalverläufen	70
Bild 3.33 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Common-Mode-Stromamplitude $+\hat{I}_{CM}$ im Betriebspunkt ① ($n = 920 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-01.1) (K-01.2); (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz	71
Bild 3.34 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Lagerstromamplitude $+\hat{I}_{AS}$ im Betriebspunkt ① ($n = 920 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-01.1) (K-01.2); (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz.....	72
Bild 3.35 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Lagerstromamplitude $+\hat{I}_{AS}$ im Betriebspunkt ② ($n = 2000 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-01.1) (K-01.2); (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 2,5 kHz	73
Bild 3.36 Qualitative Darstellung der möglichen Stufen von Lagerstromereignissen	74
Bild 3.37 Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der Lagerstromamplitude \hat{I}_{AS} im Betriebspunkt ① ($n = 750 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-02.1) (a); Exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 1,25 kHz (b).....	75
Bild 3.38 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Lagerstromamplitude \hat{I}_{AS} im Betriebspunkt ② ($n = 250 \text{ min}^{-1}$) für verschiedene Schaltfrequenzen (K-02.1); (b) exemplarische Zeitverläufe bei einer Schaltfrequenz von 1,25 kHz.....	76
Bild 3.39 Vergleich der Frequenzverläufe der gemessenen Common-Mode-Spannungen für verschiedene Zwischenkreisspannungen (Betriebspunkte ① und ③)	78
Bild 3.40 (a) Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit vom Spitzenwert der Common-Mode-Stromamplitude $+\hat{I}_{CM}$ (Betriebspunkte ① und ③) für verschiedene Zwischenkreisspannungen (K-03.1) (K-03.2) (a); (b) exemplarischer Zeitverlauf bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$	79
Bild 3.41 Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der Lagerstromamplitude $+\hat{I}_{AS}$ für verschiedene Zwischenkreisspannungen und Betriebsparameter (K-03.1 bis K-03.3), sowie exemplarische Zeitverläufe bei $U_{ZK} = 750 \text{ V}$	80
Bild 3.42 Vergleich der an Konfigurationen K-06.1 und K-06.2 gemessenen Anzahl von Lagerstromereignissen in Abhängigkeit von der Drehzahl für verschiedene Umrichtertopologien.....	81
Bild 4.1 Zur Definition der notwendigen Motorabmessungen	85
Bild 4.2 Darstellung verschiedener Nutverschlussvarianten	87
Bild 4.3 Verlauf der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	88
Bild 4.4 Verlauf der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	89
Bild 4.5 Vergleich der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Norm- und Transnormmotoren mit den Werten aus Messungen und analytischer	

	Berechnung nach [32] in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	90
Bild 4.6	Vergleich der simulierten Kapazitäten Wicklung – Statorblechpaket für Transnormmotoren mit den Werten aus Messungen und analytischer Berechnung nach [32] in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	90
Bild 4.7	Verlauf der simulierten Kapazität Rotor – Statorblechpaket für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	92
Bild 4.8	Verlauf der simulierten Kapazität Rotor – Statorblechpaket für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	92
Bild 4.9	Darstellung des Verhältnisses von berechneten (Gleichung 4-6) und simulierten C_{RS} - Werten für verschiedene Polzahlen in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Motoren mit Isoliersystemen für eine zulässige Spannung bis 500 V.....	93
Bild 4.10	Maßdefinitionen verschiedener Nutverschlussvarianten	94
Bild 4.11	Typisches Beispiel für die Verteilung des elektrischen Felds im Nutbereich eines Transnormmotors der Achshöhe 315 mm (Motor M-05).....	95
Bild 4.12	Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,Nut}$ für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	96
Bild 4.13	Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,Nut}$ für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	96
Bild 4.14	Vergleich der berechneten Kapazitäten $C_{WR,Nut}$ aus der FEM-Simulation mit den Werten der Gleichung 4-13, für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	97
Bild 4.15	Verlauf von k_{Nut} in Abhängigkeit von h_W für die Motoren mit einem Isoliersystem bis zu einer zulässigen Spannung von 500 V.....	98
Bild 4.16	k_{Nut} bei Variation von Nutschlitzbreite und Wicklungsabstand Δ_W (Gleichung 4-16).....	98
Bild 4.17	Vergleich der analytischen Berechnungsansätze mit den Ergebnissen der FEM-Simulation am Beispiel der vierpoligen Motorausführungen für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	99
Bild 4.18	Vergleich der analytischen Berechnungsansätze mit den Ergebnissen der FEM-Simulation am Beispiel der vierpoligen Motorausführungen für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	100
Bild 4.19	Zur Maßdefinition des Wickelkopfbereichs (links) und der Übertragung in ein rotationssymmetrisches Ersatzmodell für die numerische Feldberechnung (rechts).....	101
Bild 4.20	Zur Überführung einer realen Kurzschlussringgeometrie aus dem Bereich der Transnormmotoren in ein Ersatzmodell zur automatisierten Berechnung der Kapazität $C_{WR,WK}$	101
Bild 4.21	Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,WK}$ für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	102
Bild 4.22	Verlauf der simulierten Kapazität $C_{WR,WK}$ für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	103

Bild 4.23 Verlauf der simulierten Kapazität C_{WR} für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	104
Bild 4.24 Verlauf der simulierten Kapazität C_{WR} für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	104
Bild 4.25 Zuwachs des C_{WR} -Wertes gegenüber dem Nutanteil durch die Kopplung im Wickelkopfbereich für die Motoren mit einem Isoliersystem bis 500 V (a) und 690 V (b).....	106
Bild 4.26 Zur Definition der kapazitiven Verhältnisse im Kontaktbereich zwischen Wälzkörper und Lagerring.....	107
Bild 4.27 Darstellung des Prüfkopfs für die Kapazitätsmessungen bei kombinierter Belastung.....	109
Bild 4.28 Zur Bestimmung der Ladezeitkonstante und der Lagerkapazität auf der Basis eines elektrischen Analogiemodells.....	110
Bild 4.29 Darstellung der gemessenen und der mit den Gleichungen 4-2 und 4-26 berechneten Lagerkapazitäten.....	113
Bild 4.30 Verlauf der berechneten Lagerkapazität in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur (a) und Lagerbelastung (b).....	114
Bild 4.31 Verlauf der berechneten Lagerkapazität in Abhängigkeit von Temperatur und Lagerbelastung für zwei verschiedene Drehzahlen.....	114
Bild 4.32 Darstellung der Umrechnungsfaktoren für die in dieser Arbeit betrachteten Lagertypen.....	117
Bild 4.33 Darstellung der umgerechneten Lagerkapazitäten für die Motoren der Reihenbetrachtung mit Polzahl $2p = 4$ bei Bemessungsdrehzahl, unterschiedlichen Temperaturen und Lagerbelastungen.....	117
Bild 4.34 Darstellung der gemessenen und mit Gleichung 4-34 berechneten P_C -Werte.....	120
Bild 4.35 Verlauf der P_C -Werte in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur (a) und Lagerbelastung (b).....	121
Bild 4.36 Verlauf der P_C -Werte in Abhängigkeit von Temperatur und Lagerbelastung für zwei verschiedene Drehzahlen.....	121
Bild 4.37 Verlauf der simulierten BVR_{θ} -Werte für Motor M-05 bei Veränderung der Nutschlitzbreite S und der Luftspaltweite δ	123
Bild 4.38 Verlauf der simulierten BVR_{θ} -Werte für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V.....	124
Bild 4.39 Verlauf der simulierten BVR_{θ} -Werte für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 690 V.....	124
Bild 4.40 Verlauf der simulierten BVR -Werte für Motor M-05 bei Veränderung der Nutschlitzbreite S und der Luftspaltweite δ , bei $n = 1500 \text{ min}^{-1}$; $\vartheta = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$; $CP = 100$	125
Bild 4.41 Verlauf der simulierten BVR -Werte für Motor M-05 bei Veränderung der Drehzahl bei einer Temperatur von $20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ und $80 \text{ }^{\circ}\text{C}$ und einer Lagerbelastung von $C / P = 100$ und 30	126
Bild 4.42 Verlauf der simulierten BVR -Werte für Norm- und Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis 500 V bei einer Temperatur von $20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ und $80 \text{ }^{\circ}\text{C}$ und einer Lagerbelastung von $C / P = 100$	127
Bild 4.43 Verlauf der simulierten BVR -Werte für Transnormmotoren in Abhängigkeit von der Bemessungsleistung für Isoliersysteme mit einer zulässigen Spannung bis	

690 V bei einer Temperatur von 20 °C und 80 °C und einer Lagerbelastung von C / P = 100	127
Bild 5.1 Schematische Darstellung des Lagerversuchsstands (LVS).....	132
Bild 5.2 Erweitertes Lager-Ersatzschaltbild auf der Basis von [1, 33, 90].....	133
Bild 5.3 Darstellung des prinzipiellen zeitlichen Verlaufs des Spannungsimpulses am Verstärkerausgang.....	134
Bild 5.4 Zur Charakterisierung von ohmschen Übergängen und Durchschlagereignissen	134
Bild 5.5 Mögliche elektrische Belastungszustände am Lagerversuchsstand.....	135
Bild 5.6 Darstellung der gemessenen und klassifizierten Verläufe von Lagerspannung und - strom für die Versuche zur Drehzahlvariation; (a) variable Drehzahl, (b) konstante Drehzahl.....	136
Bild 5.7 Darstellung der gemessenen und klassifizierten Verläufe von Lagerspannung und - strom für die Versuche zur Lagerbelastung; (a) variable Drehzahl, (b) konstante Drehzahl.....	138
Bild 5.8 Darstellung der gemessenen Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der Lagerstromamplitude $+\hat{I}_{AS}$ für verschiedene Rotor- Auswuchtzustände bei einer Drehzahl von $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ (K-03.1, M-03).....	138
Bild 5.9 Einfluss von Shaker und Unwucht auf die gemessenen elektrischen Lagerbelastungen am Lagerversuchsstand.....	139
Bild 5.10 Gemessene Schwinggeschwindigkeiten am Lagerversuchsstand im Vergleich zur Norm [91, 92].....	140
Bild 5.11 Grafische Darstellung des Testumfangs der systematischen Parameteruntersuchungen am Lagerversuchsstand.....	142
Bild 5.12 Exemplarischer Verlauf der Ereigniswahrscheinlichkeiten bei $n = 2400 \text{ min}^{-1}$, $\vartheta = 60 \text{ °C}$ und $\hat{U}_0 = 26 \text{ V}$ (a) statische Lagerlast und (b) dynamische Belastung.....	144
Bild 5.13 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-1 bis 5-3 berechneten Ereigniswahrscheinlichkeiten für ohmsche Übergänge und Lichtbogendurchschläge bei statischer Lagerbelastung.....	145
Bild 5.14 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-1 bis 5-3 berechneten Ereigniswahrscheinlichkeiten für ohmsche Übergänge und Lichtbogendurchschläge bei dynamischer Lagerbelastung.....	146
Bild 5.15 Berechnete Ereigniswahrscheinlichkeiten für verschiedene Lagerspannungen und Belastungen in Abhängigkeit von der Drehzahl bei einer Temperatur von 40 °C	147
Bild 5.16 Berechnete Ereigniswahrscheinlichkeiten für verschiedene Lagerspannungen und Belastungen in Abhängigkeit von der Drehzahl, bei einer Temperatur von 80 °C.....	147
Bild 5.17 Zur Definition des Faktors k_{Iso}	149
Bild 5.18 Kombinierte Darstellung eines exemplarischen Common-Mode-spannungsbedingten Verlaufs der Lagerspannung mit den möglichen EDM-Durchschlagsstufen (b) bis (d)	151
Bild 5.19 Wahrscheinlichkeitsbaum zur Bestimmung der Ereigniszahlen bei sequenziell auftretenden Spannungsstufen.....	152
Bild 5.20 Vergleich der gemessenen und berechneten BVR-Werte für Motor M-05 in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Lagertemperatur.....	154
Bild 5.21 (a) Koeffizienten und Verlauf des Reduktionsfaktors k_U für Lagerspannungen unter 12 V (b) Koeffizienten und Verlauf des Faktors zur Reduktion der Isolationsfähigkeit k'_{Iso}	154
Bild 5.22 Vergleich der gemessenen und berechneten Anzahl von EDM-Durchschlägen am Beispiel der Konfiguration K-05.1	155
Bild 5.23 Modellrechnung zum Einfluss einer Netzspannung von 690 V am Beispiel der Konfiguration K-05.1	156

