

Untersuchungen zu einem möglichen Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation umrichter gespeister Antriebe

Dem Fachbereich
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt

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

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Sébastien Blatt
geboren am 20. Oktober 1981 in Frankfurt am Main

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Herbert De Gersem
Tag der Einreichung:	18.03.2015
Tag der mündlichen Prüfung:	13.07.2015

D17

Darmstadt 2015

Vorwort

Die vorliegende Dissertation ist im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Hochspannungstechnik der Technischen Universität Darmstadt entstanden. Diese Arbeit wurde unter anderem im Rahmen eines Teilprojektes der DFG Forschergruppe 575 „Höherfrequente Parasitäreffekte in umrichter gespeisten Antrieben“ durchgeführt.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen, der mir die Möglichkeit zur Promotion gegeben hat. Durch die hervorragende Betreuung hat er maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Herrn Prof. Dr.-Ing. Herbert de Gersm vom Institut Theorie Elektromagnetischer Felder danke ich für das Interesse dieser Arbeit und der Übernahme des Korreferats sowie für seine Hinweise und Anmerkungen.

Den Werkstattmitarbeitern des Fachgebiets Hochspannungstechnik Christian Homa, Steffen Noll, Frank Ullrich und Ulrich Veith danke ich für die Umsetzung meiner Ideen und den Verbesserungsvorschlägen sowie der Unterstützung bei der Erstellung der Prüflinge.

Meinen Kollegen am Fachgebiet Hochspannungstechnik danke ich für die gute Zusammenarbeit, den fachlichen Austausch und den freundschaftlichen Umgang. Insbesondere danke ich meinen ehemaligen Bürokollegen Mohammed Hossein Nazemi für seine Ratschläge und Unterstützung.

Bedanken möchte ich mich bei den Studenten, die im Rahmen ihrer Tätigkeiten als studentische Hilfskraft und den Studenten, die durch ihre Abschlussarbeiten einen Betrag zur Entstehung dieser Arbeit geleistet haben.

Meinen Eltern danke ich für die Ermöglichung meines Studiums sowie für die Unterstützung während meiner Promotion.

Winnenden, im November 2015

Sébastien Blatt



Inhaltsverzeichnis

Vorwort	I
Inhaltsverzeichnis	III
Formelzeichen und Abkürzungen	VII
Kurzfassung	XV
Abstract	XVII
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundlagen	3
2.1 Allgemeines	3
2.2 Der Frequenzumrichter	3
2.3 Die Verbindungsleitung	6
2.4 Elektrische Drehfeldmaschine	11
2.5 Wanderwellenvorgänge	16
2.6 Ausbreitung der Wanderwellen auf langen Leitungen	19
2.7 Ausbreitung von Wanderwellen in der Statorwicklung.....	22
2.8 Skin- und Proximity-Effekt	24
2.9 Spannungsbegrenzung durch MO–Varistoren.....	29
3 Mikrovaristoren	39
3.1 Allgemeines	39
3.2 Herstellung von Mikrovaristoren.....	40
3.3 Elektrische Eigenschaften von Mikrovaristoren.....	40
3.4 Funktionsprinzip von Mikrovaristoren	43
3.5 Mikrovaristorgefüllte Isolierstoffe.....	46
3.6 Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe	48
4 Ziele dieser Arbeit	51
5 Prüflinge zur Parameterbestimmung und Versuchstechnik	55
5.1 Allgemeines	55
5.2 Prüflinge.....	55
5.3 Versuchsaufbau.....	57
5.4 Auswertung der Messungen.....	59
6 Kennlinienbestimmung	63
6.1 Allgemeines	63

6.2	Auswertung der Materialparameter.....	64
6.2.1	Allgemeines.....	64
6.2.2	Bestimmung des Leitwertes.....	64
6.2.3	Bestimmung der relativen Permittivität.....	66
6.2.4	Nachbildung der gemessenen Stromdichte.....	67
6.2.5	Berücksichtigung einer nichtlinearen spannungsabhängigen Permittivität.....	69
6.2.6	Hysteresis-Effekte.....	74
6.2.7	Validierung der Charakterisierung an weiteren elektrisch nichtlinearen Materialien.....	83
6.3	Auswirkung von höheren Frequenzen.....	86
6.4	Temperaturabhängigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe.....	94
6.5	Mathematische Modellierung der resistiven Kennlinie.....	98
6.5.1	Modellierung einer Gleichung für die resistive Kennlinie.....	98
6.5.2	Variation der Parameter.....	102
6.5.3	Bestimmung der Materialparameter aus einer gegebenen Kennlinie.....	105
6.5.4	Beispiel anhand der gemessenen Kennlinien der verschiedenen Materialien.....	106
6.5.5	Anwendung auf Temperaturänderungen.....	112
7	Simulationen der Spannungsverteilung in der Statorwicklung einer Maschine.....	117
7.1	Allgemeines.....	117
7.2	Simplorer.....	117
7.3	Die 7,5-kW-Maschine.....	118
7.4	Aufbau des Simulationsmodells der 7,5-kW-Maschine.....	120
7.4.1	Allgemeines.....	120
7.4.2	Modellierung des Umrichters.....	121
7.4.3	Die Verbindungsleitung.....	122
7.4.4	Simulationsmodell der Statorwicklung der 7,5-kW-Maschine.....	125
7.4.5	Simulation der Spannungsverläufe.....	129
7.4.6	Erweiterung des Simulationsmodells mit Mikrovaristoren.....	132
7.4.7	Simulation mit vernachlässigbarer Leitfähigkeit.....	133
7.4.8	Berechnung der zusätzlichen Verlustleistung.....	134

7.5	Modellierung resistiver Kennlinien der μ var-Isolation für die 7,5-kW Maschine	135
7.5.1	Vorgehensweise	135
7.6	Simulation der 7,5-kW-Maschine mit Mikrovaristoren	146
7.6.1	Allgemeines.....	146
7.6.2	Einsatz der gemessenen Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes ..	147
7.6.3	Einsatz der gemessenen Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes	150
7.6.4	Optimierung der Kennlinien	154
7.6.5	Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der mikrovaristorgefüllten Isolation.....	158
7.6.6	Einbringung einer Schicht aus konventionellem Isoliermaterial in der Nut.....	161
7.6.7	Verhalten bei temporären Überspannungen.....	165
7.6.8	Betrachtung einer funktionstüchtigen Kennlinie	170
7.6.9	Betrachtung der zusätzlichen Verlustleistung bei anderen Taktfrequenzen des Umrichters	176
7.6.10	Zusammenfassung der verschiedenen Simulationsergebnisse.....	178
7.7	Die 240-kW-Maschine.....	181
8	Zusammenfassung und Ausblick	189
8.1	Zusammenfassung	189
8.2	Fazit	199
8.3	Ausblick.....	200
Anhang A: Leitungstheorie.....		203
A.1	Herleitung der Telegraphengleichungen	203
A.2	Lösung der Telegraphengleichungen im Frequenzbereich	204
A.3	Herleitung der Reflexionsfaktoren für die Spannungs- und Stromwelle	205
Anhang B: Berechnung des Grenzwertes.....		209
Anhang C: Kubische Splines		213
Anhang D: Berechnung der Feld- und Äquipotentiallinien.....		217
D.1	Allgemeines.....	217
D.2	Berechnung der Feldlinien	217
D.3	Berechnung der Äquipotentiallinien	218
Anhang E: Parameter der untersuchten Kennlinien.....		221

Literaturverzeichnis	223
Eigene Veröffentlichungen.....	231
Im Zuge dieser Arbeit angefertigte studentische Arbeiten.....	231
Lebenslauf	233
Erklärung laut § 9 PromO	235

Formelzeichen und Abkürzungen

Formelzeichen mit Einheit:

A	m^2	Fläche
a_k		Koeffizient für Fourierreihe (gerader Anteil der Funktion) (kann verschiedene Einheiten annehmen)
A_k		Koeffizient für Fourierreihe (gerader Anteil der Funktion) (kann verschiedene Einheiten annehmen)
b	m	Breite
b_k		Koeffizient für Fourierreihe (ungerader Anteil der Funktion) (kann verschiedene Einheiten annehmen)
B_k		Koeffizient für Fourierreihe (ungerader Anteil der Funktion) (kann verschiedene Einheiten annehmen)
$b_{u,i}$	1	Transmissionsfaktor von Spannung, bzw. Strom
C	F	Kapazität
C'	F/m	Kapazitätsbelag
c_0	m/s	Lichtgeschwindigkeit
$C_{10\text{kHz}}$	F	Kapazität bei 10 kHz
C_E	F	Leiter-Erde Kapazität
C'_E	F/m	Leiter-Erde Kapazitätsbelag
$C_{E,\text{kon}}$	F	Kapazität der konventionellen Isolation
C_{KG}	F	Kapazität einer Korngrenze
C'_{kon}	F/m	Kapazitätsbelag der konventionellen Isolation
C'_{LL}	F/m	Kapazitätsbelag zwischen zwei benachbarte Leiter
C'_{LN}	F/m	Kapazitätsbelag zwischen einem Leiter und einer ebenen Fläche (Nutwand)
C'_{ph}	F/m	Kapazitätsbelag für eine Phase
C'_S	F/m	serieller Kapazitätsbelag
C_{Var}	F	Kapazität eines Varistors
C_W	F	Kapazität zwischen zwei Windungen
C'_W	F/m	Kapazitätsbelag zwischen zwei Windungen
C_Z	F	zusätzliche Kapazität zwischen zwei Spulen
$C'_{\mu\text{var}}$	F/m	Kapazitätsbelag der mikrovaristorgefüllten Isolation
ΔC_e	F	infinitesimale kleine Erdkapazität
ΔC_s	F/m ²	infinitesimale serielle Kapazität

Formelzeichen und Abkürzungen

d	m	Abstand
D	C/m ²	elektrische Verschiebungsdichte
\tilde{D}	C/m ²	anteilige elektrische Verschiebungsdichte (nur von Ableitung der Feldstärke abhängig)
\bar{D}	C/m ²	anteilige elektrische Verschiebungsdichte (nur von Feldstärke abhängig)
d_L	m	Durchmesser eines Leiters
d_{LL}	m	Abstand zwischen zwei Leitern
d_{Skin}	m	Eindringtiefe eines Stromes in einen Leiter durch den Skin-Effekt
e	1	Euler'sche Zahl
E	V/m	elektrische Feldstärke
E_0	V/m	fester Wert für eine elektrische Feldstärke
\dot{E}	V/(m·s)	zeitliche Ableitung der elektrischen Feldstärke
\hat{E}	V/m	Scheitelwert der elektrischen Feldstärke
E^*	V/m	beliebige Feldstärke zwischen Null und dem Scheitelwert
E_1	V/m	1. Übergangsfeldstärke
$E_{1,\text{alt}}$	V/m	alte 1. Übergangsfeldstärke
$E_{1,\text{neu}}$	V/m	neue 1. Übergangsfeldstärke
$E_{1,T}$	V/m	1. Übergangsfeldstärke bei anderen Temperaturen
E_2	V/m	2. Übergangsfeldstärke
E_b	V/m	Schaltpunktfeldstärke
E_X	V/m	Feldstärke zur Berücksichtigung der schwachen Nichtlinearität im Leckstrombereich der Kennlinie
E_Y	V/m	Feldstärke für eine horizontale Verschiebung der Kennlinie
ΔE	V/m	Feldstärkedifferenz
f	Hz	Frequenz
$f(E)$	1	Funktion in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke
F	1	Abweichung zwischen gemessenen und berechneten Werten
f_{inv}	Hz	Taktfrequenz des Umrichters
f_{krit}	Hz	kritische Frequenz
f_r	Hz	Resonanzfrequenz
f_{ZK}	Hz	Frequenz der Zwischenkreisspannung
F_{cub}	1	Abweichung durch Verwendung von kubische Splines
F_{lin}	1	Abweichung durch Verwendung einer linearen Interpolation
$F_{\text{max,J}}$	1	maximale Abweichung der berechneten Stromdichte

F_p	1	Abweichung in der Verlustleistungsdichte
$F_{p,\dot{D}}$	1	Abweichung zwischen der gemessen und der über der zeitlichen Ableitung der elektrischen Feldstärke berechneten Leistungsdichte in der Hystereseschleife
$F_{p,Deb}$	1	Abweichung zwischen der gemessenen und die mit dem Debey-Modell berechneten Leistungsdichte in der Hystereseschleife
G	S	Leitwert
$g(E)$	1	Funktion in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke
G'	S/m	Leitwertbelag
G_{LL}	S	Leitwert zwischen zwei benachbarten Leiter
G_{inf}	S	Leitwert bei unendlich großer Feldstärke
G_{KG}	S	Leitwert einer Korngrenze
G_{ZnO}	S	Leitwert eines Zinkoxidkorns
H_φ	A/m	magnetische Feldstärke in φ -Richtung
I	A	Strom
\hat{I}	A	Scheitelwert eines Stromes
I_0	A	fester Stromwert
I_{res}	A	resistiver Strom
I_{kap}	A	kapazitiver Strom
I_{Var}	A	Strom durch einen Varistor
I_W	A	Wirbelstrom
j	1	imaginäre Einheit
J	A/m ²	Stromdichte
\hat{J}	A/m ²	Scheitelwert der resistiven Stromdichte
J_{Ges}	A/m ²	Gesamtstromdichte
J_{Kap}	A/m ²	Stromdichte der kapazitiven Komponente
J_{Mess}	A/m ²	gemessene Stromdichte
J_{Res}	A/m ²	Stromdichte der resistiven Komponente
J_{Rech}	A/m ²	berechnete Stromdichte
J_W	A/m ²	Wirbelstromdichte
k	1	Konstante
K	1	Konstante
k_B	J/K	Boltzmann-Konstante
K_{Geo}	m	geometrischer Faktor zur Berechnung des Leitwertes oder der Kapazität

Formelzeichen und Abkürzungen

K'_{Geo}	1	längenunabhängiger geometrischer Faktor
$K_{\text{Geo,LN}}$	m	geometrischer Faktor zwischen Leiter und Nutwand
$K_{\text{Geo,N}}$	m	Geometrischer Faktor zwischen zwei benachbarten Elementen
k_k	1	Kennlinienparameter des Varistors
k_L	1	Faktor für die Berechnung der inneren Induktivität durch den Skin-Effekt
k_s	1	Schutzpegelparameter des Varistors
k_{Skin}	1	Faktor für die Berechnung des Widerstands durch den Skin-Effekt
k_T	1	temperaturabhängiger Faktor
l	m	Länge
L	H	Induktivität
L'	H/m	Induktivitätsbelag
l_{Fl}	m	Länge einer Feldlinie
l_{krit}	m	kritische Kabellänge
L'_{Leitung}	H/m	Induktivitätsbelag einer Leitung
l_{Nut}	m	Nutlänge
L_{ph}	H	Induktivität einer Phase
L'_{ph}	H/m	Induktivitätsbelag einer Phase
l_{W}	m	mittlere Windungslänge
m	1	Anzahl der Stränge in der Statorwicklung
M	H	Gegeninduktivität
M'	H/m	Gegeninduktivitätsbelag
N	1	Anzahl
N_1	1	Glättungsfaktor bei E_1
N_2	1	Glättungsfaktor bei E_2
N_{mess}		gemessene Größe (kann verschiedene Einheiten annehmen)
N_{rech}		berechnete Größe (kann verschiedene Einheiten annehmen)
p	W/m ³	Leistungsdichte
P	W	Leistung
P_{Deb}	C/m ²	Debye-Polarisation
$p_{\text{hys,mess}}$	W/m ³	gemessene Leistungsdichte in der Hystereseschleife
p_{mess}	W/m ³	berechnete Leistungsdichte
p_{mess}	W/m ³	gemessene Leistungsdichte

p_p	1	Polpaarzahl
P_{Pol}	C/m ²	Polarisation
\dot{P}_{Pol}	A/m ²	zeitliche Ableitung der Polarisation
p_{rech}	W/m ³	berechnete Leistungsdichte
$p_{\text{rech},\bar{D}}$	W/m ³	über die von der zeitlichen Ableitung der elektrischen Feldstärke abhängigen Verschiebungsdichte berechnete Leistungsdichte
$p_{\text{rech,Deb}}$	W/m ³	Über das Debye-Modell berechnete Leistungsdichte
P_{Sp}	W	zusätzliche Verlustleistung einer Spule durch die mikrovaristorgefüllte Isolation
P_V	W	zusätzliche Verlustleistung der gesamten Wicklung durch die mikrovaristorgefüllte Isolation
$P_{V,\text{inv}}$	W	elektrische Verlustleistung, die während einer Zeitdauer für 5 μ s nach dem Polaritätswechsel des Umrichters umgesetzt wird
q	1	Lochzahl im Stator
Q	1	Anzahl der Nuten
R	Ω	Widerstand
r	m	Radius
R'	Ω/m	Widerstandsbelag
R'_{DC}	Ω/m	Widerstandsbelag bei einem Gleichstrom
r_{Fl}	m	Radius einer Feldlinie
R_{KG}	Ω	Widerstand einer Korngrenze
r_m	1	Spannungsreflexionsfaktor an der Maschine
r_U	1	Spannungsreflexionsfaktor am Umrichter
$r_{u,i}$	1	Reflexionsfaktor von Spannung, bzw. Strom
R_{ZnO}	Ω	Widerstand von Zinkoxid
$s(t)$		zeitabhängige Störfunktion (kann unterschiedliche Einheiten annehmen)
$S(t)$		Stammfunktion der zeitabhängigen Störfunktion (kann unterschiedliche Einheiten annehmen)
t	s	Zeit
T	K	Temperatur
t_m	s	Zeitpunkt des (lokalen) Maximums
t_p	s	Laufzeit eines Impulses
T_p	s	Periodendauer
t_r	s	Anstiegszeit eines Impulses

Formelzeichen und Abkürzungen

U	V	Spannung
\hat{U}	V	Scheitelwert der Spannung
U_0	V	fester Spannungswert
U_{10kA}	V	Restspannung eines Varistors bei 10 kA
U_Z	V	Zwischenkreisspannung eines Frequenzumrichters
U_{DC1mA}	V	Varistorspannung (Scheitelwert) bei 1 mA Gleichstrom
U_{DC6mA}	V	Varistorspannung (Scheitelwert) bei 6 mA Gleichstrom
U_{KG}	V	Spannungsfall über einer Korngrenze
U_{LE}	V	Leiter-Erde-Spannung
U_{LL}	V	Leiter-Leiter-Spannung
U_M	V	Spannung am Eingang der Maschine
U_{max}	V	maximale Spannung
U_{min}	V	minimale Spannung
$U_{M,max}$	V	maximale Spannung am Eingang der Maschine
$U_{Sp1,max}$	V	maximaler Spannungsfall über der ersten Spule
U_U	V	Ausgangsspannung des Umrichters
\hat{U}_U	V	Scheitelwert der Umrichterspannung
U_X	V	Spannung zur Berücksichtigung der schwachen Nichtlinearität im Leckstrombereich der Kennlinie
U_{Z+}	V	positive Zwischenkreisspannung
U_{Z-}	V	negative Zwischenkreisspannung
U_{Zno}	V	Spannungsfall am Zinkoxidkorn
ΔU	V	Spannungsdifferenz
ΔU_{ZK}	V	Betrag der Spannung mit der die Leiter-Erde-Spannung im Zwischenkreis des Umrichters um U_{Z+} oder U_{Z-} schwingt
\ddot{U}	1	Übersetzungsverhältnis
V_E	Ω	nichtlinearer Widerstand zwischen Leiter und (geerdeter) Nutwand (von Spannung abhängig)
v_W	m/s	Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wanderwelle
V_W	Ω	nichtlinearer Widerstand zwischen zwei benachbarten Leitern (von Spannung abhängig)
W	1	Spulenweite
W_{el}	J	elektrische Energie
$W_{V,imp}$	J	elektrische Verlustenergie, die innerhalb einer Zeitdauer von 5 μ s nach dem Polaritätswechsel umgesetzt wird
x	1	frequenzabhängiger Faktor zur Berechnung des Skin-

		Effektes
X	1	Nichtlinearitätsparameter
X_{alt}	1	alter Nichtlinearitätsparameter
X_{neu}	1	neuer Nichtlinearitätsparameter
X_T	1	Nichtlinearitätsparameter bei anderen Temperaturen
Z	Ω	Impedanz
Z_A	Ω	Abschlusswiderstand einer Leitung
Z_{Korn}	Ω	Impedanz eines Mikrovaristorkorns
Z_{Leitung}	Ω	Wellenwiderstand eines Kabels
Z_M	Ω	Eingangsimpedanz einer Maschine
Z_U	Ω	Innenimpedanz des Umrichters
Z_W	Ω	Wellenwiderstand
Δz	m	infinitesimale kleine Weglänge
α	1	Nichtlinearitätsexponent
α_{AC}	1	Exponent für Approximation des AC-Anteils der Leitfähigkeit
α_χ	1	Nichtlinearitätsexponent zur Approximation der feldstärkeabhängigen Suszeptibilität
α_w	1/m	Dämpfungskonstante
β	$\sqrt{J \cdot C}$	materialabhängige Konstante
β_w	1/m	Phasenkonstante
χ	1	Suszeptibilität
χ_0	1	fester Wert für Suszeptibilität
ε	F/m	Permittivität
ε_0	F/m	elektrische Feldkonstante
ε_r	1	relative Permittivität
$\tilde{\varepsilon}_r$	1	relative Ersatzpermittivität
$\varepsilon'_r(E)$	m/V	Ableitung der relativen Permittivität nach der Feldstärke
γ	S/m	Leitfähigkeit
γ_0	S/m	Leitfähigkeit im Leckstrombereich (bei $E = 0$)
γ_{AC}	S/m	Wechselstromanteil der Leitfähigkeit
$\gamma_{\text{AC},0}$	S/m	Fester Wert des Wechselstromanteils der Leitfähigkeit
γ_E	S/m	temperaturunabhängige Leitfähigkeit
γ_{hT}	S/m	Leitfähigkeit bei höheren Temperaturen
γ_{inf}	S/m	Leitfähigkeit bei unendlich großer Feldstärke

Formelzeichen und Abkürzungen

γ_{mess}	S/m	gemessene Leitfähigkeit
γ_{rech}	S/m	berechnete Leitfähigkeit
γ_{T}	S/m	temperaturabhängige Leitfähigkeit
γ_{W}	S/m	Ausbreitungskonstante
γ_{ZnO}	S/m	Leitfähigkeit von Zinkoxid
φ	°	Winkel
φ_0	°	fester Winkel
Φ	Wb	magnetischer Fluss
Φ_{B}	J	Potentialbarriere
μ	H/m	Permeabilität
μ_0	H/m	magnetische Feldkonstante
μ_{r}	1	relative Permeabilität
ρ	$\Omega \cdot \text{m}$	spezifischer Widerstand
τ_{p}	1	Polteilung
τ_{Pol}	s	Zeitkonstante für Relaxation
ω	s^{-1}	Kreisfrequenz
ω_0	s^{-1}	fester Wert für Kreisfrequenz

Abkürzungen:

AC	Wechselstrom (Alternating Current)
DC	Gleichstrom (Direct Current)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MO	Metalloxid
TE	Teilentladung
ZnO	Zinkoxid
μvar	mikrovaristorgefüllt

Kurzfassung

In der heutigen Zeit werden immer mehr elektrische Maschinen durch einen Umrichter angetrieben. Moderne Umrichter beziehen ihre Spannung aus einem Gleichspannungszwischenkreis, weswegen sie nahezu unabhängig von der Netzfrequenz betrieben werden. Die Taktfrequenz der vom Umrichter erzeugten Impulse liegt im Kilohertzbereich mit Anstiegszeiten von weit unter einer Mikrosekunde. Da Umrichter und Maschine häufig räumlich voneinander getrennt betrieben werden, sind Zuleitungen notwendig, deren Länge hundert Meter überschreiten können. Aufgrund dieser Länge und der kurzen Anstiegszeiten treten Wanderwelleneffekte auf der Verbindungsleitung zwischen Umrichter und den Maschinenklemmen auf. Durch den unangepassten Eingangswiderstand der Maschine kommt es zu Reflexionen der Wanderwellen an den Maschinenklemmen. Im ungünstigsten Fall führen diese Reflexionen zu einer Verdoppelung der Spannung an den Maschinenklemmen.

Frühere Untersuchungen haben gezeigt, dass der Einsatz von Metalloxid-Varistoren (MO-Varistoren) an den Eingangsklemmen der Maschine diese Überspannungen begrenzen kann. Nun stellt sich die Frage, ob Mikrovaristoren in der Isolation der Maschine die gleichen positiven Effekten haben.

Mikrovaristoren bestehen wie MO-Varistoren aus dotiertem und gesintertem Zinkoxid und haben eine Korngröße von 10 μm ...200 μm . Weiterhin besitzen sie eine nichtlineare Spannung-Strom-Kennlinie und eine hohe relative Permittivität ($\epsilon_r = 300$...1000). Der Vorteil von Mikrovaristoren ist, dass sie ihre elektrischen Eigenschaften an den Isolierstoff, dem sie beigemischt werden, weitergeben.

Vermutlich werden durch den Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation von umrichtergespeisten Maschinen die Überspannungen, welche durch die Wanderwelleneffekte entstehen, auf ein akzeptables Maß begrenzt. Weiterhin könnten die Anstiegszeiten durch die hohe relative Permittivität der Mikrovaristoren verlängert werden.

Um den möglichen Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation umrichtergespeister Maschinen untersuchen zu können, wird zunächst in dieser Arbeit das mikrovaristorgefüllte Material anhand von Messungen von U - I -Kennlinien an verschiedenen

mikrovaristorgefüllten Prüflingen elektrisch charakterisiert. Dabei werden auch andere Frequenzen als 50 Hz und höhere Temperaturen betrachtet. Des Weiteren wird ein mathematisches Modell entwickelt, um die nichtlineare E - J -Kennlinie der mikrovaristorgefüllten Isolation beschreiben zu können. Dieses Modell wird in dieser Arbeit benötigt, um die Auswirkungen verschiedener Kennlinien auf die Spannungsverteilung innerhalb der Statorwicklung untersuchen zu können. Dafür wird anhand von Messwerten ein elektrisches Ersatzschaltbild, bestehend aus passiven Elementen einer Statorwicklung aufgebaut und mit dem ermittelten Ersatzschaltbild für die mikrovaristorgefüllte Isolation ergänzt.

Es stellt sich heraus, dass das vielfach in der Literatur erwähnte vereinfachte Ersatzschaltbild, bestehend aus einer Parallelschaltung von einem nichtlinearen Widerstand und einer Kapazität, zu einfach ist, um einen Stromfluss durch das mikrovaristorgefüllte Material voraussagen zu können. Neben einer resistiven und einer kapazitiven Komponente treten auch Hysterese-Effekte in der Stromdichte auf. Des Weiteren führt eine Änderung der Frequenz und der Temperatur zu einer Änderung der nichtlinearen resistiven E - J -Kennlinie. Hier kann ein Modell gefunden werden, welches diese Effekte berücksichtigt.

In dieser Arbeit kann durch Simulation am Beispiel einer Niederspannungsmaschine gezeigt werden, dass die erhöhte relative Permittivität nur einen geringen Einfluss auf die Spannung an den Maschinenklemmen hat. Erst durch Berücksichtigung der nichtlinearen Kennlinie kann diese Spannung reduziert werden. Allerdings entstehen durch das halbleitende Material zusätzliche Verluste, die beachtet werden müssen. Schließlich kann in dieser Arbeit eine Kennlinie gezeigt werden, mit der die zusätzlichen Verluste akzeptable Werte erreichen und die Überspannungen auf ein gewisses Maß begrenzt werden.

Abschließend wird in dieser Arbeit der Einfluss einer mikrovaristorgefüllten Isolation auf eine 240 kW-Maschine untersucht. Es stellt sich dabei heraus, dass alleine der Einfluss der erhöhten relativen Permittivität durch die mikrovaristorgefüllte Isolation die Überspannungen auf ein akzeptables Maß beschränkt.

Abstract

Nowadays, more electrical machines are fed by inverters. Modern inverters obtain their voltage from an intermediate direct current link and operate nearly independent from the grid frequency. The inverter generates impulses with a pulse frequency of several kilohertz and a rise time of less than one microsecond. Since the inverter and the electrical drive are often operating spatial separated, a relative long feed cable which can exceed 100 meters, is required for connection. Due to long length of the cable and short rise time of the input voltage, traveling wave effect on the line between inverter and terminals of the machine has to be considered. The unmatched input resistance of the machine provides reflections of traveling waves, which leads to the voltage doubling at the terminals of the machine in worst case.

Review of the former researches on the application of MO-varistors at the terminals of the machines shows the reduction in this type of overvoltages. The question is now if the use of microvaristors in insulation parts of the machine has same positive effects.

Microvaristors consist like MO-Varistors of doped and sintered zinc-oxide and have a grain size of 10 μm to 200 μm . Furthermore, they have a nonlinear Voltage-Current characteristic and a high relative permittivity ($\epsilon_r = 300 \dots 1000$). The main advantage of microvaristors is that they can transmit their electrical properties to the insulating material in which they were mixed.

Application of microvaristors in insulation parts of the inverter fed machine limits assumedly the virtually produced overvoltages due to traveling wave effects and extends the rise time of the input voltage because of high permittivity of applied microvaristors.

In order to investigate the feasibility of application of microvaristors in the insulation of inverter fed drives, the microvaristor-filled material is first electrically characterized, based on measurements of E - J -characteristics of different microvaristor-filled specimens. Other frequencies than 50 Hz and higher temperatures are also taken into account to find a reliable model of the microvaristor-filled insulation. In addition, a mathematical model is developed to describe the nonlinear E - J -characteristic of the microvaristor-filled insulation. The developed model has been used furthermore to

investigate the influence of different characteristics of the microvaristor-filled insulation materials on the voltage distribution inside the stator winding of the machine. An electrical equivalent circuit for the microvaristor-filled insulation is constructed, based on measurement results.

It turns out that the simplified equivalent circuit consisting of a parallel connection of a capacitance and a nonlinear resistance, which is frequently mentioned in the literature, is too simple to predict the current flow through the microvaristor-filled material. Beside a resistive and a capacitive component, hysteresis effects are occurring in the current density. Changing frequency and temperature lead to a change in the nonlinear resistive E - J -characteristic. The developed model in this work can consider all these effects.

Simulation results have shown that the higher relative permittivity of microvaristor-filled materials has only a little influence on the voltage at the machine terminals. Only through consideration of the nonlinear characteristic, this voltage can be reduced. However, and due to the semiconducting materials, additional losses have to be taken into account, too. As a result of this study, a proper nonlinear characteristic of microvaristor-filled materials with acceptable losses and a good limitation level of overvoltages can be achieved.

However, in a 240-kW-machine it is obvious that overvoltages can be limited to an acceptable level only by the influence of the higher relative permittivity of the microvaristor-filled insulation.

1 Einleitung

In Deutschland wird mit 46 % knapp die Hälfte der elektrischen Energie von der Industrie benötigt. Davon werden etwa 70 % für elektrische Antriebe aufgewendet. Somit entfallen etwa 30 % des gesamtdeutschen Energiebedarfs auf elektrische Antriebe. Der ZVEI sieht hier ein großes Einsparpotential an elektrischer Energie, da viele der rund 35 Millionen in Deutschland eingesetzten Antriebe seit Jahrzehnten im Einsatz sind und damit nicht mehr auf dem Stand der heutigen Technik sind. Unter der Berücksichtigung, dass die Energiekosten während der Lebensdauer der Maschine etwa 95 % der Gesamtkosten (inkl. Beschaffungskosten) betragen, wäre der Austausch dieser Antriebe wirtschaftlich sinnvoll. Eine weitere Maßnahme zur Energieeffizienzsteigerung wäre der Einsatz von drehzahlvariablen Maschinen mit Hilfe von Frequenzumrichtern. Der Anteil an umrichter gespeisten Antrieben beträgt etwa 12 % mit steigender Tendenz [Roc09a], [AGEB14] [EANRW10], [Sie06], [ZVE13].

Der Einsatz von Umrichtern zur Ansteuerung hat den großen Vorteil, dass elektrische Maschinen stufenlos in ihrer Drehzahl bei konstantem Drehmoment gesteuert werden können. Weiterhin kann die Drehzahl unabhängig von der Netzfrequenz drehzahlvariabel betrieben werden. Als Nachteil müssen durch den Betrieb eines Umrichters unerwünschte Netzurückwirkungen in Kauf genommen werden. Des Weiteren bilden sich Lagerströme in der Maschine aus, und es entstehen aufgrund von Wanderwellen Überspannungen, die wegen der hohen Taktfrequenz mehrere Tausend Mal pro Sekunde auftreten. Dadurch wird die für Nennspannung ausgelegte Isolation zusätzlich belastet, und die Lebenserwartung der Maschine wird nachhaltig verkürzt [Ama08], [Roc09a].

Diese Effekte sind hinreichend bekannt. So wurde im Laufe der letzten Jahre durch die Verwendung von besseren Isoliermaterialien die Lebenserwartung der umrichter gespeisten Maschinen verlängert.

Diese Arbeit wurde im Rahmen der DFG-Forschergruppe FOR 575 „Höherfrequente Parasitäreffekte in umrichter gespeisten elektrischen Antrieben – Phase 2“ unter der Leitung von Prof. A. Binder durchgeführt. In Phase 1 (nicht Gegenstand dieser Arbeit) wurde die Einsatzmöglichkeit von Metalloxidvaristoren (MO-Varistoren) zum Über-

spannungsschutz umrichter gespeister Drehfeldmaschinen untersucht, siehe [Roc09a]. Da sich herausgestellt hat, dass der Einsatz von MO-Varistoren zum Überspannungsschutz durchaus möglich ist, hat sich die Frage gestellt, ob Mikrovaristoren direkt in der Isolation der Maschine die gleichen positiven Effekte aufweisen können wie MO-Varistoren.

Da solche Materialien am Markt noch nicht kommerziell erhältlich sind und auch nicht einfach auf Verdacht entwickelt werden, muss deren Potential zunächst theoretisch geklärt werden. Es liegen aber derzeit weder Modelle zur Beschreibung elektrisch nichtlinearer Isoliersysteme noch solche zur Beanspruchung entsprechend ausgereifter Isolierwerkstoffe in einer Maschinenwicklung vor. Die Entwicklung und Anwendung entsprechender Modelle und Verfahren ist daher Gegenstand dieser Arbeit.

Nach einer kurzen Erklärung des Systems „Umrichter gespeister Antrieb“ und der einzelnen Komponenten werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit die Ursachen und die Entstehung der Überspannungen durch Wanderwellen erklärt. Des Weiteren werden kurz die Ergebnisse der Untersuchung der Einsatzmöglichkeit von MO-Varistoren dargestellt. Anschließend werden in dieser Arbeit die Eigenschaften und die Funktionsweise von Mikrovaristoren und mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen erläutert. Es folgen weitere Untersuchungen der elektrischen Eigenschaften von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen, um ein Modell für das elektrische Verhalten dieser Werkstoffe zu finden. Dafür werden an verschiedenen Prüflingen verschiedene Spannungen mit unterschiedlichen Frequenzen angelegt und die fließenden Ströme gemessen. Aus den Messergebnissen werden verschiedene Modelle entwickelt und physikalische Erklärungsansätze dieses Verhaltens gegeben. Damit die möglichen positiven Eigenschaften einer mikrovaristorgefüllten Isolation der Maschine nachgewiesen werden können, muss ein elektrisches Ersatzschaltbild einer umrichter gespeisten Maschine aufgebaut werden. Anhand von Messergebnissen der Spannungsverteilung wird ein elektrisches Ersatzschaltbild einer umrichter gespeisten Maschine aufgebaut und soweit modifiziert, dass die simulierten Ergebnisse den gemessenen entsprechen. Anschließend werden verschiedene Kennlinien von Mikrovaristoren in das Maschinenmodell integriert, um deren Einfluss auf die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung simulieren zu können. Abschließend werden die in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse zusammengefasst.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Allgemeines

Um auf die Problematik des Systems „Umrichter gespeister Antrieb“ eingehen zu können, werden in diesem Kapitel die wichtigsten Komponenten dieses Systems kurz erläutert. Dies sind zum einen der Frequenzumrichter und zum anderen die Leitung und die Maschine selbst. Des Weiteren gibt es noch Netzfilter, auf die in diesem Kapitel aber nicht weiter eingegangen wird. Der schematische Aufbau des Systems „Umrichter gespeister Antrieb“ ist in **Abbildung 2.1** gezeigt.

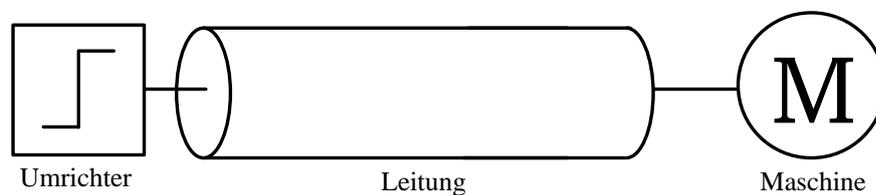


Abbildung 2.1: Prinzipdarstellung des Systems „Umrichter gespeister Antrieb“

2.2 Der Frequenzumrichter

Damit die elektrische Maschine drehzahlvariabel betrieben werden kann, muss die starre Netzfrequenz über den Frequenzumrichter umgeformt werden. Dazu wird die netzseitige betriebsfrequente Spannung gleichgerichtet und anschließend wieder wechselgerichtet. Die Gleichrichtung kann über Thyristoren oder auch ungesteuert durch Dioden erfolgen. Aktuell wird zur Gleichrichtung die B6-Brücke bevorzugt angewendet. Dabei wird die dreiphasige Wechselspannung über drei paarweise angeordnete Dioden gleichgerichtet. Die dadurch entstehende Gleichspannung hat den $\sqrt{2}$ -fachen Wert der verketteten Netzspannung mit einer Welligkeit der sechsfachen Netzfrequenz. Durch einen Glättungskondensator im Gleichspannungszwischenkreis wird diese Welligkeit reduziert. Der prinzipielle Aufbau eines Frequenzumrichters ist in **Abbildung 2.2** dargestellt. Die Gleichspannungen U_{z+} und U_{z-} schwanken mit der dreifachen Netzfrequenz f_{ZK} mit ΔU_{ZK} um die Werte $\frac{1}{2}U_Z$ und $-\frac{1}{2}U_Z$. ΔU_{ZK} beträgt ein Zwölftel der Amplitude der Zwischenkreisspannung. Bei einem 400-V-Netz ergeben sich die Spannungen nach **Tabelle 2.1** [Roc09a], [Zac10], [Mic11].

2 Theoretische Grundlagen

Tabelle 2.1: Spannungen im Zwischenkreis bei Verwendung einer B6-Brücke im 400-V-Netz

U_{LL}	U_{LE}	U_Z	$U_Z/2$	f_{ZK}	ΔU_{ZK}
400 V	231 V	565,7 V	282,8 V	150 Hz	47,14 V

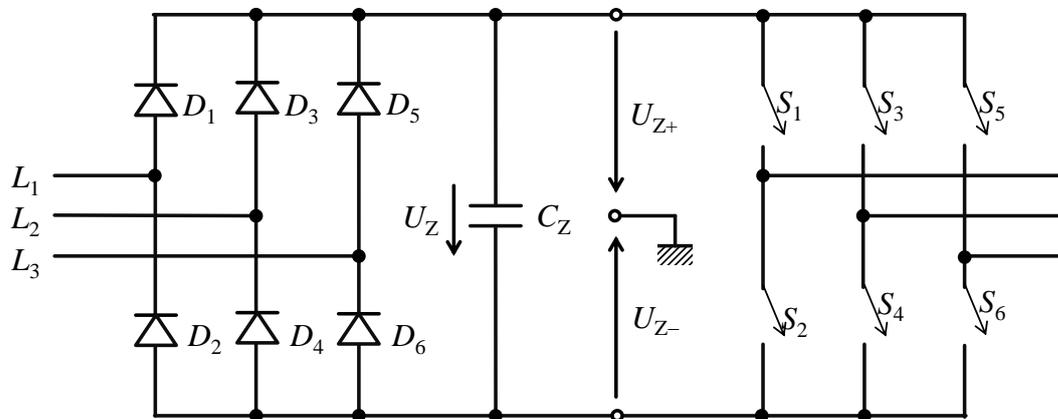


Abbildung 2.2: Schematischer Aufbau eines Frequenzumrichters, nach [Roc09a]

Im Wechselrichterteil wird die geglättete Gleichspannung in eine pulswidenmodulierte (PWM) Wechselspannung umgewandelt. Der Wechselrichteranteil des Frequenzumrichters besteht im Allgemeinen heute aus IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor). Sie weisen eine sehr kurze Schaltzeit von einigen 100 ns auf und dadurch sehr geringe Schaltverluste [Kau94]. Um die Funktionsweise des Wechselrichters kurz zu erläutern, werden die IGBTs durch ideale spannungsgesteuerte Schalter ersetzt. Die Steuerspannung ist sinusförmig und besitzt die gewünschte Frequenz für den Antrieb des Motors. Weiterhin liegt eine dreieckförmige Spannung mit einer Amplitude vor, die größer als die der sinusförmigen Spannung ist. Die Frequenz der Dreiecksspannung muss dabei ein ungerades und durch drei teilbares Vielfaches der gewünschten Motorfrequenz betragen. Während alle Schalter in Abbildung 2.2 mit der gleichen Dreiecksspannung angesteuert werden, ist der Sinusanteil jeweils um 120° phasenversetzt. Die Schalter mit ungeraden Indizes sind nur geschlossen, wenn die sinusförmige Spannung die Dreiecksspannung überschreitet, während gleichzeitig die Schalter mit geraden Indizes geöffnet sind. Die Steuerspannungen sind beispielhaft in **Abbildung 2.3** dargestellt [Mar13].

Die Pulsfrequenz des Frequenzumrichters entspricht der Frequenz der Dreiecksspannung zur Steuerung der Schalter. Die verkettete Spannung (Spannung zwischen zwei Phasen) am Ausgang des Frequenzumrichters kann unter Vernachlässigung der Anstiegs- und

Abfallzeiten nur die diskreten Werte U_{\max} , Null und U_{\min} annehmen, während die Leiter-Erde-Spannung (Spannung zwischen Phase und Erde) am Ausgang des Umrichters mit der Zwischenkreisspannung schwingt.

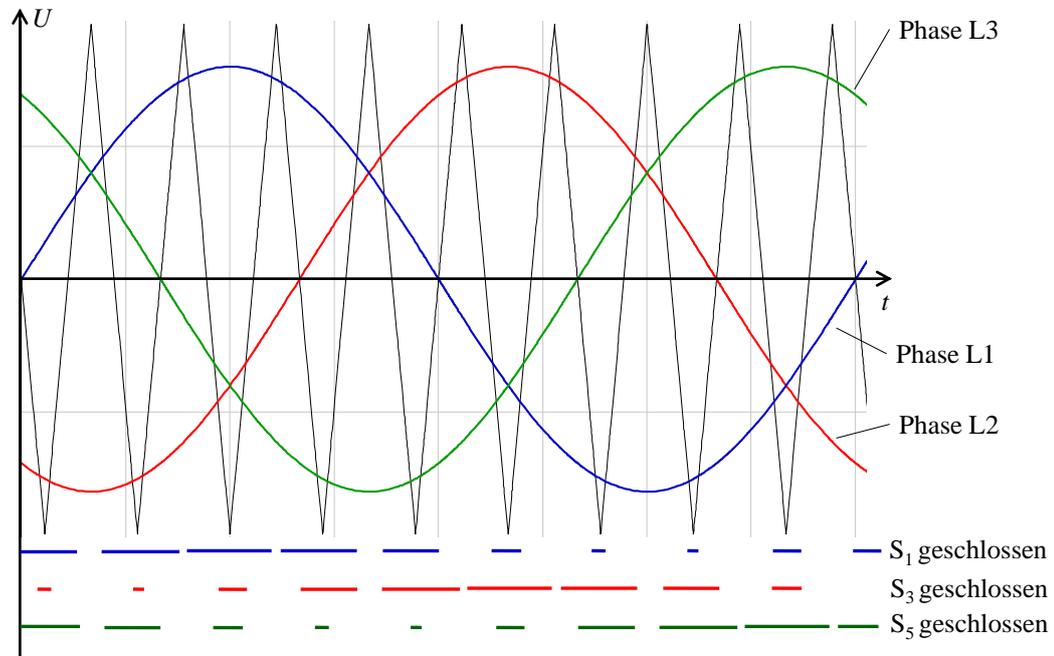


Abbildung 2.3: Schematische Darstellung der Steuerspannungen

Die resultierenden Spannungsverläufe als Ergebnis einer Simulation sind in **Abbildung 2.4** dargestellt. Diese Abbildung ist durch eine Simulation eines dreiphasigen Frequenzumrichters mit einer Pulsfrequenz von 3 kHz entstanden. Der Motor wurde vereinfacht durch drei gleich große Induktivitäten in Reihe zu drei Widerständen nachgebildet. Durch den Motor fließt aufgrund der glättenden Wirkung der Induktivitäten ein nahezu sinusförmige Strom, dessen Verlauf in **Abbildung 2.5** dargestellt ist. Je größer der Unterschied zwischen Pulsfrequenz und Motorfrequenz ist, desto kleiner ist die Oberwelligkeit des Motorstromes.

Allerdings erhöhen sich mit steigender Pulsfrequenz auch die Schaltverluste der Leistungshalbleiter. Bei Pulsumrichtern höherer Leistungen (< 100 kW) sind nur noch maximale Pulsfrequenzen von 1 kHz möglich, während bei kleineren Leistungen Pulsfrequenzen im Bereich von 20 kHz noch unproblematisch sind [Ber98], [Ama08], [Roc09a].

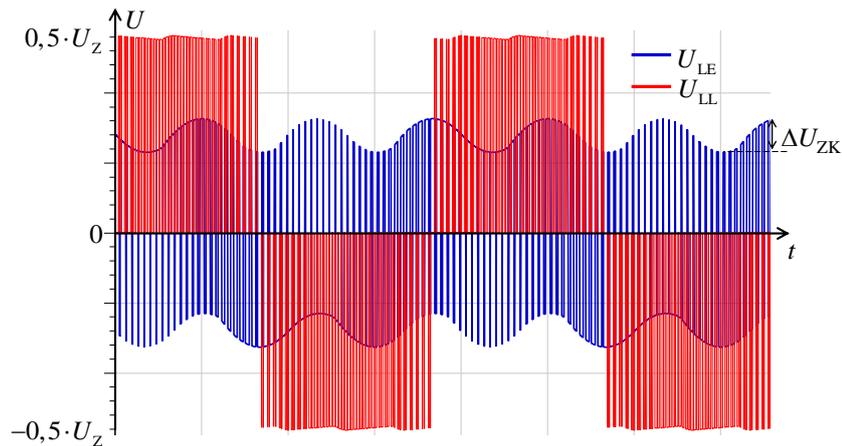


Abbildung 2.4: Verkettete Spannung und Leiter-Erde Spannung am Ausgang des Umrichters

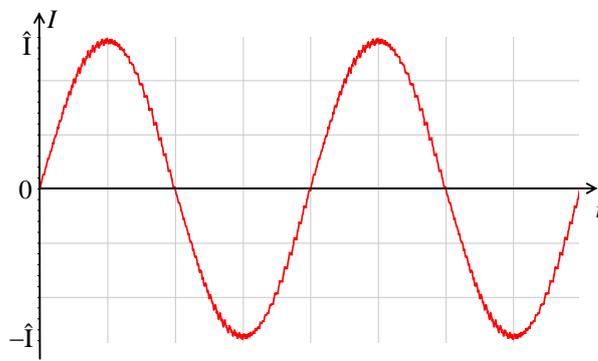


Abbildung 2.5: Simulierter Motorstrom bei Speisung durch einen Umrichter

2.3 Die Verbindungsleitung

Ein wichtiges Element im umrichter gespeisten System ist die Verbindungsleitung zwischen Umrichter und Motor. Durch ihren Wellenwiderstand werden die am Eingang der Maschine entstehenden Überspannungen beeinflusst. Der Wellenwiderstand einer Leitung hängt von der Art der Leitung und von ihrer Geometrie ab.

Jeder elektrische Leiter kann durch eine Reihenschaltung der Kettenleiterersatzschaltbilder eines Leitungselementes (siehe **Abbildung 2.6**) nachgebildet werden, welches aus folgenden Elementen besteht:

- Widerstandsbelag R'
- Induktivitätsbelag L'
- Kapazitätsbelag C'
- Ableitbelag G'

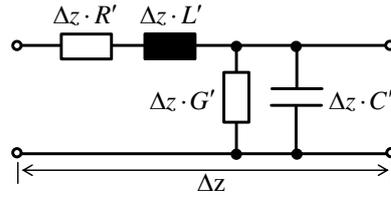


Abbildung 2.6: Kettenleiterersatzschaltbild eines Leitungselementes

Aus Abbildung 2.6 lassen sich die sogenannten Telegraphengleichungen (siehe Gleichung (2.1) und Gleichung (2.2)) herleiten (siehe **Anhang A.1**). Bei diesen Gleichungen handelt es sich um partielle Differentialgleichungen, die sowohl von der Zeit als auch vom Ort abhängig sind.

$$\frac{\partial U(t, z)}{\partial z} = -R' \cdot I(z, t) - L' \cdot \frac{\partial I(t, z)}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -G' \cdot U(z, t) - C' \cdot \frac{\partial U(z, t)}{\partial t} \quad (2.2)$$

Bei der Lösung dieser Gleichungen im Frequenzbereich (siehe **Anhang A.2**) kann festgestellt werden, dass sich in gemeinsamer Richtung ausbreitende Spannungs- und Stromwellen über den sogenannten Wellenwiderstand verknüpft sind. Die Definition des Wellenwiderstandes ist in Gleichung (2.3) wiedergegeben. Bei Wechselspannung kann in der Regel der Ableitbelag gegenüber dem Kapazitätsbelag vernachlässigt werden. Weiterhin ist bei den meisten Übertragungsleitungen der Widerstandsbelag sehr gering und kann ebenfalls vernachlässigt werden. Mit diesen Bedingungen vereinfacht sich Gleichung (2.3) zu Gleichung (2.4). In Spezialfällen, wie zum Beispiel bei zwei parallelen Leitungen oder einer Koaxialleitung, lässt sich Gleichung (2.4) durch Gleichung (2.5) weiter vereinfachen. Die Konstante K ist dabei von der Geometrie der Leitung abhängig.

$$Z_w = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (2.3)$$

$$Z_w = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.4)$$

$$Z_w = K \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.5)$$

Das in Abbildung 2.6 dargestellte Kettenleiterersatzschaltbild ist nur für einphasige Leitungen gültig. Da elektrische Maschinen in der Regel dreiphasig gespeist werden, kommen dabei auch dreiphasige Leitungen zum Einsatz. Bei dem Kettenleiterersatzschaltbild dreiphasiger Leitungen müssen auch die Kopplungsimpedanzen zwischen den Leitern berücksichtigt werden. Dabei wird zwischen symmetrischen dreiadrigen Leitungen und unsymmetrischen vieradrigen Leitungen, wobei der vierte Leiter als PE-Leiter dient, unterschieden. Bei symmetrischen dreiadrigen Leitungen ist der Abstand zwischen den Phasen identisch, und der Wellenwiderstand kann direkt nach Gleichung (2.3) bzw. (2.4) berechnet werden. Bei vieradrigen Leitungen ist keine vollständige Symmetrie mehr vorhanden. Dadurch ist die Berechnung des Wellenwiderstandes komplizierter, und es müssen mehrere Wellenwiderstände berücksichtigt werden [Roc09a], [Mag09b], [Hen07]. **Abbildung 2.7** zeigt das allgemeine elektrische Ersatzschaltbild einer vieradrigen Leitung mit allen relevanten Impedanzen.

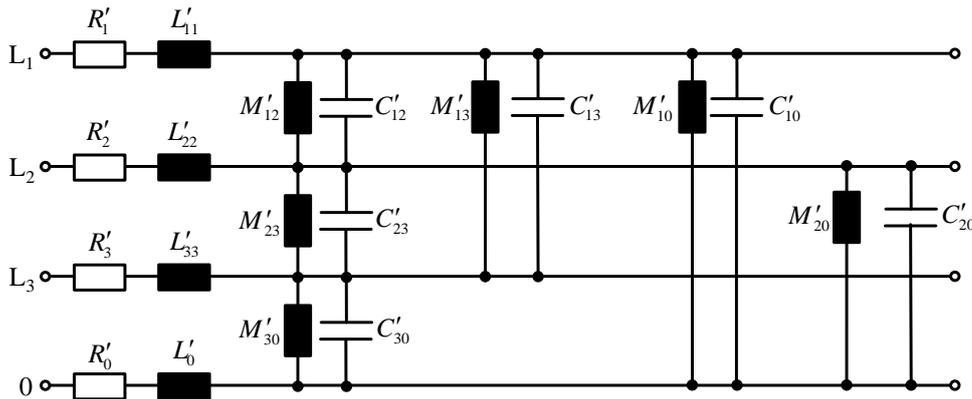


Abbildung 2.7: Kettenleiterersatzschaltbild eines Leitungselements einer vieradrigen Leitung, nach [Roc09a]

Für die Induktivitätsbeläge kann angenommen werden, dass die Differenz zwischen den Selbst- und den Gegeninduktivitätsbelägen gleich dem Induktivitätsbelag der Ader ist, siehe Gleichung (2.6).

$$L'_{1,\text{ph}} = L'_{2,\text{ph}} = L'_{3,\text{ph}} = L'_{0,\text{ph}} = L'_{11} - M'_{10} = L'_{11} - M'_{12} = L'_{11} - M'_{13} \quad (2.6)$$

Die Indizes in Gleichung 2.3 bezeichnen die Induktivitätsbeläge der einzelnen Adern, die auch in asymmetrischen Leitungen annähernd identische Werte besitzen. Im Gegensatz zu den Induktivitäten sind die Querkapazitäten zwischen den einzelnen

Adern stark von der Geometrie der Leitung abhängig und unterscheiden sich durch die Positionen der Adern in der Leitung.

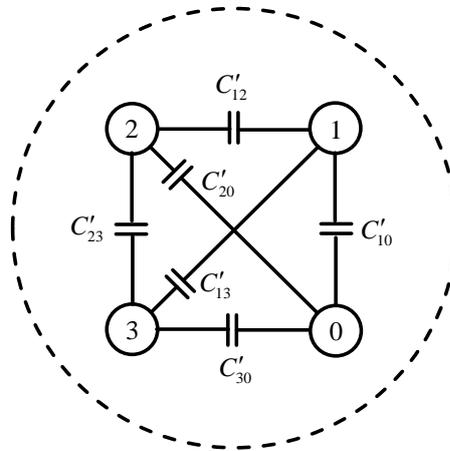


Abbildung 2.8: Querschnitt einer vieradrigen Leitung mit ihren Kapazitätsbelägen, nach [Mag13a]

Abbildung 2.8 zeigt den Querschnitt eines Leitungstyps mit ihren Querkapazitätsbelägen, welcher häufig als Verbindungsleitung zwischen Frequenzumrichter und Motor verwendet wird [Mag09b], [Mag13a], [Roc09a]. Bei Annahme der Konfiguration in Abbildung 2.8 und unter Berücksichtigung aller Kapazitätsbeläge mit den Bedingungen in den Gleichungen (2.7) und (2.8) ergeben sich die Kapazitätsbeläge nach den Gleichungen (2.9) und (2.10) [Mag09b], [Mag13a].

$$C'_A = C'_{12} = C'_{23} = C'_{30} = C'_{10} \quad (2.7)$$

$$C'_B = C'_{20} = C'_{13} \quad (2.8)$$

$$C'_{1,\text{ph}} = C'_{3,\text{ph}} = \frac{4}{3}C'_A + C'_B \quad (2.9)$$

$$C'_{2,\text{ph}} = \frac{5}{4}C'_B + C'_A \quad (2.10)$$

Da aufgrund der Leitungsgeometrie die Werte von C'_A größer als die von C'_B sind, werden sich für $C'_{1,\text{ph}}$ immer höhere Kapazitätsbeläge ergeben als für $C'_{2,\text{ph}}$. Daraus folgt, dass für diese asymmetrische Leitung theoretisch zwei Wellenwiderstände berücksichtigt werden müssen, die in den Gleichungen (2.11) und (2.12) dargestellt sind [Mag13a], [Roc09a].

$$Z_{w1} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'_{1,ph}}{j\omega C'_{1,ph}}} \quad (2.11)$$

$$Z_{w2} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'_{2,ph}}{j\omega C'_{2,ph}}} \quad (2.12)$$

Aufgrund der fast identischen Induktivitätsbeläge der einzelnen Phasen und des größeren Kapazitätsbelags $C'_{1,ph}$ ergibt sich für diesen Leitungstyp die Situation, dass grundsätzlich $|Z_{w2}|$ größer als $|Z_{w1}|$ ist [Roc09a].

Weiterer Parameter einer Leitung ist die Ausbreitungskonstante γ_w (siehe auch Anhang A.2), die sich aus der Dämpfungskonstante α_w und der Phasenkonstante β_w zusammensetzt, siehe Gleichung (2.13).

$$\gamma_w = \alpha_w + j\beta_w = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')} \quad (2.13)$$

Die Dämpfungskonstante α_w beschreibt die Dämpfung einer Welle pro Längeneinheit, während die Phasenkonstante die Phasendrehung einer Welle pro Längeneinheit einer Leitung beschreibt. Dämpfungs- und Phasenkonstante können näherungsweise nach Gleichung (2.14) bzw. Gleichung (2.15) berechnet werden [Cla11b].

$$\alpha_w = \frac{R'}{2} \cdot \sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2} \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.14)$$

$$\beta_w = \omega \cdot \sqrt{L' \cdot C'} \quad (2.15)$$

Für den Fall einer verlustlosen Leitung ($R' = 0$, $G' = 0$) verschwindet die Dämpfungskonstante α_w , und die Welle durchläuft die Leitung ohne Dämpfung. Nach Gleichung (2.14) ist die Dämpfungskonstante von der Frequenz unabhängig. Da vor allem der Widerstandsbelag durch den Skin-Effekt eine Frequenzabhängigkeit besitzt und dadurch mit der Frequenz ansteigt, nimmt der Dämpfungsbelag eine indirekte Frequenzabhängigkeit an und wird mit der Frequenz größer. Da der Induktivitätsbelag durch den Skin-Effekt und der Kapazitätsbelag aufgrund der Massenträgheit der Dipole leicht mit der Frequenz sinken, bekommt die Phasenkonstante neben der direkten Frequenzabhängigkeit noch eine zusätzliche indirekte Frequenzabhängigkeit [Cla11a], [Küc09], [Küp04], [Roc09a].

2.4 Elektrische Drehfeldmaschine

Rotierende Maschinen, die durch ein äußerliches rotierendes Magnetfeld angetrieben werden, werden Drehfeldmaschinen genannt. Dabei wird der Rotor durch das magnetische Drehfeld im Luftspalt, welches im Stator der Maschine erzeugt wird, in Drehung versetzt. Der Stator besteht in der einfachsten Form aus einem geschichteten Blechpaket mit gegeneinander isolierten Blechen zur Unterdrückung von Wirbelströmen. Am inneren Umfang der Bleche sind Nuten angebracht, um Platz für die Wicklung zu bieten, siehe **Abbildung 2.9** [Bin12], [Fis13].

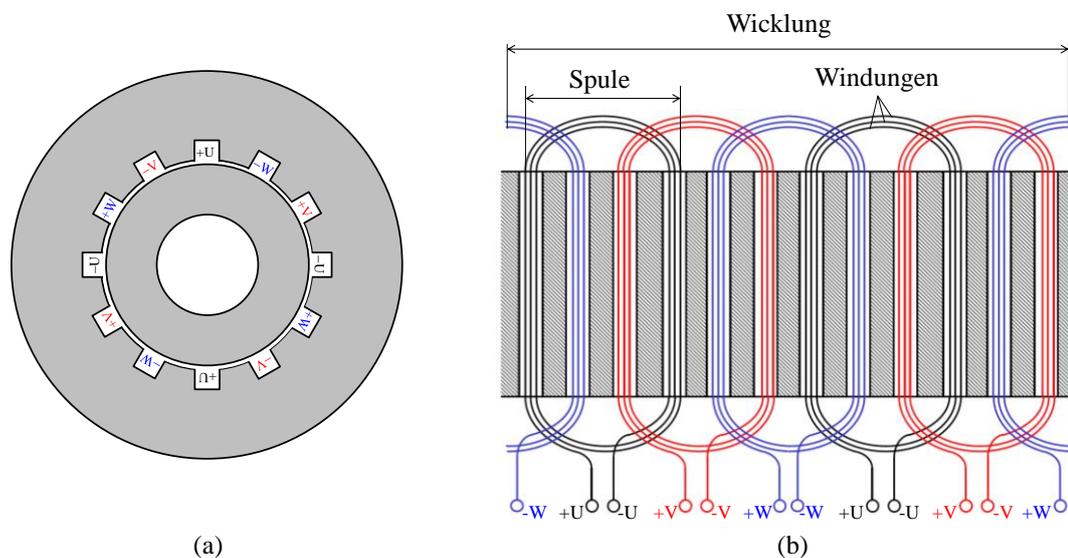


Abbildung 2.9: Vereinfachter Querschnitt einer Maschine mit den Nuten für die Wicklung (a) und abgewickelter Stator zur Veranschaulichung der Wicklung mit jeweils drei Windungen pro Spule (b) nach [Schäf09]

Abbildung 2.9a zeigt einen stark vereinfachten Querschnitt einer vierpoligen Maschine, die aus Stator (äußerer Hohlzylinder) und Rotor (innerer Hohlzylinder) besteht. Das Drehfeld wird durch Wicklungen in m räumlich verteilten Strängen, die von m phasenverschobenen Strömen durchflossen werden, erzeugt. Als Strang wird die räumliche Lage einer Spule oder Spulengruppe bezeichnet. Eine Spule besteht wiederum aus mehreren Windungen, die gegeneinander isoliert sind. Der „abgewickelte“ Stator ist in Abbildung 2.9b mit drei Windungen pro Spule dargestellt. Die Anzahl Q der Nuten, die für den Stator einer Maschine benötigt werden, hängt von der Strangzahl m , der Polpaarzahl p_p , sowie von der Lochzahl q ab und lässt sich durch Gleichung (2.16) berechnen [Bin12].

$$Q = 2 \cdot p_p \cdot m \cdot q \quad (2.16)$$

Die Lochzahl q ist durch die Anzahl der Nuten pro Pol und Strang definiert. Als Polteilung τ_p wird die Anzahl der Nuten pro Pol definiert. Sie kann durch Gleichung (2.17) ermittelt werden [Bin12].

$$\tau_p = m \cdot q \quad (2.17)$$

Die schematisch in Abbildung 2.9a dargestellte Maschine hat eine Lochzahl von Eins und besteht aus vier Polen (zwei Polpaare). Daraus ergeben sich zwölf Nuten für den Stator und eine Polteilung von Drei.



Abbildung 2.10: Geöffneter Stator einer 7,5-kW-Maschine, nach [Roc09a]

Abbildung 2.10 zeigt einen geöffneten Stator einer dreisträngigen 7,5-kW-Maschine, die mit einem Strang (Phase U) bewickelt ist. In dieser Abbildung ist erkennbar, dass die Maschine zwei Polpaare besitzt, die durch zwei Spulengruppen erzeugt werden. Jede Spulengruppe besteht hier wiederum aus zwei konzentrischen Spulen mit den Spulenweiten W_1 und W_2 . Aus diesen Angaben ergibt sich eine Lochzahl von Vier. Mit den Gleichungen (2.16) und (2.17) ergeben sich 48 Nuten und eine Polteilung von Zwölf.

Ist die Spulenweite (in Nutteilungen gezählt) identisch mit der Polteilung, wird von einer ungesehnten Wicklung gesprochen. Dementsprechend liegt eine gesehnte Wicklung vor, wenn die Spulenweite ungleich der Polteilung ist. Durch die Sehnung der

Spulen wird erreicht, dass der Verlauf des magnetischen Feldes im Luftspalt sich besser einer Sinusform annähert [Bin12], [Roc09a].

Bei den bisher betrachteten Beispielen handelt es sich um Einschichtwicklungen, die bei Maschinen mit geringer Leistung und geringer Spannung zum Einsatz kommen. Einschichtwicklungen haben den Nachteil, dass bei der Wicklung im Stator Kreuzungspunkte entstehen. An diesen Stellen muss die Wicklung hochgebogen werden, da in der Ebene kein Platz für diese Kreuzungspunkte vorhanden ist [Bin12].

Bei Niederspannungsmaschinen ($U < 1 \text{ kV}$) wird die Wicklung als sogenannte „wilde Wicklung“ ausgeführt. Das bedeutet, dass die Windungen im Stator nicht geordnet sind und bei der Fertigung des Stators die Positionen der Windungen in der Nut willkürlich gewählt werden. Erst bei größeren Maschinen mit größeren Leistungen und Spannungen größer als 1 kV werden geordnete Wicklungen verwendet. Hierbei kommen Spulenleiter mit Rechteckprofilen zum Einsatz. Die Statorwicklung wird als Zweischichtwicklung ausgeführt. Hierbei werden zwei Spulen durch eine Nut geführt, was bei gleicher Nutzahl zu doppelt so vielen Spulengruppen wie bei der Einschichtwicklung führt. Durch die Zweischichtwicklung werden Kreuzungspunkte im Wickelkopf vermieden. Der schematische Aufbau einer Zweischichtwicklung anhand eines Beispiels einer dreiphasigen, einpoligen Maschine mit Sehnung ($W < \tau_p$) ist in **Abbildung 2.11** gezeigt [Bin12] [Cha08], [Kau94], [Sto04], [Roc09a].

Die drei Hauptbestandteile eines Stators sind der Statorkern, die Wicklung und deren Isolation. Der Statorkern besteht aus dünnen laminierten, hochpermeablen Blechen, um den magnetischen Widerstand innerhalb des Kernes gering zu halten. Weiterhin wird dadurch sichergestellt, dass die magnetischen Feldlinien den Stator nur in Richtung des Luftspaltes verlassen. Die Laminierung des Kernes und die isolierende Beschichtung der einzelnen Bleche sind notwendig, um Wirbelströme zu unterdrücken. Der magnetische Fluss wird durch die Wicklung erzeugt, die aus Kupfer besteht. Teilweise kommt auch Aluminium für die Wicklung zum Einsatz. Wicklung und Statorkern sind aktive Bestandteile des Stators, da sie den magnetischen Fluss erzeugen bzw. führen. Der dritte Hauptbestandteil des Stators ist die Isolation, die im Gegensatz zum Statorkern und der Wicklung ein passiver Bestandteil des Stators ist. Da die Isolation keinen Beitrag zur Erzeugung des magnetischen Feldes und zur Feldführung leistet, ist sie von den

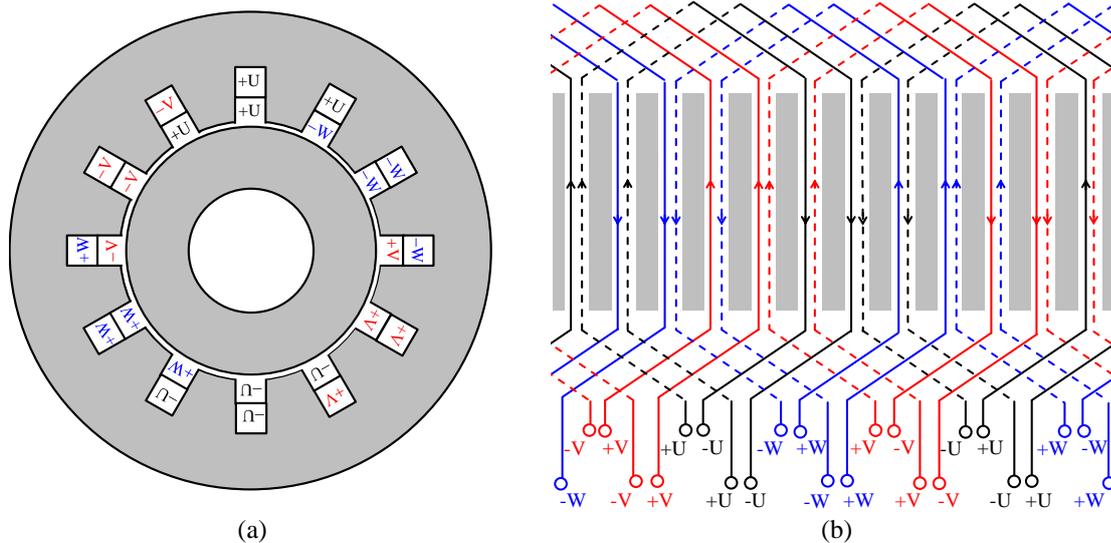


Abbildung 2.11: Vereinfachter Querschnitt einer Maschine mit den Nuten für die Zweischichtwicklung (a) und die dazugehörige Abwicklung des Stators (gestrichelte Linien: untere Schicht; durchgezogene Linien: obere Schicht) zur Veranschaulichung der Wicklung mit einer Windung pro Spule (b)

Maschinenherstellern eigentlich unerwünscht. Sie ist hinderlich für den magnetischen Fluss und verringert den Wirkungsgrad der Maschine. Weiterhin vergrößert die Isolation die Maschine und damit auch die Kosten. Auf die Isolation können die Maschinenhersteller jedoch nicht verzichten. Sie sorgt für einen gezielten Stromfluss, damit im Stator Kern das gewünschte magnetische Feld erzeugt wird. Weiterhin erhöht sie auch die mechanische Festigkeit der Wicklung. Die Isolierung des Stators besteht unter anderem aus organischen Materialien, die eine geringere mechanische Festigkeit besitzen als Kupfer oder Eisen. Aus diesem Grund hängt die Lebenserwartung einer Maschine im Allgemeinen von ihrer Isolation ab [Sto04].

Die Isolation der Maschine kann in Abhängigkeit ihres Isolationsverhaltens in drei Komponenten unterteilt werden. Neben der Hauptisolierung gibt es die Phasenisolierung und die Windungsisolierung. Die Hauptisolierung stellt die Isolation zwischen den Spulen eines Stranges (Phase) und dem geerdeten Blechpaket her. Weiterhin soll sie die Spulen vor Beschädigung bei mechanischer Bewegung schützen. Durch den Nutenkeil werden die einzelnen Spulen in der Nut fixiert. Als Isolierstoff kommen bei Niederspannungsmaschinen Papier oder Folien zum Einsatz, die die mechanischen und thermischen Anforderungen erfüllen müssen.

Die Phasenisolierung trennt die einzelnen Phasen im Wickelkopf voneinander, wobei die gleichen Isolierstoffe wie bei der Hauptisolierung verwendet werden.

Die Isolation der einzelnen Windungen in einer Phase wird durch die Windungsisolierung realisiert. Bei Niederspannungsmaschinen bildet eine Lackbeschichtung des Wicklungsdrahtes diese Isolation. Durch die ungeordnete Wicklung kann es passieren, dass der Spulendraht am Anfang der Wicklung direkt mit dem am Ende der Wicklung benachbart ist. Dadurch muss die Windungsisolierung die Spannungsdifferenz zwischen Spulenanfang und -ende halten. Diese Spannungsdifferenz kann noch höher ausfallen, wenn sich die Wickeldrähte verschiedener Spulengruppen an den Kreuzungspunkten berühren. Die Windungsisolierung muss elektrischen Teilentladungen sowie mechanischen und thermischen Belastungen standhalten. Der Aufbau der Isolation einer Niederspannungsmaschine, zu der noch weitere Komponenten als die eben beschriebenen gehören, ist in **Abbildung 2.12** gezeigt [Ber98], [Bin12], [Cha08], [Kau94], [Roc09a], [Sto04].

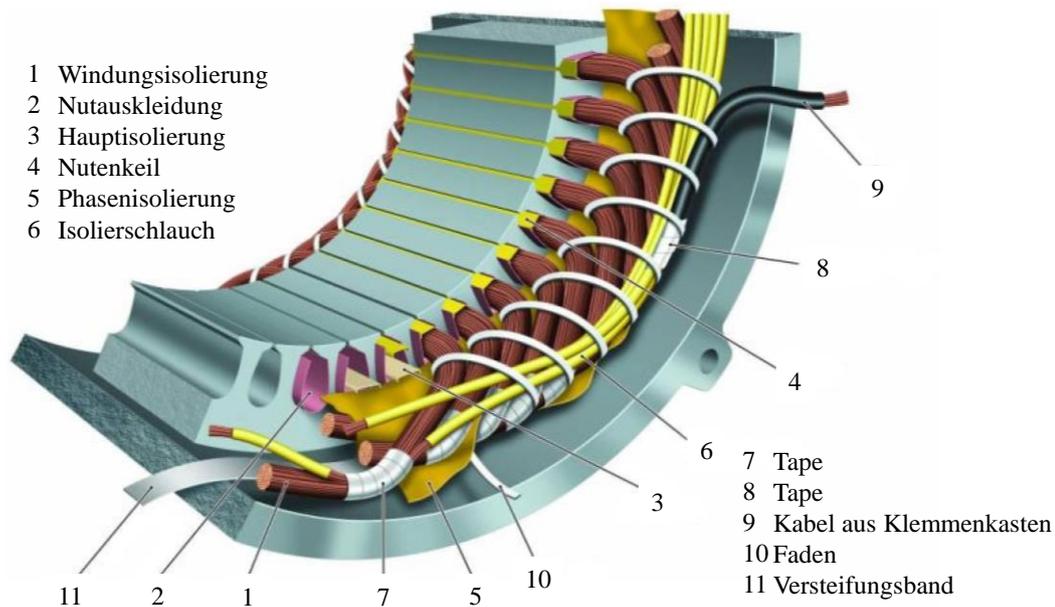


Abbildung 2.12: Aufbau des Isoliersystems in Niederspannungsmaschinen, nach [Cha08] © 2008 IEEE

Die Isolation einer Hochspannungsmaschine ($U \geq 1 \text{ kV}$) ist aufwendiger gestaltet als die einer Niederspannungsmaschine. Neben der Belastung durch die höhere Spannung treten in der Isolation der Maschine auch höhere Feldstärken auf. Dadurch werden für die Isolation höherwertige Isolierstoffe, wie Glimmerbänder verwendet, die um die

Leiter gewickelt werden. Die Hauptisolierung wird bei diesen Maschinen durch Bänder oder Breitwarenmateriale realisiert. Als Isolationsmaterial dient Feinglimmerpapier mit verschiedenen Trägermaterialien wie Glasgewebe, Folien oder harzgetränkte Vliesstoffe. Durch die hohen Feldstärken sind Feldsteuermaßnahmen notwendig, die durch einen sogenannten Glimmschutz realisiert werden. Dieser wird nach Außen- und Endenglimmschutz unterschieden. Er besteht in der Regel aus halbleitenden Bändern, die auf die Isolation gewickelt werden. Die kapazitive Potentialsteuerung, die üblicherweise für Hochspannungsdurchführungen verwendet wird, ist bei Maschinenwicklungen fertigungstechnisch schwer realisierbar. Sie wird nur vereinzelt bei hohen Bemessungsspannungen unterstützend eingesetzt. Ein wesentlicher Unterschied zu Niederspannungsmaschinen ist, dass bei Hochspannungsmaschinen die Wicklung nicht mit Runddraht und zufälliger Anordnung der Leiter ausgeführt, sondern Profildraht verwendet und systematisch in die Nut eingelegt wird. **Abbildung 2.13** zeigt den prinzipiellen Aufbau des Isoliersystems einer Hochspannungsmaschine am Beispiel einer Zweischichtwicklung [Bin12], [Bra08], [Kau08], [Küc09], [Roc09a], [Sen12].