<i>Bild 5.24 Darstellung der über einen Zeitraum von einer Sekunde gemittelten Amplituden von Lagerstrom und -spannung im Fall eines EDM-Durchschlags in Abhängigkeit von Drehzahl und Verstärkerspannung bei einer Lagertemperatur von 60 °C.....</i>	<i>159</i>
<i>Bild 5.25 Darstellung der berechneten ortsabhängigen Kontaktflächen des LVS-Testlagers 6210 C3 für ausgewählte Lastverhältnisse und Drehzahlen.....</i>	<i>160</i>
<i>Bild 5.26 Darstellungen zur exemplarische Analyse eines Lichtbogendurchschlags am LVS nach [91]</i>	<i>162</i>
<i>Bild 5.27 Vergleich von gemessenen und simulierten Strom- und Spannungsverläufen am LVS</i>	<i>163</i>
<i>Bild 5.28 Darstellung der gemessenen Spitzenwerte von Lagerstrom und -spannung mit den dazugehörigen REM-Aufnahmen der Lagerlaufbahnen im Rahmen der Grenzwert-Dauerversuche am LVS</i>	<i>164</i>
<i>Bild 5.29 Darstellung der über einen Zeitraum von einer Sekunde gemittelten Amplituden der Lagerscheinleistung im Fall eines EDM-Durchschlags in Abhängigkeit von Drehzahl und Verstärkerspannung bei einer Lagertemperatur von 60 °C.....</i>	<i>166</i>
<i>Bild 5.30 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-12 und 5-3 berechneten mittleren Lagerscheinleistungen für Lichtbogendurchschläge am LVS bei statischer Lagerbelastung.....</i>	<i>168</i>
<i>Bild 5.31 Vergleich der gemessenen und der mit den Gleichungen 5-12 und 5-3 berechneten mittleren Lagerscheinleistungen für Lichtbogendurchschläge am LVS bei dynamischer Lagerbelastung.....</i>	<i>168</i>
<i>Bild 5.32 Darstellung der berechneten SL/SL20-Verhältnisse in Abhängigkeit von Drehzahl, Temperatur, Messzeitpunkt, Lagerbelastung und Netzanschlussspannung für die Modellbetrachtung am Beispiel der Konfiguration K-05.1.</i>	<i>170</i>
<i>Bild 5.33 Zur Ermittlung der fiktiven Lagerscheinleistung bei Zirkular- und Rotor-Erdströmen.....</i>	<i>172</i>
<i>Bild 5.34 Zur Ermittlung der fiktiven Lagerscheinleistung bei EDM-Durchschlägen.....</i>	<i>172</i>
<i>Bild 5.35 Darstellung der Ereignishäufigkeiten in Abhängigkeit von den Spitzenwerten der fiktiven Lagerscheinleistung SAS für verschiedene Zwischenkreisspannungen und Betriebsparameter (K-03.1 bis K-03.3) sowie dazugehörige Hüllkurvenverläufe.....</i>	<i>173</i>
<i>Bild A.1 Beispielhafte Darstellung einer Messanordnung zur Durchführung einer indirekten Lagerstrommessung nach [30]</i>	<i>217</i>
<i>Bild A.2 Zur BVR-Bestimmung auf der Basis von gemessenen Spannungsverläufen</i>	<i>218</i>
<i>Bild A.3 Darstellung der möglichen Messkombinationen und der Kapazitätsverhältnisse bei der Messung von parasitären Motorkapazitäten mittels LCR-Meter</i>	<i>219</i>

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 2-1 Mögliche Maßnahmen zur Reduktion von EDM-Lagerströmen	19
Tabelle 2-2 Mögliche Maßnahmen zur Reduktion von Zirkularströmen.....	24
Tabelle 2-3 Mögliche Maßnahmen zur Reduktion von Rotor-Erdströmen	28
Tabelle 3-1 Typische Zwischenkreisspannungen für verschiedene Netzspannungsstufen.....	34
Tabelle 3-2 Verwendete Schaltfunktionen eines Dreipunkt-Brückenzeiges am Beispiel des Strangs U	41
Tabelle 3-3 Vergleich der möglichen Stufenzahl N und der Spannungsniveaus am Ausgang eines Zweipunkt- und eines Dreipunkt-Wechselrichters	42
Tabelle 3-4 Zuordnung von aktiven Schaltzuständen und Raumzeigergrößen von Zwei- und Dreipunkt-Wechselrichtern	47
Tabelle 3-5 Schaltfolgen und -zustände des Basisvektors u_z , Segment \mathbb{D} , in Abhängigkeit vom Sektor I – VI.....	54
Tabelle 3-6 Darstellung der Koeffizientenwerte für Gleichung 3-18 für unterschiedliche Aussteuergrade m	60
Tabelle 3-7 Darstellung der Modellparameter und der Analyseergebnisse des Basisverlaufs (a).....	63
Tabelle 3-8 Darstellung der Modellparameter und der Analyseergebnisse der Vergleichsverläufe (b) – (d).....	64
Tabelle 3-9 Darstellung der Betriebspunkte und -parameter für die Messungen an den Konfigurationen K-01.1 und K-01.2.....	68
Tabelle 3-10 Darstellung der Betriebspunkte und -parameter für die Messungen an der Konfiguration K-02.1	74
Tabelle 3-11 Darstellung der Betriebspunkte und -parameter für die Messungen an den Konfigurationen K-03.1 bis K-03.3	78
Tabelle 3-12 Zusammenfassende Darstellung der Auswirkungen von Parameterveränderungen auf die Ausprägung von Lagerströmen	82
Tabelle 4-1 Darstellung der Koeffizienten der Regressionsgleichung 4-3 zur Berechnung von C_{WS} in nF innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen	89
Tabelle 4-2 Darstellung der Koeffizienten der Regressionsgleichung 4-3 zur Berechnung von C_{RS} in pF innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen.....	93
Tabelle 4-3 Vergleich der gemessenen und berechneten C_{RS} Werte.....	94
Tabelle 4-4 Darstellung der Koeffizienten von Regressionsgleichung 4-3 zur Berechnung von $C_{WR,WK}$ in pF (Koeffizient $K_2 = 0$) innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen	103
Tabelle 4-5 Darstellung der Koeffizienten von Regressionsgleichung 4-2 zur Berechnung von C_{WR} in pF (Koeffizient $K_2 = 0$) innerhalb der in Anhang A.1 angegebenen Leistungsgrenzen	105
Tabelle 4-6 Vergleich der gemessenen und berechneten C_{WR} -Werte	106
Tabelle 4-7 Erläuterung der in Gleichungen 4-17 bis 4-23 verwendeten Größen.....	108
Tabelle 4-8 Koeffizienten und R^2 -Anteile der Gleichungen 4-2 und 4-26	112
Tabelle 4-9 Koeffizienten und R^2 -Anteile zur Gleichung 4-34	119

Tabelle 4-10 Einfluss verschiedener Motorabmessungen auf die Kapazitäten Rotor – Statorblechpaket C_{RS} und Wicklung – Rotor C_{WR}	122
Tabelle 5-1 Einflüsse und deren Auswirkungen auf die Kraftverteilung im Motorlagersystem mit den Belastungen: ↓-radial, → - axial, ⤵ - Moment	131
Tabelle 5-2 Darstellung der Koeffizienten K_0 bis K_{13} der Gleichung 5-3 sowie R^2 -Werte zur Berechnung der Ereigniswahrscheinlichkeiten mit den Gleichungen 5-1 und 5-2 für verschiedenen Belastungsfälle	143
Tabelle 5-3 Darstellung der Koeffizienten K_0 bis K_{13} der Gleichung 5-3 sowie R^2 -Werte zur Berechnung der Lagerscheinleistung nach Gleichung 5-12 für verschiedene Belastungsfälle.....	167
Tabelle A-1 Mögliche Schalterkombinationen und Spannungsstufen eines Zweipunkt-Wechselrichters	198
Tabelle A-2 Mögliche zusätzliche Schalterkombinationen und Spannungsstufen eines Dreipunkt-Wechselrichters als Ergänzung zu Tabelle A-1.....	199
Tabelle A-3 Schaltfolgen und -zustände in Abhängigkeit von Basisvektor, Segment und Sektor.....	200
Tabelle A-4 Darstellung der Koeffizientenwerte für die minimalen und maximalen Werte der $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe nach Gleichung 3-18 für unterschiedliche Aussteuergrade ($\alpha_2 = 0; \alpha_3 = 0$).....	201
Tabelle A-5 Lagerfaktoren	202
Tabelle A-6 Gemessene Permittivitätswerte verschiedener Schmierfette bei unterschiedlichen Temperaturen.....	202
Tabelle A-7 Druck-Viskositäts-Koeffizient α_P und die Viskosität im Spalteintritt α_P für Shell Alvania RL3 bei verschiedenen Temperaturen	202
Tabelle A-8 Motordaten- und Kapazitäten, $2p = 2$, IE2	203
Tabelle A-9 Lagerkapazitäten und BVR-Werte; $C/P = 100$, $2p = 2$, IE2	204
Tabelle A-10 Motordaten- und Kapazitäten, $2p = 4$, IE2	205
Tabelle A-11 Lagerkapazitäten und BVR-Werte; $C/P = 100$, $2p = 4$, IE2	206
Tabelle A-12 Motordaten- und Kapazitäten, $2p = 6$, IE2	207
Tabelle A-13 Lagerdaten und BVR-Werte; $C/P = 100$, $2p = 6$, IE2	208
Tabelle A-14 Motordaten- und Kapazitäten, $2p = 8$, IE2	209
Tabelle A-15 Lagerdaten und BVR-Werte; $C/P = 100$, $2p = 8$, IE2	210
Tabelle A-16 Randbedingungen zur Berechnung der Ereigniswahrscheinlichkeiten für Einzelimpulse	211
Tabelle A-17 Technische Daten der verwendeten Umrichter.....	212
Tabelle A-18 Technische Daten der verwendeten Motoren	213
Tabelle A-19 Technische Daten der verwendeten Konfigurationen	214

A ANHANG

A.1 Tabellen

Tabelle A-1 Mögliche Schalterkombinationen und Spannungsstufen eines
Zweipunkt-Wechselrichters

\underline{u}	Schalterstellung			Mittelpunkt			Strang			Verkettet			N
	s_U	s_V	s_W	$\frac{u_{U0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{V0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{W0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_U}{U_{ZK}}$	$\frac{u_V}{U_{ZK}}$	$\frac{u_W}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{UV}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{VW}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{WU}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{N0}}{U_{ZK}}$
\underline{u}_{0-1}	-1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	0	0	0	0	$-\frac{1}{2}$
\underline{u}_1	+1	-1	-1	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	+1	0	-1	$-\frac{1}{6}$
\underline{u}_2	+1	-1	-1	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0	+1	-1	$+\frac{1}{6}$
\underline{u}_3	+1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	-1	+1	0	$-\frac{1}{6}$
\underline{u}_4	+1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$+\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{3}$	-1	0	+1	$+\frac{1}{6}$
\underline{u}_5	+1	-1	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{2}{3}$	0	-1	+1	$-\frac{1}{6}$
\underline{u}_6	+1	-1	-1	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$+\frac{1}{3}$	+1	-1	0	$+\frac{1}{6}$
\underline{u}_{0-2}	+1	+1	+1	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	0	0	0	0	0	$+\frac{1}{2}$

Tabelle A-2 Mögliche zusätzliche Schalterkombinationen und Spannungsstufen eines Dreipunkt-Wechselrichters als Ergänzung zu Tabelle A-1