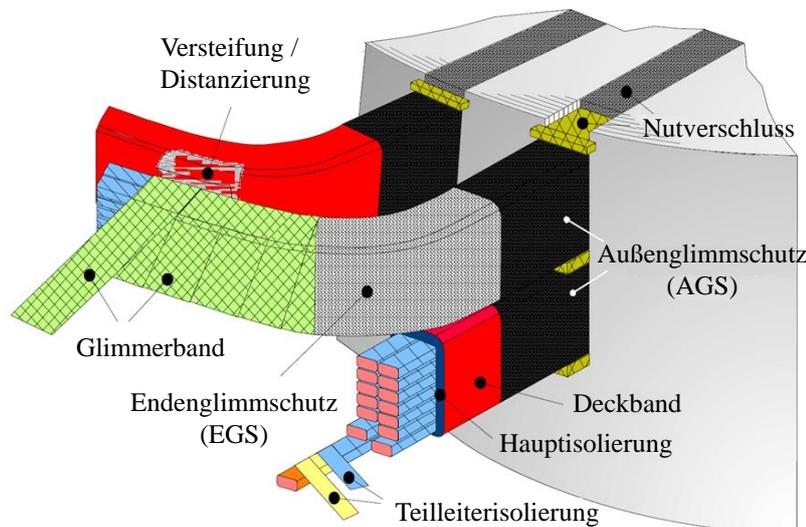


Abbildung 2.13: Prinzipieller Aufbau einer Hochspannungsmaschine am Beispiel einer Zweischichtwicklung [Kau08], S.19

2.5 Wanderwellenvorgänge

Elektrische Signale, wie Spannungs- und Stromimpulse, benötigen immer eine (endliche) Zeit, um eine Leitung zu durchlaufen. Die Laufzeit des sogenannten Wanderwellenvorgangs, bzw. die Geschwindigkeit, mit der sich die Wanderwelle auf der

Leitung ausbreitet, hängt, wie der Wellenwiderstand der Leitung, vom Isoliermedium, der Leitergeometrie und vom Leiterwerkstoff der Leitung ab. Die Geschwindigkeit der Wanderwelle lässt sich für verlustlose Leitungen mit homogener Isolation nach Gleichung (2.18) bestimmen [Küc09], [Mag13a], [Roc09a], [Wor09].

$$v_w = \frac{1}{\sqrt{L' \cdot C'}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.18)$$

Bei Leitungen in Luft und bei Leitungen mit homogener Isolation kann die relative Permeabilität μ_r zu Eins angenommen werden, so dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit nur noch von der Permittivität beeinflusst wird. Die relative Permittivität ε_r der Leitungsisolierung liegt je nach Isoliermaterial zwischen 2,2...4 [Pes98], [Wor09]. **Tabelle 2.2** gibt einige gängige Werte für die Ausbreitungsgeschwindigkeit und den Wellenwiderstand wieder.

Tabelle 2.2: Wellenwiderstand und Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wanderwellen bei verschiedenen Leitungstypen [Roc09a]

Leitungstyp	Z_w in Ω	v_w in c_0
Vakuum	377	1
Freileitung	250...400	1
4-adrige Leitung, geschirmt	40...60	0,5...0,7
4-adrige Leitung, ungeschirmt	70...90	0,5...0,7

Wird eine Leitung mit einer Impedanz abgeschlossen, die vom Wellenwiderstand der Leitung abweicht, so kommt es zur Transmission (Brechung) und Reflexion der Wanderwellen. Die einlaufende und die reflektierte Welle überlagern sich am Leitungsende, so dass dort die Spannungs- bzw. Stromsignale andere Amplituden haben als die am Eingang der Leitung. Der Reflexionsfaktor für die Spannungs- und für die Stromwelle wird aus dem Verhältnis zwischen rücklaufender und einlaufender definiert und berechnet sich nach den Gleichungen (2.19) und (2.20). Die Herleitung dieser Gleichungen befindet sich im **Anhang A.3**. Zwischen Reflexions- und Transmissionsfaktor besteht der Zusammenhang, der in Gleichung (2.21) dargestellt ist [Küc09], [Roc09a]. Mit Hilfe dieser Faktoren lässt sich das Signal am Ende der zu betrachtenden Leitung nach den Gleichungen (2.22) und (2.23) ermitteln.

$$r_u = \frac{Z_A - Z_W}{Z_A + Z_W} \quad (2.19)$$

$$r_i = \frac{Z_W - Z_A}{Z_A + Z_W} \quad (2.20)$$

$$b_{u,i} = r_{u,i} + 1 \quad (2.21)$$

$$u_2 = b_u \cdot u_1 = (1 + r_u) \cdot u_1 = \frac{2 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot u_1 \quad (2.22)$$

$$i_2 = b_i \cdot i_1 = (1 + r_i) \cdot i_1 = \frac{2 \cdot Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot i_1 \quad (2.23)$$

Tabelle 2.3 zeigt die Reflexionsfaktoren und die sich daraus ergebenden Amplituden von Spannung und Strom am Leitungsende für den Abschluss der Leitung für drei Sonderfälle.

Tabelle 2.3: Werte für Reflexionsfaktor, Spannung und Strom für die Sonderfälle der leerlaufenden, kurzgeschlossenen und mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossenen Leitung

	Abschluss	r_u	r_i	u_2	i_2
Leerlaufende Leitung	$Z_A \rightarrow \infty$	1	-1	$2 \cdot u_1$	0
Kurzgeschlossene Leitung	$Z_A = 0$	-1	1	0	$2 \cdot i_1$
Mit Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung	$Z_A = Z_W$	0	0	u_1	i_1

Eine Leitung muss nicht unbedingt mit einer Impedanz abgeschlossen werden, sondern kann mit einer weiteren Leitung fortgesetzt werden. Ein Beispiel ist der Anschluss eines Kabels an einer Freileitung. Die Freileitung ist somit mit dem Wellenwiderstand des Kabels abgeschlossen, und eine Wanderwelle läuft mit einer anderen Amplitude und Geschwindigkeit im Kabel weiter. Ein weiteres Beispiel ist die umrichter gespeiste Maschine. Auf der Verbindungsleitung entstehende Wanderwellen treten an den Maschinenklemmen in die Wicklung der Maschine ein [Roc09a].

Damit (die ungewünschten) Reflexionseffekte überhaupt auftreten können, müssen zwei Bedingungen erfüllt sein. Zum einen muss die Leitung unangepasst ($Z_2 \neq Z_W$) abgeschlossen sein. Die zweite Bedingung ist, dass die Anstiegszeit des Signals viel

kürzer als die Laufzeit des Signals auf der Leitung sein muss, in anderen Worten, dass die Leitung „elektrisch lang“ sein muss.

2.6 Ausbreitung der Wanderwellen auf langen Leitungen

Beim Einsatz umrichtergespeister Maschinen ist der Abschluss der Verbindungsleitung durch die Maschine unangepasst. Die Verbindungsleitung zwischen Umrichter und Maschine hat einen Wellenwiderstand zwischen 40Ω und 90Ω , siehe Tabelle 2.2. Die Eingangsimpedanz elektrischer Maschinen ist für hohe Frequenzen sehr hoch, da sie durch die Induktivität der Wicklung bestimmt wird. Die parasitären Kapazitäten zwischen Motorwicklung und geerdetem Stator können für diese Betrachtung vernachlässigt werden, da diese sehr klein sind. Mit steigender Frequenz nimmt der induktive Anteil der Impedanz in der Wicklung zu und ist damit größer als der ohmsche Anteil. Die induktive Eingangsimpedanz der Maschine schwankt je nach ihrer Größe zwischen einigen hundert Ohm und einigen Kiloohm. Diese Unterschiede lassen sich dadurch begründen, dass Maschinen größerer Leistung aufgrund ihrer geringeren Windungszahlen eine geringere Impedanz besitzen. Dadurch ergibt sich aus den Gleichungen (2.19) und (2.20) ein Reflexionsfaktor zwischen 65 % bei Maschinen höherer Leistung und nahezu 100 % bei Niederspannungsmaschinen.

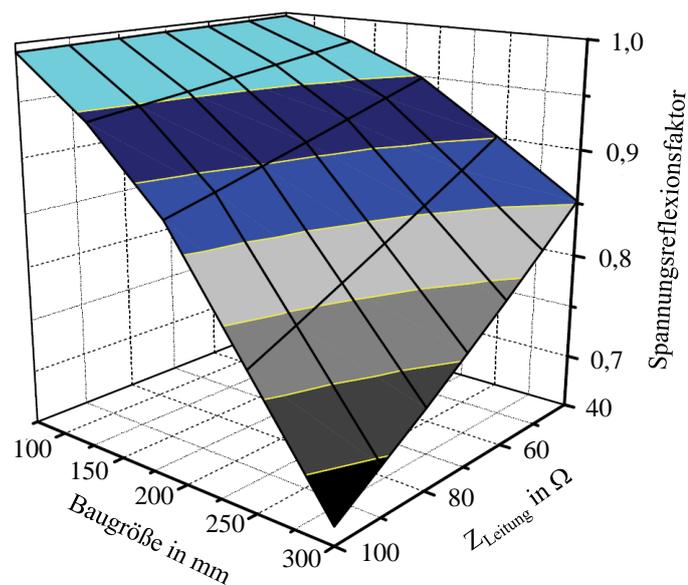


Abbildung 2.14: Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von der Baugröße der Maschine und vom Wellenwiderstand der Leitung, nach [Roc09a].

Abbildung 2.14 zeigt den Reflexionsfaktor in Abhängigkeit vom Wellenwiderstand der Verbindungsleitung und der Baugröße der Maschine [Roc09a]. Die Baugröße einer Maschine ist durch ihre Achshöhe definiert. Üblicherweise steigt mit der Baugröße auch die Leistung der Maschine, sie kann auch innerhalb einer Baugröße durch unterschiedliche Länge des Blechpaketes variieren [Roc09a].

Ein Reflexionsfaktor von Eins bedeutet, dass an den Maschinenklemmen eine Überspannung in Höhe der doppelten Zwischenkreisspannung anliegt. In Abschnitt 2.4 wurde erwähnt, dass die Gefahr von Wicklungsschäden durch Durchschläge an Niederspannungsmaschinen wegen ihrer zufälligen Anordnung der Windungen in der Nut höher ist als bei Hochspannungsmaschinen. Durch den größeren Reflexionsfaktor wird dieses Problem noch verstärkt.

Durch die geringen Innenwiderstände der IGBTs kann der Umrichter als ideale Spannungsquelle mit vernachlässigbar kleinem Innenwiderstand beschrieben werden. Die von den Maschinenklemmen reflektierten und zurücklaufenden Spannungswellen treffen am Eingang des Umrichters daher auf einen Kurzschluss. Nach Gleichung (2.19) ergibt sich hier ein Spannungsreflexionsfaktor von -1 , was eine negative Reflexion der rücklaufenden Wanderwelle am Leitungsanfang bedeutet. Diese negative reflektierte Wanderwelle wird an den Maschinenklemmen wiederum mit einem Spannungsfaktor von $+1$ reflektiert und überlagert sich mit der dort anliegenden Spannung.

Abbildung 2.15 zeigt den theoretischen Spannungsverlauf an den Maschinenklemmen für jeden einzelnen Rechteckimpuls des PWM-Spannungssignals aus dem Umrichter anhand des Bewley-Diagramms [Mir00] bei den als ideal getroffenen Annahmen ($Z_U = 0$, $Z_M \rightarrow \infty$, $t_r = 0$, $\alpha_w = 0$). Die an der Maschine theoretisch anliegende Spannung ergibt sich aus der Summe von momentan anliegender Spannung, einlaufender Spannungswelle und reflektierter Spannungswelle.

Wie in **Abbildung 2.15** zu erkennen ist, ist die Spannungsform am Eingang der Maschine im idealisierten Fall rechteckförmig mit einer Periodendauer von der vierfachen Laufzeit auf der Leitung. Die Amplitude der Rechteckimpulse ist doppelt so hoch wie die der Zwischenkreisspannung. Der reale Spannungsverlauf an den Maschinenklemmen bei Umrichterspeisung unterscheidet sich von dem in **Abbildung 2.15** dargestellten Verlauf. Dies liegt an den endlich langen Anstiegszeiten

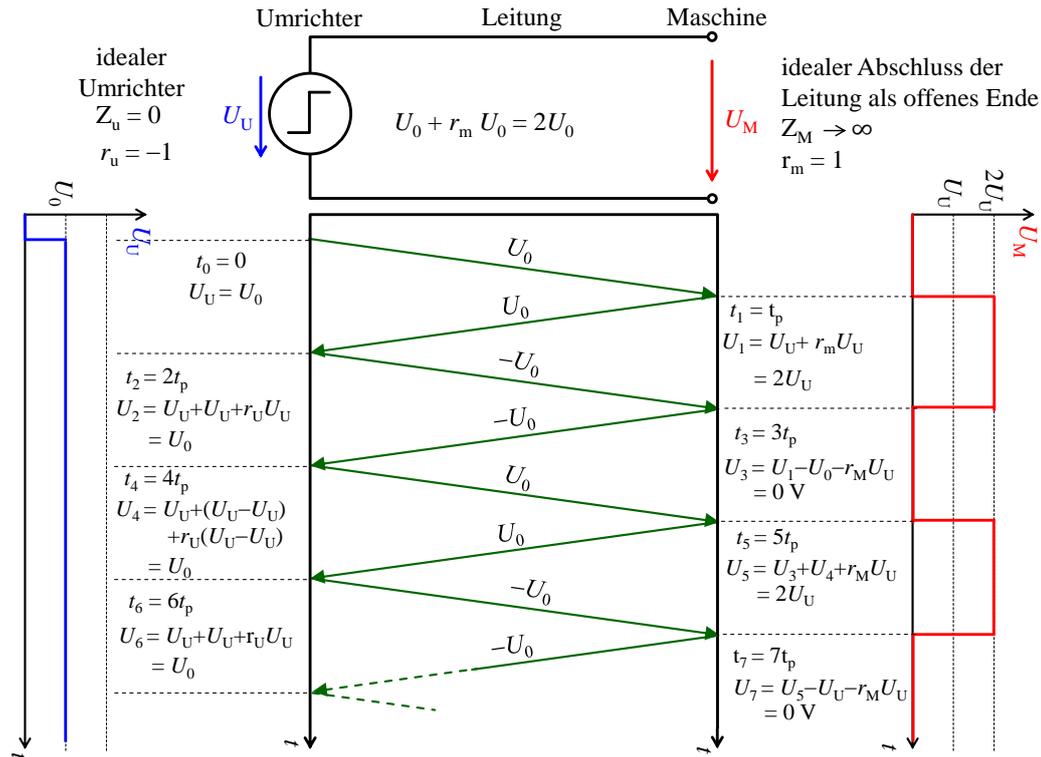


Abbildung 2.15: Entstehung einer Wanderwellenschwingung durch Mehrfachreflexionen nach Anlegen einer Sprungspannung

der Umrichterspannungsimpulse und der vorhandenen Dämpfung der Verbindungsleitungen. Die Steilheit der Impulse an den Maschinenklemmen verdoppelt sich aufgrund des Reflexionsfaktors von Eins. Durch sehr lange Leitungen wird die Spannungsteilheit reduziert, da erst die Leitungskapazitäten geladen werden müssen. Der Entstehungsprozess der Überspannungen an den Maschinenklemmen durch Wanderwellen ist in **Abbildung 2.16** dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die Überspannungen bei jedem Umrichterimpuls auftreten. Durch die hohe Taktfrequenz des Umrichters treten die Überspannungen mehrere tausend Mal pro Sekunde und damit permanent im Betrieb der Maschine auf.

Damit die Entstehung von Wanderwellen in voller Höher vermieden wird, muss die Anstiegszeit der Spannung mindesten der zweifachen Laufzeit der Leitung entsprechen. Aus dieser Bedingung lässt sich die kritische Leitungslänge ermitteln, die sich nach Gleichung (2.24) berechnen lässt.

$$l_{\text{krit}} = 0,5 \cdot t_r \cdot v_W \quad (2.24)$$

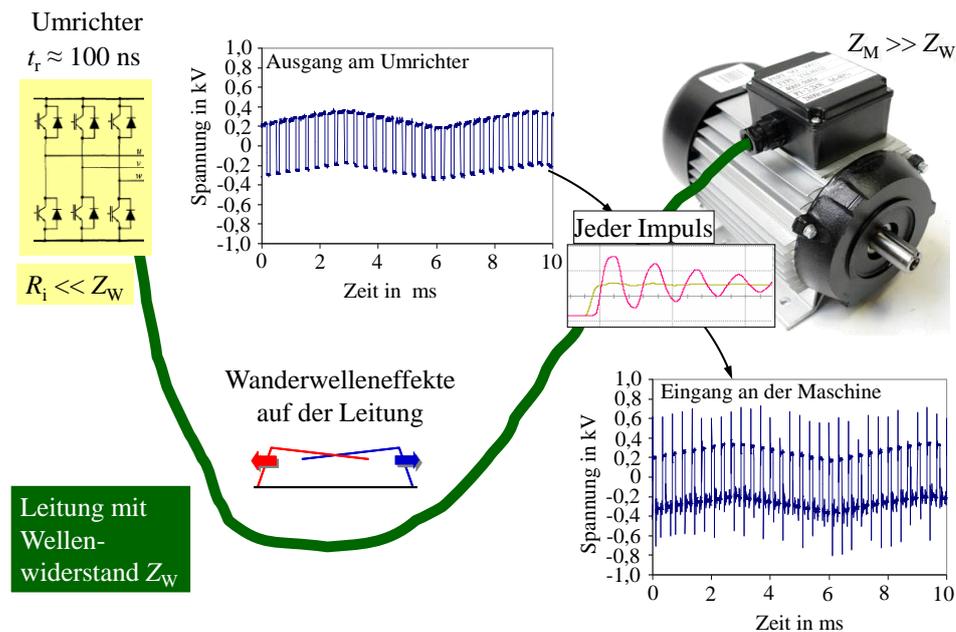


Abbildung 2.16: Entstehung der Überspannung am Eingang der Maschine, nach [Hin09]

Ist die Verbindungsleitung zwischen Umrichter und Maschine kürzer als die kritische Leitungslänge, dann können sich die Wanderwellen nicht in voller Höhe ausbreiten, da die Spannungswelle in diesem Fall ihre vollständige Amplitude bei der Reflexion am Leitungsende noch nicht erreicht hat. Die Spannungsanstiegszeiten von Umrichtern liegen im Bereich 20...300 ns [Ama08], [Kau94]. Nach Tabelle 2.2 variiert die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wanderwellen auf der Leitung zwischen 50 % und 70 % der Lichtgeschwindigkeit. Somit ist die zweite Bedingung, nach der Wanderwelleneffekte auf der Verbindungsleitung zwischen Umrichter und Maschine entstehen können, nur von der Leitungslänge abhängig. Je nach Umrichter und Leitungstyp schwankt diese Länge zwischen 7,5 m und 52,5 m. Diese kritische Leitungslänge ist bei umrichtergespeisten Antrieben häufig erreicht, da Umrichter und Maschine oft räumlich getrennt voneinander betrieben werden [Roc07].

2.7 Ausbreitung von Wanderwellen in der Statorwicklung

Für die Lebensdauer der Windungsisolation ist nicht nur die absolute Höhe der Spannung an den Maschinenklemmen relevant, sondern auch die Längsspannungsverteilung innerhalb der Spulen. Um die Spannungslängsverteilung innerhalb der Maschine bestimmen zu können, muss die Wicklung der Maschine durch ein Ersatz-

schaltbild, welches aus der Reihenschaltung der infinitesimal kleinen Wicklungselemente (siehe **Abbildung 2.17**) besteht, dargestellt werden [Ber98], [Rüd62].

Dieses Element besteht, wie bei einer Leitung, aus einem Widerstandsbelag und einem Induktivitätsbelag. Weiterhin existiert, ebenfalls wie bei einer Leitung, der Erdkapazitätsbelag C'_E zwischen Wicklung und Erde. Zusätzlich enthält das Element einen seriellen Kapazitätsbelag C'_S , der im Ersatzschaltbild parallel zur Reihenschaltung aus Induktivitäts- und Widerstandsbelag angeordnet ist. Der serielle Kapazitätsbelag repräsentiert die kapazitive Verkopplung zweier benachbarter Wicklungselemente. Der Querableitbelag wird analog zum Leitungselement vernachlässigt.

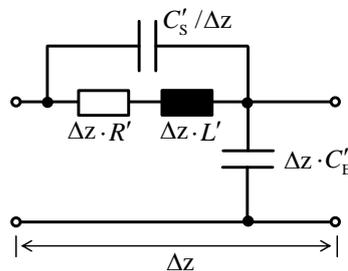


Abbildung 2.17: Wicklungselement der Statorwicklung

In **Abbildung 2.17** ist deutlich erkennbar, dass die verschiedenen Elemente unterschiedlich für die verschiedenen Frequenzen der angelegten Spannung wirken. Für niederfrequente Anteile der angelegten Spannung ist die Impedanz der seriellen Kapazitätsbeläge hoch gegenüber der der Induktivitätsbeläge, und die Spannungswelle breitet sich gemäß den Wanderwellengesetzen der Leitungstheorie aus. Die Grenzfrequenz, an der die Schaltung ihr Verhalten von induktiv auf kapazitiv ändert, wird „kritische Frequenz“ genannt und nach Gleichung (2.25) bestimmt [Kau94], [Roc09a], [Rüd62].

$$f_{\text{krit}} = \sqrt{\frac{\Delta C_E}{\Delta C_S}} \cdot \frac{N}{2\pi \cdot \sqrt{L' \cdot C'_E}} \quad \text{mit} \quad \begin{array}{l} \Delta C_E = \Delta z \cdot C'_E \\ \Delta C_S = C'_S / \Delta z \end{array} \quad (2.25)$$

Aus dieser Gleichung geht hervor, dass die kritische Frequenz maßgeblich vom Verhältnis zwischen Erdkapazität und serieller Kapazität bestimmt wird.

Oberhalb dieser Frequenz sind die Impedanzen der seriellen Kapazitätsbeläge klein gegenüber denen der Induktivitätsbeläge, und die Spannung tritt zeitlich unverzögert in

die Wicklung ein. Da hierbei die Spannungsverteilung nur von den kapazitiven Elementen bestimmt wird, wird von einer kapazitiven Spannungsverteilung gesprochen. Die kritische Frequenz, die in umrichter gespeisten Systemen erreicht wird, wird maßgeblich von dem Verhältnis von Windungskapazitätsbelag und Erdkapazitätsbelag bestimmt. Die hochfrequenten Anteile der Spannung verteilen sich in diesem Frequenzbereich linear in der Eingangsspule nach Gleichung (2.26) [Ber98], [Kau94], [Roc09a].

$$U(f > f_{\text{krit}}) = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{\Delta C_e}{\Delta C_s}} \quad (2.26)$$

Beim Einlaufen der Spannungswelle in die Wicklung werden ihre verschiedenen Frequenzanteile unterschiedlich stark gedämpft, was zu einer Verzerrung des Wellenkopfes führt. Dieser ist bereits nach kurzer Durchlaufstrecke stark abgeflacht, was eine starke Abnahme hoher Frequenzanteile bedeutet [Kau94], [Roc09a].

2.8 Skin- und Proximity-Effekt

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit müssen aufgrund der kurzen Spannungsanstiegszeiten des Umrichters der Skin- und der Proximity-Effekt berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wird hier kurz auf diese Effekte eingegangen. Als Skin-Effekt wird der Effekt der Stromverdrängung eines Leiters durch hohe Frequenzen bezeichnet. Während bei einem Gleichstrom der gesamte Leiter vom Strom durchflossen wird, wird der Strom mit ansteigender Frequenz auf seine Oberfläche verdrängt. Durch die Stromverdrängung steigt der Widerstand des Leiters mit steigender Frequenz an. Die Auswirkungen des Skin-Effektes sind stark von der Leitergeometrie abhängig [Küp04].

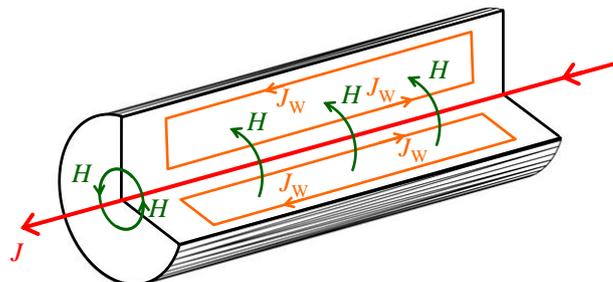


Abbildung 2.18: Anwendung des Induktionsgesetzes auf einen stromdurchflossenen Leiter, nach [Car08]

Da in dieser Arbeit ausschließlich Rundleiter betrachtet werden, wird im Folgenden nur dieser Leitertyp behandelt. Ein Wechselstrom, der durch den Leiter fließt, erzeugt gemäß **Abbildung 2.18** ein magnetisches Feld im Leiter, das wiederum aufgrund des Induktionsgesetzes ein elektrisches Wirbelfeld erzeugt. Dieses Wirbelfeld ist aufgrund der Rotationssymmetrie des Leiters so gerichtet, dass ein Strom in der Mitte des Leiters entgegen der Richtung des Nutzstromes und in Oberflächennähe in gleicher Richtung fließt, siehe **Abbildung 2.18**. Die Superposition dieser Ströme bewirkt, dass sich in der Leitemitte der Gesamtstrom verringert und an der Oberfläche ansteigt und damit sich der stromdurchflossene Querschnitt des Leiters verringert. Dieser Effekt führt somit zu einem Anstieg des Leitungswiderstandes [Bie12], [Car08], [Küp04].

Durch die Stromverdrängung in Richtung der Leiteroberfläche wird in der Literatur auch von der Eindringtiefe gesprochen. Sie ist als Abstand von der Leiteroberfläche definiert, an dem die Stromdichte auf den Wert $1/e$ des Spitzenwertes abgefallen ist. Für einen Leiter mit Runddrahtprofil lässt sich die Eindringtiefe nach Gleichung (2.27) berechnen. Durch die Abschätzformel, die mit den Gleichungen (2.28) und (2.29) beschrieben wird, lässt sich der Anstieg des Leiterwiderstands durch den Skin-Effekt abschätzen. [Bie12], [Küp04].

$$d_{\text{Skin}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \gamma \cdot \mu}} \quad (2.27)$$

$$R' = k_{\text{Skin}} \cdot R'_{\text{DC}} \quad \text{mit } k_{\text{Skin}} = \begin{cases} 1 + \frac{x^4}{3} & \text{für } x < 1 \\ x + 0,25 + \frac{3}{64 \cdot x} & \text{für } x > 1 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$x = \frac{d_L}{4 \cdot d_{\text{Skin}}} = \frac{d_L}{4} \cdot \sqrt{\pi \cdot f \cdot \gamma \cdot \mu} \quad (2.29)$$

Der Skin-Effekt hat auch einen Einfluss auf den Induktivitätsbelag eines Leiters. Dieser setzt sich aus einem nahezu frequenzunabhängigen äußeren und einem frequenzabhängigen inneren Induktivitätsbelag zusammen. Während der äußere Induktivitätsbelag von der Geometrie des Leiters bestimmt wird, entsteht der innere Induktivitätsbelag durch die im Leiter auftretenden magnetischen Felder. Mit steigender Frequenz nimmt der innere Induktivitätsbelag ab, da durch den Skin-Effekt der Leiterquerschnitt

zunehmend feldfrei wird. Der innere Induktivitätsbelag lässt sich durch Gleichung (2.30) abschätzen [Küp04], [Ste05].

$$\omega L' = k_L \cdot R'_{DC} \quad \text{mit } k_L = \begin{cases} x^4 \cdot \left(1 - \frac{x^4}{6}\right) & \text{für } x < 1 \\ x - \frac{3}{64 \cdot x} + \frac{3}{128 \cdot x^2} & \text{für } x > 1 \end{cases} \quad (2.30)$$

Während der Skin-Effekt in einem Leiter durch den eigenen Strom hervorgerufen wird, entsteht der Proximity-Effekt durch benachbarte stromführende Leiter. Dabei koppelt das magnetische Feld aus dem benachbarten Leiter in den zu betrachteten Leiter ein und erzeugt in diesem Wirbelströme, die ebenfalls zu einer Stromverdrängung führen.

Abbildung 2.19 zeigt anschaulich, wie es zur Stromverdrängung kommt. Fließt der Strom in den benachbarten Leitern in gleicher Richtung, wird der Strom auf die abgewandten Flächen der beiden Leiter verdrängt. Bei entgegengesetztem Stromfluss konzentriert sich der Stromfluss auf die zugewandten Flächen der Leiter [Bie12]. Im Gegensatz zum Skin-Effekt ist die Berechnung des Widerstandsanstiegs durch den Proximity-Effekt wesentlich komplexer und wird in dieser Arbeit nicht durchgeführt.

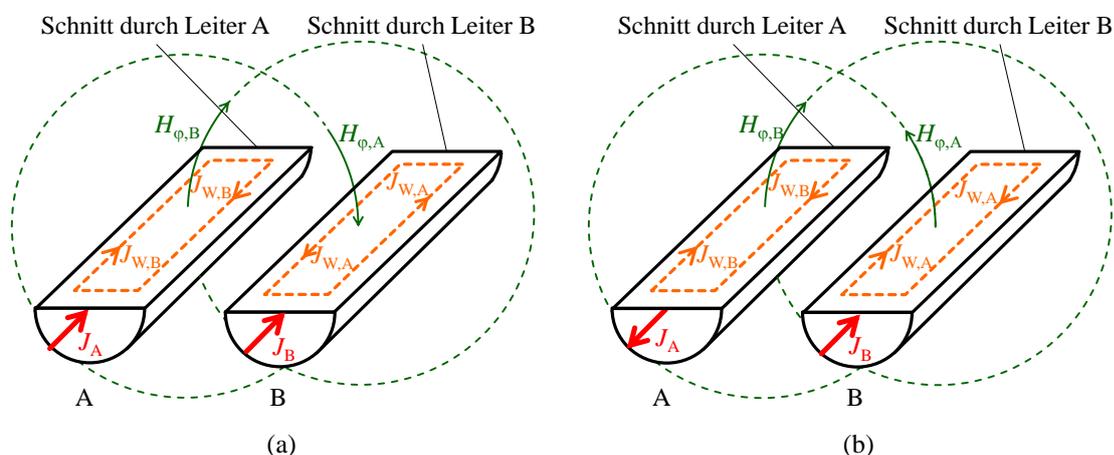


Abbildung 2.19: Entstehung des Proximity-Effekts bei zwei benachbarten Leitern für den Fall, dass die Ströme in gleicher Richtung (a) und entgegengesetzt fließen (b), nach [Bie12]

Die Auswirkungen von Skin- und Proximity-Effekt sind beispielhaft in **Abbildung 2.20** für einen Leiterradius von 2 mm, einen Leiterabstand von 1 mm und eine Frequenz von 100 kHz dargestellt. Es ist zu erkennen, dass nur noch ein Bruchteil des Leiterquerschnitts vom Strom durchflossen wird. Durch den Skin-Effekt ergibt sich für

den Fall eines Kupferleiters ($\gamma_{\text{Cu}} = 58,1 \text{ MS/m}$ [Ive07]) nach Gleichung (2.27) eine Eindringtiefe von $d_{\text{skin}} \approx 0,2 \text{ mm}$. Dadurch erhöht sich nach den Gleichungen (2.28) und (2.29) der Gleichstromwiderstand um den Faktor Fünf. Durch den Einfluss des Proximity-Effekts verkleinert sich die stromdurchflossene Fläche abermals, wodurch sich der Widerstand weiter erhöht. Der Strom konzentriert sich auf den abgewandten Seiten der Leiter, wenn er in beiden Leitern in gleicher Richtung fließt. Bei entgegengesetztem Stromfluss ist es umgekehrt, und der Strom konzentriert sich auf den zugewandten Seiten der Leiter.

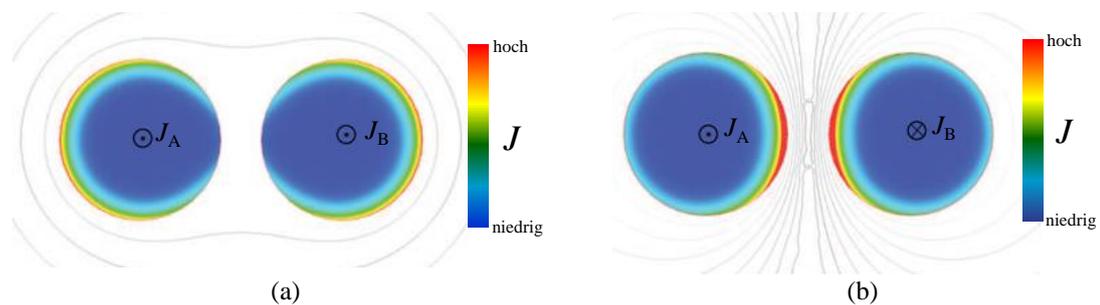


Abbildung 2.20: Auswirkung des Skin- und Proximity-Effekts bei einem Leiterradius von 2 mm und einem Leiterabstand von 1 mm sowie einer Frequenz von 100 kHz für den Fall, dass die Ströme in gleicher (a) und in entgegengesetzter Richtung (b) fließen, nach [Bie12]

Der Proximity-Effekt spielt somit in der Wicklung von Maschinen eine große Rolle, da sich in der Nut viele Leiter in unmittelbarer Nähe befinden. Des Weiteren wird das in einen Leiter eingekoppelte magnetische Feld in der Nut einer Maschine nicht durch den Leiterabstand, sondern wegen der großen relativen Permeabilität des Statorblechpakets maßgeblich durch die Breite der Nut bestimmt. Das führt dazu, dass magnetische Felder, die von einem weiter entfernten Leiter ausgehen, fast mit gleicher Stärke einkoppeln wie bei zwei benachbarten Leitern. **Abbildung 2.21** zeigt anschaulich den Verlauf der magnetischen Feldlinien in der Nut, wenn verschiedene Leiter von einem Strom durchflossen werden. Die Superposition der magnetischen Felder führt dazu, dass das magnetische Feld in der Nähe der Nutöffnung am größten ist und mit zunehmendem Abstand zur Nutöffnung kleiner wird. Das starke magnetische Feld in der Nähe der Nutöffnung führt zu einer Entstehung von Wirbelströmen, die die Leiterströme in Richtung der Nutöffnung drängen. Dadurch wird der stromdurchflossene Querschnitt erheblich verkleinert und bewirkt dadurch einen Anstieg des Leitungswiderstandes bei geringen Frequenzen [Car08].

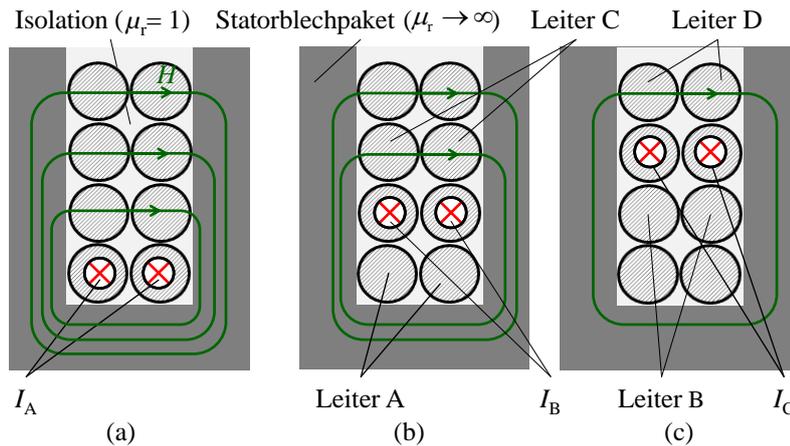


Abbildung 2.21: Anschaulicher Verlauf der magnetischen Feldlinien in der Nut für den Fall, dass die Leiter A (a), Leiter B (b) und Leiter C (c) von einem Strom durchflossen werden.

Um diese Effekte in Wicklungen von elektrischen Maschinen niedrig zu halten und aus Gründen der Fertigbarkeit, wird in der Praxis der Leiterdurchmesser möglichst klein gehalten. Dies führt auf der einen Seite zu einer steigenden Anzahl an Drähten und auf der anderen Seite zu notwendigen Parallelschaltungen, um die Durchflutung der Maschine konstant zu halten. Werden parallelgeschaltete Drähte von unterschiedlichen magnetischen Flüssen durchsetzt, so werden in den jeweiligen Leitern unterschiedliche Spannungen induziert. Durch die Spannungsdifferenzen werden Kreisströme erzeugt, die sich an den Parallelschaltungen schließen [Bau14].

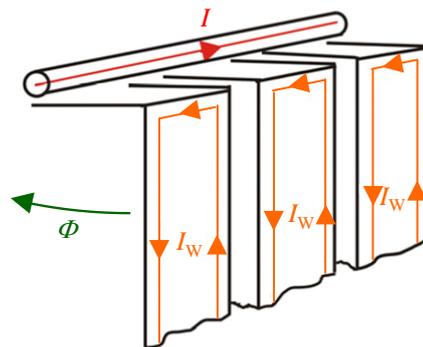


Abbildung 2.22: Schematische Darstellung der Wirbelströme im laminierten Statorblech, nach [Mag13b] © 2013 IEEE

Des Weiteren müssen in Statorwicklungen die Wirbelströme im Blechpaket berücksichtigt werden. Diese entstehen, wie in **Abbildung 2.22** zu erkennen, durch das magnetische Feld innerhalb des Blechpakets und erzeugen zusätzliche Verluste, die im Ersatzschaltbild durch den Widerstand R_E repräsentiert werden können [Mag13b].

Dieser Widerstand ist aufgrund des Induktionsgesetzes ebenso wie Skin- und Proximity-Effekt stark von der Frequenz abhängig. Um die Wirbelströme in der Praxis klein zu halten, sind die Bleche laminiert und sehr dünn. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Herabsetzung der Leitfähigkeit des Eisens durch Beimengung von Silizium. Dies kann nur im begrenzten Maße getan werden, da Silizium unmagnetisch ist und damit die Permeabilität der Bleche sinkt [Bin12].

2.9 Spannungsbegrenzung durch MO–Varistoren

Um die von den Wanderwelleneffekten hervorgerufenen Überspannungen am Eingang der Maschine zu begrenzen, wurde in [Roc09a] der Einsatz von MO-Varistoren am Eingang der umrichter gespeisten Maschine vorgeschlagen und untersucht. Es ist anzumerken, dass [Roc09a] die erste und einzige Literaturquelle ist, die sich mit der Überspannungsbegrenzung durch MO-Varistoren am Eingang von umrichter gespeisten Maschinen beschäftigt. Aus diesem Grund wird hier ausführlich darauf eingegangen.

Die Untersuchungen in [Roc09a] wurden an verschiedenen Niederspannungsmaschinen mit einer Nennspannung von $3 \times 400 \text{ V}$ durchgeführt. Die Zwischenkreisspannung beträgt hierbei 560 V , und mit dem ungünstigsten Reflexionsfaktor von $r_u = 1$ ergibt sich eine maximale Überspannung (Leiter-Leiter) von 1120 V , was einer maximalen Leiter-Erde-Spannung von ca. 900 V entspricht. Die Umrichter wurden über einen Spannungskonstanter betrieben, um die netzseitigen Spannungsschwankungen auszugleichen. Außerdem wurde vor jedem Umrichter ein Stelltransformator angeordnet, um die Zwischenkreisspannung zwischen 400 V und 700 V regeln zu können.