\underline{u}	Schalter			Mittelpunkt			Strang			Verkettet			N
	S_U	S_V	S_W	$\frac{u_{U0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{V0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{W0}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_U}{U_{ZK}}$	$\frac{u_V}{U_{ZK}}$	$\frac{u_W}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{UV}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{VW}}{U_{ZK}}$	$\frac{u_{WU}}{U_{ZK}}$	
\underline{u}_{18}	+1	-1	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	+1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0
\underline{u}_{13}	+1	0	-1	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	-1	0
\underline{u}_{14}	0	+1	-1	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	+1	$-\frac{1}{2}$	0
\underline{u}_{15}	-1	+1	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	-1	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0
\underline{u}_{16}	-1	0	+1	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	+1	0
\underline{u}_{17}	0	-1	+1	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	-1	$+\frac{1}{2}$	0
\underline{u}_{12-1}	+1	0	+1	$+\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{3}$
\underline{u}_{7-1}	+1	0	0	$+\frac{1}{2}$	0	0	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{6}$
\underline{u}_{8-1}	+1	+1	0	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{3}$
\underline{u}_{9-1}	0	+1	0	0	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{6}$
\underline{u}_{10-1}	0	+1	+1	0	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{3}$
\underline{u}_{11-1}	0	0	+1	0	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{3}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{6}$
\underline{u}_{12-2}	0	-1	0	0	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{6}$
\underline{u}_{7-2}	0	-1	-1	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$
\underline{u}_{8-2}	0	0	-1	0	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{6}$
\underline{u}_{9-2}	-1	0	-1	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{3}$
\underline{u}_{10-2}	-1	0	0	$-\frac{1}{2}$	0	0	$-\frac{1}{3}$	$+\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{2}$	0	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{6}$
\underline{u}_{11-2}	-1	-1	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$+\frac{1}{3}$	0	$-\frac{1}{2}$	$+\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{3}$
\underline{u}_{0-3}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabelle A-3 Schaltfolgen und -zustände in Abhängigkeit von Basisvektor, Segment und Sektor

Basisvektor/ Segment	Sektor		z^0	z^1	z^2	z^0	
\underline{u}_7 330° < $\varphi_{Soll} \leq$ 30°	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	0 -	+ - 1	+ 0 - 13	+ 0 0 7-1	
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		0 0 - 8-1	+ 0 - 13		
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		0 0 - 8-1	0 0 0 03		
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		0 - 0 12-1	0 0 0 03		
	①	V		$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$	0 - 0 12-1		+ - 0 18
		VI		$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$	+ -		+ - 0 18
\underline{u}_8 30° < $\varphi_{Soll} \leq$ 90°	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	+ + 0 8-0	+ + - 2	0 + - 14	0 0 - 8-1	
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		0 + 0 9-1	0 + - 14		
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		0 + 0 9-1	0 0 0 03		
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		+ 0 0 7-1	0 0 0 03		
	②	V		$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$	+ 0 0 7-1		+ 0 - 13
		VI		$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$	+ + - 2		+ 0 - 13
\underline{u}_9 90° < $\varphi_{Soll} \leq$ 150°	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	- 0 - 9-0	- + - 3	- + 0 15	0 + 0 9-1	
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		- 0 0 10-1	- + 0 15		
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		- 0 0 10-1	0 0 0 03		
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		0 0 - 8-1	0 0 0 03		
	③	V		$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$	0 0 - 8-1		0 + - 14
		VI		$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$	- 0 - 3		0 + - 14
\underline{u}_{10} 150° < $\varphi_{Soll} \leq$ 210°	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	0 + + 10-0	- + + 4	- 0 + 16	- 0 0 10-1	
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		0 0 + 11-1	- 0 + 16		
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		0 0 + 11-1	0 0 0 03		
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		0 + 0 9-1	0 0 0 03		
	④	V		$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$	0 + 0 9-1		- + 0 15
		VI		$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$	- + + 4		- + 0 15
\underline{u}_{11} 210° < $\varphi_{Soll} \leq$ 270°	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	- - 0 11-0	- - + 5	0 - + 17	0 0 + 11-1	
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		0 - 0 12-1	0 - + 17		
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		0 - 0 12-1	0 0 0 03		
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		- 0 0 10-1	0 0 0 03		
	⑤	V		$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$	- 0 0 10-1		- 0 + 16
		VI		$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$	- - + 5		- 0 + 16
\underline{u}_{12} 270° < $\varphi_{Soll} \leq$ 330°	I	$0^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 60^\circ$	+ 0 + 12-0	+ - + 6	+ - 0 18	0 - 0 12-1	
	II	$60^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 120^\circ$		+ 0 0 7-1	+ - 0 18		
	III	$120^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 180^\circ$		+ 0 0 7-1	0 0 0 03		
	IV	$180^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 240^\circ$		0 0 + 11-1	0 0 0 03		
	⑥	V		$240^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 300^\circ$	0 0 + 11-1		0 - + 17
		VI		$300^\circ < \varphi'_{Soll} \leq 360^\circ$	+ - + 6		0 - + 17

Tabelle A-4 Darstellung der Koeffizientenwerte für die minimalen und maximalen Werte der $\Sigma T_{CM}/T_S$ -Verläufe nach Gleichung 3-18 für unterschiedliche Aussteuergrade ($\mathbf{a}_2 = \mathbf{0}; \mathbf{a}_3 = \mathbf{0}$)

WR-Typ	U_{CM}	$\Sigma T_{CM}/T_S$	a_k	Bereiche			
Zweipunkt	$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	max		$0 \leq m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$		
			a_0	0	100		
			a_1	86,6	0		
		min		$0 \leq m \leq \frac{4}{3}$			
			a_0	0			
			a_1	75			
	$\pm \frac{U_{ZK}}{2}$	max		$0 \leq m \leq \frac{4}{3}$			
			a_0	100			
			a_1	-75			
		min		$0 \leq m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$		
			a_0	100	0		
			a_1	-86,6	0		
Dreipunkt	0 V	max		$0 \leq m \leq 0,62$	$0,62 < m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$	
			a_0	100	-100	100	
			a_1	-150	173,16	0	
		min		$0 \leq m \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$		
			a_0	100	0		
			a_1	-172,98	0		
		$\pm \frac{U_{ZK}}{6}$	max		$0 \leq m \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} < m \leq 0,73$	$0,73 < m \leq \frac{4}{3}$
				a_0	0	150	0
				a_1	130	-130	75
			min		$0 \leq m \leq \frac{2}{3}$	$\frac{2}{3} < m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$
				a_0	0	116	0
				a_1	75	-101,66	0
	$\pm \frac{U_{ZK}}{3}$	max		$0 \leq m \leq \frac{2}{3}$	$\frac{2}{3} < m \leq \frac{4}{3}$		
			a_0	0	100		
			a_1	75	-75		
		min		$0 \leq m \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} < m \leq \frac{4}{3}$	
			a_0	0	50	0	
			a_1	43,2	-43,3	0	

Tabelle A-5 Lagerfaktoren

Lagertyp	C_{dyn} kN	D_m mm	D_W mm	N_W	$F_{AX,relativ}$ $\frac{N}{mm^2}$	F_{AX} N	$\frac{u_{Lager}}{u_{6008}}$	$\frac{A_{Lager}}{A_{6008}}$
6008	17,8	54,00	7,938	12	0,06613	50,0	1,000	1,000
6202	8,2	25,26	6,000	8	0,06613	19,0	0,451	0,404
6204	13,6	33,50	7,938	8	0,06613	33,3	0,598	0,727
6205	14,9	39,04	7,938	9	0,06613	37,5	0,708	0,765
6206	20,7	46,00	9,525	9	0,06613	54,0	0,833	1,138
6208	31,0	60,00	12,303	9	0,06613	90,0	1,088	1,808
6209	33,0	65,00	12,303	10	0,06613	100	1,186	1,901
6210	39,0	70,00	12,700	10	0,06613	107	1,281	2,252
6212	57,0	85,00	15,875	10	0,06613	167	1,553	3,385
6213	63,0	92,80	15,875	11	0,06613	183	1,705	3,767
6215	70,0	102,5	17,462	11	0,06613	222	1,884	4,376
6315	123,0	117,5	26,988	8	0,06613	385	2,107	7,572
6316	131,0	125,0	28,575	8	0,06613	432	2,242	8,904
6317	141,0	132,5	30,162	8	0,06613	481	2,378	9,608
6319	154,0	147,5	33,338	8	0,06613	588	2,649	11,05
6218	102,0	125,3	21,431	11	0,06613	334	2,302	6,563
6220	130,0	140,0	25,400	10	0,06613	427	2,563	8,800
6224	154,0	167,5	30,162	9	0,06613	541	3,068	10,84
6226	177,0	180,0	31,750	9	0,06613	600	3,301	12,61
6228	188,0	195,0	31,750	10	0,06613	667	3,593	13,64

Tabelle A-6 Gemessene Permittivitätswerte verschiedener Schmierfette bei unterschiedlichen Temperaturen

Fettsorte	Klasse	NGLI	Permittivität ϵ_r				$\epsilon_r / \epsilon_{r,Alvania RL3}$			
	0,1mm		20 °C	20 °C	40 °C	60 °C	20 °C	40 °C	60 °C	80 °C
Mobilith SHC 100	280	2	3,54	3,54	3,52	3,49	0,971	0,961	0,964	0,943
Mobilith SHC 220	280	2	3,41	3,41	3,39	3,33	0,934	0,923	0,923	0,911
Shell Retinax LX2	265-295	2	2,99	2,99	2,98	2,92	0,820	0,811	0,807	0,799
Esso Unirex N3	235	3	3,18	3,18	3,16	3,10	0,871	0,862	0,858	0,842
Arcanol Multi 3	220-260	2 – 3	3,27	3,26	3,26	3,24	0,896	0,893	0,888	0,898
Shell Alvania RL3	220-250	3	3,65	3,65	3,67	3,61	1,000	1,000	1,000	1,000

Tabelle A-7 Druck-Viskositäts-Koeffizient α_p und die Viskosität im Spalteintritt α_p für Shell Alvania RL3 bei verschiedenen Temperaturen

Temperatur	α_p	η_0
	mm^2/N	mPas
20 °C	2,1201e-08	300,6106
40 °C	1,7877e-08	91,8274
60 °C	1,5467e-08	35,6640
80 °C	1,3639e-08	16,4821

Tabelle A-8 Motordaten- und Kapazitäten, **2p = 2**, IE2

Motortyp	U_{Netz}	Baugröße		Bemessungsdaten		Motorkapazitäten					BVR_0 %		
		P_N kW	n_n min ⁻¹	C_{WS} nF	C_{RS} pF	$C_{WR,Nut}$ pF	$C_{WR,WK}$ pF	C_{WR} pF	$\frac{C_{WR}}{C_{WR,Nut}}$				
Normmotor	≤ 500 V	71	M	0,37	2770	1,30	216,7	6,07	10,74	16,82	2,77	7,20	
				0,55	2780	1,71	288,9	9,72	11,06	20,78	2,14	6,71	
		80	M	0,75	2805	1,75	318,1	4,14	12,04	16,17	3,91	4,84	
				1,1	2835	2,33	445,4	5,80	12,04	17,83	3,07	3,85	
		90	S	1,5	2885	2,65	461,1	9,02	15,48	24,51	2,72	5,05	
				2,2	2890	3,09	605,2	11,84	15,48	27,33	2,31	4,32	
		100	L	3	2905	3,42	544,0	8,86	22,82	31,68	3,58	5,50	
		112	M	4	2945	3,11	582,3	11,02	29,90	40,92	3,71	6,57	
		132	S	5,5	2950	4,03	340,5	9,72	37,16	46,88	4,82	12,10	
				7,5	2950	4,96	431,3	12,31	37,16	49,47	4,02	10,29	
		160	M	11	2955	6,40	363,8	15,73	44,24	59,97	3,81	14,15	
				15	2955	8,24	459,6	20,74	44,52	65,25	3,15	12,43	
				18,5	2955	10,29	555,3	25,06	44,52	69,57	2,78	11,13	
		180	M	22	2940	8,85	595,9	17,23	42,94	60,17	3,49	9,17	
		200	L	30	2960	11,48	637,8	24,35	55,68	80,03	3,29	11,15	
				37	2960	13,91	773,1	29,52	55,68	85,19	2,89	9,93	
		225	M	45	2965	15,86	815,5	33,95	67,24	101,18	2,98	11,04	
		250	M	55	2970	11,51	730,9	29,81	86,34	116,15	3,90	13,71	
		280	S	75	2978	14,57	825,0	22,46	109,0	131,46	5,85	13,74	
				90	2975	17,57	994,3	27,07	109,0	136,07	5,03	12,04	
315	M	110	2982	23,35	1033	15,88	112,7	128,56	8,10	11,07			
		132	2982	30,81	1349	20,74	112,7	133,42	6,43	9,00			
		160	2982	34,06	1496	19,17	108,6	127,80	6,67	7,87			
		200	2982	43,85	1939	29,81	112,7	142,50	4,78	6,85			
Transnormmotor	≤ 500 V	315	315	250	2979	43,96	961,0	22,46	101,2	123,67	5,51	11,40	
				317	315	2979	56,18	1228	26,50	101,2	127,70	4,82	9,42
		355	355	355	2980	45,53	1109	3,94	103,2	107,10	27,18	8,80	
				355	400	2980	49,03	1258	4,46	103,2	107,67	24,14	7,88
				357	500	2982	64,41	1569	5,57	103,2	108,77	19,53	6,48
		400	403	560	2985	73,53	1356	<0,1	111,3	111,32	-	7,59	
				405	630	2985	83,83	1545	<0,1	111,3	111,32	-	6,72
		≤ 690 V	315	315	240	2978	34,34	961,0	20,74	99,48	120,2	5,80	11,12
					317	300	2978	44,13	1228	26,50	99,48	126,0	4,75
			355	353	345	2981	45,22	1109	1,97	101,7	103,7	52,63	8,55
	355				390	2981	51,31	1258	4,46	101,7	106,2	23,81	7,78
	357				485	2982	63,98	1569	5,57	101,7	107,3	19,27	6,40
	400		403	545	2986	75,89	1356	<0,1	110,2	110,2	-	7,52	
				405	610	2986	86,51	1545	<0,1	110,2	110,2	-	6,65
				407	680	2986	92,18	1735	<0,1	110,2	110,2	-	5,97
	450		453	775	2987	98,52	1534	6,96	129,7	136,7	19,64	8,18	
				455	875	2987	110,4	1719	7,80	129,7	137,6	17,63	7,41
			457	970	2987	122,3	1904	8,64	129,7	138,4	16,02	6,78	

Tabelle A-9 Lagerkapazitäten und BVR-Werte; C/P = 100, 2p = 2, IE2

Baugröße	Lager Typ	Lagerdaten $n_n/5$				Lagerdaten n_n				BVR					
		20 °C		80 °C		20 °C		80 °C		$n_n/5$		n_n			
		C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	20 °C %	80 °C %	20 °C %	80 °C %		
71	M	6202	68,81	65,3	252,1	27,8	44,91	83,4	164,6	36,9	4,53	2,28	5,20	2,99	
		6202	68,71	65,3	251,8	27,8	44,88	83,4	164,5	36,9	4,65	2,56	5,20	3,25	
80	M	6204	114,1	68,8	418,1	29,6	79,70	86,4	292,0	38,2	2,87	1,38	3,28	1,76	
		6204	113,7	68,9	416,6	29,7	79,61	86,5	291,7	38,3	2,58	1,38	2,86	1,70	
90	S	6205	110,7	71,1	405,7	30,8	80,91	88,3	296,5	39,1	3,47	1,89	3,79	2,27	
		6205	110,7	71,1	405,5	30,9	80,90	88,4	296,5	39,1	3,20	1,89	3,44	2,23	
100	L	6206	160,1	73,0	586,7	31,8	121,7	90,0	445,8	39,8	3,54	1,81	3,87	2,16	
112	M	6206	159,5	73,2	584,4	31,9	121,6	90,1	445,5	39,9	4,34	2,28	4,72	2,70	
132	S	6208	236,5	76,2	866,7	33,4	191,8	92,7	702,6	40,9	5,45	2,21	6,08	2,62	
		6208	236,5	76,2	866,7	33,4	191,8	92,7	702,6	40,9	5,19	2,23	5,72	2,62	
160	M	6209	238,0	77,2	872,1	33,9	196,9	93,5	721,5	41,3	6,66	2,77	7,33	3,21	
		6209	238,0	77,2	872,1	33,9	196,9	93,5	721,5	41,3	6,52	2,88	7,10	3,32	
		6209	238,0	77,2	872,1	33,9	196,9	93,5	721,5	41,3	6,32	2,94	6,83	3,36	
180	M	6210	279,5	78,0	1024	34,3	235,1	94,1	861,5	41,5	4,95	2,22	5,34	2,53	
200	L	6212	405,6	80,1	1486	35,4	357,2	96,0	1309	42,2	5,23	2,17	5,59	2,40	
		6212	405,6	80,1	1486	35,4	357,2	96,0	1309	42,2	5,10	2,22	5,42	2,45	
225	M	6213	444,1	81,1	1627	35,8	399,7	96,8	1465	42,5	5,61	2,43	5,90	2,63	
250	M	6215	512,4	82,2	1878	36,3	472,0	97,7	1730	42,9	6,21	2,52	6,48	2,70	
280	S	6315	873,5	83,4	3201	36,9	826,2	98,7	3028	43,2	4,86	1,79	5,04	1,87	
		6315	873,7	83,4	3201	36,9	826,2	98,7	3027	43,2	4,73	1,81	4,89	1,89	
315	M	6316	1017	84,1	3727	37,2	976,1	99,2	3577	43,4	4,02	1,49	4,13	1,55	
		6316	1017	84,1	3727	37,2	976,1	99,2	3577	43,4	3,79	1,49	3,88	1,54	
		6316	1017	84,1	3727	37,2	976,1	99,2	3577	43,4	3,49	1,41	3,57	1,46	
315	315	6218	751,8	84,3	2755	37,3	725,8	99,5	2660	43,5	4,78	1,88	4,88	1,93	
		317	6218	751,8	84,3	2755	37,3	725,8	99,5	2660	43,5	4,47	1,86	4,55	1,91
355	355	6218	751,8	84,3	2755	37,3	725,8	99,5	2660	43,5	3,94	1,59	4,01	1,64	
		357	6218	751,8	84,3	2755	37,3	725,9	99,5	2660	43,5	3,75	1,57	3,82	1,61
400	400	6218	751,6	84,3	2755	37,3	726,0	99,5	2660	43,5	3,42	1,51	3,48	1,55	
		405	6218	751,6	84,3	2755	37,3	726,0	99,5	2660	43,5	3,52	1,55	3,58	1,60
315	315	6218	751,8	84,3	2755	37,3	725,8	99,5	2660	43,5	4,65	1,82	4,75	1,88	
		317	6218	751,8	84,3	2755	37,3	725,8	99,5	2660	43,5	4,41	1,84	4,49	1,89
		353	6218	751,7	84,3	2755	37,3	725,9	99,5	2660	43,5	3,82	1,54	3,89	1,59
355	355	6218	751,7	84,3	2755	37,3	725,9	99,5	2660	43,5	3,70	1,55	3,77	1,59	
		357	6218	751,7	84,3	2755	37,3	725,9	99,5	2660	43,5	3,37	1,49	3,43	1,53
400	400	6218	751,6	84,4	2754	37,3	726,0	99,5	2660	43,5	3,71	1,58	3,78	1,62	
		405	6218	751,6	84,4	2754	37,3	726,0	99,5	2660	43,5	3,49	1,54	3,55	1,58
		407	6218	751,6	84,4	2754	37,3	726,0	99,5	2660	43,5	3,29	1,50	3,34	1,54
450	450	6220	976,8	85,4	3579	37,8	967,2	99,5	3544	43,5	3,77	1,55	3,79	1,56	
		455	6220	976,8	85,4	3579	37,8	967,2	99,5	3544	43,5	3,61	1,53	3,63	1,54
		457	6220	976,8	85,4	3579	37,8	967,2	99,5	3544	43,5	3,46	1,50	3,48	1,52

Tabelle A-10 Motordaten- und Kapazitäten, **2p = 4**, IE2

Motortyp	U_{Netz}	Baugröße		Bemessungsdaten		Motorkapazitäten					BVR_0 %	
				P_N	n_n	C_{WS}	C_{RS}	$C_{WR,Nut}$	$C_{WR,WK}$	C_{WR}		$\frac{C_{WR}}{C_{WR,Nut}}$
				kW	min ⁻¹	nF	pF	pF	pF	pF		
Normmotor	≤ 500 V	71	M	0,25	1395	2,01	388,6	7,13	10,56	17,70	2,48	4,36
				0,37	1380	2,51	501,7	8,35	10,44	18,79	2,25	3,61
		80	M	0,55	1440	3,26	501,5	3,51	11,34	14,85	4,23	2,88
				0,75	1440	4,14	655,8	4,59	11,34	15,93	3,47	2,37
		90	S	1,1	1425	4,40	600,9	9,22	14,20	23,41	2,54	3,75
			L	1,5	1435	5,63	788,6	12,10	14,20	26,29	2,17	3,23
		100	L	2,2	1455	5,10	827,8	12,31	23,60	35,91	2,92	4,16
				3	1455	6,31	1046	15,12	23,60	38,72	2,56	3,57
		112	M	4	1460	6,52	836,5	10,96	24,60	35,56	3,24	4,08
				5,5	1465	7,43	818,6	11,29	30,52	41,81	3,70	4,86
		132	S	7,5	1465	9,55	1077	14,85	30,52	45,38	3,06	4,04
				11	1470	13,05	801,1	15,46	37,86	53,32	3,45	6,24
		160	L	15	1475	17,39	1080	20,83	37,86	58,69	2,82	5,16
			M	18,5	1465	12,11	1263	25,92	35,08	61,01	2,35	4,61
		180	L	22	1465	13,59	1368	35,10	36,64	71,75	2,04	4,98
				30	1470	21,69	1287	44,16	42,90	87,06	1,97	6,34
		225	S	37	1470	19,79	1413	58,46	57,36	115,8	1,98	7,58
				45	1475	21,93	1615	65,66	57,36	123,0	1,87	7,08
		250	M	55	1480	23,00	1573	62,93	68,46	131,4	2,09	7,71
				75	1485	28,81	1882	76,46	82,58	159,1	2,08	7,79
280	M	90	1486	30,44	1986	69,77	79,82	149,6	2,14	7,00		
		S	110	1490	33,57	1723	18,14	82,18	100,3	5,53	5,50	
315	L	132	1490	38,54	1978	20,83	83,92	104,8	5,03	5,03		
		160	1490	47,20	2425	23,71	83,92	107,6	4,54	4,25		
		200	1490	59,05	3031	31,92	83,92	115,8	3,63	3,68		
Transnormmotor	≤ 500 V	315	250	1488	79,96	1555	38,88	118,2	157,1	4,04	9,17	
			317	315	1488	102,2	1987	49,68	118,2	167,9	3,38	7,79
		355	353	355	1488	104,6	1753	32,47	125,5	157,9	4,86	8,27
			355	400	1488	119,9	2009	33,84	125,5	159,3	4,71	7,35
		400	357	500	1488	150,3	2565	43,20	125,5	168,7	3,90	6,17
			403	560	1492	104,8	2292	25,20	134,6	159,8	6,34	6,52
		405	630	1492	122,6	2613	28,73	134,6	163,3	5,68	5,88	
		≤ 690 V	315	315	235	1485	58,42	1556	23,33	107,4	130,7	5,60
	317			290	1485	76,20	1988	29,81	107,4	137,2	4,60	6,46
	355		353	340	1488	80,32	1753	26,57	122,6	149,2	5,61	7,84
			355	385	1488	92,10	2009	30,46	122,6	153,0	5,02	7,08
	400		357	480	1488	117,6	2565	38,88	122,6	161,5	4,15	5,92
			403	545	1491	107,1	2292	21,60	131,4	153,0	7,08	6,26
	450		405	615	1491	122,1	2613	24,62	131,4	156,0	6,34	5,63
			407	690	1491	136,7	3025	28,51	130,6	159,2	5,58	5,00
	453	785	1492	135,2	2450	42,48	185,4	227,9	5,37	8,36		
455	880	1492	148,7	2817	47,88	185,6	233,5	4,88	7,65			
457	980	1492	165,5	3135	53,28	185,4	238,7	4,48	7,08			