Die in [Roc09a] untersuchten Varistoren sind scheibenförmig mit einer Höhe von ca. $2,5 \text{ mm}$ und haben einen Durchmesser von 75 mm bis 108 mm . Diese geringen Höhen ergeben sich durch die geringen Restspannungen, die bei dem Einsatz bei Niederspannungsmotoren notwendig sind. Die großen Durchmesser der Varistoren werden benötigt, um die Stromdichte durch den Varistor gering zu halten. Die dadurch entstehende große Oberfläche im Vergleich zum Volumen ermöglicht außerdem eine gute Wärmeabfuhr des Varistors, die wichtig ist, weil er, wie in **Abbildung 2.23** gezeigt, permanent im Durchbruchbereich seiner Kennlinie arbeiten muss.

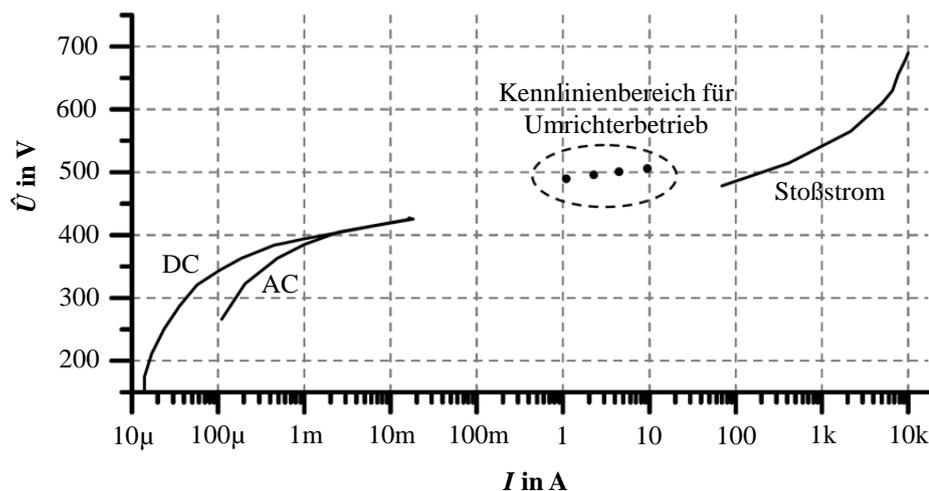


Abbildung 2.23: U - I -Kennlinie eines Varistors für Umrichterbetrieb, nach [Roc09a]

In Abbildung 2.23 fällt auch auf, dass die gemessenen Spannungen an den Varistoren etwa 10 % höher sind als die zu erwartenden Werte bei Gleich-, Wechsel-, oder Stoßspannungsbeanspruchung. Dieses Verhalten, welches auch in [Roc09b] beobachtet wurde, wird durch die steilen Spannungsanstiege des Umrichters und die Wechselspannung mit hoher Frequenz begründet.

In [Roc07] und [Roc09a] konnte gezeigt werden, dass durch das Vorschalten eines geeigneten Varistors zwischen Phase und Erde am Eingang der Maschine die Spannungswerte entsprechend seiner U - I -Kennlinie begrenzt werden. Weiterhin werden die Anstiegszeiten der Spannung am Eingang der Maschine durch den Varistor stark verlängert und die Periodendauer der schwingenden Spannung auf jedem Umrichterimpuls vergrößert. Dies liegt an der extrem großen Kapazität des Varistors, die durch die große stromdurchflossene Fläche A , die geringe Dicke d und die große relative Permittivität ($\epsilon_{r, \text{Var}} = 600 \dots 1000$) hervorgerufen wird. Die hier beschriebenen Effekte sind in **Abbildung 2.24** gut zu erkennen. Hier sind die gemessenen Spannungen am Eingang einer umrichtergespeisten Maschine mit und ohne Varistor dargestellt. Die Länge des Kabels zwischen Maschine und Umrichter beträgt in diesem Beispiel 100 Meter. Die Anstiegszeit der Spannung an den Maschinenklemmen steigt von 150 ns ohne Varistor auf über 1000 ns mit Varistor.

Es konnte gezeigt werden, dass sich die Ladezeitkonstante der Varistorkapazität aus Produkt von Varistorkapazität und Wellenwiderstand des Kabels abschätzen lässt. Das

führt dazu, dass die Anstiegszeiten der Spannung am Eingang der Maschine unabhängig von der Kabellänge sind und nur vom Kabeltyp und der Kapazität des Varistors abhängen. Auf die Spannungsanstiegszeiten des Umrichters haben Varistoren am Eingang der Maschine keinen Einfluss, wenn das Verbindungskabel länger als die kritische Länge ist. Bei kürzeren Kabeln findet keine vollständige Entkopplung zwischen Varistor und Umrichter mehr statt, und der Umrichter wird durch die Varistorkapazität zusätzlich belastet. Dadurch verlängern sich die Spannungsanstiegszeiten auch am Umrichter deutlich.

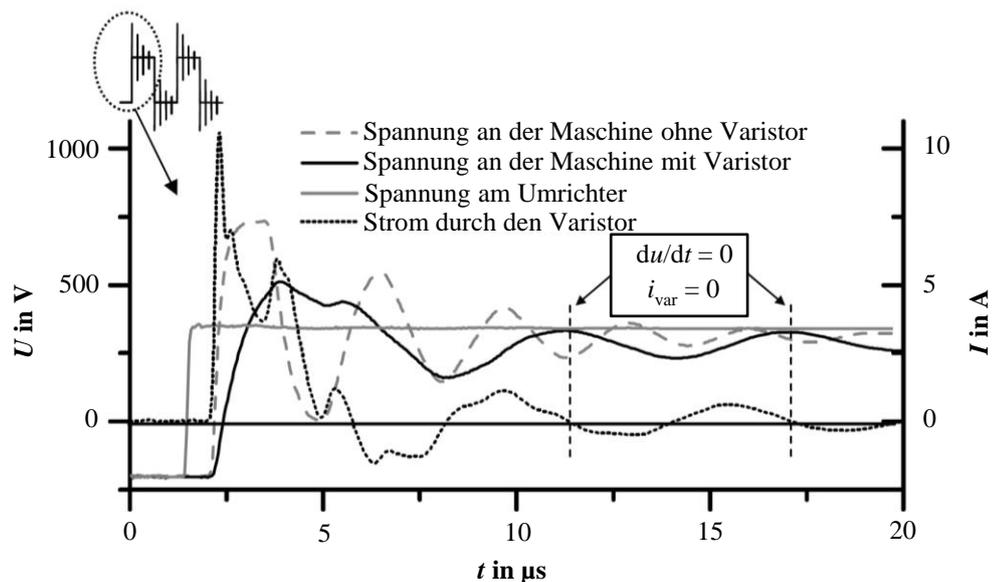


Abbildung 2.24: Oszillograferte Zwischenkreisspannung, Leiter-Erde-Spannung ohne und mit Varistor an der Maschine und Strom durch den Varistor zu Beginn eines Spannungsimpulses [Roc09a]

Weiterhin steigt die Periodendauer des Einschwingvorgangs von ursprünglich $3,3 \mu\text{s}$ auf $5,74 \mu\text{s}$ und entspricht damit nicht mehr der vierfachen Laufzeit auf dem Kabel. Diese Effekte lassen sich durch die hohe Eigenkapazität (in diesem Beispiel 11 nF) des Varistors begründen. Das Kabel wird nicht mehr praktisch im Leerlauf betrieben, sondern annähernd durch einen Kondensator abgeschlossen. Damit bildet das Kabel mit seiner Eigeninduktivität und der Varistorkapazität einen Serienschwingkreis mit einer Resonanzfrequenz, die sich aus Gleichung (2.31) abschätzen lässt und damit niedriger ist als die Schwingungsfrequenz der Wanderwellen. Die Periodendauer dieser Schwingung ist somit proportional zur Wurzel der Kabellänge [Roc07], [Roc09a].

$$f_r \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L'_{\text{Kabel}} \cdot l \cdot C_{\text{Var}}}} \quad (2.31)$$

In Abbildung 2.24 ist auch zu erkennen, dass sich der Strom beim Anstieg der Spannung kapazitiv verhält. Erst wenn sich die Spannung ihrem Maximum nähert, wird er resistiv. Das lässt sich in Abbildung 2.24 daran erkennen, dass im ersten Scheitel der Spannung ein Strom durch den Varistor fließt, obwohl die zeitliche Ableitung der Spannung Null beträgt. Um die Vergleichbarkeit verschiedener Varistoren zu ermöglichen, wurden in [Roc09a] die zwei Faktoren k_s und k_k definiert. Der Faktor k_s beschreibt das Verhältnis der maximalen Spannung am Eingang der Maschine zur Zwischenkreisspannung. Das Verhältnis der 10-kA-Restspannung des Varistors zur Zwischenkreisspannung wird durch den Faktor k_k beschrieben und definiert den Arbeitspunkt auf der Varistorkennlinie. Dieser Faktor wird auch Kennlinienparameter genannt. Typische Werte für beide Faktoren liegen zwischen Eins und Zwei. Für Werte kleiner 1,5 für k_k arbeitet der Varistor resistiv, für Werte darüber kapazitiv.

Des Weiteren wurde in [Roc09a] der Einfluss verschiedener Kabeltypen mit verschiedenen Längen auf die Faktoren k_k und k_s untersucht. Dabei wurde festgestellt, dass sowohl Kabellänge und Kabeltyp Einfluss auf diese Faktoren haben. So ist der Faktor k_s bei gleichen k_k bei einem langen ungeschirmten Kabel kleiner als bei einem kurzen geschirmten Kabel. Das bedeutet, dass für lange ungeschirmte Kabel Varistoren mit geringerer Restspannung verwendet werden müssen als für kurze geschirmte Kabel, um das gleiche Spannungsniveau zu erreichen. Das geringere k_s bei gleichem k_k führt auch dazu, dass die Varistoren geringer belastet werden. Ein ähnliches Verhalten konnte auch bei den Spannungssteilheiten beobachtet werden. Längere Verbindungskabel führen zu einer Reduktion der Spannungssteilheit am Varistor und damit an den Maschinenklemmen. Diese Unterschiede werden durch die unterschiedlichen Impedanzen der Kabel erklärt. Bei dieser Betriebsart werden Ströme in den Varistor eingepreßt, und die Spannung stellt sich nach der U - I -Kennlinie des Varistors ein. Eine geringere Kabelimpedanz führt zu einem größeren Strom, der auch einen größeren Spannungsfall über dem Varistor bewirkt. Diese Kombination verursacht einen größeren Leistungsumsatz im Varistor [Roc09a].

¹ In [Roc09] steht der Faktor 2π irrtümlich im Zähler des Bruchs.

Die Spannungsanstiegszeiten des Umrichters beeinflussen ebenfalls den Schutzpegel des Varistors, der am Eingang der Maschine platziert ist. Vergrößert sich die Spannungsanstiegszeit am Umrichter, führt dies bei gleichem k_K zu einem geringeren k_S , was eine niedrigere Belastung der Varistoren bedeutet.

Der Betrieb des Varistors bei geringerem Kennlinienparameter bedeutet einen höheren Leistungsumsatz im Varistor. So bedeutet eine Reduktion von k_K um 20 % eine bis zu dreifach erhöhte Verlustleistung im Varistor.

Weiterhin wurde in [Roc09a] das Temperaturverhalten der Varistoren im Umrichterbetrieb untersucht, wobei auch in dieser Betriebsart eine starke Temperaturabhängigkeit beobachtet werden konnte. Eine signifikante Erhöhung der Verlustleistung im Varistor konnte erst ab einer Temperatur von ca. 75 °C beobachtet werden. Grundsätzlich ist die Temperaturabhängigkeit der Verlustleistung unabhängig vom verwendeten Kabeltyp und dem Kennlinienparameter, mit dem der Varistor betrieben wird. Positiv wirkt sich eine Temperaturerhöhung auf den Schutzpegel aus. Mit steigender Temperatur nimmt er ab, was zu einer Entlastung der Wicklungsisolation führt. Trotzdem sollte die Temperatur des Varistors konstant gehalten werden, um im Falle einer Temperaturerhöhung den Varistor und im Falle einer Temperaturabsenkung die Maschinenisolation nicht zu sehr zu belasten. Das Konstanthalten der Temperatur (bzw. die Kühlung) gebietet sich alleine schon, um einen „thermal runaway“ zu vermeiden, und weil bestimmte Temperaturen aus Gründen des Personenschutzes nicht überschritten werden dürfen. Des Weiteren dürfen aus Gründen der Energieeffizienz nicht beliebig hohe Zusatzverluste erzeugt werden.

Die Auswirkungen des Varistors auf die Spannungsverteilung innerhalb der Maschine wurden ebenfalls in [Roc09a] untersucht. Dabei kam eine Maschine mit Wicklungsanzapfungen zum Einsatz, um die Spannungen an den einzelnen Spulen oszillographieren zu können. Aufgrund der deutlich größeren Spannungsanstiegszeiten führt der Einsatz von Varistoren am Eingang der Maschine zu einer deutlich verbesserten Spannungsverteilung innerhalb der Maschinenwicklung. Zwischen den Anzapfungen konnte eine Laufzeit festgestellt werden, so dass die Wicklung ein leitungsähnliches Verhalten zeigte und keine kapazitive Sofortverteilung. Der Varistor besitzt somit einen linearisierenden Effekt auf die Spannungsverteilung in der Maschine, ebenso wie es ein

Kondensator an dieser Stelle täte. **Abbildung 2.25** zeigt die Spannungsdifferenz zwischen der ersten und der zweiten Spule. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Amplitude der Spannungsdifferenz durch den Varistor abgenommen hat. Die ursprüngliche bipolare Belastung der Maschinenisolation wird unterdrückt, da der Varistor das negative Durchschwingen der Spannung unterbindet.

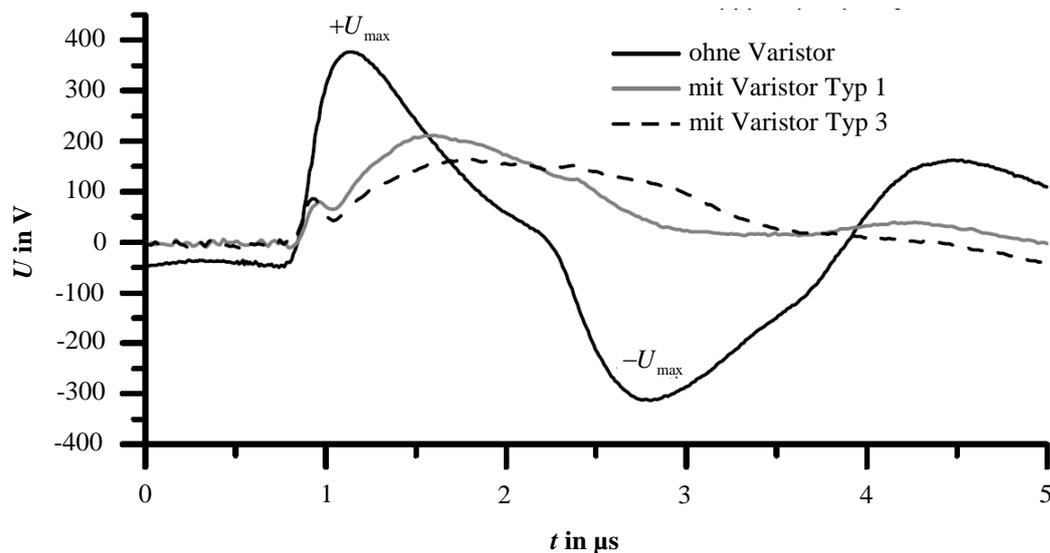


Abbildung 2.25: Spannungsdifferenzen zwischen den ersten beiden Anzapfungen [Roc09a]

Auch die Verwendung verschiedener Kabeltypen hat Auswirkungen auf die Spannungsdifferenz zwischen der ersten und zweiten Spule. Bei einem geschirmten Kabel ist diese Differenz höher als bei einem ungeschirmten Kabel.

Nachdem in [Roc09a] die Auswirkungen von Varistoren auf die Maschine untersucht worden sind, mussten noch Aussagen über das Alterungsverhalten der Varistoren in dieser neuen Betriebsart getroffen werden. Bisher werden Varistoren überwiegend in Ableitern für den Überspannungsschutz von Betriebsmitteln der elektrischen Energieübertragung und -Verteilung eingesetzt. Überspannungen kommen somit im Betriebsleben eines Varistors äußerst selten vor. Anders sieht es bei dem Einsatz als Überspannungsschutz für umrichter gespeiste Maschinen aus. Durch die hohe Taktfrequenz des Umrichters und den unangepassten Abschluss des Verbindungskabels treten die durch Wanderwelleneffekte hervorgerufenen Überspannungen mehrere Tausend Mal pro Sekunde auf. Wie in Abbildung 2.23 angedeutet, arbeitet der Varistor permanent im Durchbruchbereich seiner Kennlinie. Im herkömmlichen Betrieb arbeitet der Varistor dagegen im Leckstrombereich und ausschließlich für Schutzzwecke für

Dauern von wenigen Millisekunden im Durchbruchbereich. So stellt sich die Frage nach dem Alterungsverhalten der Varistoren in dieser speziellen Anwendung.

Die Alterung der Varistoren wurden in [Roc09a] in Anlehnung an [Norm1] untersucht. Nach dieser Norm müssen die Varistoren 1000 Stunden bei 115°C an Spannung gelegt werden, wobei die Verlustleistung im Idealfall abnehmen sollte.

Grundsätzlich wurde in [Roc09a] das Alterungsverhalten der Varistoren nach dem gleichen Schema untersucht. Vor der Alterung wurde eine Eingangsmessung durchgeführt. Die Alterung selbst wurde in unterschiedlichen Intervallen (meist nach ca. 100 Stunden) unterbrochen, um Zwischenmessungen durchzuführen. Nach Beendigung des Alterungsversuchs erfolgte an den Prüflingen eine Ausgangsmessung. Die Eingangs-, Zwischen- und Ausgangsmessung beinhalteten die Messung der Verlustleistung über einen Zeitraum von einer Stunde. Nach Messung der Verlustleistung erfolgte die Bestimmung der Spannungen bei einem Strom von 1 mA und 6 mA, im folgendem U_{DC1mA} und U_{DC6mA} genannt, sowie die Bestimmung der Kapazität des Prüflings bei 10 kHz (C_{10kHz}) und der 10 kA-Restspannung bei einem 8/20-Impuls (U_{10kA}). Diese Messungen wurden alle bei Raumtemperatur durchgeführt. Vor der Eingangsmessung wurden diese Parameter (U_{DC1mA} , U_{DC6mA} , C_{10kHz} und U_{10kA}) des Prüflings im Neuzustand gemessen.

Die Spannungen U_{DC1mA} und U_{DC6mA} wurden zur Auswertung der Alterung der

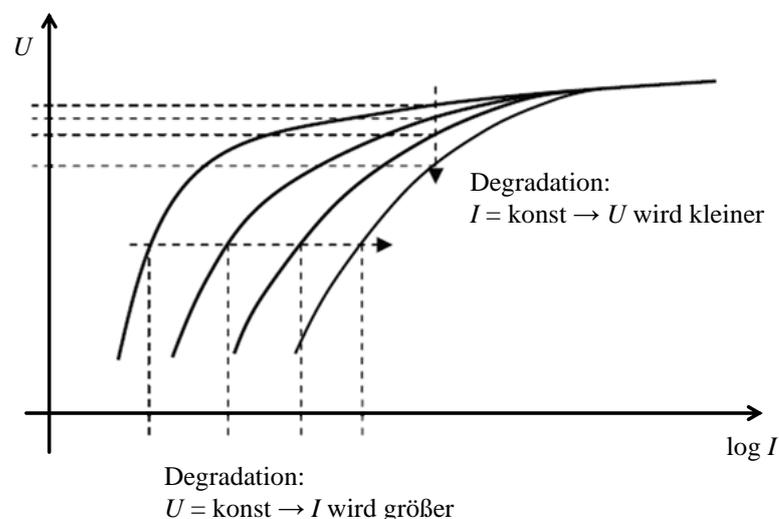


Abbildung 2.26: Alterungsverhalten der MO Kennlinie, nach [Roc09a]

Kennlinie herangezogen, da die Ausmessung der Varistorkennlinie im Durchbruchbereich praktisch nicht möglich ist. **Abbildung 2.26** verdeutlicht die Auswirkungen der Kennlinienalterung. Es ist zu erkennen, dass eine Abnahme dieser Spannung zu einer höheren Verlustleistung im Umrichterbetrieb führt, da bei gleichen Spannungswerten ein höherer Strom fließt. Umgekehrt führen geringere U_{DC1mA} und U_{DC6mA} im Umrichterbetrieb zu einer geringeren Verlustleistung. Die gemessenen Werte für U_{DC1mA} und U_{DC6mA} sind bei gealterten Varistoren geringer, wobei die Änderung von U_{DC1mA} höher ist als die Änderung von U_{DC6mA} . Der Alterungsprozess beginnt somit bei kleineren Strömen und weitet sich mit der Zeit zu größeren Strömen aus. Weiterhin wurde festgestellt, dass sich die Varistorkapazität durch die Alterung nicht verändert.

Nun wird nach [Roc09a] der Strom durch den Varistor eingepreßt, und es stellt sich die Frage, warum die Verlustleistung steigt, wenn bei gleichem Strom die Restspannung am Varistor sinkt. Die Begründung hierfür ist, dass die Spannungsform am Varistor (nur abhängig von Kabelimpedanz und Varistorkapazität) bis auf eine geringfügig geringere Amplitude konstant bleibt. Durch die nach rechts verschobene U - I -Kennlinie fließt schon bei geringeren Spannungen ein resistiver Strom. Dadurch wird das Integral von Produkt aus Strom und Spannung größer, und die Verlustleistung steigt.

Das Alterungsverhalten der Varistoren in Abhängigkeit von der Belastung wurde in [Roc09a] durch Variation der Zwischenkreisspannung des Umrichters untersucht. Dadurch werden die Kennlinien gleicher Varistortypen unterschiedlich stark ausgesteuert. Die Beurteilung der gealterten Varistoren erfolgt durch Auswerten der U_{DC1mA} -Werte, da hiermit erste Anzeichen von Alterung wiedergegeben werden. Dabei wurde festgestellt, dass die gemessenen U_{DC1mA} -Werte abhängig von der Belastung unterschiedlich stark abnehmen. Bei einer höheren Belastung des Varistors (gekennzeichnet durch ein geringeres k_K) nimmt U_{DC1mA} nach wenigen Stunden stärker ab als bei geringerer Belastung. Bei kapazitiver Betreibung des Prüflings ($k_K > 1,5$) waren keine Alterungserscheinungen des Prüflings erkennbar.

Allerdings hat die Aussteuerung der Varistorkennlinie bei der Eingangsmessung einen Einfluss auf das Alterungsverhalten der Kennlinie. Bei Auswahl eines kleineren k_K bei der Eingangsmessung nimmt U_{DC1mA} stärker ab als bei Prüflingen, bei denen die Eingangsmessung mit höheren k_K durchgeführt worden ist. Dieser Spannungs-

unterschied bleibt bei der Alterung mit gleichen k_K erhalten und ändert sich nicht mehr, selbst wenn die Zwischenmessungen mit geringerem k_K durchgeführt werden. Daraus lässt sich schließen, dass die Eingangsmessung eine Art Konditionierungseffekt, der über die gesamte Versuchsdauer erhalten bleibt, auf die Varistoren ausübt. Der durch die Zwischenmessungen hervorgerufene Alterungseffekt ist aber vernachlässigbar klein gegenüber der eigentlichen Alterungsprüfung.

Weiterhin wurden die Auswirkungen der Taktfrequenz des Umrichters, der Temperatur sowie des Faktors k_K auf die Beschleunigung der Alterung untersucht. Dabei wurde herausgefunden, dass eine Erhöhung der Temperatur oder der Taktfrequenz des Umrichters oder ein kleineres k_K die Alterung der Varistoren beschleunigen. Als Maß für die Beschleunigung der Alterung wurde die Zeit ausgewählt, die benötigt wurde, bis die Werte für U_{DC1mA} und U_{DC6mA} auf 80 % bzw. 90 % ihrer Ursprungswerte vom Neuzustand gefallen sind. Die alleinige Erhöhung der Temperatur um 40 K bewirkte lediglich eine Beschleunigung der Alterung um den Faktor Zwei, während die Erhöhung der Taktfrequenz die Varistoren überproportional altern lässt. Wird die Taktfrequenz des Umrichters von 3 kHz auf 8 kHz erhöht, beschleunigt sich die Alterung der Prüflinge um das Vier- bis Achtfache. Eine Begründung könnte die erhöhte Verlustleistung im Varistor sein, die eine Erhöhung seiner internen Temperatur bewirkt. In [Roc09a] wurde die Temperatur nur an der Varistoroberfläche gemessen. Die Verkleinerung des Kennlinienparameters von 1,16 auf 0,96 bewirkte eine Beschleunigung der Alterung um das Dreifache. Außerdem hat sich herausgestellt, dass bei Kombinieren der Parameter sich die Beschleunigungsfaktoren multiplizieren. So ergibt sich ein Beschleunigungsfaktor von etwa 40, wenn alle drei Parameter um die oben angegebenen Werte verändert werden. Dadurch kann durch einen 2000-Stunden-Versuch eine Betriebszeit von ca. neun Jahren nachgebildet werden.

Eine Vermutung für das Ausfallen der Varistoren durch thermische Instabilitäten legt das Ausfallbild ausgefallener Varistoren nahe. Es wurde festgestellt, dass die Varistoren am Rand durchgeschlagen sind. Die für die Alterungsversuche verwendeten Elektroden waren im Durchmesser kleiner als die Varistoren und konnten somit im Randbereich nicht mehr durch die Elektroden gekühlt werden. Dadurch heizen sich die Varistoren im Randbereich stärker auf, und der Durchschlag der Prüflinge wird in diesem Bereich begünstigt. Selbst nach dem Herausbrechen der Fehlstelle trat nach kurzer Zeit ein

erneuter Durchschlag im Randbereich wieder auf, aber nicht zwangsläufig an derselben Fehlstelle. Daraus lässt sich schließen, dass das Material gleichmäßig ermüdet.

In [Roc09a] wurden noch Dimensionierungsregeln für den vollständigen Schutz mit Varistoren vorgestellt. Mithilfe der bekannten Systemparameter (Zwischenkreisspannung, Taktfrequenz, minimale Anstiegszeit, Kabellänge, Wellenwiderstand des Kabels und Eingangsimpedanz der Maschine) und dem maximalen zulässigen Überschwingen der Spannung lassen sich die für die Dimensionierung relevanten Parameter (Reflexionsfaktor, kritische Kabellänge und Schutzpegel) bestimmen. Anhand der k_s - k_k -Diagramme können k_k und damit das notwendige U_{10kA} des Varistors festgelegt werden.

Zur thermischen Stabilisierung können konventionelle Kühlkörper eingesetzt werden. Die Dimensionierung der Kühlkörper erfolgt über die Temperatur-Leistungs-Charakteristik und die ermittelte Verlustleistung der Varistoren. Da alle während der Alterungsversuche ausgefallenen Varistoren durch einen Kurzschluss ausgefallen sind und die Maschinenisolation nur langfristig durch die von Wanderwellen hervorgerufenen Überspannungen beeinträchtigt wird, ist es sinnvoll, die Maschine ohne den Varistor weiter zu betreiben, ohne den Betrieb der Maschine zu unterbrechen. In [Roc09a] wurden dafür herkömmliche Schmelzsicherungen eingesetzt. Beim Einsatz von Schmelzsicherungen ist zu beachten, dass die Schmelzzeit geringer als die Ansprechzeit des Umrichters gewählt wird. Weiterhin müssen sie nach dem Kurzschluss in der Lage sein, die maximale Leiter-Erde Spannung zu halten.

3 Mikrovaristoren

3.1 Allgemeines

Mikrovaristoren bestehen wie Metalloxid-(MO)-Varistoren aus dotiertem und gesintertem Zinkoxid. Sie haben eine Partikelgröße von 10...200 μm [Ten11a] und eine stark nichtlineare $U-I$ - bzw. $E-J$ -Kennlinie. In **Abbildung 3.1** sind eine Mikroskop- und eine REM-Aufnahme von Mikrovaristoren dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die Mikrovaristoren die Form eines Ellipsoids besitzen, das auch eingedrückt oder auch hohl sein kann.

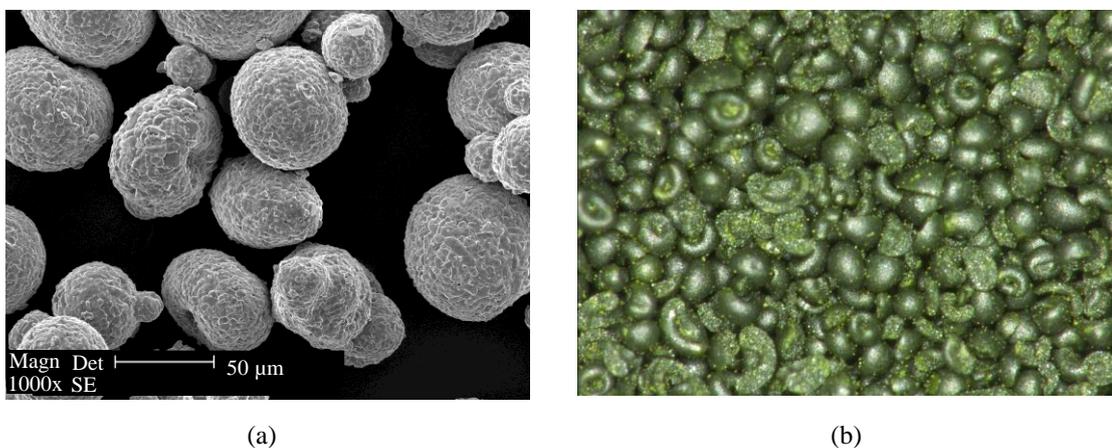


Abbildung 3.1: REM-Aufnahme (a) und Mikroskop-Aufnahme (200-fache Vergrößerung) (b) von Mikrovaristoren, nach [Ten15] und [Deb15]

Die relative Permittivität von Mikrovaristoren liegt zwischen 300 und 1000 [Bhu81], [Deb11a], [Sei08]. Ihre nichtlinearen elektrischen Eigenschaften können Mikrovaristoren einem Isolierstoff zum Teil weitergeben, indem sie beigemischt werden. So steigt die relative Permittivität eines mikrovaristorgefüllten Isolierstoffs auf Werte im Bereich von 15 [Deb11b], [Don11] [Gra03b], [Gre04], und der Isolierstoff erhält eine nichtlineare Leitfähigkeit. Ihren Einsatz finden sie derzeit in Kabelgarnituren (Feldsteuerelemente) [Hin11a], [Gra03b]. In jüngster Zeit werden auch andere Anwendungen zur Feldsteuerung untersucht [Deb15], [Ten15].

3.2 Herstellung von Mikrovaristoren

Der Herstellungsprozess von Mikrovaristoren verläuft in den ersten Schritten ähnlich wie bei MO-Varistorscheiben [Gra03a]. Das Zinkoxid wird mit Dotierstoffen vermischt. Als Dotierstoffe kommen Bismuttrioxid (Bi_2O_3), Antimontrioxid (Sb_2O_3), Cobaltmonoxid (CoO), Mangandioxid (MnO_2), Chromtrioxid (Cr_2O_3), sowie Praseodym(III, IV)-oxid (Pr_6O_{11}) in Frage [Mül12]. Diese Mischung wird erst eingewogen und danach gemahlen. Danach wird sie mit einem organischen Binder (Polyvinylacetat oder Polyvinylalkohol) in Wasser dispergiert und durch Nassmischen homogenisiert. Über einen Sprühprozess wird das dotierte Zinkoxid aus dem wässrigen Schlicker gewonnen und anschließend bei Temperaturen von 1000-1200°C gesintert. In jedem Partikel wachsen durch den Sinterprozess mikrometergroße Körner, die durch Korngrenzen getrennt werden. Erst durch den Sinterprozess erhalten die Mikrovaristoren ihre mechanische Festigkeit und ihre nichtlinearen elektrischen Eigenschaften, verursacht durch den sogenannten Varistoreffekt. Durch Variation der Sintertemperatur wird die Bildung der Korngrenzen beeinflusst. Die noch leicht aneinander haftenden Teilchen werden anschließend wieder in kugelförmige Partikel getrennt. Da die elektrischen Eigenschaften über die Anzahl der Korngrenzen bestimmt wird, können diese beim Herstellungsprozess beeinflusst werden. Kleine Korngrößen erhöhen die Anzahl der Korngrenzen im Material und führen zu höheren Schaltfeldstärken [Don11], [Don12], [Gra03a], [Gra03b], [Mül12].

3.3 Elektrische Eigenschaften von Mikrovaristoren

Mikrovaristoren besitzen ähnliche elektrische Eigenschaften wie MO-Varistoren. Der Widerstand des Materials ist stark von der angelegten Spannung abhängig und variiert über mehrere Größenordnungen. **Abbildung 3.2** zeigt den schematischen Verlauf einer U - I - bzw. E - J -Kennlinie eines MO-Varistors mit einer logarithmischen Skalierung der x -Achse und einer linearen Skalierung der y -Achse. Grundsätzlich haben die resistiven Kennlinien von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen den gleichen Verlauf.

Bei MO-Varistoren kann diese Nichtlinearität durch Gleichung (3.1) beschrieben werden, wobei die Größe α wieder von der angelegten Spannung abhängig ist. Diese

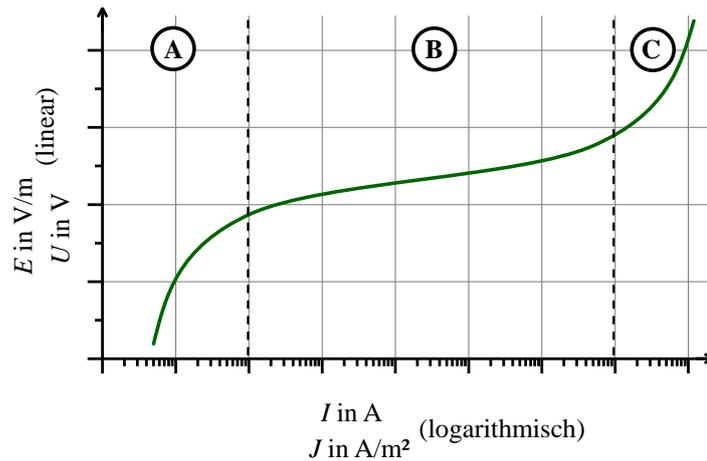


Abbildung 3.2: Schematischer einfach-logarithmischer Verlauf einer Varistorkennlinie

vielfach in der Literatur gezeigte Gleichung ist formal falsch, da der Faktor k eine variable Einheit in Abhängigkeit von α besitzen müsste. Aus diesem Grund wird anstatt Gleichung (3.1) in dieser Arbeit Gleichung (3.2) verwendet. Der Faktor k wird durch den normierten Strom I_0 (zum Beispiel $I_0 = 1 \text{ A}$) ersetzt. Damit sich im Ergebnis ein Strom ergeben kann, muss die Spannung U durch eine normierte Spannung U_0 (zum Beispiel $U_0 = 1 \text{ V}$) dividiert werden. Gleichung (3.2) lässt sich auch auf die elektrische Feldstärke und auf die Stromdichte anwenden. Dazu müssen wie in Gleichung (3.3) dargestellt der Strom durch die Stromdichte und die Spannung durch die elektrische Feldstärke ersetzt werden.

$$I = k \cdot U^\alpha \quad (3.1)$$

$$I = I_0 \cdot \left(\frac{U}{U_0} \right)^\alpha \quad (3.2)$$

$$J = J_0 \cdot \left(\frac{E}{E_0} \right)^\alpha \quad (3.3)$$

Der Nichtlinearitätsexponent α lässt sich wie in Gleichung (3.4) dargestellt aus dem logarithmischen Verhältnis von Spannung und Strom bestimmen. Er kann nur Werte größer gleich Eins annehmen. Für $\alpha = 1$ verhält sich das Material elektrisch linear, was dem Verhalten eines ohmschen Widerstandes entspricht [Deb11a], [Deb11b], [Gra03a], [Gra03b].

$$\alpha = \frac{\partial \ln\left(\frac{I}{I_0}\right)}{\partial \ln\left(\frac{U}{U_0}\right)} \quad (3.4)$$

Die in Abbildung 3.2 abgebildete Kennlinie ist in drei Bereiche unterteilt. Der mit A gekennzeichnete Bereich wird Leckstrombereich genannt. In diesem Bereich ist das Material sehr hochohmig, und der überwiegend kapazitive Stromfluss wird durch die Korngrenzen bestimmt. Der Nichtlinearitätsexponent α nimmt in diesem Bereich Werte von 1...5 an. Im Durchbruchbereich (Bereich B) werden mit steigender Spannung die Potentialbarrieren der Korngrenzen, die zwischen 2,5 V und 3,5 V liegen, überschritten, und ein resistiver Strom beginnt zu fließen. Da dies in einem kleinen Spannungsbereich geschieht, steigt der Strom exponentiell an, und der Nichtlinearitätsexponent kann Werte bis 70 annehmen. Im Hochstrombereich (Bereich C) sind alle Potentialbarrieren der Korngrenzen überschritten, und die Leitfähigkeit des Materials wird durch die des Zinkoxids ($\gamma_{\text{ZnO}} = 0,1 \dots 1 \text{ S/cm}$) [Sai08], [Sto09] bestimmt. Der Nichtlinearitätsexponent geht wieder auf Werte zwischen 1 und 5 zurück [Mül12]. Aufgrund der hohen Permittivität des Materials ist bei Anlegen von Wechselspannung der Strom im Leckstrombereich zum größten Teil kapazitiv. Aus diesem Grund besteht das stark vereinfachte Ersatzschaltbild aus einem Kondensator, der parallel zu einem nichtlinearen Widerstand geschaltet ist.