Tabelle A-11 Lagerkapazitäten und BVR-Werte; C/P=100, $2p = 4$, IE2

Baugröße	Lager- Typ	Lagerdaten $n_n/5$				Lagerdaten n_n				BVR				
		20 °C		80 °C		20 °C		80 °C		$n_n/5$		n_n		
		C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	20 °C %	80 °C %	20°C %	80 °C %	
71	M	6202	92,36	56,7	338,4	23,0	51,48	76,0	188,6	33,3	2,99	1,63	3,48	2,26
		6202	92,80	56,6	340,2	22,9	51,62	75,9	189,1	33,3	2,66	1,56	3,01	2,09
80	M	6204	147,6	60,7	540,7	25,3	88,41	79,4	324,0	35,0	1,83	0,93	2,14	1,28
		6204	147,6	60,7	540,7	25,3	88,41	79,4	324,0	35,0	1,65	0,91	1,88	1,21
90	S	6205	142,7	62,7	523,1	26,3	88,70	81,1	325,0	35,8	2,57	1,40	2,92	1,84
		6205	142,3	62,8	521,6	26,4	88,59	81,2	324,6	35,9	2,39	1,41	2,65	1,80
100	L	6206	201,8	64,9	739,7	27,6	130,8	83,1	479,4	36,7	2,83	1,53	3,19	1,97
		6206	201,8	64,9	739,7	27,6	130,8	83,1	479,4	36,7	2,60	1,51	2,88	1,90
112	M	6206	201,6	65,0	738,7	27,6	130,8	83,1	479,1	36,7	2,79	1,51	3,14	1,94
132	S	6208	290,8	68,2	1066	29,3	200,7	85,9	735,6	38,0	2,90	1,40	3,31	1,79
		6208	290,8	68,2	1066	29,3	200,7	85,9	735,6	38,0	2,66	1,39	2,98	1,75
160	M	6209	289,9	69,3	1062	29,9	204,3	86,8	748,6	38,4	3,72	1,79	4,22	2,27
		6209	289,6	69,3	1061	29,9	204,2	86,8	748,3	38,4	3,42	1,80	3,79	2,23
180	M	6210	337,8	70,1	1238	30,3	242,1	87,5	887,2	38,7	3,05	1,61	3,37	1,97
		6210	337,8	70,1	1238	30,3	242,1	87,5	887,2	38,7	3,39	1,83	3,73	2,23
200	L	6212	481,2	72,4	1763	31,5	360,7	89,4	1322	39,6	3,73	1,78	4,15	2,17
225	S	6213	522,0	73,4	1913	32,0	399,9	90,3	1465	40,0	4,50	2,16	4,97	2,60
		6213	521,5	73,5	1911	32,1	399,8	90,4	1465	40,0	4,42	2,21	4,85	2,64
250	M	6215	595,4	74,6	2182	32,7	467,3	91,3	1713	40,4	4,54	2,17	4,98	2,56
280	S	6317	1235	77,3	4526	34,0	1024	93,6	3751	41,3	3,53	1,43	3,89	1,67
		6317	1235	77,3	4526	34,0	1024	93,6	3751	41,3	3,25	1,34	3,58	1,55
315	M	6319	1438	78,5	5270	34,6	1223	94,6	4481	41,7	2,13	0,81	2,35	0,93
		6319	1438	78,5	5270	34,6	1223	94,6	4481	41,7	2,11	0,83	2,31	0,95
315	L	6319	1438	78,5	5270	34,6	1223	94,6	4481	41,7	1,99	0,82	2,16	0,94
		6319	1438	78,5	5270	34,6	1223	94,6	4481	41,7	1,92	0,85	2,07	0,96
315	315	6218	855,7	76,9	3136	33,8	704,2	93,3	2581	41,2	4,59	1,97	5,03	2,29
		317	6218	855,7	76,9	3136	33,8	704,2	93,3	2581	41,2	4,34	1,99	4,71
355	353	6220	1100	78,1	4032	34,4	928,2	94,3	3401	41,6	3,84	1,58	4,19	1,81
		355	6220	1100	78,1	4032	34,4	928,2	94,3	3401	41,6	3,65	1,56	3,96
355	357	6220	1100	78,1	4032	34,4	928,2	94,3	3401	41,6	3,42	1,56	3,67	1,77
		403	6224	1334	80,1	4891	35,3	1174	95,9	4303	42,2	3,12	1,31	3,33
400	405	6224	1334	80,1	4891	35,3	1174	95,9	4303	42,2	3,00	1,30	3,19	1,44
		315	315	6218	856,1	76,9	3137	33,8	704,2	93,3	2581	41,2	3,85	1,64
315	317	6218	856,1	76,9	3137	33,8	704,2	93,3	2581	41,2	3,57	1,63	3,88	1,88
		353	6220	1100	78,1	4032	34,4	928,2	94,3	3401	41,6	3,64	1,50	3,97
355	355	6220	1100	78,1	4032	34,4	928,2	94,3	3401	41,6	3,51	1,50	3,81	1,71
		357	6220	1100	78,1	4032	34,4	928,2	94,3	3401	41,6	3,28	1,50	3,52
400	403	6224	1335	80,1	4892	35,3	1174	95,9	4303	42,2	2,99	1,25	3,19	1,38
		405	6224	1335	80,1	4892	35,3	1174	95,9	4303	42,2	2,87	1,24	3,05
400	407	6224	1335	80,1	4892	35,3	1174	95,9	4303	42,2	2,72	1,23	2,88	1,35
		453	6226	1514	80,9	5549	35,7	1355	96,6	4964	42,4	3,96	1,65	4,19
450	455	6226	1514	80,9	5549	35,7	1355	96,6	4964	42,4	3,84	1,65	4,05	1,80
		457	6226	1514	80,9	5549	35,7	1355	96,6	4964	42,4	3,73	1,65	3,92

Tabelle A-12 Motordaten- und Kapazitäten, **2p = 6**, IE2

Motortyp	U_{Netz}	Baugröße		Bemessungsdaten		Motorkapazitäten					BVR_0 %	
				P_N kW	n_n min ⁻¹	C_{WS} nF	C_{RS} pF	$C_{WR,Nut}$ pF	$C_{WR,WK}$ pF	C_{WR} pF		$\frac{C_{WR}}{C_{WR,Nut}}$
Normmotor	≤ 500 V	71	M	0,18	875	3,61	399,1	4,36	8,44	12,79	2,93	3,10
				0,25	870	4,56	515,2	5,37	8,44	13,80	2,57	2,61
		80	M	0,37	925	3,26	526,6	2,34	10,86	13,19	5,64	2,44
				0,55	935	4,70	769,6	5,13	11,28	16,42	3,20	2,09
		90	S	0,75	925	4,52	638,5	10,10	14,14	24,23	2,40	3,66
				1,1	935	6,59	901,3	14,26	14,14	28,39	1,99	3,05
		100	L	1,5	970	5,99	1138	12,15	14,76	26,92	2,22	2,31
		112	M	2,2	965	6,94	988,2	11,72	18,54	30,26	2,58	2,97
				3	970	6,44	795,0	9,79	23,50	33,28	3,40	4,02
		132	M	4	970	8,30	1043	14,74	24,02	38,75	2,63	3,58
				5,5	970	10,95	1391	17,14	23,50	40,63	2,37	2,84
		160	M	7,5	975	15,86	1190	20,16	29,50	49,65	2,46	4,01
				11	975	21,51	1615	27,36	29,50	56,85	2,08	3,40
		180	L	15	975	19,44	1388	31,19	32,66	63,85	2,05	4,40
		200	L	18,5	978	17,58	1513	39,47	39,60	79,07	2,00	4,97
				22	978	21,20	1825	46,49	39,60	86,09	1,85	4,50
		225	M	30	980	28,47	2272	36,02	48,20	84,22	2,34	3,57
		250	M	37	982	24,14	2046	44,12	57,30	101,4	2,30	4,72
		280	S	45	985	29,71	1741	30,64	68,36	98,99	3,23	5,38
				55	985	36,93	2165	38,09	68,36	106,5	2,79	4,69
315	S	75	988	41,35	1787	55,73	82,60	138,3	2,48	7,19		
		90	988	47,35	2161	67,39	82,60	150,0	2,23	6,49		
315	L	110	988	69,65	3158	98,50	82,84	181,3	1,84	5,43		
		132	988	77,90	3532	110,16	82,84	193,0	1,75	5,18		
Transnormmotor	≤ 500 V	315	315	200	990	79,91	3421	51,84	124,9	176,8	3,41	4,91
				250	989	99,10	4276	61,20	124,9	186,1	3,04	4,17
		355	355	355	992	109,8	3642	58,75	145,2	204,0	3,47	5,30
				357	993	141,9	4704	75,89	145,6	221,5	2,92	4,50
		400	403	450	992	101,9	4424	76,32	170,1	246,4	3,23	5,27
				405	992	109,2	5008	82,08	169,6	251,7	3,07	4,78
		450	407	560	992	130,7	5676	93,02	169,6	262,6	2,82	4,42
				453	993	129,3	4233	51,84	219,7	271,5	5,24	6,03
	≤ 690 V	315	315	190	990	62,30	3421	46,08	121,4	167,5	3,63	4,67
				235	990	77,87	4276	57,60	121,4	179,0	3,11	4,02
		355	355	340	992	77,25	3642	55,30	142,1	197,4	3,57	5,14
				357	992	99,41	4704	71,42	142,6	214,0	3,00	4,35
		400	403	435	993	101,1	4424	64,87	166,0	230,9	3,56	4,96
				405	993	114,4	5008	77,76	165,5	243,2	3,13	4,63
		450	407	545	993	129,7	5677	83,23	165,5	248,7	2,99	4,20
				453	993	127,3	4234	47,52	214,8	262,4	5,52	5,84
450	455	690	993	145,0	4762	53,46	214,8	268,3	5,02	5,33		
		457	993	163,2	5362	60,19	214,8	275,0	4,57	4,88		

Tabelle A-13 Lagerdaten und BVR-Werte; C/P=100, **2p = 6**, IE2

Baugröße		Lager Typ	Lagerdaten $n_n/5$				Lagerdaten n_n				BVR			
			20 °C		80 °C		20 °C		80 °C		$n_n/5$		n_n	
			C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	20 °C %	80 °C %	20 °C %	80 °C %
71	M	6202	117,2	50,6	429,6	19,5	58,70	70,7	215,1	30,6	1,98	1,01	2,42	1,52
		6202	117,6	50,5	430,9	19,5	58,81	70,6	215,5	30,6	1,81	0,99	2,13	1,44
80	M	6204	181,3	55,1	664,2	22,1	98,10	74,6	359,5	32,6	1,46	0,71	1,79	1,05
		6204	180,3	55,2	660,7	22,2	97,82	74,7	358,4	32,7	1,43	0,78	1,67	1,09
90	S	6205	172,8	57,2	633,0	23,3	97,19	76,4	356,1	33,6	2,40	1,26	2,83	1,76
		6205	171,9	57,4	629,8	23,4	96,94	76,6	355,2	33,6	2,23	1,30	2,53	1,73
100	L	6206	238,7	59,9	874,6	24,8	140,9	78,7	516,4	34,7	1,64	0,92	1,86	1,23
112	M	6206	239,2	59,8	876,6	24,8	141,1	78,7	517,0	34,7	2,02	1,09	2,33	1,47
132	S	6208	339,4	63,2	1244	26,6	213,1	81,6	780,8	36,1	2,21	1,00	2,65	1,39
		6208	339,4	63,2	1244	26,6	213,1	81,6	780,8	36,1	2,20	1,09	2,57	1,47
132	M	6208	339,4	63,2	1244	26,6	213,1	81,6	780,8	36,1	1,93	1,04	2,19	1,36
		6208	339,4	63,2	1244	26,6	213,1	81,6	780,8	36,1	1,93	1,04	2,19	1,36
160	M	6209	336,4	64,3	1233	27,2	215,6	82,6	790,2	36,5	2,60	1,34	2,97	1,76
		6209	336,4	64,3	1233	27,2	215,6	82,6	790,2	36,5	2,43	1,37	2,70	1,75
180	L	6210	389,8	65,3	1428	27,8	254,4	83,4	932,1	36,9	2,86	1,48	3,26	1,93
200	L	6212	548,9	67,6	2011	29,0	374,7	85,4	1373	37,8	2,94	1,41	3,38	1,82
		6212	548,9	67,6	2011	29,0	374,7	85,4	1373	37,8	2,86	1,45	3,24	1,85
225	M	6213	591,9	68,8	2169	29,6	413,0	86,3	1513	38,2	2,38	1,26	2,65	1,56
250	M	6215	671,9	69,9	2462	30,2	479,9	87,3	1759	38,7	2,90	1,43	3,26	1,79
280	S	6317	1375	72,7	5038	31,7	1037	89,7	3799	39,7	2,16	0,83	2,53	1,05
		6317	1375	72,7	5038	31,7	1037	89,7	3799	39,7	2,12	0,86	2,45	1,08
315	S	6319	1591	73,9	5829	32,3	1231	90,7	4509	40,1	2,71	1,02	3,15	1,26
		6319	1591	73,9	5829	32,3	1231	90,7	4509	40,1	2,73	1,07	3,14	1,32
315	M	6319	1591	73,9	5829	32,3	1231	90,7	4509	40,1	2,78	1,21	3,13	1,47
		6319	1591	73,9	5829	32,3	1231	90,7	4509	40,1	2,79	1,25	3,12	1,51
315	315	6218	953,3	72,4	3493	31,5	714,4	89,4	2618	39,6	3,21	1,67	3,52	2,00
		317	6218	953,3	72,4	3493	31,5	714,4	89,4	2618	39,6	2,92	1,63	3,16
355	355	6220	1218	73,6	4462	32,1	935,6	90,5	3429	40,0	3,25	1,60	3,57	1,91
		357	6220	1218	73,6	4462	32,1	935,6	90,5	3428	40,0	3,01	1,60	3,26
400	403	6224	1463	75,6	5359	33,1	1171	92,2	4292	40,7	3,24	1,60	3,51	1,86
		405	6224	1463	75,6	5359	33,1	1171	92,2	4292	40,7	3,07	1,58	3,31
400	407	6224	1463	75,6	5359	33,1	1171	92,2	4292	40,7	2,96	1,58	3,17	1,81
		453	6226	1651	76,5	6052	33,6	1346	92,9	4931	41,0	3,48	1,63	3,77
315	315	6218	953,3	72,4	3493	31,5	714,4	89,4	2618	39,6	3,05	1,58	3,34	1,90
		317	6218	953,3	72,4	3493	31,5	714,4	89,4	2618	39,6	2,81	1,56	3,04
355	355	6220	1218	73,6	4462	32,1	935,6	90,5	3429	40,0	3,15	1,55	3,46	1,85
		357	6220	1218	73,6	4462	32,1	935,6	90,5	3429	40,0	2,91	1,55	3,15
400	403	6224	1462	75,6	5358	33,2	1171	92,2	4292	40,7	3,05	1,50	3,30	1,74
		405	6224	1462	75,6	5358	33,2	1171	92,2	4292	40,7	2,97	1,52	3,20
400	407	6224	1462	75,6	5358	33,2	1171	92,2	4292	40,7	2,81	1,49	3,01	1,71
		453	6226	1652	76,5	6052	33,6	1346	92,9	4931	41,0	3,36	1,58	3,65
450	455	6226	1652	76,5	6052	33,6	1346	92,9	4931	41,0	3,22	1,57	3,47	1,80
		457	6226	1652	76,5	6052	33,6	1346	92,9	4931	41,0	3,08	1,55	3,30