Für die Beschreibung der E - J -Kennlinien wird in der Literatur vielfach der Begriff der Schaltpunktfeldstärke E_b verwendet, für die es aber keine einheitliche Definition gibt [Mül12], [Deb15], [Ten15]. Allgemein kann gesagt werden, dass die Schaltpunktfeldstärke diejenige Feldstärke beschreibt, an dem das Material leitfähig wird. In [Gre04] wird die Schaltpunktfeldstärke bei einer Stromdichte von 1 mA/cm^2 definiert. Da bei mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen die Leitfähigkeit deutlich kleiner ist als bei reinen Mikrovaristoren, wird vielfach die Schaltpunktfeldstärke E_b als benötigte Feldstärke (bei einem Gleichfeld) definiert, um eine Stromdichte von $1 \text{ }\mu\text{A/cm}^2$ zu erzeugen [Deb11b], [Ten11a], [Deb15], [Ten15]. Theoretisch mögliche Werte für das Mikrovaristor-Pulver liegen zwischen $0,3 \text{ kV/mm}$ und 7 kV/mm [Deb15]. Die Schaltpunktfeldstärke lässt sich durch die Rezeptur im Herstellungsverfahren und die Sintertemperatur einstellen. Dabei spielt die Größe der Körner eine große Rolle. Große Körner innerhalb der Partikel bewirken eher eine niedrige Schaltpunktfeldstärke als

kleinere Körner. Die Größe der Partikel spielt dagegen eine untergeordnete Rolle [Deb15] [Don11]. Übliche Werte für Schaltpunktfeldstärken von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen liegen zwischen 0,5 kV/mm und 4 kV/mm [Ten11b]. Umfangreiche Untersuchungen an mikrovaristorgefüllten Polymeren wurden in [Deb15] durchgeführt. Dabei wurde ein Schwerpunkt bei Mikrovaristoren mit einer Schaltpunktfeldstärke von $E_b = 500 \text{ V/mm}$ und $E_b = 1,2 \text{ kV/mm}$ gelegt. In [Ten15] wurde mikrovaristorgefülltes Epoxidharz mit Schaltpunkten zwischen 4...6 kV/mm untersucht.

3.4 Funktionsprinzip von Mikrovaristoren

Das nichtlineare Verhalten der E - J -Kennlinie wird auf die intrinsischen Eigenschaften der Mikrovaristor-Partikel zurückgeführt. Jedes Mikrovaristor-Partikel besteht aus mehreren Körnern, die durch Korngrenzen getrennt werden. Diese Korngrenzen wirken als doppelte Shottky-Barrieren, die der Hauptgrund für den Varistoreffekt sind. **Abbildung 3.3** zeigt ein schematisches Bild einzelner Mikrovaristorpartikel mit den einzelnen Körnern und den Korngrenzen (orange). In dieser Abbildung ist auch ein möglicher Strompfad eingezeichnet.

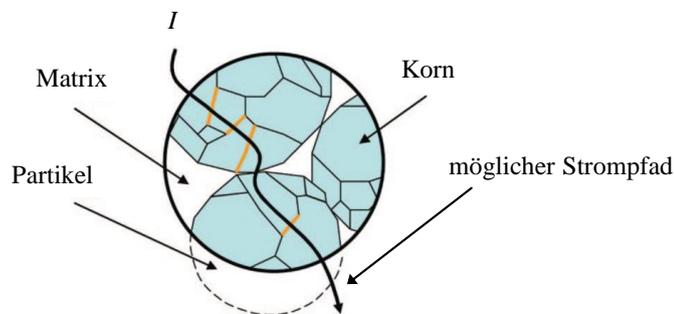


Abbildung 3.3: Stromfluss durch Mikrovaristorpartikel, nach [Don11] © 2011 IEEE

Die Berührungspunkte der einzelnen Partikel sind im Gegensatz zu den Korngrenzen sehr niederohmig. Jedes einzelne Mikrovaristorpartikel hat wegen seiner vorhandenen Korngrenzen eine eigene nichtlineare Kennlinie. Die Schaltspannungen der einzelnen Korngrenzen liegen zwischen 3,2 und 3,4 V. Ein Mikrovaristorpartikel mit fünf Korngrenzen hätte demnach eine Schaltspannung von ca. 17 V. Die Größe der Partikel haben einen untergeordneten Einfluss auf den Schaltpunkt des Materials und keinen Einfluss auf die Nichtlinearität [Don11], [Gre04].

Im elektrischen Ersatzschaltbild ließe sich diese Vorstellung von einem Mikrovaristorkorn gemäß **Abbildung 3.4** realisieren. Die doppelte Shottky-Barriere ist in diesem Schaltbild durch zwei antiserielle Dioden dargestellt. Sobald an der Diode in Sperrrichtung die kritische Spannung anliegt, wird diese Sperrschicht durchbrochen, und die parallelgeschalteten Elemente (C_{KG} und R_{KG}) werden kurzgeschlossen. Die Leitfähigkeit des Kornes wird durch den Widerstand des Zinkoxids (R_{ZnO}) bestimmt.

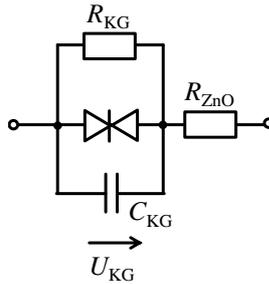


Abbildung 3.4: Elektrisches Ersatzschaltbild für ein Mikrovaristorkorn

Der Leitungsmechanismus kann vereinfacht mit dem Bändermodell erklärt werden. Zunächst werden die Zinkoxidkörner und die Korngrenzen getrennt behandelt. Die Zinkoxidkörner werden hier vereinfacht als n-Halbleiter dargestellt. Hierbei befindet sich das Fermi-niveau knapp unterhalb des Leitungsbandes. Die Korngrenzen, in diesem Abschnitt als Grenzschicht bezeichnet, bestehen aus dotiertem Zinkoxid mit Fehlstellen in der Gitterstruktur. Valenz- und Leitungsband haben in der Grenzschicht das gleiche Niveau wie auch im übrigen Zinkoxid. Durch die Fehlstellen in der Gitterstruktur der Grenzschicht wird in dieser Schicht das Fermi-niveau abgesenkt, siehe **Abbildung 3.5a** [Cla99].

Beim Zusammenführen der drei Schichten wandern die Elektronen aus dem Leitungsband des angrenzenden Zinkoxids und besetzen die energetisch günstigen Schichten (Gitterdefekte) in der Grenzschicht. Dadurch steigt das Fermi-niveau in der Grenzschicht soweit an, bis das Fermi-niveau genauso hoch ist wie im umgebenen Zinkoxid. Durch den Elektronenüberschuss ist die Grenzschicht negativ geladen, während sich zu beiden Seiten der Grenzschicht im Zinkoxid durch den Elektronenmangel eine positive Verarmungszone aufbaut. Daraus resultiert ein elektrisches Feld, welches eine Potentialbarriere erzeugt, siehe **Abbildung 3.5b** [Cla99].

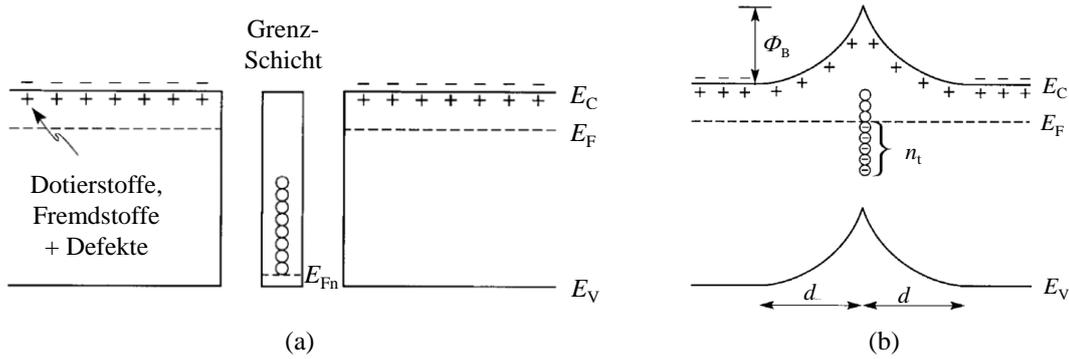


Abbildung 3.5: Bändermodell (E_C : Leitungsband, E_F : Ferminiveau, E_{Fn} : Ferminiveau Grenzschicht, E_V : Valenzband, Φ_B : Höhe der Potentialbarriere, n_t : in Grenzschicht eingeschlossene Ladungsträger, d : Ausbreitung der Verarmungszone), nach [Cla99] © 1999 The American Ceramic Society

Wird eine Spannung an die Zinkoxidkörner gelegt, so besitzen einzelne Elektronen genug Energie, um diese Potentialbarriere zu überwinden. Bei weiterer Erhöhung der Spannung wird auch die Potentialbarriere niedriger, was wiederum zu einer Absenkung des Ferminiveaus führt. Dadurch fließen aus dem Leitungsband neue Elektronen nach, um weitere Fehlstellen in der Grenzschicht zu besetzen, bis das Ferminiveau wieder dem des Zinkoxids entspricht. Dadurch steigt die Potentialbarriere wieder an und besitzt wieder ihren ursprünglichen Wert. Ab einer kritischen Spannung sind alle Fehlstellen in der Grenzschicht besetzt, die Potentialbarriere kann sich nicht weiter aufbauen und bricht zusammen. Mit diesen Effekten lässt sich der Leitungsmechanismus im Leckstrombereich für einen Nichtlinearitätskoeffizienten kleiner als 40 beschreiben [Cla99]. Dieser Vorgang ist in **Abbildung 3.6** dargestellt.

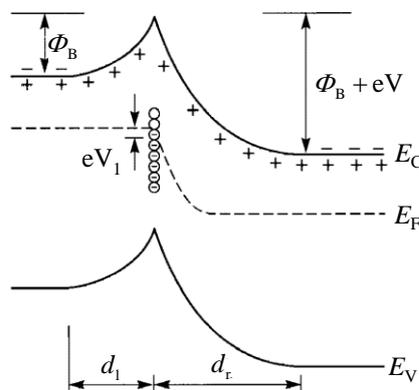


Abbildung 3.6: Bändermodell nach Anlegen einer Spannung (E_C : Leitungsband, E_F : Ferminiveau, E_V : Valenzband, Φ_B : Höhe der Potentialbarriere, d_l : linksseitige Ausbreitung der Verarmungszone, d_r : rechtsseitige Ausbreitung der Verarmungszone), nach [Cla99] © 1999 The American Ceramic Society

Um jedoch auch die Effekte und die große Nichtlinearität im Durchbruchbereich beschreiben zu können, wird ein weiteres Modell benötigt. Durch die hohe elektrische Feldstärke werden die Elektronen sehr stark beschleunigt. Ist ihre kinetische Energie hoch genug, so können diese sogenannten „heißen Elektronen“ durch Stoßionisation Elektronen-Loch-Paare in der Verarmungszone erzeugen, siehe **Abbildung 3.7**.

Die dadurch entstandenen Löcher wandern wegen des elektrischen Feldes zur Grenzschicht zurück und rekombinieren mit den dort vorhandenen Elektronen. Dadurch senkt sich die Potentialbarriere weiter ab, und der Elektronenfluss wird gesteigert. Mit diesen Effekten lassen sich gut Nichtlinearitätskoeffizienten größer als 40 beschreiben [Cla99].

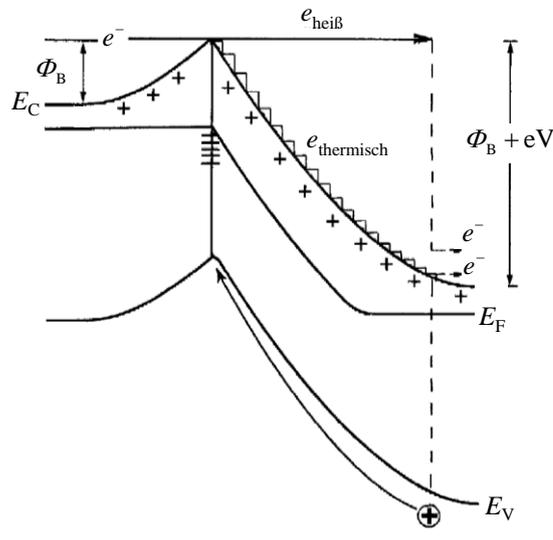


Abbildung 3.7: Bändermodell im Durchbruchbereich (E_C : Leitungsband, E_F : Fermi-niveau, E_V : Valenzband, Φ_B : Höhe der Potentialbarriere, e^- : Elektronen, $e_{\text{heiß}}$: heiße Elektronen, $e_{\text{thermisch}}$: thermische Elektronen), nach [Cla99] © The American Ceramic Society

3.5 Mikrovaristorgefüllte Isolierstoffe

Mikrovaristoren können in Isolierstoffe wie Polymere, Gele, Fette oder Lacke eingemischt werden, damit diese nichtlineare elektrische Eigenschaften erhalten. Hierfür muss die Perkolationschwelle weit überschritten werden. Als

Perkolationsschwelle wird der Bereich des Füllgrades bezeichnet, an dem der Isolierstoff seine Leitfähigkeit stark verändert (siehe **Abbildung 3.8**) [Hin11a].

Die Mikrovaristoren im Isolierstoff müssen sich untereinander berühren, damit sich durchgängige leitfähige Kanäle ausbilden können. Die weite Überschreitung der Perkolationsschwelle bewirkt, dass eine geringe Änderung des Füllgrades nur eine marginale Auswirkung auf das elektrische Verhalten des mikrovaristorgefüllten Isolierstoffes hat. Unterhalb der Perkolationsschwelle hat der Füllstoff nur Auswirkungen auf die Permittivität des Materials, während er auf die Leitfähigkeit fast keinen Einfluss hat. Der Isolierstoff, dem die Mikrovaristoren beigemischt werden, spielt bezüglich der elektrischen Eigenschaften ebenfalls eine Rolle. So ist der Widerstand bei gleichem Füllgrad eines mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes geringer als der eines mikrovaristorgefüllten Silikonöls [Chr11], [Don11], [Hin11a].

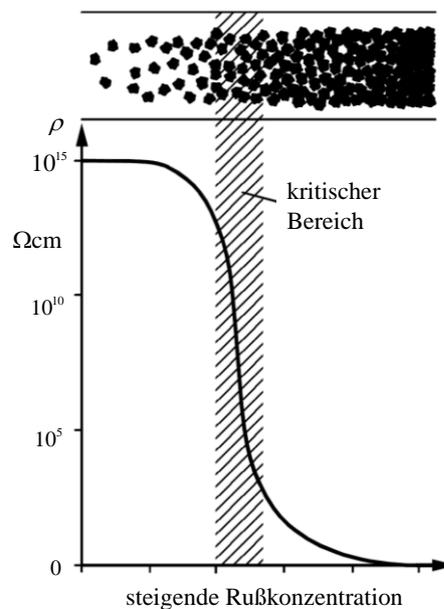


Abbildung 3.8: Leitfähigkeit in Abhängigkeit vom Füllgrad für ein rußgefülltes Polymer [Bär08]

Die elektrischen Eigenschaften eines mikrovaristorgefüllten Isolierstoffes unterscheiden sich von dem eines reinen Mikrovaristor-Pulvers. Aufgrund des fehlenden Isolierstoffes ist bei einem reinen Mikrovaristorpulver die Leitfähigkeit größer als bei einem mikrovaristorgefüllten Werkstoff. Auch der Übergang der E - J -Kennlinie vom Leckstrom- in den Durchbruch ist weniger abrupt. Aufgrund der großen relativen Permittivität des Mikrovaristorpulvers steigt die relative Permittivität des mikrovaristorgefüllten Werkstoffes stark an.

Als herkömmliche Isolierstoffe für die Wicklung von elektrischen Maschinen kommen Lacke oder Bänder bestehend aus Glimmerpapier, Glasgewebe, Folien oder harzgetränkte Vliesstoffe zum Einsatz (siehe Abschnitt 2.4). Als mikrovaristorgefüllte Isolation käme somit ein mikrovaristorgefüllter Lack in Frage. Weitere Möglichkeiten wären die Imprägnierung der Nut mit einem mikrovaristorgefülltem Harz oder die Beschichtung der Bänder mit Mikrovaristoren.

3.6 Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe

Die elektrischen Eigenschaften von Varistoren und Mikrovaristoren sind stark von der Temperatur abhängig. **Abbildung 3.9** zeigt beispielhaft das Temperaturverhalten eines MO-Varistors. Dort ist zu erkennen, dass mit steigender Temperatur die Leitfähigkeit im Leckstrombereich deutlich zunimmt. Mit ansteigender Feldstärke nimmt diese Temperaturabhängigkeit ab und ist im Durchbruchbereich fast nicht mehr erkennbar. [Don11], [Mül08], [Mül09].

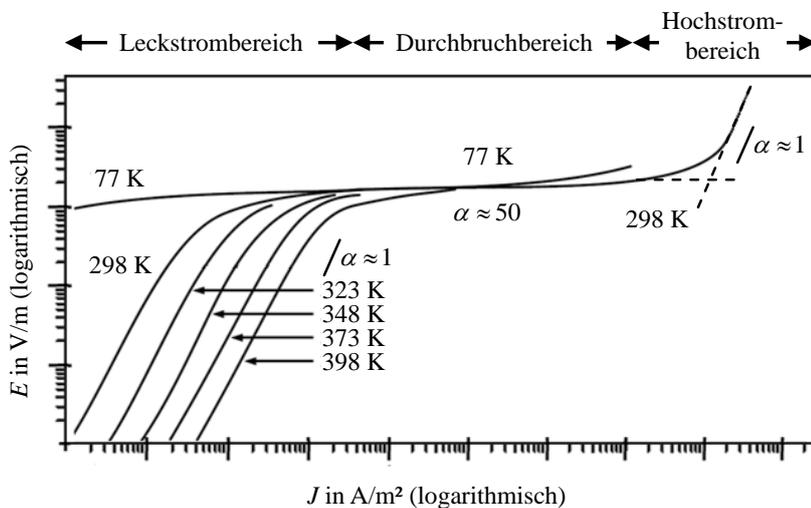


Abbildung 3.9: E - J -Kennlinien eines typischen ZnO-Varistors bei verschiedenen Temperaturen, nach [Was94] © 1994 Springer

Der Anstieg der Leitfähigkeit mit der Temperatur im Leckstrombereich lässt sich gut mit dem Bändermodell begründen. Dotiertes Zinkoxid, ein Hauptbestandteil von Mikrovaristoren, ist ein Halbleiter, und dotierte Halbleiter haben stark temperaturabhängige elektrische Eigenschaften. Durch Erhöhung der Temperatur gelangen durch die

Absenkung der Potentialbarriere und durch die höhere thermische Energie mehr Elektronen vom Valenz- in das Leitungsband. Um diesen Effekt berücksichtigen zu können, muss Gleichung (3.1) durch einen temperaturabhängigen Term erweitert werden, siehe Gleichung (3.5) [Eda84].

$$I \approx k_1 \cdot U^\alpha + k_2 \cdot \exp\left(-\frac{\Phi_B - \beta \cdot \sqrt{U}}{k_B \cdot T}\right) \quad (3.5)$$

Der zweite Summand in Gleichung (3.5) beschreibt den Shottky-Emissionsstrom, der den Stromfluss im Leckstrombereich dominiert. Mit steigender Temperatur nimmt die e-Funktion in Gleichung (3.5) größere Werte an, und der Gesamtstrom steigt mit zunehmender Temperatur. Im Durchbruchbereich der Kennlinie kann der temperaturabhängige Summand gegenüber dem ersten Summanden vernachlässigt werden.

In mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen wurden unterschiedliche Beobachtungen gemacht. In [Don11] wurde ein mikrovaristorgefülltes Silikon untersucht. Mit zunehmender Temperatur nimmt die Leitfähigkeit des Materials zu. Bei Überschreitung einer kritischen Temperatur nimmt die Leitfähigkeit wieder ab. Als Begründung wird in [Don11] die Ausdehnung des Silikons bei erhöhter Temperatur angegeben. Dadurch verlieren die Mikrovaristoren den (leitfähigen) Kontakt untereinander, und die Ausdehnung des Silikons wirkt dem Effekt der Erhöhung der Leitfähigkeit entgegen. Diese Effekte wurden auch in [Ten11a] und [Deb15] beobachtet, wobei hier ausschließlich eine Abnahme der Leitfähigkeit mit der Temperatur festgestellt wurde. Bei mikrovaristorgefüllten Epoxidharzen wurde in [Ten11a] dagegen der zu erwartende Effekt beobachtet. In diesen Fall nahm die Leitfähigkeit mit der Temperatur zu.

4 Ziele dieser Arbeit

Die Motivation dieser Arbeit liegt in der Untersuchung weiterer Möglichkeiten zur Begrenzung von Überspannungen bedingt durch die Wanderwelleneffekte, die durch die steilen Spannungsflanken des Umrichters entstehen. Frühere Untersuchungen in [Roc09a] haben gezeigt, dass durch den Einsatz von MO-Varistoren am Eingang der Maschine diese Überspannungen auf ein akzeptables Maß gesenkt werden konnten. Weiterhin konnte die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung gleichmäßiger werden. Es stellt sich die Frage, ob Mikrovaristoren in der Isolation der Maschine dieselben positiven Effekte aufweisen können wie äußere MO-Varistoren. Es ist also von mikrovaristorgefüllten Isolierlacken oder -bändern die Rede.

Von der mikrovaristorgefüllten Isolation erhofft man sich, ähnlich wie bei dem Einsatz von MO-Varistoren, eine Begrenzung der Überspannungen an den Maschinenklemmen. Vorteilhaft könnte sich die mikrovaristorgefüllte Isolierung auf die Spannungsanstiegszeiten auswirken. Durch die erhöhte Permittivität der Isolierung würden die Spannungsanstiegszeiten ansteigen und die Spannungsfälle über den Spulen innerhalb der Wicklung verkleinern. Nachteilig könnte sich die Vergrößerung der Erdkapazitäten auf die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung auswirken. Dadurch würde der Einfluss der kapazitiven Sofortverteilung steigen. Diese erhofften Vorteile und mögliche Nachteile können zurzeit nur simulativ geklärt werden.

Weil sich Maschinen mit Mikrovaristoren in der Isolation noch nicht ohne weiteres herstellen lassen, ist es das Ziel, mögliche dadurch verursachte Effekte und Vorteile vorherzubestimmen, das heißt erwartete Wirkungen zu simulieren. Eine wichtige Voraussetzung dafür sind die Modellbildung und Parameterbestimmung.

Um den mit Mikrovaristoren gefüllten Werkstoff auf seine elektrischen Eigenschaften hin untersuchen zu können, muss eine Spannung am Prüfling angelegt und der Stromfluss durch ihn gemessen werden. Durch Auswerten der Amplituden und Kurvenform von Strom und Spannung sollen Rückschlüsse auf das elektrische Verhalten des Materials gezogen werden. Die Spannung aus dem Netz kann für die Untersuchung dieses neuwertigen Werkstoffes nicht verwendet werden, da diese stark

mit Oberwellen belastet ist. Um eine Spannung zu erzeugen, die keine Oberwellen aufweist, ist ein spezieller Prüf- und Messaufbau notwendig.

Mittels der angelegten Spannungen und gemessenen Strömen wird das Material in dieser Arbeit über verschiedene Ansätze charakterisiert. Weiterhin ist für die Berechnung der zusätzlichen Verlustleistung, bedingt durch die mikrovaristorgefüllte Isolation, ein sehr genaues Modell der Kennlinie notwendig, wie es bisher noch nicht vorliegt. Durch Variation der Kennlinienparameter kann und soll gezielt die ideale Kennlinie für den Einsatz in umrichter gespeisten Maschine gefunden werden.

Für die Untersuchung des Einflusses von Mikrovaristoren ist ein elektrisches Ersatzschaltbild der Wicklung einer Maschine notwendig. Anhand von Messwerten und Teilergebnissen von weiteren Arbeiten wird das elektrische Ersatzschaltbild einer Wicklung einer Maschine aufgebaut, und mittels einer Schaltungssimulationssoftware wird die Spannungsverteilung innerhalb der Maschinenwicklung simuliert. Bei Übereinstimmen der Ergebnisse kann das Modell der Wicklung mit dem Ersatzschaltbild von Mikrovaristoren ergänzt werden.

Mit dem Ersatzschaltbild der Wicklung ist es sodann möglich, verschiedene resistive Kennlinien von Mikrovaristoren zu hinterlegen, um die Auswirkungen der verschiedenen Kennlinien auf die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung untersuchen zu können. Weiterhin erlaubt es das Modell, die zusätzliche Verlustleistung, bedingt durch die mikrovaristorgefüllte Isolation, zu bestimmen.

Mit dem Simulationsmodell wird man in der Lage sein, eine Kennlinie für die mikrovaristorgefüllte Isolation zu finden, die einerseits so gut wie möglich die Überspannungen an den Maschinenklemmen begrenzt und andererseits auch geringe zusätzliche Verluste aufweist. Weiterhin können Auswirkungen von Kennlinienänderungen auf die zusätzliche Verlustleistung und auf die Spannungsverteilung innerhalb der Maschinenwicklung untersucht werden.

Damit wird hier ein Ansatz verfolgt, der mit „tailored functionality“ eines feldsteuernden Isoliermaterials umschrieben werden kann. Im Gegensatz zu bisherigen konventionellen Vorgehensweisen, bei denen die Auswirkungen vorhandener und geringfügig variierbaren elektrischen Eigenschaften experimentell untersucht und durch

Variationen optimiert werden, werden hier erstmals die Wunschparameter eines solchen noch gar nicht existierenden Isolierstoffs – im Rahmen der zu erwartenden Möglichkeiten – durch Simulationen bestimmt. Diese können an die Hersteller der funktionalen Füllstoffe weitergegeben werden. In dieser Vorgehensweise liegt die wesentliche Innovation dieser Arbeit.

5 Prüflinge zur Parameterbestimmung und Versuchstechnik

5.1 Allgemeines

In diesem Abschnitt werden die Vorgehensweise zur Erzeugung von Prüflingen sowie der Versuchsaufbau und die verwendete Messtechnik zur Erfassung der Kennlinien dargelegt. Als Prüfling wird in dieser Arbeit ein Probekörper eines Materialtyps bezeichnet, an denen im weiteren Verlauf dieser Arbeit die elektrischen Eigenschaften ausgewertet werden. Des Weiteren wird die Vorgehensweise zur Auswertung der in dieser Arbeit durchgeführten Messungen erläutert. An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, dass im weiteren Verlauf der Arbeit des Öfteren die Abkürzung „ μvar “ für „mikrovaristorgefüllt“ verwendet wird.

5.2 Prüflinge

Bei den in dieser Arbeit untersuchten Prüflingen handelt es sich um einen mikrovaristorgefüllten Lack, ein mikrovaristorgefülltes Epoxidharz und einen MO-Varistor für Hochspannungsableiter. Diese mikrovaristorgefüllten Isolierstoffe wurden willkürlich gewählt, da diese Materialien am Fachgebiet gerade verfügbar waren. Der MO-Varistor dient zur Verifikation der in dieser Arbeit ermittelten elektrischen Eigenschaften, da er wie Mikrovaristoren aus Zinkoxid besteht. Zur besseren Auswertung der elektrischen Eigenschaften werden die Prüflinge dermaßen aufgebaut, dass das erzeugte elektrische Feld im Prüfling homogen ist.

Der mikrovaristorgefüllte Lack wurde von der Firma „Von Roll“ zur Verfügung gestellt. Um aus ihm einen Prüfling erstellen zu können, musste dieser erst gründlich aufgerührt werden, da die Mikrovaristoren wegen ihrer hohen Dichte dazu neigen sich vom Gebinde abzusetzen. Der aufgerührte Lack wurde in einen Messingteller (siehe **Abbildung 5.1**) gegossen und anschließend wurde der überflüssige Lack mit einem Blech abgezogen. Weil sich der Lack beim Aushärten zusammenzieht, wurde die Lackdicke nach dem Aushärten mit einem Tiefenmikrometer gemessen. Da bei den Messungen ausschließlich der Volumenstrom von Interesse ist, erfolgt die Messung des Stromes über eine Schutzringanordnung. Dafür werden als Gegenelektroden zwei

konzentrische Kreise aus Silberleitlack mit Hilfe einer aufgeklebten Schablone auf den ausgehärteten Lack aufgetragen. Bei den Messungen wird die äußere Elektrode direkt, und die innere Elektrode zur Strommessung über einen Shunt geerdet. Mit dieser Konfiguration werden die nicht interessierenden Oberflächenströme direkt gegen Erde abgeleitet.

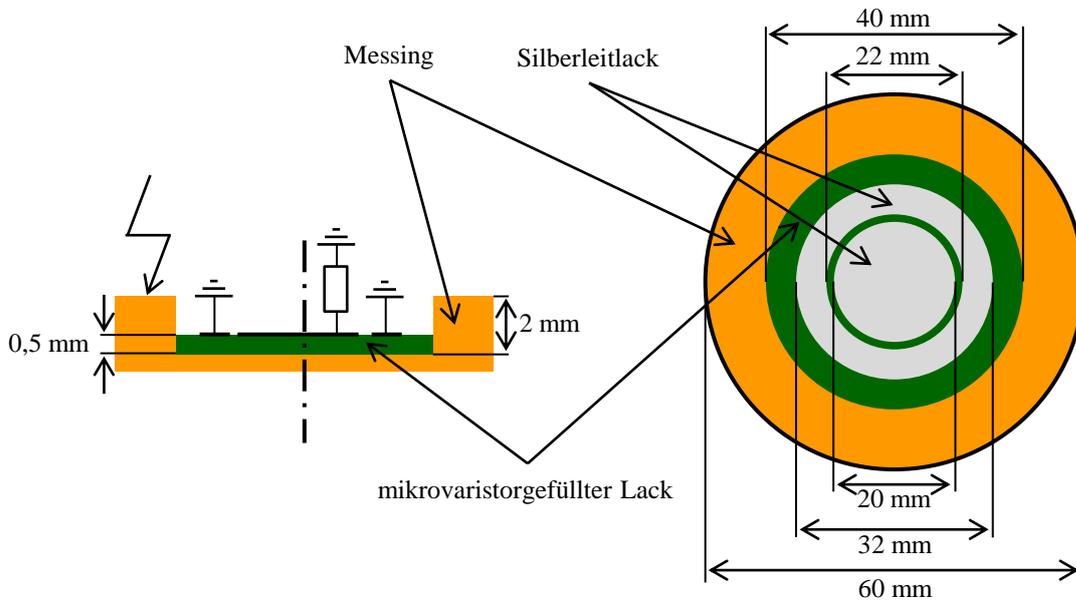


Abbildung 5.1: Schnittansicht (links) und Draufsicht (rechts) des mikrovaristorgefüllten Lackprüflings mit seinen Abmessungen

Die mikrovaristorgefüllten Epoxidharzprüflinge wurden nach dem in [Ten15] beschriebenen Verfahren hergestellt. Dabei werden als Komponenten Harz, Härter, Beschleuniger und das Mikrovaristorpulver verwendet. Die Vergussmasse wird zur lunkerfreien Herstellung unter Vakuum aufbereitet und zu einem zylindrischen Stab (Durchmesser 45 mm) vergossen. Nach dem Aushärten werden mit einer Drehbank aus dem Stab scheibenförmige Segmente (Höhe 2 mm) abgestochen. **Abbildung 5.2** zeigt den schematischen Aufbau dieses Prüflingstyps in der Schnittansicht. Beide Elektroden

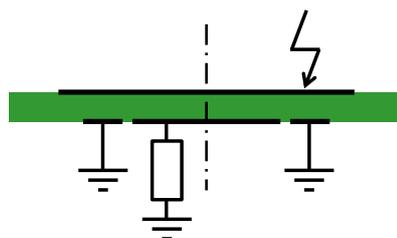


Abbildung 5.2: Schnittansicht des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzprüflings

(Hochspannungs- und Erdelektrode) wurden bei diesem Prüflingstyp mit Silberleitlack aufgetragen, wobei für die Erdelektrode, wie bei dem mikrovaristorgefüllten Lackprüfling, eine Schutzringanordnung verwendet wurde.

Abbildung 5.3 zeigt Fotos der verschiedenen Prüflingstypen mit ihren Schutzringanordnungen. Bei dem MO-Varistor ist die Anbringung eines Schutzringes nicht möglich, da seine Stirnflächen bereits bei seiner Fertigung mit einer gut leitfähigen Schicht überzogen sind. **Tabelle 5.1** stellt die für die Messungen relevanten Durchmesser (Durchmesser der inneren Erdelektrode zur Bestimmung der Stromdichte) und die Dicke (für die Bestimmung der elektrischen Feldstärke) der einzelnen Prüflinge dar.

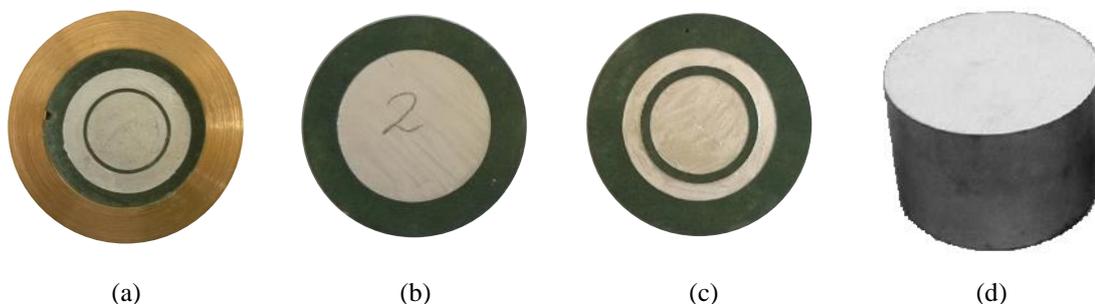


Abbildung 5.3: Untersuchte Prüflinge: mikrovaristorgefüllter Lack (a), Hochspannungsseite des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes (b), Erdseite des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes (c), MO-Varistor (d)

Tabelle 5.1: Relevante Abmessungen der untersuchten Prüflinge

Prüfling	Durchmesser in mm	Dicke in mm
μ Var-Lack	20	0,5
μ Var-Epoxidharz	20	2,0
MO-Varistor	36	47

5.3 Versuchsaufbau

Zur Bestimmung der Kennlinien der mikrovaristorgefüllten Isolierstoffe wurde ein Versuchsstand gemäß **Abbildung 5.4** aufgebaut. Die Erzeugung der Spannung erfolgt über einen Frequenzgenerator, weil die Netzspannung stark überschwingungsbehaftet

ist. Weiterhin kann mit dem Frequenzgenerator die Frequenz der erzeugten Spannung variiert werden. Weil der Frequenzgenerator nur eine geringe Ausgangsspannung von einigen Volt und eine geringe Ausgangsleistung besitzt, muss das Signal verzerrungsfrei über einen linearen Verstärker verstärkt werden. Die maximale Ausgangsspannung des Verstärkers (Eigenbau²) liegt nur im zweistelligen Voltbereich, weshalb die Spannung über einen Transformator auf höhere Werte hochgespannt werden muss.

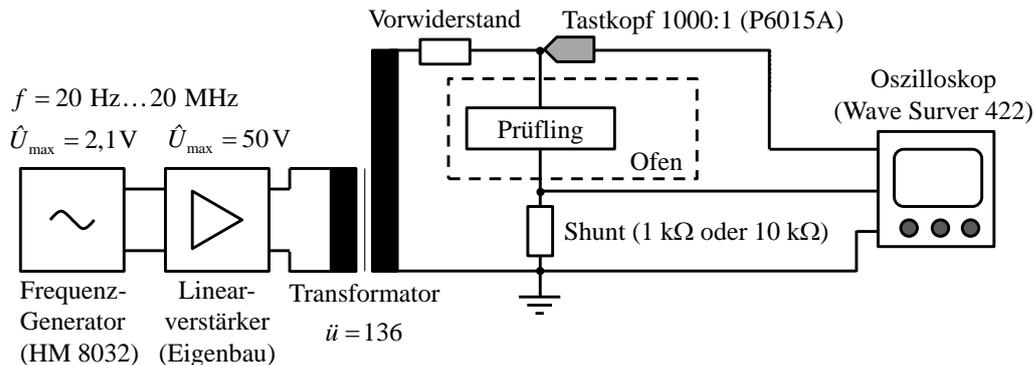


Abbildung 5.4: Prüfaufbau zur Kennlinienaufnahme

Der Prüfling wird über einen Vorwiderstand an den Transformator angeschlossen, um im Falle eines Durchschlages den Strom zu begrenzen. Die innere Erdelektrode des Prüflings wird zur Strommessung über einen Shunt, der wahlweise zwischen einem Wert von 1 kΩ und 10 kΩ umgeschaltet werden kann, angeschlossen. Der Schutzring wird direkt geerdet. Die Spannung wird über einen Hochspannungstastkopf gemessen, der direkt am Prüfling angeschlossen wird. Da mikrovaristorgefüllte Isolierstoffe eine starke Temperaturabhängigkeit besitzen, werden die Prüflinge in einem Temperaturschrank bei definierter Temperatur ausgemessen. Mit diesem Versuchsaufbau können Spannungen in Höhe bis zu 7 kV erzeugt werden. Diese Spannung kann nur mit einer Frequenz von 50 Hz erreicht werden. Mit steigender Frequenz nimmt die Amplitude der einstellbaren Maximalspannung ab. Die technischen Daten der Messgeräte sind in den **Tabellen 5.2 bis 5.5** dargestellt.