Tabelle A-14 Motordaten- und Kapazitäten, **2p = 8**, IE2

Motortyp	U_{Netz}	Baugröße		Bemessungsdaten		Motorkapazitäten							
				P_N kW	n_n min ⁻¹	C_{WS} nF	C_{RS} pF	$C_{WR,Nut}$ pF	$C_{WR,WK}$ pF	C_{WR} pF	$\frac{C_{WR}}{C_{WR,Nut}}$	BVR_0 %	
Normmotor	≤ 500 V	71	M	0,09	630	3,81	399,1	4,75	8,54	13,30	2,80	3,22	
				0,12	640	4,77	515,2	6,13	8,54	14,68	2,39	2,77	
		80	M	0,18	690	3,50	526,6	3,74	11,50	15,24	4,07	2,81	
				0,25	705	4,95	769,6	5,81	11,50	17,31	2,98	2,20	
		90	S	0,37	675	4,01	416,3	1,92	10,56	12,48	6,50	2,91	
				0,55	665	5,31	582,7	2,69	10,56	13,25	4,93	2,22	
		100	L	0,75	705	5,14	898,5	12,31	15,62	27,94	2,27	3,02	
				1,1	695	6,23	1135	15,12	15,62	30,74	2,03	2,64	
		112	M	1,5	725	6,68	988,1	12,85	19,20	32,06	2,49	3,14	
				2,2	725	7,73	1041	12,31	24,02	36,34	2,95	3,37	
		132	M	3	720	10,18	1424	16,38	24,02	40,41	2,47	2,76	
				4	730	13,11	1262	18,22	28,72	46,93	2,58	3,58	
		160	M	5,5	730	18,04	1701	24,55	28,72	53,26	2,17	3,04	
				7,5	725	21,06	2085	30,10	28,72	58,81	1,95	2,74	
		180	L	11	720	16,79	1485	24,36	32,68	57,04	2,34	3,70	
				15	718	27,12	1747	17,71	36,96	54,68	3,09	3,03	
315	S	55	740	49,93	1738	11,81	67,78	79,59	6,74	4,38			
		75	738	66,17	2205	12,48	67,78	80,27	6,43	3,51			
		90	740	85,18	2841	16,08	67,44	83,51	5,19	2,86			
		110	740	108,1	3604	20,40	67,78	88,18	4,32	2,39			
Transnormmotor	≤ 500 V	315	315	160	739	117,7	3161	34,56	118,80	153,4	4,44	4,63	
				200	739	151,2	3951	43,20	119,28	162,5	3,76	3,95	
		355	355	250	741	153,3	3778	55,30	133,10	188,4	3,41	4,75	
				315	741	198,1	4879	71,42	133,10	204,5	2,86	4,02	
		400	403	355	742	165,8	4054	71,23	153,94	225,2	3,16	5,26	
				405	742	187,7	4589	80,64	153,94	234,6	2,91	4,86	
				407	742	221,7	5201	91,39	154,62	246,0	2,69	4,52	
		450	453	500	744	170,6	4485	63,36	191,46	254,8	4,02	5,38	
				455	744	192,0	5046	71,28	190,56	261,8	3,67	4,93	
				457	744	197,1	5680	72,96	190,56	263,5	3,61	4,43	
		≤ 690 V	315	315	145	740	84,66	3161	26,88	112,86	139,7	5,20	4,23
					180	740	102,5	3952	33,60	113,52	147,1	4,38	3,59
			355	355	230	743	107,0	3778	36,86	121,16	158,0	4,29	4,01
					290	743	138,1	4879	41,66	121,16	162,8	3,91	3,23
			400	403	335	743	131,8	4054	40,70	140,66	181,4	4,46	4,28
					375	743	149,2	4590	46,08	140,66	186,8	4,05	3,91
425	743				169,1	5202	52,22	141,44	193,7	3,71	3,59		
450	453		485	745	164,6	4485	69,12	197,18	266,3	3,85	5,61		
			545	745	192,7	5045	77,76	196,30	274,1	3,52	5,15		
			600	745	217,0	5681	94,85	196,30	291,2	3,07	4,88		

Tabelle A-15 Lagerdaten und BVR-Werte; C/P=100, **2p = 8**, IE2

Baugröße		Lager Typ	Lagerdaten $n_n/5$				Lagerdaten n_n				BVR				
			20 °C		80 °C		20 °C		80 °C		$n_n/5$		n_n		
			C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	C_L pF	P_C %	20 °C %	80 °C %	20 °C %	80 °C %	
71	M	6202	141,3	46,2	517,8	16,9	65,60	66,8	240,4	28,6	1,91	0,92	2,45	1,49	
		6202	140,0	46,4	513,0	17,0	65,23	67,0	239,0	28,7	1,81	0,94	2,22	1,46	
80	M	6204	210,9	51,2	773,0	19,9	106,7	71,2	391,1	30,9	1,58	0,73	2,02	1,15	
		6204	208,5	51,5	764,1	20,0	106,0	71,5	388,5	31,0	1,44	0,75	1,73	1,11	
90	S	6205	201,9	53,2	739,8	21,0	105,7	72,9	387,1	31,8	1,50	0,65	1,95	1,04	
		6205	203,5	53,0	745,6	20,9	106,1	72,7	388,8	31,7	1,32	0,63	1,64	0,96	
100	L	6206	276,9	55,8	1015	22,5	151,9	75,2	556,7	32,9	1,89	0,95	2,27	1,37	
		6206	278,8	55,7	1022	22,4	152,5	75,1	558,7	32,9	1,78	0,96	2,09	1,35	
112	M	6206	273,1	56,2	1001	22,7	150,8	75,5	552,7	33,1	2,05	1,06	2,43	1,51	
132	S	6208	384,2	59,6	1408	24,6	225,5	78,5	826,5	34,6	1,97	0,93	2,38	1,33	
		6208	385,3	59,5	1412	24,6	225,9	78,4	827,7	34,5	1,81	0,94	2,11	1,30	
160	M	6209	378,9	60,8	1389	25,3	227,3	79,5	832,9	35,0	2,27	1,15	2,66	1,58	
		6209	378,9	60,8	1389	25,3	227,3	79,5	832,9	35,0	2,12	1,18	2,41	1,56	
180	L	6209	380,1	60,7	1393	25,2	227,6	79,4	834,1	35,0	2,02	1,19	2,26	1,54	
		6210	440,3	61,6	1613	25,7	268,0	80,2	981,9	35,4	2,35	1,20	2,75	1,63	
200	L	6212	616,2	63,9	2258	27,0	391,7	82,2	1436	36,3	1,80	0,87	2,11	1,17	
315	S	6319	1732	70,6	6348	30,6	1254	87,9	4595	38,9	1,51	0,55	1,84	0,72	
		6319	1732	70,6	6353	30,6	1254	87,9	4596	38,9	1,40	0,54	1,67	0,70	
		6319	1732	70,6	6348	30,6	1254	87,9	4595	38,9	1,31	0,53	1,54	0,69	
		6319	1732	70,6	6348	30,6	1254	87,9	4595	38,9	1,23	0,54	1,42	0,68	
315	315	6218	1045	69,0	3831	29,7	732,4	86,5	2684	38,3	2,84	1,40	3,21	1,77	
		317	6218	1045	69,0	3831	29,7	732,4	86,5	2684	38,3	2,62	1,38	2,91	1,71
355	355	6220	1329	70,3	4869	30,4	954,8	87,6	3499	38,8	2,84	1,37	3,21	1,72	
		357	6220	1329	70,3	4869	30,4	954,8	87,6	3499	38,8	2,64	1,38	2,92	1,69
400	403	6224	1584	72,3	5802	31,5	1186	89,4	4347	39,6	3,02	1,42	3,39	1,74	
		405	6224	1584	72,3	5802	31,5	1186	89,4	4347	39,6	2,94	1,43	3,26	1,74
		407	6224	1584	72,3	5802	31,5	1186	89,4	4347	39,6	2,86	1,44	3,15	1,74
450	453	6226	1782	73,2	6529	31,9	1358	90,1	4978	39,9	3,07	1,43	3,42	1,73	
		455	6226	1782	73,2	6529	31,9	1358	90,1	4978	39,9	2,95	1,43	3,26	1,72
		457	6226	1782	73,2	6529	31,9	1358	90,1	4978	39,9	2,77	1,39	3,04	1,66
315	315	6218	1045	69,0	3829	29,7	732,3	86,5	2683	38,3	2,59	1,28	2,93	1,61	
		317	6218	1045	69,0	3829	29,7	732,3	86,5	2683	38,3	2,38	1,25	2,64	1,55
355	355	6220	1328	70,3	4865	30,4	954,6	87,6	3498	38,8	2,40	1,16	2,70	1,45	
		357	6220	1328	70,3	4865	30,4	954,6	87,6	3498	38,8	2,12	1,10	2,34	1,35
400	403	6224	1583	72,4	5800	31,5	1186	89,4	4346	39,6	2,45	1,15	2,74	1,40	
		405	6224	1583	72,4	5800	31,5	1186	89,4	4346	39,6	2,35	1,14	2,61	1,39
		407	6224	1583	72,4	5800	31,5	1186	89,4	4346	39,6	2,26	1,14	2,49	1,37
450	453	6226	1781	73,2	6527	31,9	1358	90,1	4977	39,9	3,20	1,50	3,57	1,81	
		455	6226	1781	73,2	6527	31,9	1358	90,1	4977	39,9	3,09	1,49	3,41	1,79
		457	6226	1781	73,2	6527	31,9	1358	90,1	4977	39,9	3,05	1,53	3,35	1,83

Tabelle A-16 Randbedingungen zur Berechnung der Ereigniswahrscheinlichkeiten für Einzelimpulse

Randbedingungen	Wertebereich
Lagertyp	6210 C3
Drehzahl	600...3000 min ⁻¹
Temperatur	30...90 °C
Impulsspannung	12...60 V
Lagerbelastungen statisch	$C/P = 100$ oder $C/P = 190$
Lagerbelastung dynamisch	$C/P = lastfrei \dots 80$
Betriebsdauer	5...1745 s
Bemerkung: nur bei Einhaltung dieser Randbedingungen ist gewährleistet, dass sich die berechneten Ereigniswahrscheinlichkeiten innerhalb des Ergebnisbereichs von 0 bis 100 % befinden.	