Tabelle 5.2: Technische Daten des Signalgenerators [Ham14]

Hersteller	Hameg	Frequenzbereich	20 Hz...20 MHz
Bezeichnung	HM8032	Max. Ausgangsspannung	1,5 V effektiv

² Dank an Herrn Dr. Wietoska (Fachgebiet Hochspannungstechnik) für die Entwicklung und den Bau des Verstärkers

Tabelle 5.3: Technische Daten des Tastkopfes [Tek14]

Hersteller	Tektronix	Maximale Gleichspannung	20 kV
Bezeichnung	P6015A	Bandbreite	75 MHz
Teilverhältnis	1:1000		

Tabelle 5.4: Technische Daten des Wärmeschanks [Bin14]

Hersteller	Binder	Tiefe	330 mm
Bezeichnung	FED53	Innenraum - Volumen	50 l
Breite	400 mm	Räumliche Temperaturabweichung	$\pm 0,8$ K
Höhe	400 mm	Zeitliche Temperaturabweichung	$\pm 0,3$ K
Temperaturbereich		5 °C über Raumtemperatur bis 300 °C	

Tabelle 5.5: Technische Daten des Oszilloskops [Tel14]

Hersteller	LeCroy	Bandbreite	20 Mhz
Bezeichnung	WaveSurver 422	Abtaste	2 GS/s
Anzahl der Kanäle	2	Maximale Speichertiefe	$2 \cdot 10^6$ Punkte

5.4 Auswertung der Messungen

Die mit dem Versuchsaufbau gemessenen Wechselspannungen und -Ströme wurden über eine Zeitdauer von 20 Perioden mit dem Oszilloskop in einer ASCII-Datei gespeichert, um diese über Matlab weiter aufbereiten zu können. Bei einer Speichertiefe von 250.000 Punkten pro Kanal entspricht dies mindestens 10.000 Werten pro Periode. Um das vorhandene Rauschen besser zu unterdrücken, werden gemessene Werte durch Mittelwertbildung von 20 Perioden auf zwei Perioden reduziert. Bei den Messungen muss sichergestellt werden, dass die Spannungsform trotz der nichtlinearen Belastung erhalten bleibt. Durch eine Fourierreihenzerlegung (siehe Gleichung (5.1)) der gemessenen Spannung lässt sich der Oberschwingungsgehalt feststellen. Die Koeffizienten a_k und b_k der Fourierreihe lassen sich durch die Gleichungen (5.2) und (5.3) berechnen.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(2\pi \cdot k \cdot f \cdot t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(2\pi \cdot k \cdot f \cdot t) \quad (5.1)$$

$$a_k = 2 \cdot f \cdot \int_{-T_p/2}^{T_p/2} f(t) \cdot \cos(2\pi \cdot k \cdot f \cdot t) \quad (5.2)$$

$$b_k = 2 \cdot f \cdot \int_{-T_p/2}^{T_p/2} f(t) \cdot \sin(2\pi \cdot k \cdot f \cdot t) \quad (5.3)$$

Abbildung 5.5 zeigt für das Beispiel $f = 50\text{Hz}$ die Beträge der Koeffizienten der Fourierreihenzerlegungen von den angelegten Spannungen in Prozent der Grundschwingung, bei verschiedenen Belastungen der Spannungsquelle durch einen mikrovaristorgefüllten Isolierstoff. Da es sich bei der angelegten Spannung um ein ungerades Signal ($u(-t) = -u(t)$) handelt, existieren nur die Koeffizienten b_k . Werden die Prüflinge im Leckstrombereich betrieben, existieren praktisch keine Oberschwingungen in der angelegten Spannung.

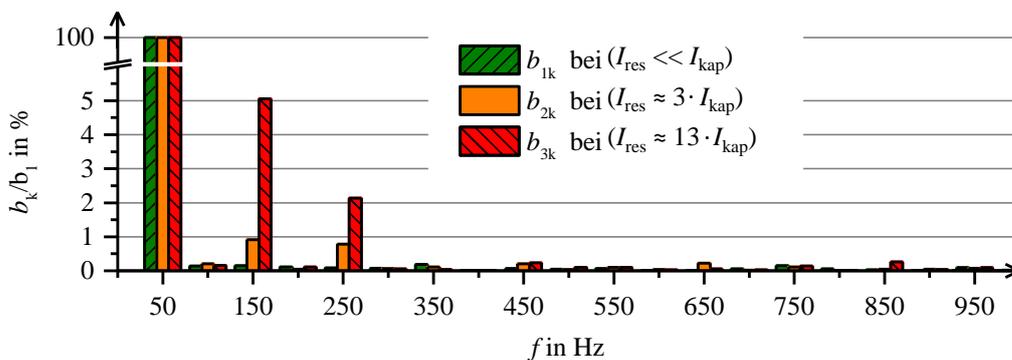


Abbildung 5.5: Fourierreihenzerlegung der Spannungen bei unterschiedlicher Belastung durch den Prüfling

Wird der Prüfling im unteren Durchbruchbereich seiner Kennlinie betrieben, steigt der Anteil der Oberschwingen an. Beträgt die Amplitude der dritten harmonischen Schwingung 5 %, so ist die Kurvenform der Spannung schon deutlich verzerrt, siehe rote Kurve in **Abbildung 5.6a**. Da für die dritte Harmonische schon ein Oberschwingungsanteil von einem Prozent in der Spannung bereits einen Oberschwingungsanteil von drei Prozent im kapazitiven Strom bewirkt, wird bei den in dieser Arbeit durchgeführten Messungen sichergestellt, dass der Oberschwingungsgehalt der Spannung kleiner als ein Prozent der Grundschwingung ist. Die Kurvenform der Ströme, die durch die angelegten Spannungen aus **Abbildung 5.6a** hervorgerufen werden, sind in **Abbildung 5.6b** dargestellt. In diesem Fall dürften im weiteren Verlauf

der Arbeit nur die Ströme I_1 und I_2 zur Auswertung herangezogen werden. Die Auswertung des Stroms I_3 ist aufgrund des zu großen Anteils der dritten Harmonischen in der Spannung U_3 nicht mehr zulässig.

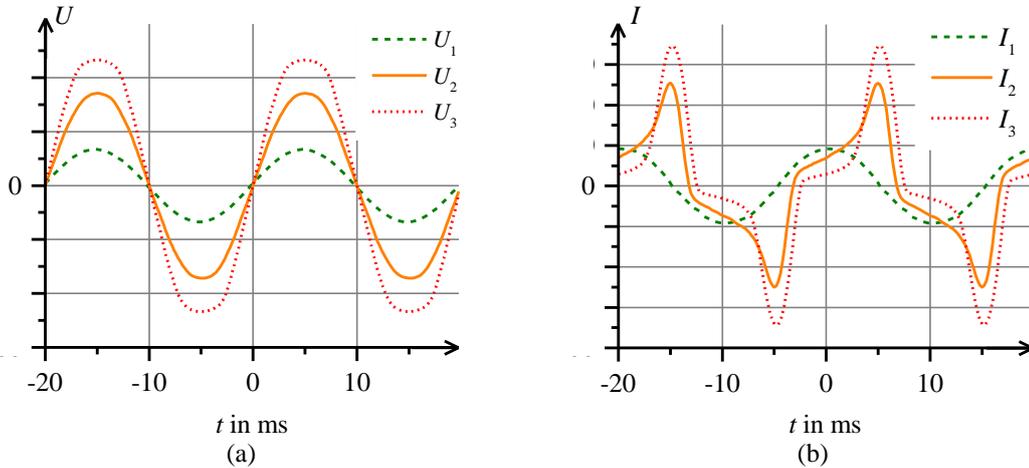


Abbildung 5.6: Oszillographierte Spannungsformen (a) und Stromformen (b) bei unterschiedlicher Aussteuerung des Prüflings; $f = 50$ Hz

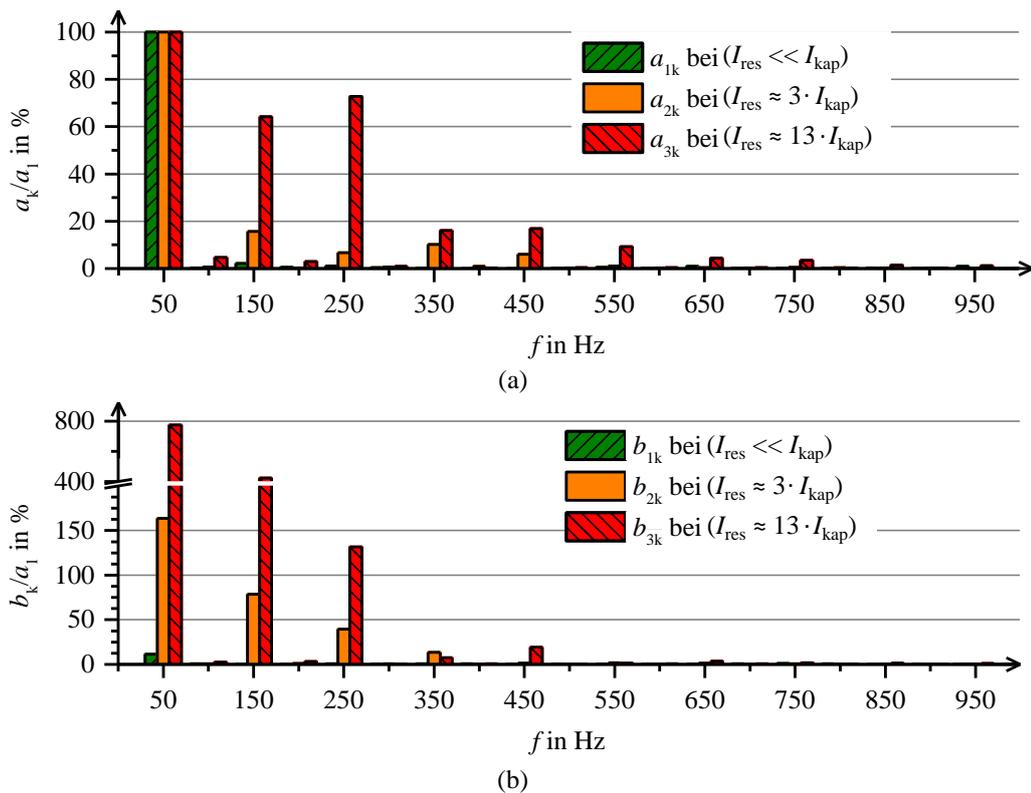


Abbildung 5.7: Koeffizienten a_k (a) und b_k (b) der Fourierreihenzerlegung der Ströme

Wie nichtlinear diese Ströme sind, zeigt deren Fourierreihenzerlegung, die in **Abbildung 5.7** dargestellt ist. Durch den kapazitiven Einfluss des Prüflings sind die

Koeffizienten a_k nicht mehr Null. Im Leckstrombereich der Kennlinie ist der Strom zum größten Teil kapazitiv, aber auch ein geringer resistiver Anteil existiert. Dieser Strom besteht ausschließlich aus der Grundschiwingung. Bei steigender Nichtlinearität nimmt der Anteil der Oberschwingen bei beiden Koeffizienten stark zu.

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit werden Berechnungen und Simulationen durchgeführt. Für den Vergleich zwischen gemessener und errechneter Größe wird die maximale relative Abweichung, die sich analog zur Fehlerberechnung in der Messtechnik aus dem Quotienten zwischen absoluter Abweichung und dem Messwert bestimmt, ermittelt. Die absolute Abweichung bestimmt sich aus der Differenz zwischen Messwert und berechnetem Wert. Das Vorgehen zur Berechnung der Abweichung ist in Gleichung (5.4) zusammengefasst.

$$F = \frac{N_{\text{Mess}} - N_{\text{Rech.}}}{N_{\text{Mess}}} \cdot 100 \% \quad (5.4)$$

Ein weiteres Kriterium zur Überprüfung des simulierten Stromes ist der Vergleich der Leistungsdichten, die sich aus gemessener und simulierter Stromdichte ermitteln lassen. Die im Prüfling umgesetzte Leistungsdichte lässt sich allgemein aus der im Prüfling umgesetzten Energie nach Gleichung (5.5) berechnen [Cla11a], [Cla11b].

$$p = \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{T_P} J_{\text{Ges}}(t) \cdot E(t) \cdot dt \quad (5.5)$$

6 Kennlinienbestimmung

6.1 Allgemeines

Um die möglichen Auswirkungen einer mikrovaristorgefüllten Maschinenisolation untersuchen zu können, ist eine physikalische Beschreibung des Materials erforderlich. Des Weiteren ist es notwendig, den Stromfluss durch das Material bei vorgegebener Spannung vorhersagen zu können, um die Verlustleistung in der mikrovaristorgefüllten Isolation zu bestimmen. Wie in Abschnitt 3 beschrieben, besitzen Mikrovaristoren eine hohe Permittivität und eine nichtlineare feldstärkeabhängige Leitfähigkeit. Diese elektrischen Eigenschaften lassen sich, wie in **Abbildung 6.1** gezeigt, vereinfacht durch eine Parallelschaltung aus einem nichtlinearen Widerstand und einem Kondensator beschreiben.³ Dieses Ersatzschaltbild wird in der Literatur durchgängig vereinfachend angenommen.

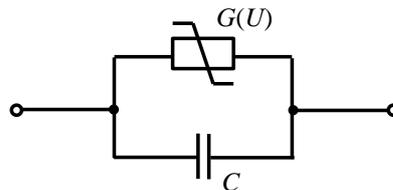


Abbildung 6.1: Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild eines mikrovaristorgefüllten Isolierstoffes

Für die Bestimmung dieser Größen wird mit dem Versuchsaufbau aus Abschnitt 5.3 eine Spannung an den Prüfling gelegt und der durch ihn fließende Strom gemessen. Der gemessene Strom setzt sich aufgrund der Parallelschaltung von Leitwert und Kapazität aus einem Leitungs- und einem Verschiebungsstrom zusammen. Dieser Zusammenhang lässt sich durch Gleichung (6.1) beschreiben. Durch Annahme einer konstanten Permittivität lässt sich Gleichung (6.1) zu Gleichung (6.2) weiter vereinfachen.

$$J_{\text{Ges}} = J_{\text{Res}} + J_{\text{Kap}} = \gamma(E) \cdot E + \frac{dD}{dt} \quad (6.1)$$

$$J_{\text{Ges}} = \gamma(E) \cdot E + \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{dE}{dt} \quad (6.2)$$

³ Im weiteren Verlauf der Arbeit wird gezeigt, dass dieses in der Literatur allgemein verwendete Ersatzschaltbild zu ungenau ist.

Gleichung (6.2) stellt den Zusammenhang zwischen der gemessenen Gesamtstromdichte und der angelegten elektrischen Feldstärke und ihrer zeitlichen Ableitung dar. Die unbekannt Materialparameter $\gamma(E)$ und ε_r werden in diesem Abschnitt über das angelegte elektrische Feld und die gemessene Stromdichte mit verschiedenen Ansätzen ermittelt. Wie in einem späteren Abschnitt gezeigt wird, ist die elektrische Beschreibung ausschließlich mit diesen Größen jedoch nicht ausreichend.

Weiterhin ist für die Untersuchung der Spannungsverteilung innerhalb der Maschine eine mathematische Beschreibung der resistiven Kennlinie in allen drei Bereichen der U - I - bzw. E - J -Kennlinie notwendig.

6.2 Auswertung der Materialparameter

6.2.1 Allgemeines

In diesem Abschnitt werden verschiedene Verfahren zur Ermittlung der Materialparameter vorgestellt. Nachdem diese ermittelt worden sind, werden die Stromdichten aus den ermittelten Materialparametern und der Feldstärke berechnet und mit der gemessenen Stromdichte verglichen.

Die Auswertung der Materialparameter der mikrovaristorgefüllten Isolierstoffe erfolgt in dieser Arbeit zunächst an einem mikrovaristorgefüllten Lackprüfling. Anhand dieses Prüflings wird die Vorgehensweise der Auswertung erläutert. Im Anschluss werden die gefundenen Ergebnisse an anderen Prüflingen verifiziert.

6.2.2 Bestimmung des Leitwertes

Wie bereits in Abschnitt 6.1 erwähnt wurde, werden die Parameter $\gamma(E)$ und ε_r aus Gleichung (6.2) ermittelt. Weil mit dem im Abschnitt 5.3 beschriebenen Messverfahren nur die Gesamtstromdichte messbar ist, müssen der Leitungsstrom und der Verschiebungsstrom aus Gleichung (6.2) extrahiert werden. Dies wird durch Anlegen einer sinusförmigen Wechselspannung mit einer Frequenz von 50 Hz am Prüfling erreicht. Der Scheitelwert des resistiven Anteils der Stromdichte durch den Prüfling lässt sich bei Zugrundelegung des Ersatzschaltbildes nach Abbildung 6.1 ermitteln,

indem der Zeitpunkt t_m des Spannungsmaximums betrachtet wird. Zu diesem Zeitpunkt ist die zeitliche Ableitung der elektrischen Feldstärke innerhalb des Prüflings Null, und Gleichung (6.2) vereinfacht sich zu Gleichung (6.3). Es muss allerdings darauf hingewiesen werden, dass sich so streng genommen eine $\hat{E}-J(\hat{E})$ -Kennlinie ergibt. Mit dieser lässt sich, wie später noch gezeigt wird, der Verlauf des Stromes über eine Periodendauer jedoch nicht simulieren. Dieses Verfahren entspricht aber dem, wie es allgemein zur Erzeugung von E - J -Kennlinien von Varistoren angewendet wird [Norm2].

$$J(t_m) = \gamma(\hat{E}) \cdot \hat{E} \quad (6.3)$$

Mithilfe von Gleichung (6.3) lässt sich die von der Feldstärke abhängige Leitfähigkeit bestimmen. Messtechnisch wird dies durch Anlegen verschiedener Spannungsmaxima realisiert. **Abbildung 6.2a** zeigt die mit diesem Verfahren gemessene E - J -Kennlinie eines mikrovaristorgefüllten Lackes im Vergleich zu der mit Gleichspannung (DC) ausgemessenen Kennlinie. Der aus diesen Kennlinien errechnete Verlauf der Leitfähigkeit in Abhängigkeit der angelegten Feldstärke ist in **Abbildung 6.2b** dargestellt.

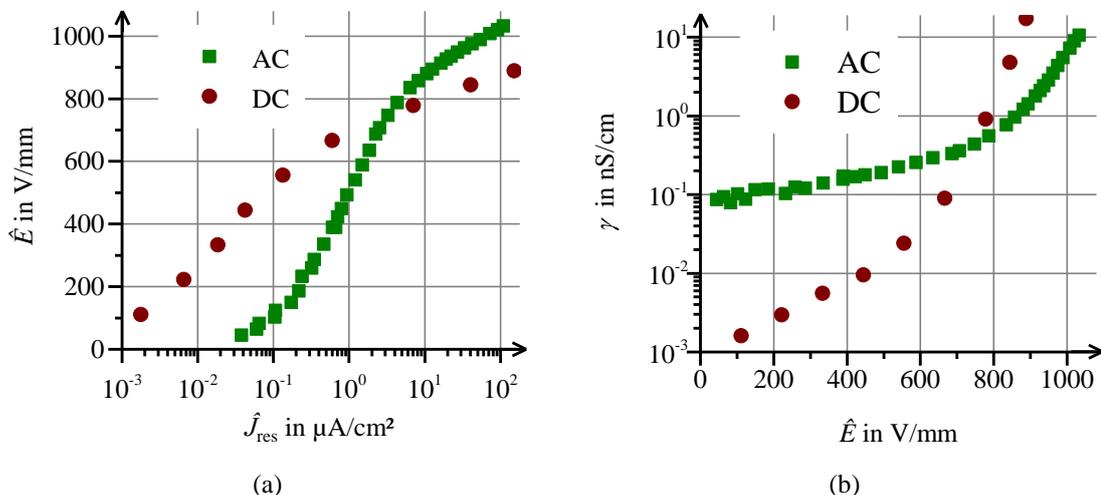


Abbildung 6.2: Gemessene \hat{E} - \hat{J} -Kennlinie (a) und daraus abgeleitete γ - \hat{E} -Kennlinie (b)

Der Verlauf konnte hier nur bis zu einer resistiven Stromdichte von etwa $100 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ ausgemessen werden. Für Werte größer als $100 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ waren die erzeugten Feldstärken nicht mehr sinusförmig. In **Abbildung 6.2b** ist zu erkennen, dass bei kleinen Feldstärken die Leitfähigkeit bei Gleichspannung viel kleiner ist als bei 50 Hz. Mit ansteigender Feldstärke nimmt die Leitfähigkeit bei Gleichspannung jedoch viel stärker

zu als bei 50 Hz. Bei etwa 750 V/mm schneiden sich beide Kennlinien, und die Gleichspannungskennlinie weist ab dieser Feldstärke eine höhere Leitfähigkeit auf. Dieses Verhalten wurde auch in [Don11], [Had90] und [Deb11b] beobachtet.

6.2.3 Bestimmung der relativen Permittivität

Auf ähnliche Weise lässt sich die relative Permittivität des Materials bestimmen. Dazu wird beim zeitlichen Verlauf von Stromdichte und Feldstärke der Zeitpunkt des Feldstärkenulldurchgangs betrachtet. Hierbei entfällt der erste Summand in Gleichung (6.2), die sich mit dieser Bedingung zu Gleichung (6.4) vereinfacht.

$$J(t=0) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{d}{dt} E(t=0) \quad (6.4)$$

Die aus Gleichung (6.4) ermittelte relative Permittivität ist ausschließlich von der zeitlichen Ableitung der elektrischen Feldstärke abhängig. Sie ist in **Abbildung 6.3** in Abhängigkeit der zeitlichen Ableitung der elektrischen Feldstärke dargestellt. Weil die Frequenz der angelegten Feldstärke 50 Hz beträgt, besteht ein linearer Zusammenhang zwischen Amplitude der Feldstärke und maximaler Steilheit (im Feldstärkenulldurchgang).

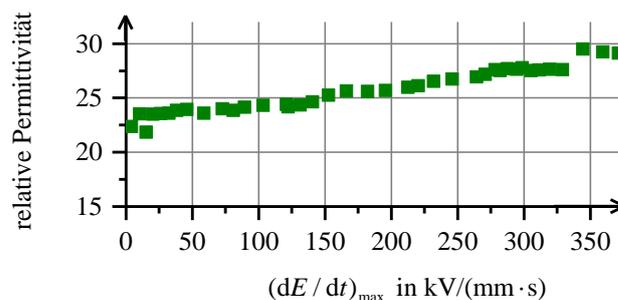


Abbildung 6.3: Relative Permittivität in Abhängigkeit der maximalen Steilheit der Feldstärkeänderung

Die durch dieses Verfahren ermittelte relative Permittivität zeigt eine leichte Zunahme mit steigender Steilheit der Feldstärke in ihrem Nulldurchgang. Bei geringer maximaler Steilheit der Feldstärke liegt die relative Permittivität des Materials bei ca. 23 und steigt linear mit der Änderungsrate der Feldstärke. Bei der höchsten angelegten maximalen Steilheit der Feldstärke liegt die relative Permittivität bei ca. 29. Aus diesem Ergebnis ist bereits ersichtlich, dass das Ersatzschaltbild aus Abbildung 6.1 zu einfach ist.

6.2.4 Nachbildung der gemessenen Stromdichte

Zur Überprüfung, ob die Gesamtstromdichte aus der angelegten Feldstärke ermittelt werden kann, wird in diesem Abschnitt die Gesamtstromdichte aus der Feldstärke berechnet und mit der gemessenen Stromdichte verglichen. Damit die Gesamtstromdichte aus Gleichung (6.2) berechnet werden kann, muss die relative Permittivität als konstant angenommen werden. Diese Annahme ist zulässig, da sich die relative Permittivität im Messbereich nur wenig ändert. In diesem Fall wird eine konstante Permittivität von 25 angenommen, und die Leitfähigkeit wird aus Abbildung 6.2b ermittelt.

Ein Vergleich zwischen gemessener und errechneter Stromdichte ist in den **Abbildungen 6.4a** bis c dargestellt. Bei Betrachtung der gemessenen Stromdichten ist zu erkennen, dass bei geringen angelegten Feldstärken sich die gemessene Gesamtstromdichte fast ausschließlich kapazitiv verhält (siehe Abbildung 6.4a). Mit steigender Feldstärke nimmt die resistive Stromdichte zu. In dieser Arbeit wird von einer ausgeprägten resistiven Stromdichte (oder resistiven Strom) gesprochen, wenn der resistive Anteil der Gesamtstromdichte (oder des Gesamtstromes) den kapazitiven Anteil überschreitet, wie es in Abbildung 6.4c der Fall ist.

In Abbildung 6.4a ist erkennbar, dass bei niedrigen Feldstärken die errechnete Stromdichte mit der gemessenen gut übereinstimmt. Der geringe Unterschied zwischen gemessener und berechneter Amplitude der Stromdichte ist mit dem Unterschied der gemessenen und der für die Berechnung angenommenen relativen Permittivität begründet. Wird die Feldstärke erhöht, kommt es zu Abweichungen im Verlauf zwischen gemessener und berechneter Stromdichte. Bei Feldstärken, bei denen die resistive Stromdichte etwa genauso groß ist wie die kapazitive Stromdichte, treten die größten Abweichungen im Bereich des Scheitelwertes der Stromdichte auf. Wird die Feldstärke soweit erhöht, dass die Stromdichte fast ausschließlich resistiv geprägt ist, sind die Unterschiede zwischen gemessener und berechneter Stromdichte nach dem Nulldurchgang der Feldstärke am größten.

Tabelle 6.1 zeigt die aus Gleichung (5.5) ermittelten Leistungsdichten bei verschiedenen maximalen Feldstärken für die gemessenen und berechneten Stromdichten. Weiterhin sind in Tabelle 6.1 die Abweichung zwischen gemessener und

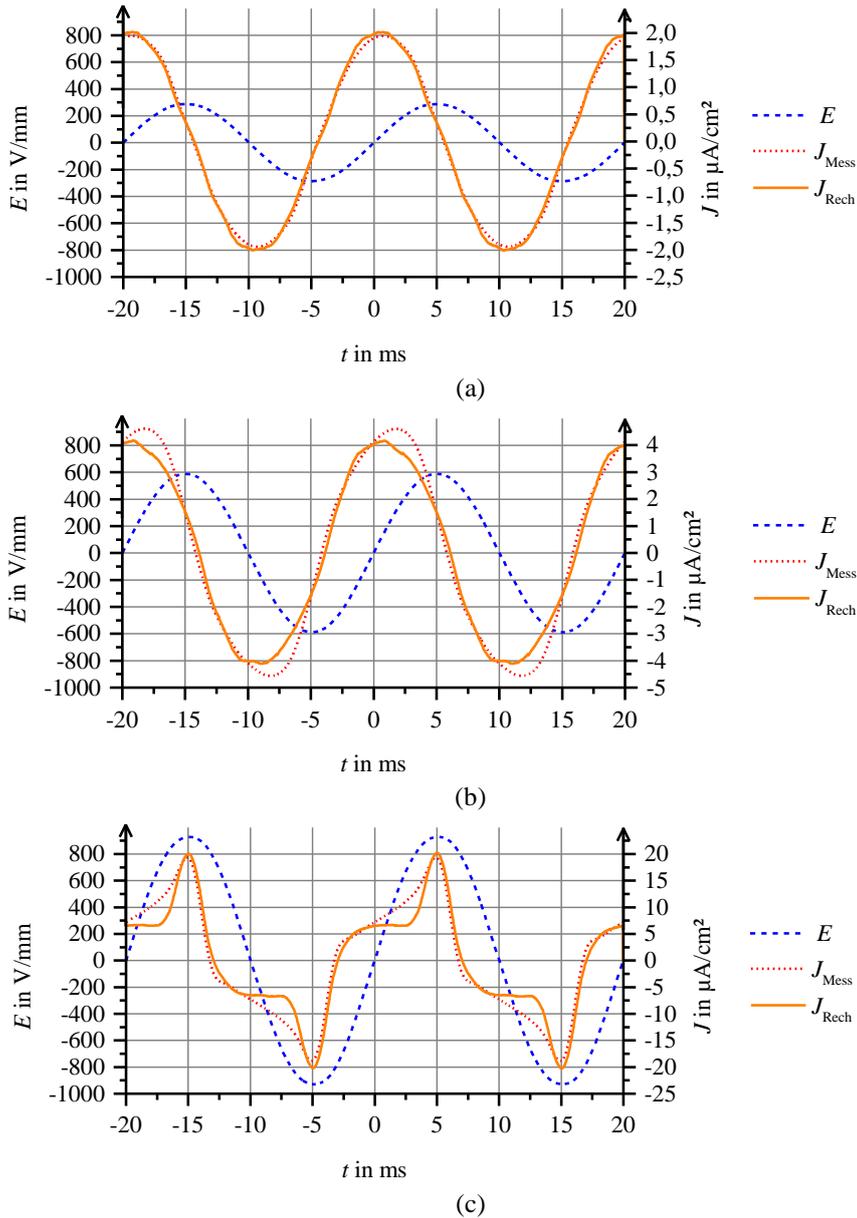


Abbildung 6.4: Vergleich zwischen gemessener (rot) und berechneter (orange) Stromdichte bei verschiedenen Amplituden der elektrischen Feldstärke

berechneter Leistungsdichte sowie die maximale Abweichung der Stromdichte dargestellt. Dabei ist gut erkennbar, dass mit zunehmender Maximalfeldstärke die im Prüfling umgesetzte Leistungsdichte überproportional ansteigt, was mit dem überproportionalen Anstieg der resistiven Stromdichte begründet ist.

Die relative Abweichung zwischen gemessener und berechneter Leistungsdichte nimmt anfangs mit zunehmender Maximalfeldstärke zu. Mit weiter zunehmender Maximalfeldstärke nimmt diese Abweichung wieder ab. Dies trifft nicht für den absoluten

Unterschied der Leistungsdichte und der maximalen Abweichung zwischen gemessener und berechneter Stromdichte zu. Dieser wird mit steigender Maximalfeldstärke größer. Diese Erkenntnisse beweisen, dass das in Abbildung 6.1 dargestellte Modell nicht ausreichend genau ist. Es ist für genaue Simulationsrechnungen nicht geeignet.

Tabelle 6.1: Vergleich der Verlustleistungs- und Stromdichte von gemessenen und berechneten Stromdichten unter Berücksichtigung einer von der Feldstärke unabhängigen Permittivität

\hat{E} in V/mm	p_{mess} in mW/cm ³	p_{rech} in mW/cm ³	F_p in %	$F_{\text{max},J}$ in %
287,6	0,54	0,48	9,4	-10,7
588,3	4,49	3,67	18,1	-22,6
929,1	52,13	48,83	6,3	-41,4

6.2.5 Berücksichtigung einer nichtlinearen spannungsabhängigen Permittivität

Unter der Annahme, dass sich die gemessene Gesamtstromdichte ausschließlich kapazitiv und resistiv verhält, lässt sich der kapazitive Anteil durch Subtraktion des resistiven Anteils, der sich aus Gleichung (6.3) bestimmen lässt, von der Gesamtstromdichte ermitteln. In **Abbildung 6.5** ist die errechnete kapazitive Stromdichte in Abhängigkeit von der Zeit im Vergleich mit der durch Gleichung (6.3) ermittelten resistiven und der gemessenen Gesamtstromdichte im angesteuerten Zustand dargestellt. Zur Verdeutlichung ist in dieser Abbildung auch die Kurvenform der angelegten elektrischen Feldstärke qualitativ gezeigt.

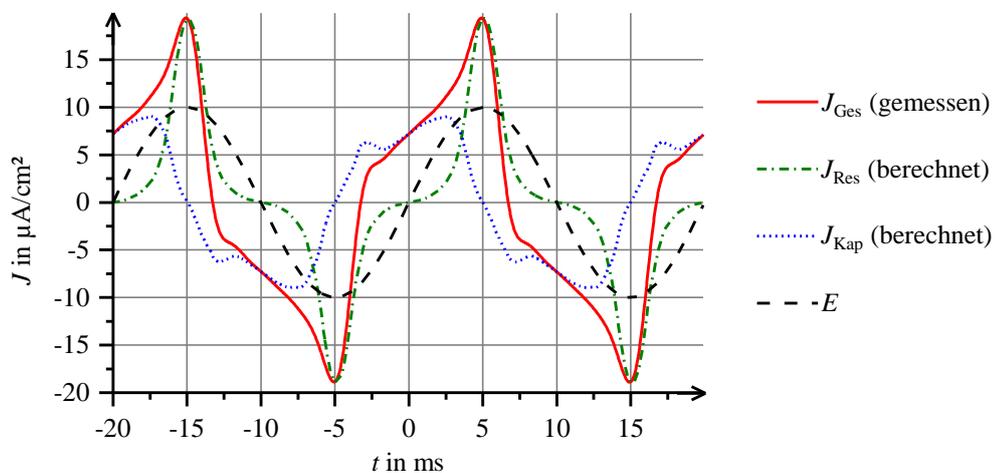


Abbildung 6.5: Verläufe der ermittelten Stromdichten im nichtlinearen Bereich

In Abbildung 6.5 ist erkennbar, dass die kapazitive Stromdichte nach dem Nulldurchgang der Feldstärke (z.B. bei $t=0\text{ms}$) weiter ansteigt, obwohl sie nach Gleichung (6.2) abfallen sollte. Damit liegt die Vermutung nahe, dass der mikrovaristorgefüllte Werkstoff eine Permittivität besitzt, die von der Feldstärke abhängig ist. Somit kann die relative Permittivität nicht aus dem Differential herausgezogen werden, und der kapazitive Anteil der Stromdichte muss nach Gleichung (6.5) berechnet werden.

$$J_{\text{Kap}}(t) = \varepsilon_0 \frac{d}{dt} \{ \varepsilon_r(E(t)) \cdot E(t) \} \quad (6.5)$$

Wird das Differential in Gleichung (6.5) aufgelöst, entsteht der Ausdruck, der in Gleichung (6.6) dargestellt ist. Um die Schreibweisen der folgenden Gleichungen nicht unnötig zu verkomplizieren, wird nun davon ausgegangen, dass die elektrische Feldstärke und die Stromdichte grundsätzlich von der Zeit abhängig sind. Mit einem Punkt über der Größe wird deren zeitliche Ableitung symbolisiert.

$$J_{\text{Kap}} = \varepsilon_0 \cdot \dot{E} \cdot (\varepsilon_r'(E) \cdot E + \varepsilon_r(E)) \quad (6.6)$$

Wie in Gleichung (6.6) zu erkennen ist, hängt die kapazitive Stromdichte bei einer von der Feldstärke abhängigen relativen Permittivität von der elektrischen Feldstärke selbst sowie von deren zeitlicher Ableitung ab. Wird beim Anlegen einer sinusförmigen elektrischen Feldstärke nur der Zeitraum betrachtet, in der die elektrische Feldstärke von Null bis zu ihrem Maximum ansteigt, kann die elektrische Feldstärke in Abhängigkeit der Zeit durch Bildung der Umkehrfunktion bestimmt werden [Ber12], [Bro01]. Durch Auflösen von Gleichung (6.6) nach $\varepsilon_r'(E)$ und anschließender Substitution durch Gleichung (6.7) ergibt sich Gleichung (6.8) [Ber12].

$$\tilde{\varepsilon}_r(E) = \frac{J_{\text{Kap}}(E)}{\varepsilon_0 \cdot \dot{E}} \quad (6.7)$$

$$\varepsilon_r'(E) = \frac{1}{E} \cdot \tilde{\varepsilon}_r(E) - \frac{1}{E} \cdot \varepsilon_r(E) \quad (6.8)$$

$$\varepsilon_r(E^*) = \frac{1}{E} \cdot \int_{+0}^{E^*} \tilde{\varepsilon}_r(E) \cdot dE \quad \text{mit } 0 < E^* < \hat{E} \quad (6.9)$$

Die in Gleichung (6.8) dargestellte Differentialgleichung lässt sich mit dem Verfahren der „*Variation der Konstanten*“ lösen [Bro01]. Die Lösung dieser Differentialgleichung ist in Gleichung (6.9) dargestellt [Ber12].

Mit Hilfe von Gleichung (6.9) lässt sich die nichtlineare, von der Feldstärke abhängige relative Permittivität bestimmen. Dabei beschreibt die Feldstärke E^* eine beliebige positive Feldstärke zwischen Null und ihrem Scheitelwert. Die Anwendung von Gleichung (6.9) auf die durchgeführten Messungen ergibt die in **Abbildung 6.6** dargestellte Kennlinie.

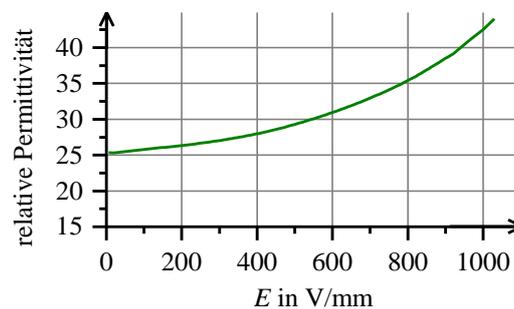


Abbildung 6.6: Ermittelte relative Permittivität in Abhängigkeit der Feldstärke

Mit den in Abbildung 6.6 und in Abbildung 6.2b dargestellten Kennlinien lässt sich der neue Stromverlauf nach Gleichung (6.1) berechnen. Die gemessenen und die errechneten Stromverläufe bei verschiedenen Maxima der elektrischen Feldstärke sind in **Abbildung 6.7** dargestellt.

Durch die Berücksichtigung einer nichtlinearen, von der Feldstärke abhängigen Permittivität lässt sich der berechnete Stromdichteverlauf optisch besser dem gemessenen approximieren. Für niedrige Feldstärken lässt sich der Stromdichteverlauf genauso nachbilden wie mit einer von der Feldstärke unabhängigen Permittivität. Zwischen gemessener und errechneter Stromdichte besteht, wie in Abbildung 6.7a zu erkennen ist, nur ein sehr kleiner Unterschied. Mit zunehmender Feldstärke treten, wie in Abbildung 6.7b und c zu erkennen ist, immer kurz vor dem Nulldurchgang der Feldstärke Unterschiede zwischen gemessener und berechneter Stromdichte auf. Ansonsten wird die gemessene Stromdichte relativ gut durch die errechnete Stromdichte nachgebildet.