A.2 Konfigurationen

Tabelle A-17 Technische Daten der verwendeten Umrichter

Nr.	Komponente	Daten
U-01	Eingang	3AC 380 – 480 V 50/60 Hz; 101 A; unregelt (DFE)
	Ausgang	$I_N = 84 A$
U-02	Eingang	3AC 380 – 480 V 50/60 Hz; 105 A; unregelt (DFE)
	Ausgang	$I_N = 90 A$
U-03	Eingang	3AC 500 – 690 V 50/60 Hz; geregelt (AFE); unregelt (DFE)
	Ausgang	$I_N = 1405 A$
U-04	Eingang	3AC 380 – 480 V 50/60 Hz; geregelt (AFE); unregelt (DFE)
	Ausgang	$I_N = 1405 A$
U-05	Eingang	3AC 380 – 480 V 50/60 Hz; unregelt (DFE)
	Ausgang	$I_N = 490 A$
U-06	Eingang	3AC 380 – 480 V 50/60 Hz; geregelt (AFE); unregelt (DFE); $I_N = 133 A$
	Ausgang	$I_N = 30 A$ (Zweipunkt-Wechselrichter)
U-07	Eingang	3AC 380 – 480 V 50/60 Hz; geregelt (AFE); unregelt (DFE); $I_N = 133 A$
	Ausgang	$I_N = 100 A$ (Dreipunkt-Wechselrichter)

Tabelle A-18 Technische Daten der verwendeten Motoren

Nr.	Komponente	Daten
M-01	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 200
	Nenndaten	$U_N = 370 \text{ V } \Delta$; $I_N = 74 \text{ A}$; $P_N = 37 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,82$; $f_N = 50 \text{ Hz}$; $n_N = 2970 \text{ min}^{-1}$; $p = 2$
	Zusatzangaben	kein isoliertes Lager, zusätzliche Lagerisolation AS und BS
M-02	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 400
	Nenndaten	$U_N = 730 \text{ V } Y$; $I_N = 640 \text{ A}$; $P_N = 700 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,91$; $f_N = 38,9 \text{ Hz}$; $n_N = 1155 \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	Isoliertes Lager BS; Typenschild 1, zusätzliche Lagerisolation AS
M-03	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 400; entspricht M-02
	Nenndaten	$U_N = 520 \text{ V } \Delta$; $I_N = 895 \text{ A}$; $P_N = 710 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,9$; $f_N = 50,4 \text{ Hz}$; $n_N = 1500 \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	Isoliertes Lager BS; Typenschild 2, zusätzliche Lagerisolation AS
M-04	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 450
	Nenndaten	$U_N = 730 \text{ V } \Delta$; $I_N = 970 \text{ A}$; $P_N = 1010 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,85$; $f_N = 50,5 \text{ Hz}$; $n_N = 1000 \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	isoliertes Lager BS (Außenring), zusätzliche Lagerisolation AS
M-05	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 315
	Nenndaten	$U_N = 690 \text{ V } Y$; $I_N = 290 \text{ A}$; $U_N = 400 \text{ V } \Delta$; $I_N = 500 \text{ A}$; $P_N = 290 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,87$; $f_N = 50 \text{ Hz}$; $n_N = 1485 \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	Lagertyp 6218 C3 (ohne Isolation), zusätzliche Lagerisolation wahlweise AS oder BS
M-06	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 100
	Nenndaten	$U_N = 400 \text{ V } Y$; $I_N = xx \text{ A}$; $P_N = 3 \text{ kW}$; $\cos\varphi = xx$; $f_N = 50 \text{ Hz}$; $n_N = xx \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	kein isoliertes Lager
M-07	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 160
	Nenndaten	$U_N = 400 \text{ V } \Delta$; $I_N = 27,1 \text{ A}$; $P_N = 15 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,87$; $f_N = 50 \text{ Hz}$; $n_N = 1460 \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	kein isoliertes Lager
M-08	Typ / AH	Asynchronmotor; AH 100
	Nenndaten	$U_N = 400 \text{ V } \Delta$; $I_N = 5,1 \text{ A}$; $P_N = 2,2 \text{ kW}$; $\cos\varphi = 0,81$; $f_N = 50 \text{ Hz}$; $n_N = 1415 \text{ min}^{-1}$
	Zusatzangaben	kein isoliertes Lager

Tabelle A-19 Technische Daten der verwendeten Konfigurationen

Nr.	Komponente	Daten
K-01.1	Netzanschluss	$U_{Netz} = 400 V$; $f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-01
	Kabel	Typ: Vierleiter-Kabel; geschirmt; $A = 3 \times 25 mm^2$; Kabellänge <i>ca. 2m</i>
	Motor	M-01
	sonstiges	isolierende Kupplung
K-01.2	Netzanschluss	$U_{Netz} = 400 V$; $f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-02
	Kabel	Typ: Vierleiter-Kabel; geschirmt; $A = 3 \times 25 mm^2$; Kabellänge <i>ca. 2m</i>
	Motor	M-01
	sonstiges	isolierende Kupplung
K-02.1	Netzanschluss	$U_{Netz} = 690 V$; $f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-03
	Kabel	Typ: Einzelleiter, ungeschirmt; $A = 3 \times 185 mm^2$; Kabellänge <i>ca. 30 m</i>
	Motor	M-02
	sonstiges	isolierende Kupplung
K-03.1	Netzanschluss	$U_{Netz} = 500 V$; $f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-04
	Kabel	Typ: Einzelleiter, ungeschirmt; $A = 3 \times 185 mm^2$; Kabellänge <i>ca. 30 m</i>
	Motor	M-03
	sonstiges	isolierende Kupplung / leitende Kupplung
K-03.2	Netzanschluss	$U_{Netz} = 690 V$; $f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-03
	Kabel	Typ: Einzelleiter, ungeschirmt; $A = 3 \times 185 mm^2$; Kabellänge <i>ca. 30 m</i>
	Motor	M-02
	sonstiges	isolierende Kupplung / leitende Kupplung
K-03.3	Netzanschluss	$U_{Netz} = 690 V$; $f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-03
	Kabel	Typ: Mehrleiterkabel, geschirmt; $A = 3 \times 185 mm^2$; Kabellänge <i>ca. 30 m</i>
	Motor	M-02
	sonstiges	isolierende Kupplung / leitende Kupplung

Anhang

K-04.1	Netzanschluss	$U_{Netz} = 690 V ; f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-03
	Kabel	Typ: Einzelleiter, ungeschirmt; $A = 3 \times 185 mm^2$; Kabellänge ca. 30 m
	Motor	M-04
	sonstiges	isolierende Kupplung / leitende Kupplung
K-05.1	Netzanschluss	$U_{Netz} = 400 V ; f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-05
	Kabel	Typ: Mehrleiterkabel, geschirmt;(NYCWY); $A = 3 \times 70 mm^2$; Kabellänge ca. 38 m
	Motor	M-05
	sonstiges	Lagerisolation wahlweise AS oder BS
K-06.1	Netzanschluss	$U_{Netz} = 400 V ; f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-06 (Zweipunkt-Wechselrichter)
	Kabel	Typ: Mehrleiterkabel, ungeschirmt;(NYY); $A = 4 \times 4 mm^2$; Kabellänge ca. 5 m
	Motor	M-08
	sonstiges	Leerlaufbetrieb ungekuppelt
K-06.2	Netzanschluss	$U_{Netz} = 400 V ; f_{Netz} = 50 Hz$
	Umrichter	U-07 (Dreipunkt-Wechselrichter)
	Kabel	Typ: Mehrleiterkabel, ungeschirmt;(NYY); $A = 4 \times 4 mm^2$; Kabellänge ca. 5 m
	Motor	M-08
	sonstiges	Leerlaufbetrieb ungekuppelt

A.3 Messtechnik

Oszilloskope

- ⊕ Tektronix; Modell: DPO 4054
Bandbreite: bis 500 MHz; Abtastrate 2,5 GS/s; Speichertiefe 10 M-points
- ⊕ Tektronix; Modell: DPO 5104B
Bandbreite: bis 1 GHz; Abtastrate 5 GS/s; Speichertiefe 25 M-points
- ⊕ Teledyne LeCroy; Modell: HD= 8058
Bandbreite: bis 500 MHz; Abtastrate 125 GS/s; Speichertiefe 250 M-points

Stromwandler (passiv)

- ⊕ Pearson; Modell: 6595; Empfindlichkeit: 0,5 V/A
Messbereich: bis 20 A(rms); Spitzenstrom: 1 kA; Bandbreite: bis 150 MHz
- ⊕ Pearson; Modell: 110A; Empfindlichkeit: 0,1 V/A
Messbereich: bis 65 A(rms); Spitzenstrom: 10 kA; Bandbreite: bis 20 MHz
- ⊕ Pearson; Modell: 1025; Empfindlichkeit: 25 mV/A
Messbereich: bis 1400 A(rms); Spitzenstrom: 100 kA; Bandbreite: bis 4 MHz

Stromwandler (aktiv)

- ⊕ Rogowski; Modell: CWT3B; Empfindlichkeit: 10 mV/A
Spitzenwert: 600 A; Bandbreite: bis 10 MHz
- ⊕ Rogowski; Modell: CWT30B; Empfindlichkeit: 1 mV/A
Spitzenwert: 6 kA; Bandbreite: bis 16 MHz
- ⊕ Rogowski; Modell: CWT06B; Empfindlichkeit: 50 mV/A
Spitzenwert: 120 A; Bandbreite: bis 16 MHz

Spannungstastköpfe (passiv)

- ⊕ PMK; Modell: PHV665-L; Teilung: 1:100
Spitzenwert: 4000 V; Bandbreite: bis 80 MHz
- ⊕ Tektronix; Modell: P5100; Teilung: 1:100
Spitzenwert: 2500 V; Bandbreite: bis 250 MHz

Differenzastköpfe (aktiv)

- ⊕ Yokogawa; Modell: 701921; Teilung: 1:10 oder 1:100
Spitzenwerte: 700 V bei 1:100 oder 70 V bei 1:10; Bandbreite: bis 100 MHz

LCR-Messgerät

- ⊕ Wayne Kerr; Modell: 6500B
Bandbreite: 20 Hz bis 20 MHz

A.4 Mess- und Analyseverfahren

Nachfolgend sind einige in dieser Arbeit verwendete Mess- und Analyseverfahren zusammenfassend dargestellt.

Indirekte Messung von Lagerströmen

In [30] wird eine Methode zur indirekten Messung von Lagerströmen vorgestellt. Dazu ist es notwendig, in der Nähe des Wälzlagers eine zusätzliche Isolationsschicht einzubringen, die zum Zweck der Messung induktivitätsarm überbrückt wird. Die Schichtdicke der Isolation sollte dabei so bemessen sein, dass in Verbindung mit der Fläche eine möglichst geringe Kapazität ($< 2 \text{ nF}$) entsteht. Mit einem, die Isolationsüberbrückung umfassenden Stromwandler ist es dann möglich, die indirekte Lagerstrommessung durchzuführen. In Bild A.1 sind die Verhältnisse beispielhaft dargestellt.

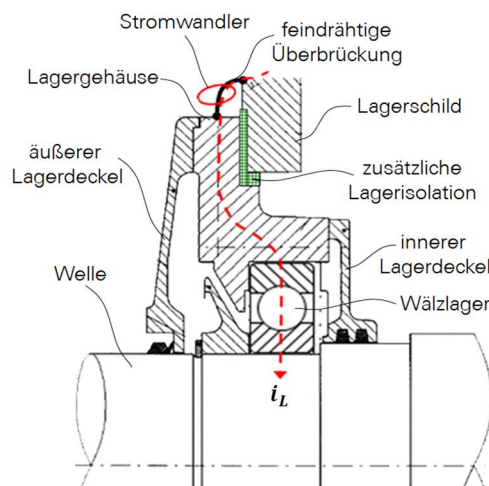


Bild A.1 Beispielhafte Darstellung einer Messanordnung zur Durchführung einer indirekten Lagerstrommessung nach [30]

Messfenster für Strom- und Spannungsmessungen

Um eine komplette Übersicht über die elektrische Lagerbelastung zu erhalten, sollten die Werte über einen möglichst langen Zeitraum beobachtet werden. Nur durch eine derartige Übersicht können Spitzen und Schwankungen innerhalb der Messung ausgeglichen werden. In der Praxis haben sich Zeiträume im Bereich von einer Sekunde bewährt. In dieser Zeit findet eine große Anzahl von Entladungsvorgängen statt. Bei dieser eher „makroskopischen“ Betrachtungsweise liegt das Augenmerk auf der Detektion der Strom- und Spannungsspitzen. Zur Durchführung einer solchen Messung ist es notwendig ein Oszilloskop zu verwenden, das über eine ausreichende Speichertiefe verfügt (siehe Anhang A.3). Nur dadurch ist gewährleistet, dass innerhalb der 1-s-Messzeiträume sämtliche Spitzen im μs -Bereich sicher detektiert werden.