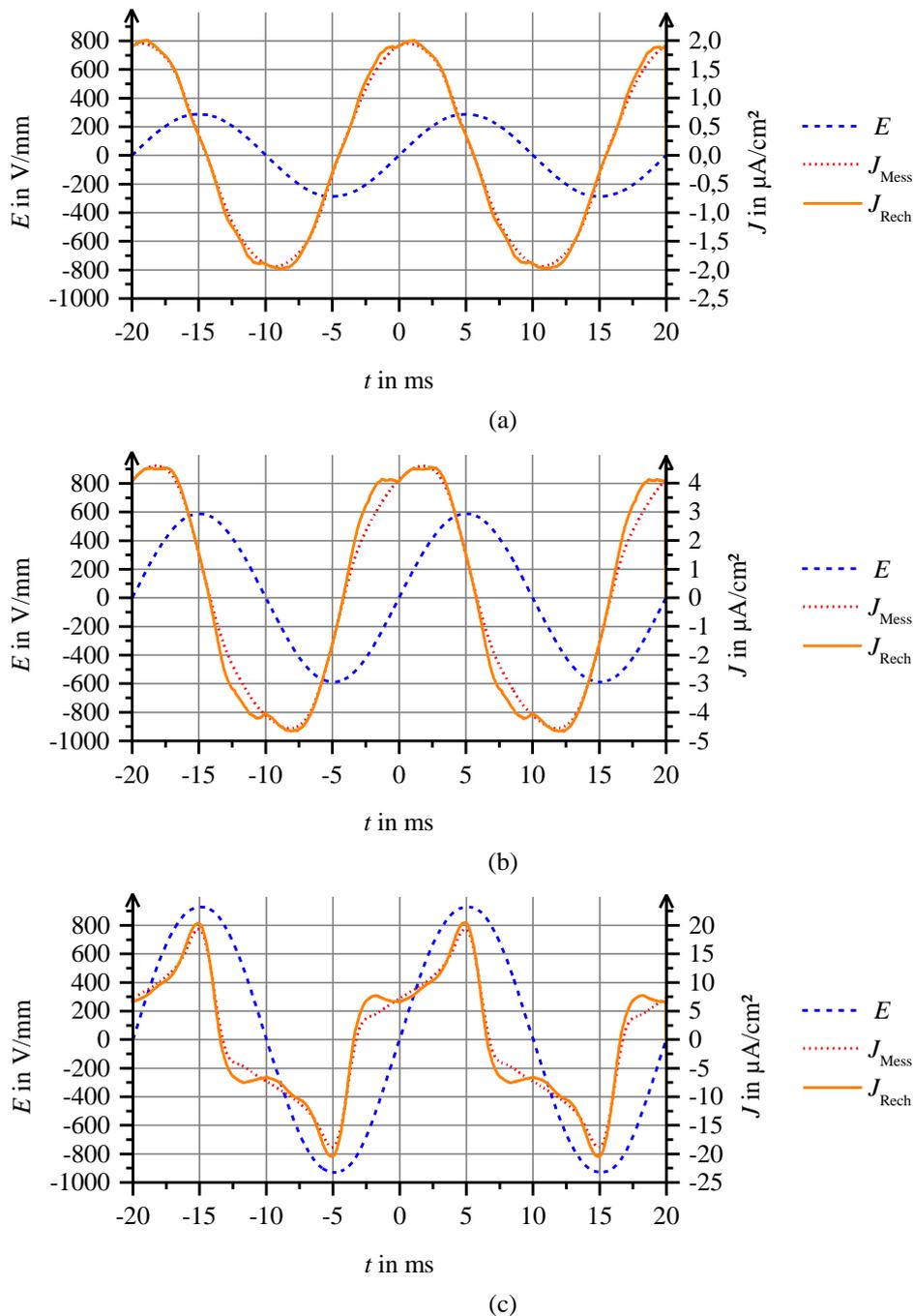


Abbildung 6.7: Vergleich zwischen gemessener (rot) und berechneter (orange) Stromdichte bei verschiedenen Amplituden der elektrischen Feldstärke bei Berücksichtigung einer nichtlinearen relativen Permittivität

Tabelle 6.2 ist genauso wie Tabelle 6.1 aufgebaut und stellt die im Prüfling umgesetzten Leistungsdichten sowie die Abweichungen zwischen den gemessenen und berechneten Größen dar. Dabei existiert bei allen errechneten Leistungsdichten kein Unterschied zu der Betrachtung mit einer konstanten Permittivität. Das liegt daran, dass

ausschließlich die relative Permittivität und damit nur die kapazitive Komponente der Stromdichte verändert wurde. Die relativen Abweichungen zwischen gemessener und berechneter Stromdichte, die hauptsächlich vor dem Nulldurchgang der Feldstärke auftreten, nehmen überproportional zu und sind größer als bei Berücksichtigung einer linearen Permittivität. Der Grund hierfür ist, dass die größten Abweichungen zwischen gemessenen und berechneten Stromdichten jetzt bei kleineren Stromdichten auftreten.

Tabelle 6.2: Vergleich der Verlustleistungs- und Stromdichte bei gemessenen und berechneten Stromdichten unter Berücksichtigung einer von der Feldstärke abhängigen Permittivität.

\hat{E} in V/mm	p_{mess} in mW/cm ³	p_{rech} in mW/cm ³	F_p in %	$F_{\text{max,J}}$ in %
287,6	0,54	0,49	9,4	18,3
588,3	4,49	3,67	18,1	34,9
929,1	52,13	48,83	6,3	81,2

Die Abweichungen in den zeitlichen Verläufen der Stromdichte treten durch die Betrachtung einer nichtlinearen Permittivität vor dem Nulldurchgang der Feldstärke auf. Bei der Betrachtung einer spannungsunabhängigen Permittivität treten diese Abweichungen immer nach dem Nulldurchgang der Feldstärke auf. Dies deutet auf Hysterese-Effekte des Materials hin. Ein weiterer Hinweis auf Hysterese sind die im Vergleich zu den gemessenen kleineren berechneten Leistungsdichten. Durch das Durchlaufen einer Hystereseschleife wird zusätzliche Leistung umgesetzt; es entstehen Hystereseverluste, deren Höhe sich aus der eingeschlossenen Fläche ableiten lässt.

Eine mögliche physikalische Erklärung für den Anstieg der Permittivität mit ansteigender Feldstärke könnte das Modell in **Abbildung 6.8** liefern. Hierbei ist das Ersatzschaltbild eines mikrovaristorgefüllten Werkstoffes⁴ aus einer n-fachen Reihenschaltung des Ersatzschaltbildes in **Abbildung 3.4** dargestellt. Die Werte von $C_{\text{KG},k}$, $G_{\text{KG},k}$, und $G_{\text{ZnO},k}$ variieren untereinander aufgrund ihrer unterschiedlichen Korngrößen, bewegen sich aber in derselben Größenordnung. Bei Steigerung der anliegenden Spannung U_{AB} werden die Schaltspannungen $U_{\text{KG},k}$ an den einzelnen

⁴ Der Effekt wird aber auch für MO-Varistoren beobachtet. Das Modell ist aber grundsätzlich auch darauf anwendbar.

Potentialbarrieren der Korngrenzen durch deren unterschiedliche Größen an unterschiedlichen Augenblickswerten der Spannung erreicht.

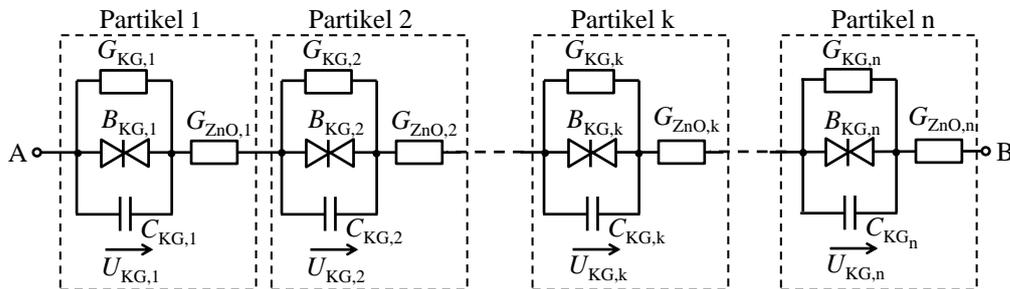


Abbildung 6.8: Kettenleiterersatzschaltbild von Mikrovaristorpartikeln, überperkolativ (d. h. direkt kontaktierend) eingebettet in einer Polymermatrix

Bei Erreichen der Schaltspannung eines Partikels wird die jeweilige Kapazität $C_{KG,k}$ kurzgeschlossen, wodurch die Gesamtkapazität dieser Anordnung ansteigt. Der Anstieg der Kapazität macht sich durch einen Anstieg der Permittivität bemerkbar, weil sich die geometrischen Abmessungen des Materials nicht verändern.

6.2.6 Hysterese-Effekte

Die in diesem Abschnitt dargestellte Vorgehensweise ist auch in [Bla15] beschrieben. Zur Bestimmung der Hysterese-Effekte wird Gleichung (6.1) nach der elektrischen Verschiebungsdichte D aufgelöst, siehe Gleichung (6.10).

$$D(t) = \int (J_{\text{Ges}} - \gamma(E) \cdot E) \cdot dt \quad (6.10)$$

Wird die aus Gleichung (6.10) errechnete Verschiebungsdichte in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke dargestellt, so entstehen die in **Abbildung 6.9** dargestellten Graphen. Dabei ist zu erkennen, dass bei geringen Maximalfeldstärken die Beziehung zwischen Verschiebungsdichte und Feldstärke linear ist und keine Hysterese aufweist (siehe magentafarbene Kurve in Abbildung 6.9). Erst bei steigender Maximalfeldstärke bilden sich Hysterese-Effekte aus. Weiterhin fällt auf, dass sich die Verschiebungsdichte bei höheren Feldstärken erhöht, was, wie in Abschnitt 6.2.5 beschrieben, auf eine von der Feldstärke abhängige Permittivität hindeutet. Des Weiteren nimmt die Hysterese bei steigenden Maximalfeldstärken überproportional zu.

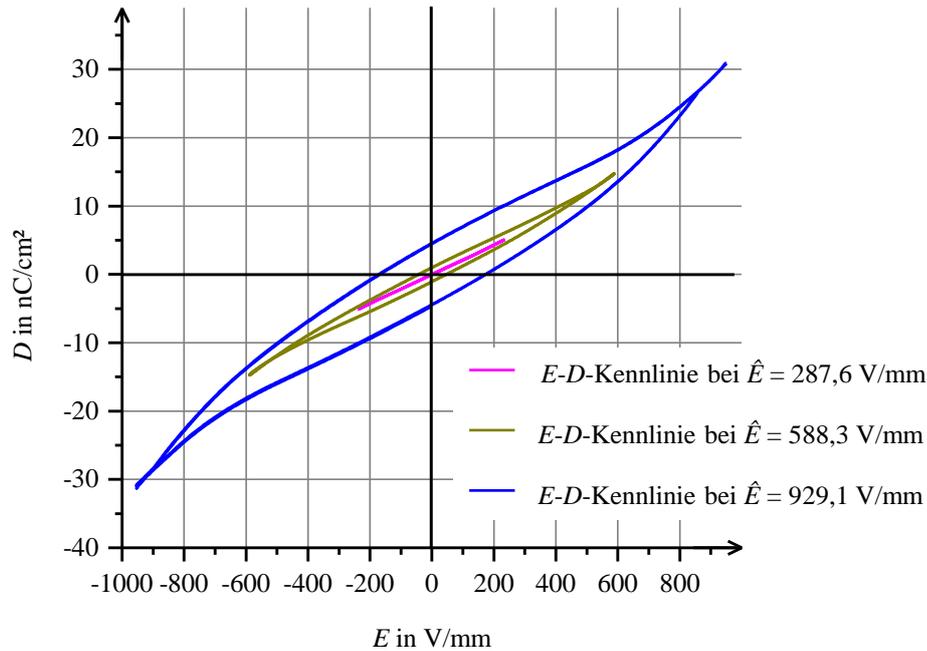


Abbildung 6.9: E - D -Kennlinien bei verschiedenen Maximalfeldstärken, siehe auch [Bla15]

Hystereseeffekte bei nichtlinearen elektrischen Werkstoffen wurden bereits in [Chr10] beschrieben. Demnach können die Hystereseschleifen in einen verlustbehafteten und in einen verlustfreien Anteil aufgespalten werden. Der verlustfreie Anteil kann nach [Chr10] auch von der elektrischen Feldstärke abhängen. Die Verluste, die bei Durchlaufen einer Hystereseschleife umgesetzt werden, sind proportional zur eingeschlossenen Fläche. Die in Abbildung 6.9 dargestellten Hystereseschleifen lassen sich in zwei Teilgraphen unterteilen, beispielhaft gezeigt für die blaue Kurve in **Abbildung 6.10**. Der untere Teil des in Abbildung 6.10 in blau dargestellten Graphen beschreibt den Verlauf der Verschiebungsdichte bei ansteigender Feldstärke ($\dot{E} > 0$), während der obere blaue Graph den Verlauf der Verschiebungsdichte bei fallender Feldstärke ($\dot{E} < 0$) beschreibt. Wird der Mittelwert aus diesen beiden Teilgraphen gebildet, entsteht die grüne Kurve in Abbildung 6.10. Diese Kurve beschreibt den hysteresefreien (verlustfreien) Anteil der E - D -Kennlinien. Der hysteresebehaftete Anteil des E - D -Diagramms lässt sich aus der Subtraktion der hysteresefreien Kennlinie von der gemessenen E - D -Kennlinie ermitteln, siehe orangefarbener Graph in Abbildung 6.10. Wird dieser Graph in Abbildung 6.10 in Abhängigkeit der Ableitung der Feldstärke dargestellt, ist keine Hysterese mehr feststellbar, siehe **Abbildung 6.11**. Es entsteht dabei eine Verschiebungsdichte, hier mit \tilde{D} bezeichnet, die von der zeitlichen Ableitung der Feldstärke abhängig ist: $\tilde{D} = f(\dot{E})$.

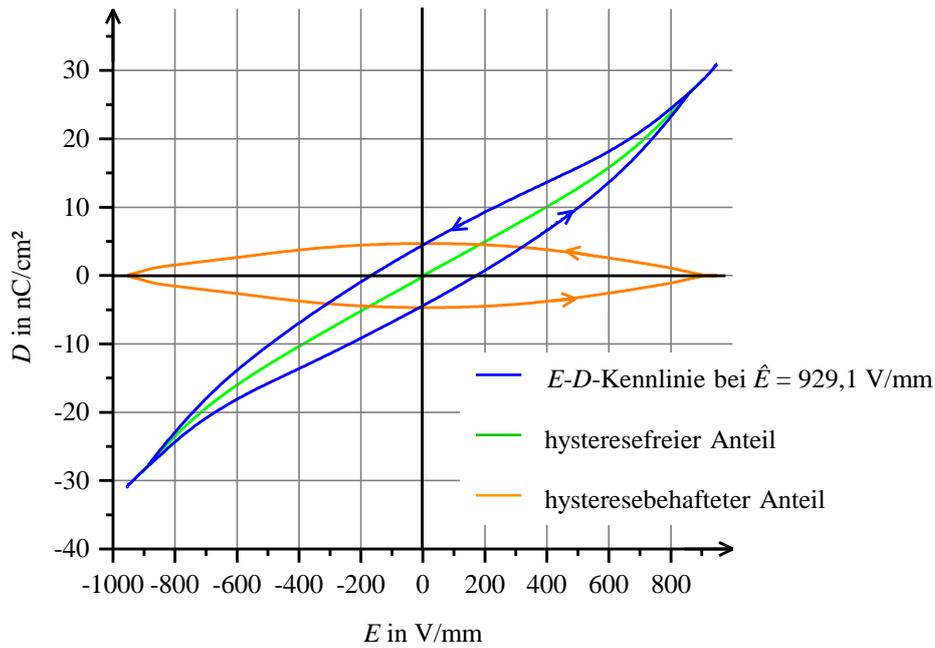


Abbildung 6.10: Elektrische Verschiebungsdichte, aufgeteilt in eine hysteresefreie (grüne Kurve) und eine hysteresebehaftete Abhängigkeit (orangefarbene Kurve)

Mathematisch lässt sich dieser Zusammenhang mit Gleichung (6.11) beschreiben, wobei der hysteresefreie Anteil \bar{D} der Verschiebungsdichte nur von der Feldstärke selbst und der hysteresebehaftete Anteil \tilde{D} der Verschiebungsdichte nur von der zeitlichen Ableitung der Feldstärke abhängig ist.

$$D = \bar{D}(E) + \tilde{D}(\dot{E}) \tag{6.11}$$

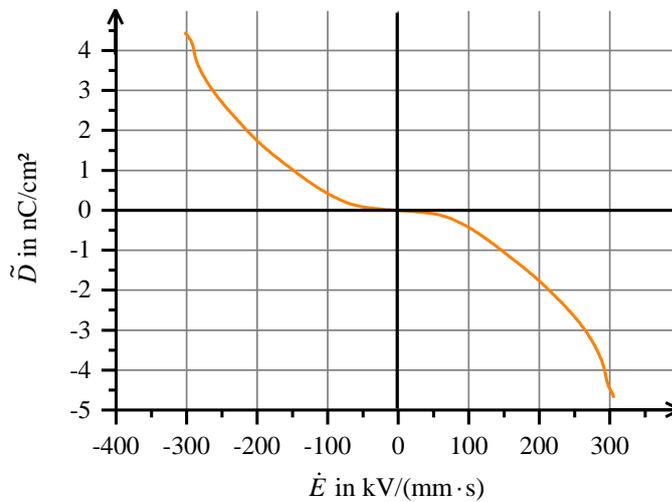


Abbildung 6.11: Anteilige Verschiebungsdichte \tilde{D} in Abhängigkeit von \dot{E}

Mit der Materialbeziehung aus Gleichung (6.2) lässt sich aus dem hysteresefreien Anteil der elektrischen Verschiebungsdichte (grüne Kurve in Abbildung 6.10) die relative Permittivität in Abhängigkeit der Feldstärke berechnen. Das Ergebnis ist in **Abbildung 6.12** dargestellt. Es ist auffallend, dass durch die Betrachtung der Hysterese-Effekte die Nichtlinearität der Permittivität weniger stark ausgeprägt ist als bei Berechnung mittels Gleichung (6.9).

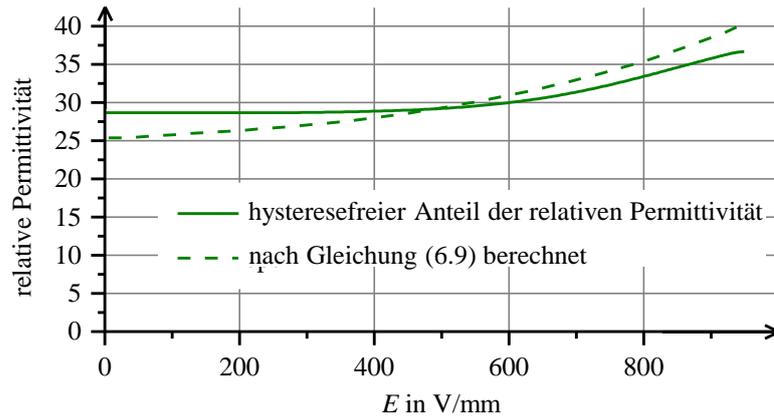


Abbildung 6.12: Ermittelte relative Permittivität $\varepsilon_r(E)$ aus dem Anteil $\bar{D}(E)$ in Gleichung (6.11) im Vergleich zu der aus Gleichung (6.9) bestimmte relative Permittivität

Mit den Größen $\bar{D}(E)$, $\tilde{D}(\dot{E})$ und $\gamma(E)$ lässt sich die Stromdichte mit Gleichung (6.1) berechnen. Bei der Verwendung der Größen $\bar{D}(E)$, $\tilde{D}(\dot{E})$ ist zu beachten, dass deren Kurvenverläufe differenzierbar und punktsymmetrisch zum Ursprung des Koordinatensystems sind. Des Weiteren muss der Kurvenverlauf von $\bar{D}(E)$ streng monoton steigend und der von $\tilde{D}(\dot{E})$ monoton fallend sein. Aus der streng ansteigenden Monotonie und der Punktsymmetrie von $\bar{D}(E)$ folgt, dass der Verlauf der relativen Permittivität in Abhängigkeit der Feldstärke symmetrisch zur y -Achse ist und mit dem Betrag der Feldstärke ansteigt. Bei Nichterfüllung dieser Bedingungen ist die Berechnung der Stromdichte mittels Gleichung (6.1) nicht möglich. Wie in den Abbildungen 6.10 und 6.11 zu erkennen ist, sind diese erfüllt und die Stromdichte kann mittels Gleichung (6.1) berechnet werden. Gleichung (6.12) stellt die aus Gleichung (6.1) berechnete Stromdichte dar, wobei der Anteil der Verschiebungsdichte $\bar{D}(E)$ bereits in eine von der Feldstärke abhängigen Permittivität umgerechnet wurde.

$$J(t) = \gamma(E) \cdot E + \varepsilon_0 \cdot \dot{E} \cdot (\varepsilon_r'(E) \cdot E + \varepsilon_r(E)) + \ddot{E} \cdot \tilde{D}'(\dot{E}) \quad (6.12)$$

Die in **Abbildung 6.13** gezeigten Kurvenverläufe der errechneten und gemessenen Stromdichten stimmen bei verschiedenen Maximalfeldstärken recht gut überein. Eine weitere gute Überstimmung gibt es bei der Betrachtung der Verlustleistung, die sich durch Gleichung (5.5) bestimmen lässt. Sowohl bei niedriger als auch bei hoher Maximalfeldstärke stimmen die aus errechneter und aus gemessener Stromdichte ermittelten Verlustleistungsdichten gut überein.

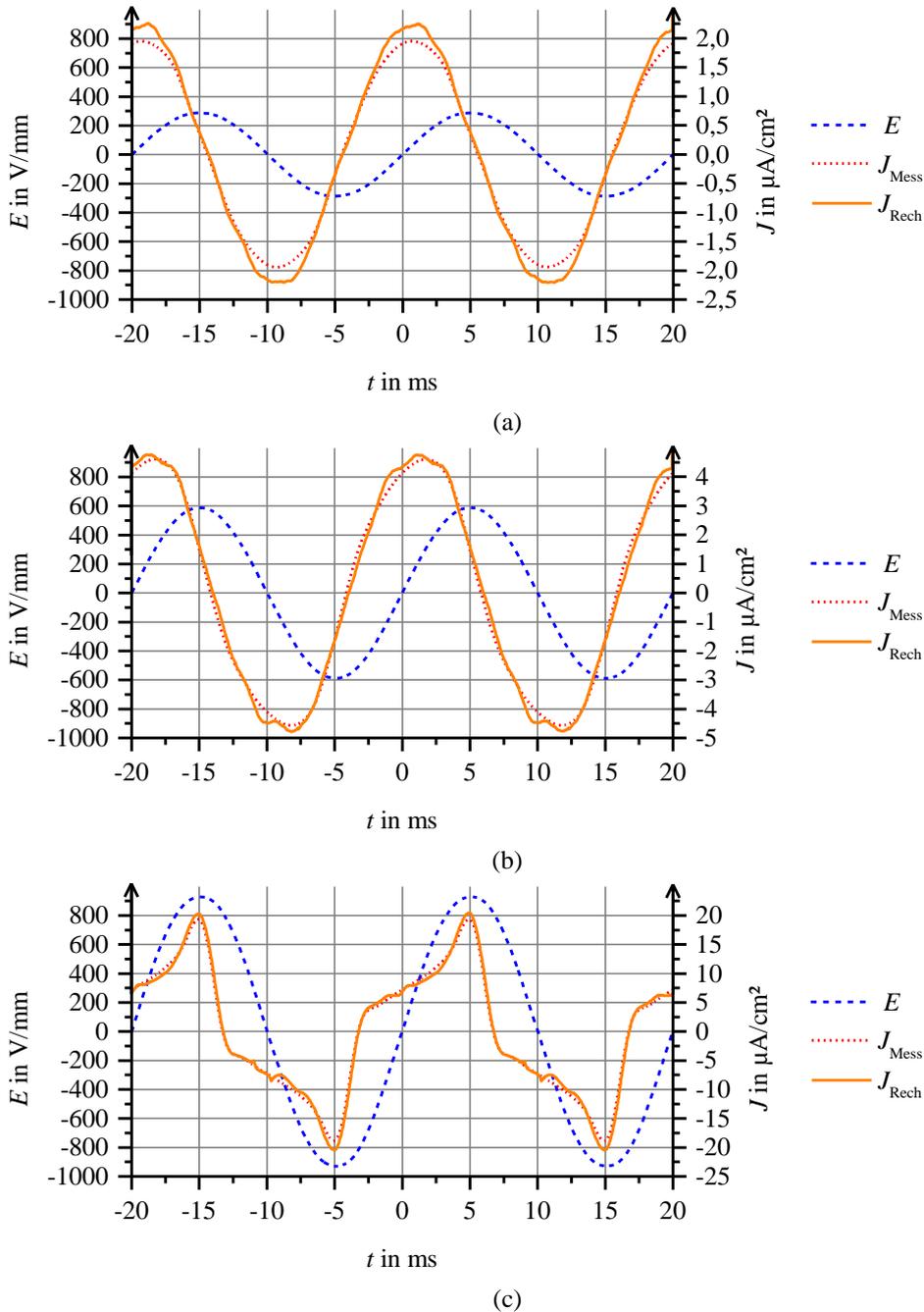


Abbildung 6.13: Vergleich zwischen gemessener (rot) und berechneter (orange) Stromdichte bei verschiedenen Amplituden der elektrischen Feldstärke bei Berücksichtigung von Hystereseeffekten, siehe auch [Bla15]

Wie aus **Tabelle 6.3** zu erkennen ist, liegt die maximale relative Abweichung im einstelligen Prozentbereich. Sie ist umso geringer, je höher die Aussteuerung ist. Für Simulationsrechnungen sind Abweichungen bis maximal 10 % akzeptabel. Somit wird die beschriebene Materialcharakterisierung als für die Zwecke dieser Untersuchungen als ausreichend genau erachtet. Sie ist insbesondere wesentlich besser geeignet als die vereinfachten Modelle, die für bisher veröffentlichte Simulationsansätze für MO-Varistoren zugrunde gelegt werden.

Tabelle 6.3: Vergleich der Verlustleistungs- und Stromdichte bei gemessenen und berechneten Stromdichten unter Berücksichtigung einer von der Feldstärke abhängigen Permittivität und Hysterese-Effekten, siehe auch [Bla15]

\hat{E} in V/mm	p_{mess} in mW/cm ³	p_{rech} in mW/cm ³	F_p in %	$F_{\text{max,J}}$ in %
287,6	0,54	0,59	-9,3	9,8
588,3	4,49	4,89	-8,9	19,0
929,1	52,13	53,9	-3,4	8,6

Die generell etwas größeren Abweichungen in den Stromdichten stören dagegen weniger. Sie treten im Bereich des Feldstärkenulldurchgangs auf liefern damit nur einen sehr geringen Beitrag zur Verlustleistungsdichte. Die Begründung für die sichtbaren Abweichungen in der Stromdichte im Leckstrombereich (siehe Abbildung 6.13a) liegt in der relativen Permittivität, die von der Steilheit der Feldstärke im Feldstärkenulldurchgang abhängt (siehe Abbildung 6.3). Dieses Phänomen ist auch ansatzweise an der Steilheit der Hystereseschleifen in Abbildung 6.9 zu beobachten.

Die Abnahme der relativen Abweichung zwischen gemessener und berechneter Verlustleistungsdichte bei steigender Aussteuerung der Kennlinie ist mit der starken Nichtlinearität der resistiven E - J -Kennlinie begründet. Die generell etwas größeren Abweichungen in den Stromdichten nehmen dagegen weniger stark ab.

Eine physikalische Erklärung für die Hysterese kann über die Polarisation erfolgen. Die elektrische Verschiebungsdichte bestimmt sich über Berücksichtigung der Polarisation nach Gleichung (6.13), wobei die elektrische Feldstärke zeitabhängig ist.

$$D = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r(E) \cdot E = \varepsilon_0 \cdot E + P_{\text{Pol}} = \varepsilon_0 \cdot E + \varepsilon_0 \cdot \chi(E) \cdot E \quad (6.13)$$

Die Polarisation kann als zusätzlicher Anteil der elektrischen Verschiebungsdichte interpretiert werden, die durch das Ausrichten von (polaren) Molekülen bzw. die Deformation der Moleküle hervorgerufen wird. Weil dies in einer endlichen Zeit geschieht, können die Moleküle der Frequenz nur verzögert folgen. Dieser Prozess wird mit dem Debye-Ansatz berücksichtigt, der in Gleichung (6.14) dargestellt ist [Ive07], [Küc09], [Mak02], [You07].

$$\frac{\partial P_{\text{Deb}}}{\partial t} = \frac{P_{\text{Pol}} - P_{\text{Deb}}}{\tau_{\text{Pol}}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \chi(E) \cdot E - P_{\text{Deb}}}{\tau_{\text{Pol}}} = s(t) - \frac{P_{\text{Deb}}}{\tau_{\text{Pol}}} \quad (6.14)$$

Gleichung (6.14) ist eine lineare Differentialgleichung erster Ordnung, die aufgrund der feldstärkeabhängigen Suszeptibilität nicht einfach zu lösen ist. In Abschnitt 5.4 wurde gezeigt, dass der nichtlineare Strom sehr gut durch eine Fourierreihenzerlegung nachgebildet werden kann. Weil die nichtlineare Suszeptibilität mit der sinusförmigen Spannung multipliziert wird, ist die Funktion $s(t)$ ungerade, und es existieren nur die Koeffizienten b_k , siehe Gleichung (6.15). Diese Differentialgleichung kann mit dem Ansatz der Störfunktion gelöst werden. Dabei wird erst die zugehörige homogene Lösung der Differentialgleichung ($s(t) = 0$) gesucht und anschließend aus der Störfunktion $s(t)$ die partikuläre Lösung $S(t)$ der Differentialgleichung bestimmt. In Gleichung (6.16) ist der Lösungsansatz für die Störfunktion $s(t)$ wiedergegeben. Durch Einsetzen von $S(t)$ in die Differentialgleichung und Koeffizientenvergleich können die Koeffizienten A_k und B_k bestimmt werden. Die allgemeine Lösung der Differentialgleichung aus Gleichung (6.14) ist in Gleichung (6.17) dargestellt [Fin02].

$$s(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) \quad (6.15)$$

$$S(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) + B_k \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) \quad (6.16)$$

$$P_{\text{Deb}}(t) = K \cdot e^{-t/\tau_{\text{Pol}}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{b_k / \tau_{\text{Pol}}}{\left(\frac{1}{\tau_{\text{Pol}}}\right)^2 + (k \cdot \omega)^2} \cdot \left(\frac{1}{\tau_{\text{Pol}}} \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) - k \cdot \omega \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) \right) \quad (6.17)$$

Weil hier nur der eingeschwungene Zustand betrachtet wird, kann die Konstante K zu Null gewählt werden. Die Zeitkonstante τ_{Pol} lässt sich im Zeitpunkt $t = 0$ aus den

Diagrammen in Abbildung 6.9 ermitteln. Zu diesem Zeitpunkt nimmt die Funktion $S(t)$ den Wert Null an, und die Zeitkonstante lässt sich aus dem negativen Verhältnis von Polarisation und deren zeitlicher Ableitung ermitteln. Es ergibt sich somit eine Zeitkonstante, die von der Amplitude der elektrischen Feldstärke abhängig ist, siehe **Tabelle 6.4**.

Tabelle 6.4: $P(0)$, $\dot{P}(0)$ und τ_p in Abhängigkeit von \hat{E}

\hat{E} in V/mm	285	585	930
$P_{\text{Pol}}(0)$ in nC/cm ²	-0,04	-1,1	-4,42
$\dot{P}_{\text{Pol}}(0)$ in $\mu\text{A}/\text{cm}^2$	3,03	4,13	7,36
τ_{Pol} in ms	0,07	0,27	0,60

Um den Parameter b_k ermitteln zu können, muss die nichtlineare Suszeptibilität durch eine mathematische Funktion beschrieben werden. Die nichtlineare Suszeptibilität, die sich über Gleichung (6.13) aus der relativen Permittivität berechnen lässt, kann durch die Funktion Gleichung (6.18) approximiert werden.

$$\chi(E) = \chi_0 \cdot \left(1 + \left(\frac{|E|}{E_0} \right)^{\alpha_\chi} \right) \quad (6.18)$$

Durch geeignete Auswahl der Parameter χ_0 , E_0 und α_χ lässt sich die ermittelte nichtlineare Suszeptibilität durch Gleichung (6.18) sehr gut nachbilden, siehe **Abbildung 6.14**.

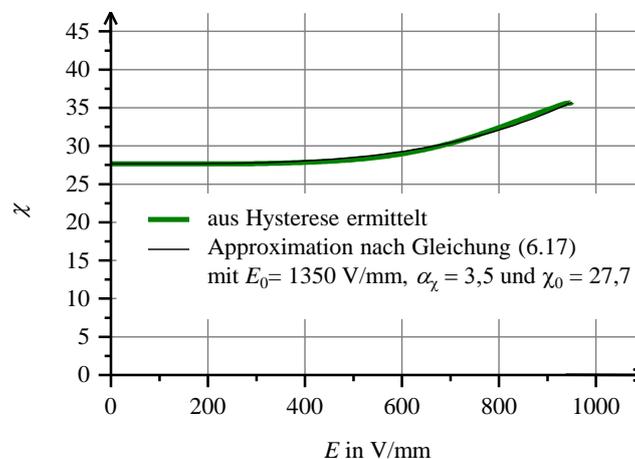


Abbildung 6.14: Vergleich zwischen nach Gleichung (6.18) berechneter und der aus der Hysterese ermittelten Suszeptibilität

6 Kennlinienbestimmung

Tabelle 6.5: Parameter b_k für die Störfunktion $s(t)$ nach Gleichung (6.15)

\hat{E} in V/mm	b_1 in $\mu\text{A}/\text{cm}^2$	b_3 in $\mu\text{A}/\text{cm}^2$	b_5 in $\mu\text{A}/\text{cm}^2$	b_7 in $\mu\text{A}/\text{cm}^2$	b_9 in $\mu\text{A}/\text{cm}^2$
950	46,13	-3,44	0,54	0,02	≈ 0
585	54,89	-0,86	0,14	0,01	≈ 0
230	99,95	-0,13	0,02	≈ 0	≈ 0

Die Parameter b_k der Fourierreihenzerlegung der Störfunktion $s(t)$ nach Gleichung (6.15) sind in **Tabelle 6.5** dargestellt. Bei der Berechnung der Koeffizienten hat sich ergeben, dass alle b_k mit geraden Indizes Null ergeben. Weiterhin kann die Fourierreihe nach dem vierten Summanden abgebrochen werden, da alle weiteren Koeffizienten annähernd Null sind. Mit den berechneten Koeffizienten aus Tabelle 6.5 lässt sich die zeitabhängige Polarisierung mit Gleichung (6.17) berechnen. Die elektrische Verschiebungsdichte ermittelt sich schließlich durch Einsetzen von P_{Deb} aus Gleichung (6.17) in P_{Pol} von Gleichung (6.13).

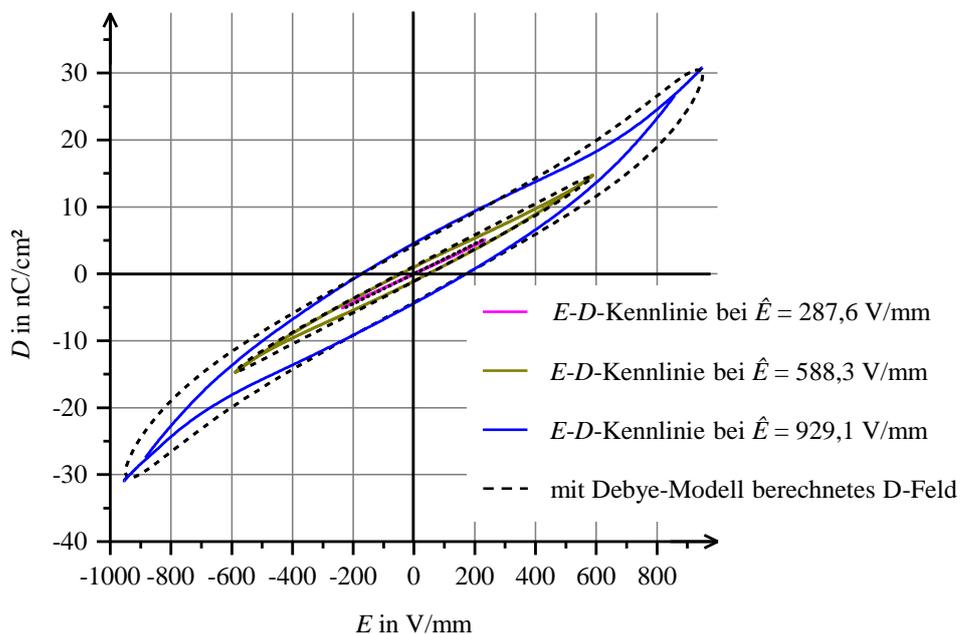


Abbildung 6.15: Vergleich zwischen gemessener und durch das Debye-Modell berechneter hysteresebehafteter Verschiebungsdichte $D(E)$

Mit den aus Tabelle 6.4 und Tabelle 6.5 ermittelten Parametern lässt sich der hysteresebehaftete Verlauf der elektrischen Verschiebungsdichte auch nach dem Debye-Modell berechnen, siehe **Abbildung 6.15**. Es ist zu erkennen, dass zwar mit dem

Debye-Ansatz die Hysterese berechnet werden kann, aber die berechneten Hysteresekurven stimmen nicht mit den gemessenen Kurven überein. Die durch den Debye-Ansatz ermittelten Hysteresekurven weisen alle eine größere eingeschlossene Fläche auf. Da die eingeschlossene Fläche in der Hystereseschleife auch eine Verlustleistungsdichte darstellt, sind diese in **Tabelle 6.6** dargestellt. Dabei ist auch zu erkennen, dass die Berechnung der Verluste in der Hystereseschleife über Gleichung (6.11) viel genauer ist als über die Berechnung über den Debye-Ansatz. Weil die Hystereseverluste klein gegenüber den resistiven Verlusten sind, gehen die teilweise großen Abweichungen bei den berechneten Hystereseverlusten mit geringer Bedeutung in der berechneten gesamten Verlustleistung ein. Aus diesem Grund sind die Abweichungen bezüglich der Verlustleistungsdichte in Tabelle 6.3 gering. Das Debye-Modell kann somit eine Alternative zu Gleichung (6.11) für die Berechnung der Hystereseverluste darstellen.