Der Vorgang des eigentlichen Spannungszusammenbruchs findet innerhalb weniger Nanosekunden statt (siehe Abschnitt 5.3.1). Die im vorherigen Absatz beschriebenen 1-s-Aufnahmen sind für eine genaue Analyse dieser Vorgänge zu grob. Für eine zeitlich mikroskopische Betrachtungsweise ist es notwendig, den Betrachtungszeitraum deutlich zu verringern. Damit wandert der Fokus mehr und mehr auf einzelne Ereignisse. Um hier wieder-

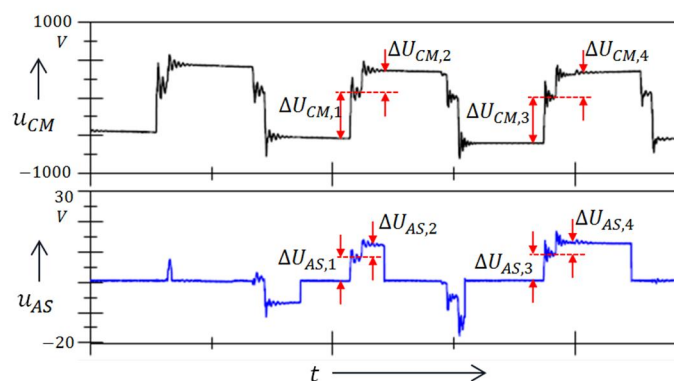
rum eine ausreichende statistische Sicherheit zu erlangen, ist es notwendig, eine Vielzahl solch hochauflösender Einzelereignisse aufzunehmen und auszuwerten. Eine gute Unterstützung bieten dabei Oszilloskope, die eine sogenannte „Rahmenmessung“ unterstützen. Bei diesem Messverfahren werden, ausgelöst durch eine vorher definierte Triggerbedingung, diejenigen Strom- und Spannungsverläufe aufgezeichnet, die ein gewisses Muster erfüllen. Damit ist es möglich, z. B. die Zeitausschnitte einer beliebigen Anzahl von EDM-Impulsen zu speichern, um diese anschließend mit statistischen Verfahren auszuwerten.

Spitzenwertbestimmung und Histogrammanalyse

Das in Abschnitt 3.3.3.1 dargestellte Verfahren der Spitzenwertbestimmung für impulsförmige Signalverläufe mit einer nachfolgenden Histogrammbewertung der ermittelten Spitzenwerte soll hier noch einmal zusammenfassend dargestellt werden. Bild 3.32 zeigt rechts oben den vergrößerten Ausschnitt eines gemessenen Lagerstromimpulses. Zu erkennen ist, dass die eigentliche Stromspitze den Maximalwert einer abklingenden Schwingung darstellt. Die Frequenz dieser Schwingung ist abhängig von der Lagerstromart sowie den parasitären Induktivitäten und Kapazitäten der Messanordnung. Da für die weitere Analyse der Spitzenwert ausschlaggebend ist, werden mittels einer überdeckenden Hüllkurve die relevanten Spitzenwerte selektiert und anschließend einer Histogrammanalyse zugeführt. Die daraus entstehende Häufigkeitsdarstellung liefert dann eine Aussage über die Anzahl und die Amplituden der detektierten Stromspitzen. Auf diesem Weg ist es möglich, mit überschaubarem Aufwand zu statistisch abgesicherten Ergebnissen zu kommen.

BVR-Messung durch den Vergleich von Spannungssprüngen

Wie in Abschnitt 2.2.2 dargestellt, wird das Verhältnis von Lagerspannung zur Common-Mode-Spannung durch den nach Gleichung 2-1 berechneten BVR-Wert ausgedrückt. Durch die Division der zeitgleichen Spannungsänderungen von Lagerspannung ΔU_{AS} und Common-Mode-Spannung ΔU_{CM} ist es möglich, diesen Wert messtechnisch aus den Spannungs-Zeit-Verläufen zu ermitteln. Auf der Basis der in Bild 2.12 gezeigten exemplarischen Zeitverläufe von verschiedenen EDM-Ereignissen sind in Bild A.2 die Verhältnisse beispielhaft dargestellt.



$$\overline{BVR} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta U_{AS,i}}{\Delta U_{CM,i}}$$

Bild A.2 Zur BVR-Bestimmung auf der Basis von gemessenen Spannungsverläufen

Zur Bestimmung des BVR-Werts werden zu unterschiedlichen Zeitpunkten die jeweils korrespondierenden Spannungssprünge am Lager und der Common-Mode-Spannung dividiert. Eine nachfolgende Mittelwertbildung der einzelnen BVR-Werte führt auf ein Ergebnis, das einen guten Querschnitt innerhalb des betrachteten Zeitraums darstellt.

Verfahren zur Messung der parasitären Motorkapazitäten

Die parasitären Motorkapazitäten sind nicht direkt messbar. Das in Bild 2.11 dargestellte HF-Ersatzschaltbild zeigt, dass bei einem montierten Motor nur drei mögliche Messanschlüsse vorhanden sind: Wicklung, Statorblechpaket und Motorwelle. In Bild A.3 sind die drei möglichen Messkombinationen dargestellt. Dies sind die von der Wicklung zum Ständerblechpaket C_B , die von der Wicklung zum Rotor C_A und die vom Rotor zum Ständerblechpaket C_C . Bei einem vollständig montierten Motor würde sich durch die galvanische Verbindung zwischen Ständerblechpaket und Rotor über die stillstehenden Wälzlager immer eine kombinierte Parallel- und Reihenschaltung verschiedener Kapazitäten ergeben, die es unmöglich macht, die Einzelwerte entsprechend zu selektieren. Um das zu verhindern, ist es notwendig, den Rotor separat – ohne Lagerschilde – in der Statorbohrung zu fixieren. Dabei muss gewährleistet sein, dass sich durch diesen Messaufbau identische Luftspaltverhältnisse zur ursprünglichen Einbausituation ergeben. Dies ist durch entsprechende Abstandsklebe bei eingeschobenem Rotor in den Luftspaltbereich eingebracht werden.

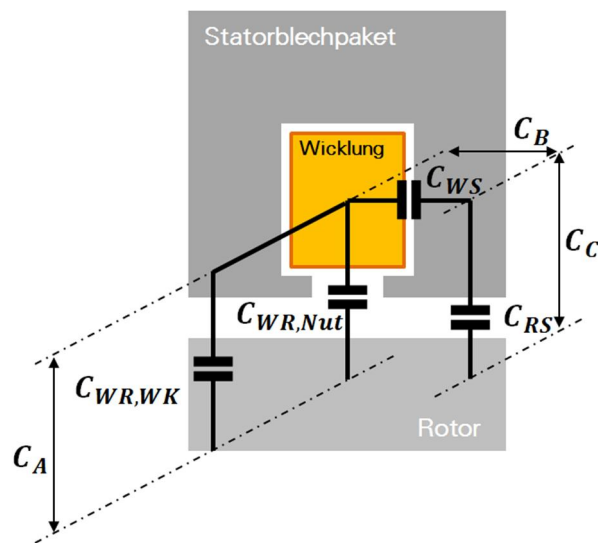


Bild A.3 Darstellung der möglichen Messkombinationen und der Kapazitätsverhältnisse bei der Messung von parasitären Motorkapazitäten mittels LCR-Meter

Des Weiteren besteht die Möglichkeit, im Fall der Kapazität Wicklung–Rotor C_{WR} messtechnisch den Wickelkopfanteil $C_{WR,WK}$ vom Nutanteil $C_{WR,Nut}$ zu trennen. Dazu muss der Messablauf mit und ohne Wickelkopfschirmung wiederholt werden. Die Schirmung wird durch eine nachträglich eingebrachte, den Wickelkopf umschließende Metallfolie realisiert, die einen galvanischen Kontakt zum Ständerblechpaket hat.

Mit Hilfe eines geeigneten LCR-Meters werden die in Bild A.3 dargestellten Kapazitäten Wicklung–Statorblechpaket C_B , Wicklung–Rotor C_C und Statorblechpaket–Rotor C_A bestimmt. Die Messungen im Rahmen dieser Arbeit wurden mit dem in Anhang A.3 aufge-

fürten Gerät durchgeführt. Die Werte werden jeweils mit und ohne Wickelkopfschirmung ermittelt. Mit Hilfe der Gleichungen

$$C_{WS} = - \frac{2C_A C_B C_C \cdot (C_A C_B - C_A C_C + C_B C_C)}{C_A^2 C_B^2 - 2C_A^2 C_B C_C + C_A^2 C_C^2 - 2C_A C_B^2 C_C - 2C_A C_B C_C^2 + C_B^2 C_C^2} \quad \mathbf{A-1}$$

$$C_{RS} = - \frac{2C_A C_B C_C \cdot (C_A C_C - C_A C_B + C_B C_C)}{C_A^2 C_B^2 - 2C_A^2 C_B C_C + C_A^2 C_C^2 - 2C_A C_B^2 C_C - 2C_A C_B C_C^2 + C_B^2 C_C^2} \quad \mathbf{A-2}$$

$$C_{WR} = - \frac{2C_A C_B C_C \cdot (C_A C_B + C_A C_C - C_B C_C)}{C_A^2 C_B^2 - 2C_A^2 C_B C_C + C_A^2 C_C^2 - 2C_A C_B^2 C_C - 2C_A C_B C_C^2 + C_B^2 C_C^2} \quad \mathbf{A-3}$$

lassen sich die parasitären Motorkapazitäten berechnen. Die Selektion der Wickelkopf- und Nutanteile für die Kapazität C_{WR} ergibt sich aus der Differenz der geschirmten und der ungeschirmten Werte.

A.5 Verwendete Software

Bezeichnung	Version	Verwendung
ANSYS Maxwell	2015.2	Numerische Berechnung der elektrostatischen Felder zur Bestimmung der parasitären Motorkapazitäten (Kapitel 4)
ANSYS Simplorer		Simulation von Lichtbogenentladungen im Wälzlager eines Lagerversuchsstands (Kapitel 5)
ANSYS Electronic Desktop (Q3D)		
NI DIADEM	2015	Auswertung und Analyse gemessener Zeitverläufe von Spannung und Strom, Bestimmung der elektrischen Lagerbelastung (Kapitel 3 und 5)
MINITAB	17	Statistische Auswertung und Regressionsanalyse (Kapitel 4 und 5)
MATLAB	R2014b	Berechnung und Analyse von Common-Mode-Spannungen (Kapitel 3)

WISSENSCHAFTLICHER WERDEGANG

Name: Hans Tischmacher
Geburtsdaten: 15.08.1966 in Wolfsburg
Staatsangehörigkeit: Deutsch
Familienstand: verheiratet, drei Kinder

Akademische Ausbildung

08/1982 – 06/1985	Fachgymnasium Technik	Allgemeine Hochschulreife
09/1986 – 10/1993	Studium der Elektrotechnik an der TU Braunschweig	Titel: Diplom - Ingenieur
08/2013 – 02/2017	Promovend der Elektrotechnik an der Leibniz Universität Hannover	mündliche Prüfung am 10.02.2017

Beruf

10/1993 – 03/1996	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen in Braunschweig	
04/1996 – 09/1996	Selbstständiges Ingenieurbüro	
Seit 10/1996	Mitarbeiter der Siemens AG	Berechnung und Entwicklung von drehzahlveränderbaren Elektromotoren, Spannungszwischenkreisumrichtern und umrichter gespeisten Antriebssystemen
03/13	Ernennung zum „Senior Key-Expert“ für Simulation und Modellbildung im Bereich der drehzahlveränderlichen Antriebssysteme	

Wissenschaftliche Tätigkeiten

27 Veröffentlichungen auf verschiedenen Tagungen und Fachzeitschriften (2002 – 2016)
„Session-Chairman“ auf verschiedenen wissenschaftlichen Konferenzen
„Reviewer“ für wissenschaftliche Beiträge in verschiedenen Fachzeitschriften