Tabelle 6.6: Vergleiche zwischen gemessenen und berechneten Verluste in der Hystereseschleife

\hat{E} in V/mm	$P_{\text{hys,mess}}$ in mW/cm ³	$P_{\text{rech},\tilde{D}}$ in mW/cm ³	$P_{\text{rech,Deb}}$ in mW/cm ³	$F_{P,\tilde{D}}$ in %	$F_{P,\text{Deb}}$ in %
285	0,007	0,012	0,069	-71,4	-885,7
585	0,69	0,81	1,07	-17,3	-84,5
950	5,15	5,04	7,53	2,1	-46,2

6.2.7 Validierung der Charakterisierung an weiteren elektrisch nichtlinearen

Materialien

Nachdem sich der Stromverlauf über die Größen $\gamma(E)$, $\varepsilon_r(E)$ und $\tilde{D}(\dot{E})$ bei einem mikrovaristorgefüllten Lack gut simulieren lässt, wird jetzt das vorgeschlagene Verfahren für weitere gewählte elektrisch nichtlineare Materialien untersucht. Infrage kommen hierfür ein mikrovaristorgefülltes Epoxidharz und ein MO-Varistor. Die verwendeten Prüflinge (siehe Abschnitt 5.2) wurden mit demselben Versuchsaufbau vermessen und nach dem gleichen Schema ausgewertet wie der mikrovaristorgefüllte Lack. Die gemessenen Leitfähigkeiten dieser Materialien sind im Vergleich mit denen des mikrovaristorgefüllten Lacks in **Abbildung 6.16** dargestellt. Es ist zu erkennen,

dass die Leitfähigkeit des MO-Varistors am größten ist und auch seine Leitfähigkeit viel schneller mit der Feldstärke ansteigt als die der mikrovaristorgefüllten Isoliermaterialien. Dieses Verhalten ist durch den fehlenden Isolierstoff zwischen den einzelnen MO-Partikeln begründet.

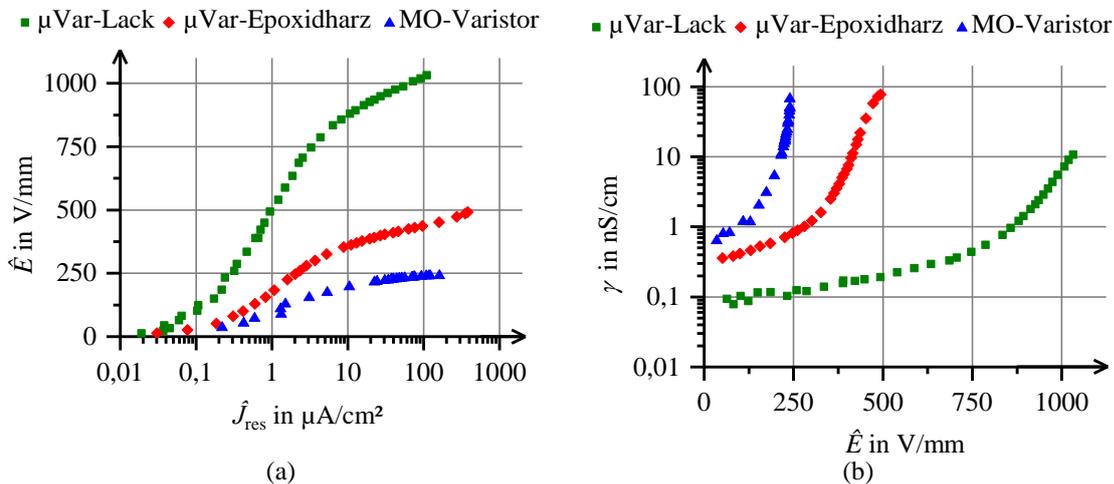


Abbildung 6.16: Gemessene \hat{E} - \hat{J} -Kennlinien (a) und errechnete γ - \hat{E} -Kennlinien (b) für verschiedene elektrisch nichtlineare Materialien, siehe auch [Bla15]

Die relative Permittivität dieser Materialien wird, wie es auch bei dem mikrovaristorgefüllten Lack durchgeführt worden ist, durch Mittelwertbildung der größten gemessenen Hystereseschleifen ermittelt. Die Hystereseschleifen sehen in ihrer Form denen des mikrovaristorgefüllten Lackes (siehe Abbildung 6.9) sehr ähnlich, haben allerdings andere Amplituden. Die so ermittelte relative Permittivität in Abhängigkeit der Feldstärke ist in **Abbildung 6.17a** dargestellt. Abbildung 6.17b zeigt den Anteil \tilde{D} der Verschiebungsdichte, der durch die zeitliche Ableitung der elektrischen Feldstärke hervorgerufen wird.

Auch bei der relativen Permittivität und bei dem Verschiebungsdichteanteil, der durch die zeitliche Ableitung der Feldstärke hervorgerufen wird, ist ein ähnliches Verhalten wie bei der Leitfähigkeit erkennbar. Der MO-Varistor weist eine größere relative Permittivität auf, was sich hier auch durch den fehlenden Isolierstoff begründen lässt. Bei den mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen stellt sich eine relative Permittivität zwischen der von MO-Varistoren und der eines Isolierstoffes ein. Der MO-Varistor weist schon bei kleinen Steilheiten der elektrischen Feldstärke große Verschiebungsdichten auf.

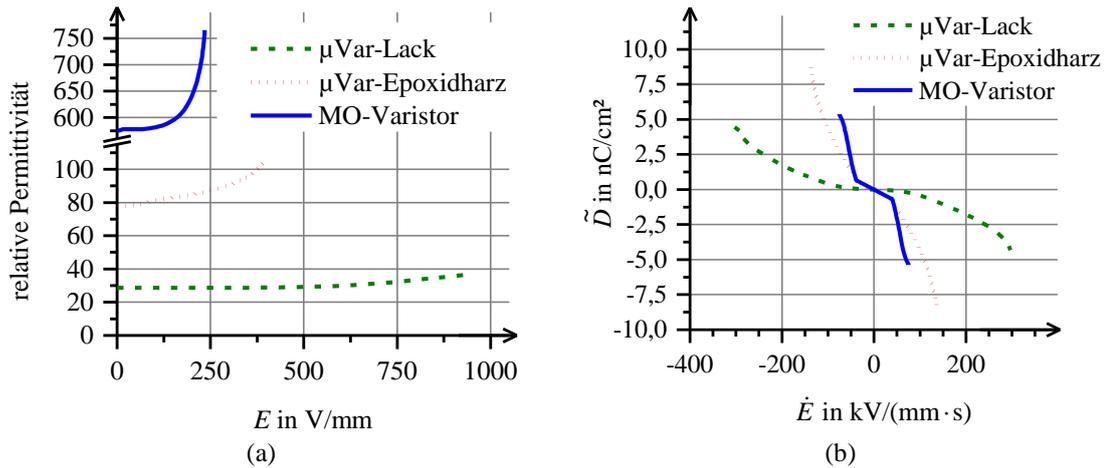


Abbildung 6.17: Ermittelte relative Permittivität ε_r (a) und anteilige elektrische Verschiebungsdichte $\tilde{D}(\dot{E})$ (b) bei den verschiedenen Materialien, siehe auch [Bla15]

Tabelle 6.7: Gemessene und aus dem Modell berechnete Verluste für das mikrovaristorgefüllte Epoxidharz, siehe auch [Bla15]

\hat{E} in V/mm	p_{mess} in mW/cm ³	p_{rech} in mW/cm ³	F_p in %
25,4	0,01	0,01	9,3
300,2	5,31	5,92	-11,5
398,2	38,33	38,36	-0,1

Tabelle 6.8: Gemessene und aus dem Modell berechnete Verluste für den MO-Varistor, siehe auch [Bla15]

\hat{E} in V/mm	p_{mess} in mW/cm ³	p_{rech} in mW/cm ³	F_p in %
35,2	0,05	0,05	-2,3
219,2	17,52	17,70	-1,0
232,9	37,53	35,17	6,3

Die berechneten Verläufe der Stromdichte durch das mikrovaristorgefüllte Epoxidharz und durch den Varistor sehen ähnlich denen des mikrovaristorgefüllten Lackes (siehe Abbildung 6.13) aus. Die Leistungen, die sich aus den gemessenen und berechneten Verläufen der Stromdichte ermitteln lassen, sind für das mikrovaristorgefüllte Epoxidharz in **Tabelle 6.7** und für den MO-Varistor in **Tabelle 6.8** dargestellt. Es ist auch, wie

beim vorher betrachteten Lack, eine gute Deckung zwischen den gemessenen und berechneten Größen erkennbar. Für das Epoxidharz liegt die größte Abweichung zwischen berechneter und gemessener Leistung bei 11,5 %, was so gerade eben noch akzeptabel ist. Für den Varistor liegt dieser Wert bei gut 6 %, so dass die Übereinstimmung hier als hervorragend bezeichnet werden darf.

6.3 Auswirkung von höheren Frequenzen

Bisher wurden nur sinusförmige Feldstärken mit einer Frequenz von 50 Hz betrachtet. Beim Einsatz mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe in der Isolation umrichtergespeister Antriebe kommen durch die kurzen Anstiegszeiten der Umrichterspannung und durch die hohe Taktfrequenz des Umrichters Frequenzen zum Tragen, die im Bereich mehrerer hundert Kilohertz liegen. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit auch die resistiven Kennlinien bei höheren Frequenzen untersucht. Dafür wurde der gleiche Versuchsaufbau wie aus Abschnitt 5.3 verwendet. Mit dem Frequenzgenerator konnten verschiedene Frequenzen eingestellt werden. Weil der verwendete Transformator nur für 50 Hz ausgelegt ist, konnten die Kennlinien nur mit einer maximalen Frequenz von 500 Hz ausgemessen werden. Die resistiven Kennlinien wurden nach dem in Abschnitt 6.2.2 erklärten Verfahren extrahiert. **Abbildung 6.18** zeigt die Leitfähigkeiten eines mikrovaristorgefüllten Lackprüflings in Abhängigkeit von der Feldstärke bei verschiedenen Frequenzen sowie bei Gleichspannung.

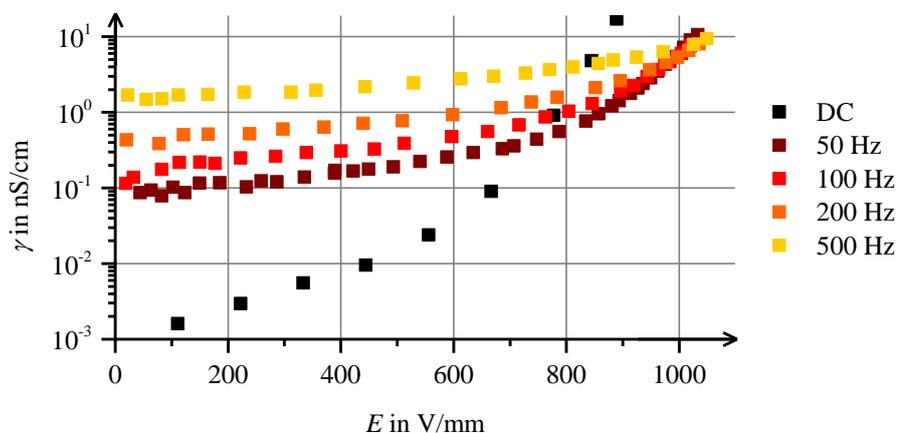


Abbildung 6.18: Gemessene Leitfähigkeiten eines μ var-Lackprüflings bei Gleich- und Wechselspannung

Es ist gut zu erkennen, dass die Leitfähigkeiten im Leckstrombereich mit steigender Frequenz zunehmen. Die Zunahme der Leitfähigkeit ist bei höheren Feldstärken weniger stark ausgeprägt. Ab einer Feldstärke von ca. 1000 V/mm kommt es sogar zu einem Schnittpunkt der Kennlinien. Die Leitfähigkeit ist ab einer gewissen Feldstärke bei höheren Frequenzen geringer.

Diese Erkenntnis würde auch die Beobachtung in [Roc09a] bestätigen. Wie in Abbildung 2.23 zu erkennen ist, befindet sich der Arbeitspunkt auf der Varistor-kennlinie im Umrichterbetrieb oberhalb des erwarteten Bereichs, was eine Verringerung der Leitfähigkeit bedeutet. Um dies weiter zu untersuchen, wurden weitere Messungen mit dem Spektrumanalyser HP 4192a durchgeführt. Mit diesem Gerät ist die Auswertung der Kapazität und des Leitwertes über einen weiten Frequenzbereich (5 Hz...13 MHz) möglich. Diese Parameter werden allerdings nur bei geringen Spannungen ($U_{\text{Mess}} = 1 \text{ V}$) gemessen, was einer Auswertung im unteren (linearen) Leckstrombereich entspricht. Das Verhalten des Materials in Abhängigkeit von der Frequenz ist in **Abbildung 6.19a** und **b** dargestellt.

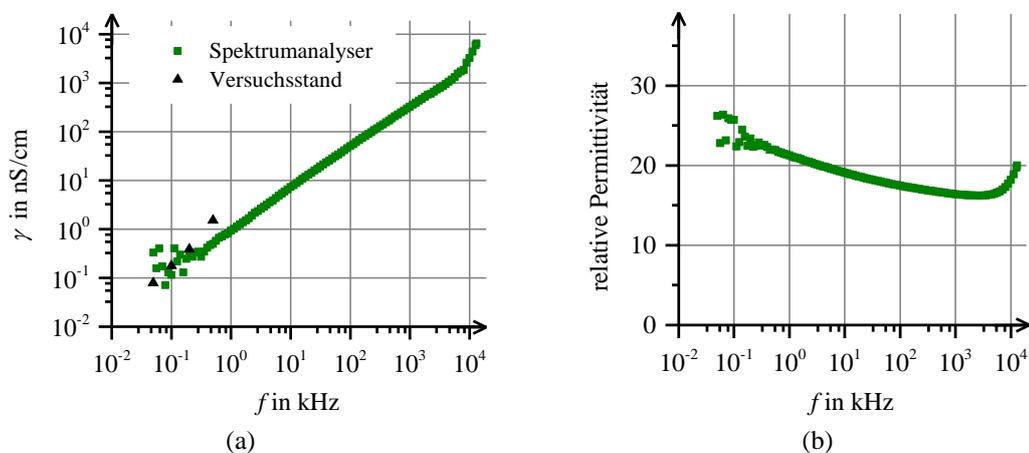


Abbildung 6.19: Gemessene Leitfähigkeit (a) und Permittivität (b) eines mikrovaristorgefüllten Lackprüflings in Abhängigkeit der Frequenz

Abbildung 6.19a zeigt den Verlauf der Leitfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz im doppelt logarithmischen Maßstab. Dabei stellen die grünen Messpunkte den mit dem Spektrumanalyser gemessenen Verlauf dar, während die schwarzen Punkte mit dem Versuchsaufbau aus Abbildung 5.4 ermittelt wurden. Die relative Permittivität in Abhängigkeit von der Frequenz ist im halb logarithmischen Maßstab in Abbildung 6.19b dargestellt.

In Abbildung 6.19a ist deutlich zu erkennen, dass die Leitfähigkeit im unteren Leckstrombereich linear mit der Frequenz ansteigt, während die relative Permittivität geringförmig mit der Frequenz abnimmt, siehe Abbildung 6.19b. Die Messung mit dem Spektrumanalyser bestätigt die Ergebnisse, die mit dem Versuchsaufbau aus Abbildung 5.4 gemessen wurden. Allerdings unterscheiden sich die gemessenen Leitfähigkeiten von der Amplitude her. Der stärkere Anstieg der Leitfähigkeit ist damit begründet, dass die Leitfähigkeit mit dem Versuchsaufbau aus Abbildung 5.4 bei größeren Feldstärken ausgewertet wurde. Bei Frequenzen oberhalb von ca. 5 MHz kommt es zu einem starken Anstieg der Leitfähigkeit und zu einem Anstieg der relativen Permittivität. Dieser Anstieg der relativen Permittivität bzw. auch der zusätzliche Anstieg der Leitfähigkeit lassen sich vermutlich durch Resonanzeffekte, die aus parasitären Kapazitäten und Induktivitäten resultieren, zurückführen.

Der Anstieg der Leitfähigkeit und das Absinken der relativen Permittivität mit ansteigender Frequenz wurde bereits in [Lev76] bei MO-Varistoren beobachtet. In [Lev76] wird die Leitfähigkeit in einen DC- und in einen AC-Anteil aufgespalten, wobei der AC-Anteil proportional zu $\omega^{\alpha_{AC}}$ ist, siehe Gleichung (6.19).

$$\gamma_{AC} \sim \omega^{\alpha_{AC}} \Rightarrow \gamma_{AC} = \gamma_{AC0} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{\alpha_{AC}} \quad (6.19)$$

Für die gemessene Leitfähigkeit in Abbildung 6.19a lässt sich der AC-Anteil mit $\gamma_{AC} = 0,21 \text{ nS/cm}$, $\alpha_{AC} = 0,21$ und $\omega_{AC} = 1 \text{ s}^{-1}$ gut nachbilden.

Physikalisch ließe sich der Anstieg der Leitfähigkeit mit der Frequenz mit dem Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.4 beschreiben, wobei hier aufgrund der Betrachtung des unteren Leckstrombereichs die beiden antiseriellen Dioden vernachlässigt werden können. Die Gesamtimpedanz Z_{Kom} aus der Anordnung aus Abbildung 3.4 ist in Gleichung (6.20) dargestellt.

$$Z_{\text{Kom}} = \frac{R_{\text{KG}}}{1 + (\omega \cdot C_{\text{KG}} \cdot R_{\text{KG}})^2} + R_{\text{ZnO}} - j \frac{\omega \cdot C_{\text{KG}} \cdot R_{\text{KG}}^2}{1 + (\omega \cdot C_{\text{KG}} \cdot R_{\text{KG}})^2} \quad (6.20)$$

Der Realteil von Gleichung (6.20) ist als Leitfähigkeit messbar und ist frequenzabhängig. Bei Gleichspannung und niedrigen Frequenzen können auch die Kapazität C_{KG} und der Widerstand R_{ZnO} vernachlässigt werden. Der Strom wird somit

hauptsächlich durch den Widerstand der Korngrenzen bestimmt. Mit ansteigender Frequenz beginnt auch ein Strom durch die Kapazität C_{KG} zu fließen, der auch zusätzlich durch den niederohmigen Widerstand R_{ZnO} fließen muss. Dieses Verhalten wirkt sich als eine Gesamterhöhung der Leitfähigkeit mit der Frequenz aus.

Nun drückt das Ersatzschaltbild von Abbildung 3.4 das Verhalten für ein Korn aus. Die Mikrovaristorpartikel bestehen, wie in Abschnitt 3.4 erläutert wurde, aus mehreren Körnern (und Korngrenzen). Die untersuchten Prüflinge enthalten wiederum mehrere Partikel. Der Querschnitt eines mikrovaristorgefüllten Werkstoffs ist in **Abbildung 6.20a** modellhaft wiedergegeben. Dabei sind zur besseren Darstellung die ZnO-Körner als Wabenstruktur dargestellt. Jede Wabe beinhaltet das elektrische Ersatzschaltbild, welches in Abbildung 6.20b dargestellt ist. Ein Strom, der in Abbildung 6.20a im Punkt B startet, folgt bei niedrigen Frequenzen dem grünen Pfad.

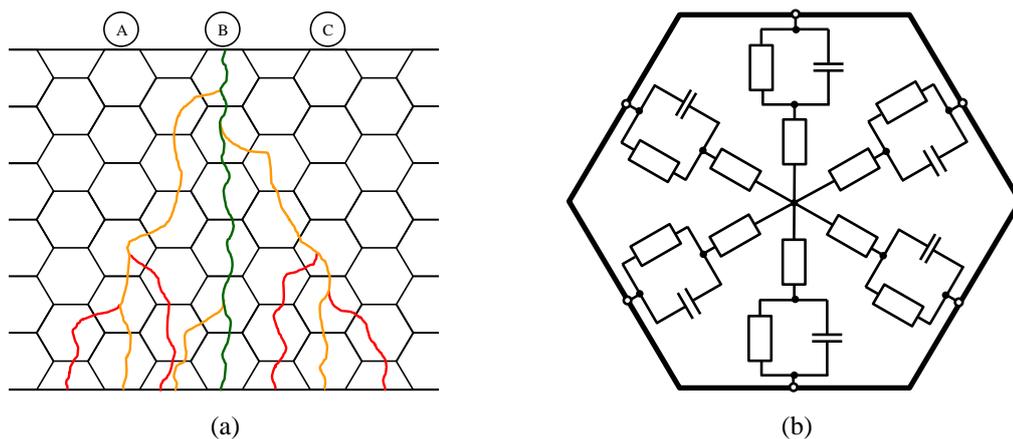


Abbildung 6.20: Modell zur Erklärung vom Anstieg der Leitfähigkeit und dem Absinken der Permittivität mit der Frequenz

In den anderen Pfaden fließt auch ein Strom, dieser ist aber aufgrund der größeren Anzahl der zu passierenden Korngrenzen deutlich kleiner. Mit steigender Frequenz nimmt der Anteil dieses Stromes zu, da die Impedanzen der zu passierenden Kapazitäten mit der Frequenz abnehmen. Die gelben Strompfade in Abbildung 6.20a nehmen an Bedeutung zu. Für sehr hohe Frequenzen steigt auch der Strom, der durch die roten Pfade fließt, aus dem selben Grund an. Um die Übersicht von Abbildung 6.20a nicht zu beeinträchtigen, sind in dieser Abbildung nur die Strompfade eingezeichnet, die im Punkt B starten. Es kann davon ausgegangen werden, dass auch an den Punkten A und C usw. Strompfade starten.

Eine Simulation des Gesamtleitwertes der Anordnung aus Abbildung 6.20a mit zwei verschiedenen Werten für die Widerstände R_{KG} und mit $R_{ZnO} = 1 \Omega$ und $C_{KG} = 1 \mu F$ ergibt die Verläufe, die in **Abbildung 6.21** dargestellt sind.

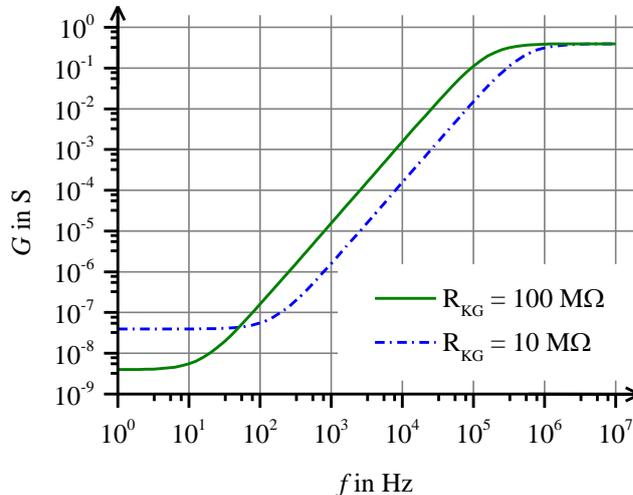


Abbildung 6.21: Qualitativer Verlauf der Leitfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz für zwei verschiedene angenommene Werte von R_{KG}

Die Verläufe in Abbildung 6.21 sind nur qualitativ zu verstehen, da die realen Werte für das Material unbekannt und zusätzlich für jedes Korn unterschiedlich sind. Am Verlauf des Leitwertes ist zu erkennen, dass dieser ab einer bestimmten Frequenz ansteigt. Somit lässt sich der Verlauf der Leitfähigkeit in Abbildung 6.19a gut mit dem Modell aus Abbildung 6.20 begründen. Auch das langsamere Ansteigen des Leitwertes mit der Feldstärke bei höheren Frequenzen lässt sich mit diesem Modell erklären. Eine Erhöhung der Spannung bewirkt eine Verkleinerung des Gesamtwiderstands. Um dies im Modell aus Abbildung 6.20 berücksichtigen zu können, wird der Widerstand der Korngrenzen auf 10 % des Ursprungswerts abgesenkt.

Die Auswirkung auf den Verlauf zeigt der blaue Graph in Abbildung 6.21. Eine Erhöhung der Frequenz führt zu einem geringeren Leitwert, trotz kleineren Widerstands der Korngrenzen. Durch die Auswertung des Imaginärteils von Gleichung (6.20) lässt sich die messbare Kapazität ermitteln. Es stellt sich heraus, dass sich der Imaginärteil von Gleichung (6.20) für große Frequenzen zu Gleichung (6.21) vereinfacht werden kann.

$$\text{Im}\{Z_{\text{Korn}}\} \approx \frac{1}{\omega \cdot C_{KG}} \quad \text{für } \omega \gg \frac{1}{C_{KG} \cdot R_{KG}} \quad (6.21)$$

Die Bedingung ist für den Fall von Mikrovaristorkörnern erfüllt. Werden die Beispielswerte, die für Abbildung 6.21 verwendet wurden, in die Bedingung von Gleichung (6.21) eingesetzt, ergibt sich die Kreisfrequenz $\omega_c = 0,01 \dots 0,1 \text{ s}^{-1}$. Aus dieser Betrachtung folgt, dass die messbare Kapazität bei den betrachteten Frequenzen frequenzunabhängig ist.

Die Abnahme der relativen Permittivität mit der Frequenz lässt sich mit der Polarisation erklären. Die Moleküle können wegen ihrer Trägheit der Frequenz des elektrischen Feldes nicht mehr folgen. Somit kann sich das zusätzliche elektrische Feld nicht mehr aufbauen, was sich durch eine Abnahme der relativen Permittivität des Materials bemerkbar macht [Küc09]. Die leichte Abnahme der Permittivität führt aufgrund des verminderten Stromflusses durch die Kapazität C_{KG} zu einer leichten Abnahme des resistiven Gesamtstromes und damit der Leitfähigkeit. Dieser Effekt kann im Vergleich zu der frequenzbedingten Zunahme der Leitfähigkeit vernachlässigt werden.

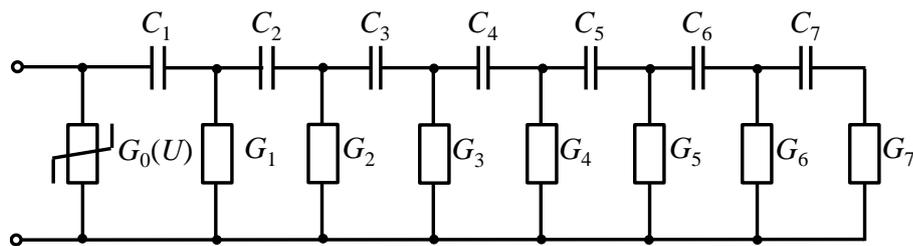


Abbildung 6.22: Ersatzschaltbild für mikrovaristorgefüllte Isolierstoffe zur Berücksichtigung höherer Frequenzen

Weil sich die gemessenen Verläufe in Abbildung 6.19 nicht aus dem Ersatzschaltbild gemäß Abbildung 3.4 berechnen lassen und das Modell aus Abbildung 6.20 sehr kompliziert ist, wird ein einfaches Modell zur Simulation von Leitwert und Permittivität benötigt. Ein mögliches Ersatzschaltbild zur Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeit ist in **Abbildung 6.22** gezeigt. Diese Abbildung zeigt einen nichtlinearen Leitwert, der parallel zu einem Netzwerk, bestehend aus paarweise angeordneten Leitwerten und Kapazitäten, angeschlossen ist. Für hochfrequente Vorgänge wirken die Kapazitäten niederimpedant, und die Leitwerte können als Parallelschaltung aufgefasst werden. Der Strom, der durch diese Schaltung fließt, wird dadurch deutlich resistiver. Weil die Messungen mit höheren Frequenzen nur im Leckstrombereich durchgeführt werden konnten, kann über das Verhalten der Gesamtkapazität bei hohen Frequenzen

im Durchbruchbereich keine Aussage getroffen werden. Deshalb werden die Kapazitäten in Abbildung 6.22 als linear angenommen.

Es hat sich herausgestellt, dass durch den Einsatz von jeweils sieben Kapazitäten und Leitwerten der Verlauf des gemessenen Leitwertes und der Kapazität im betrachteten Frequenzbereich ausreichend genau dargestellt werden kann. Durch die Erhöhung der paarweise angeordneten Elemente, ließe sich die Genauigkeit erhöhen. Auf der anderen Seite erhöht sich der Aufwand für die Bestimmung der Zahlenwerte der Elemente.

Durch geschickte Auswahl der Zahlenwerte für die Permittivitäten und die Leitfähigkeiten (die Werte wurden hier empirisch ermittelt) können deren gemessene Verläufe im Leckstrombereich gut nachgebildet werden. Für die gemessenen Werte in Abbildung 6.19a und b konnten die Werte in **Tabelle 6.9** für das Ersatzschaltbild aus Abbildung 6.22 gefunden werden. Dabei fällt auf, dass die Permittivitäten $\varepsilon_{r,2...7}$ die gleiche Größenordnung haben und etwa zehnmal so groß wie $\varepsilon_{r,1}$ sind. Die Leitfähigkeiten bestimmen sich mit Ausnahme von γ_7 nach dem Schema aus Gleichung (6.22).

$$\gamma_{n+1} = 10 \cdot \gamma_n \quad (6.22)$$

Tabelle 6.9: Ausgewählte Werte für γ und ε_r

n	γ in S/cm	ε_r	n	γ in S/cm	ε_r
0	$1,29 \cdot 10^{-10}$	-	4	$1,29 \cdot 10^{-6}$	161,78
1	$1,29 \cdot 10^{-9}$	25,88	5	$1,29 \cdot 10^{-5}$	242,67
2	$1,29 \cdot 10^{-8}$	275,02	6	$1,29 \cdot 10^{-4}$	339,74
3	$1,29 \cdot 10^{-7}$	291,20	7	$2,86 \cdot 10^{-3}$	307,38

Die Verläufe der Leitfähigkeit und der Permittivität in Abhängigkeit von der Frequenz mit den Werten aus Tabelle 6.9 sind in **Abbildung 6.23a** und **b** dargestellt. Außerdem sind in diesen Abbildungen auch die Verläufe eines vereinfachten Falles dargestellt. Dazu werden die relativen Permittivitäten mittels Gleichung (6.23) und die Leitfähigkeiten (auch die Leitfähigkeit γ_7) mit Gleichung (6.22) berechnet. Eine

Überführung der relativen Größen γ_n und $\varepsilon_{r,n}$ in den integralen Größen G_n und C_n erfolgt über die geometrischen Abmessungen A und d .

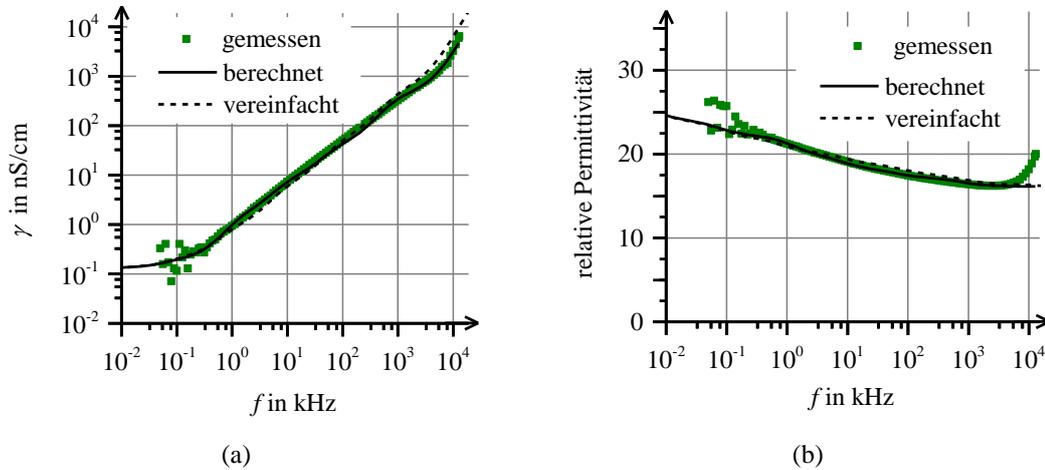


Abbildung 6.23: Berechneter Verlauf von Leitfähigkeit (a) und Permittivität (b) in Abhängigkeit der Frequenz im Vergleich zur Messung

$$\varepsilon_{r,n} = 10 \cdot \varepsilon_{r,1} \quad \text{für } n \geq 2 \quad (6.23)$$

In Abbildung 6.23 ist zu erkennen, dass die berechneten Werte gut mit den gemessenen übereinstimmen. Das leichte Schwingen der berechneten um die gemessenen Werte resultiert aus den verschiedenen Grenzfrequenzen der jeweiligen relativen Permittivität ($\varepsilon_{r,k}$) und der dazugehörigen Leitfähigkeit (γ_k). Die prozentualen Abweichungen, die nach Gleichung (5.4) berechnet worden sind, sind in **Abbildung 6.24** gesondert dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die Abweichungen zwischen gemessener und berechneter relativer Permittivität gering sind. Im Bereich zwischen 250 Hz und 5 MHz sind die aus Tabelle 6.9 berechneten Permittivitäten kleiner als 1,5 %. Werden die passiven Elemente aus Abbildung 6.22 nach dem Schema aus den Gleichungen (6.22) und (6.23) berechnet, so ergibt sich für diesen Frequenzbereich eine maximale Abweichung von 3,5 %.

Die Abweichungen zwischen gemessener und berechneter Leitfähigkeit sind deutlich größer, liegen aber in diesem Frequenzbereich unter 20 % bei Verwendung der Werte aus Tabelle 6.9. Für den Fall, dass die Werte mit den Gleichungen (6.22) und (6.23) abgeschätzt werden, vergrößern sich die Abweichungen für Frequenzen oberhalb von 2 Mhz erheblich. Für Frequenzen kleiner als 250 Hz lassen sich aufgrund der

Messungenauigkeiten mit dem Spektrumanalyser keine klaren Aussagen über die Abweichungen treffen. Dasselbe gilt auch für Frequenzen oberhalb von 5 MHz. Der Grund hierfür sind mögliche Resonanzen, die die Messungen beeinflussen.

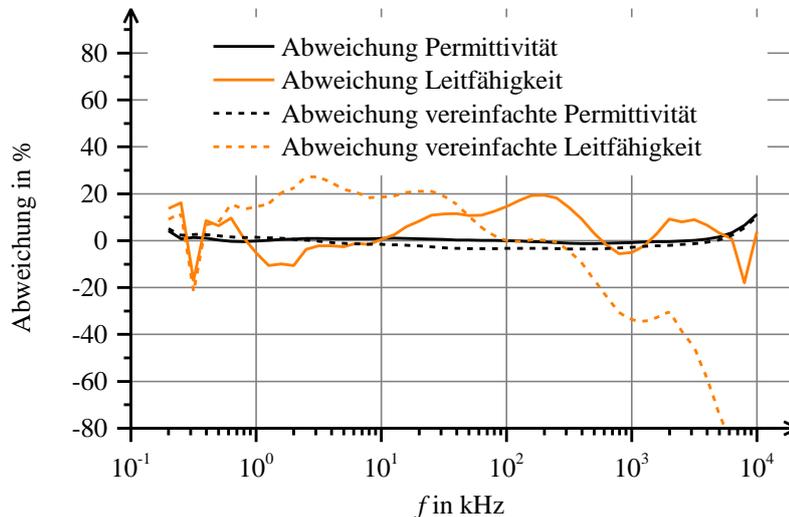


Abbildung 6.24: Prozentuale Abweichungen zwischen den gemessenen und den Berechneten Größen

In diesem Abschnitt konnte das Verhalten des Materials bei höheren Frequenzen beschrieben und erklärt werden. Weiterhin wurde ein Ersatzschaltbild entwickelt, um die Verläufe des resistiven Stromes simulieren zu können. Die Werte für die Elemente lassen sich für eine Approximation direkt aus der gemessenen Leitfähigkeit und der Permittivität im Leckstrombereich bestimmen. Allerdings sind die Abweichungen in der frequenzabhängigen Leitfähigkeit, vor allem bei größeren Frequenzen recht groß. Durch Optimierung der Werte lässt sich die Genauigkeit erheblich steigern. Die hier getroffenen Aussagen und das entwickelte Ersatzschaltbild lassen sich grundsätzlich auch auf MO-Varistoren übertragen.

6.4 Temperaturabhängigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe

Bisher wurden die elektrischen Eigenschaften mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe bei Temperaturen von 30°C untersucht. Da elektrische Maschinen durch ihren Betrieb warm werden und innerhalb ihrer Wicklung Temperaturen von bis zu 180 °C erreichen können, muss ihre Isolation für diese Temperaturen ausgelegt sein [Spr09]. In Abschnitt 3.6 wurde angedeutet, dass die elektrischen Eigenschaften mikrovaristor-

gefüllter Isolierstoffe temperaturabhängig sind und ihre Leitfähigkeit mit der Temperatur zunimmt. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit auch die resistiven E - J -Kennlinien der mikrovaristorgefüllten Lackprüflingen mit dem Versuchsaufbau aus Abschnitt 5.3 bei verschiedenen höheren Temperaturen von bis zu $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ untersucht. Untersuchungen mit Temperaturen von mehr als $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ waren mit diesen Prüflingen nicht möglich, da diese sonst thermisch zerstört würden. **Abbildung 6.25** zeigt die gemessenen resistiven E - J -Kennlinien bei einer Frequenz von $f = 50\text{ Hz}$ und die daraus ermittelten Leitfähigkeiten.

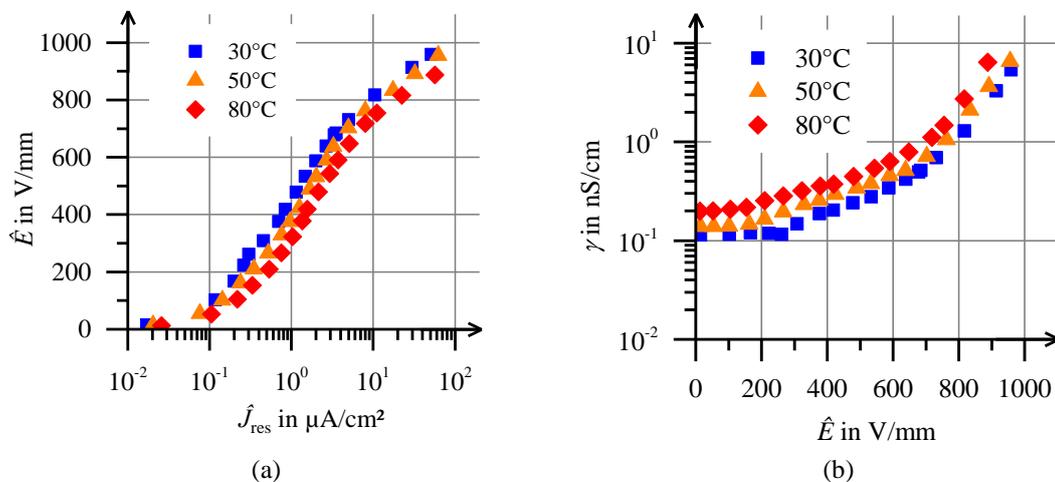


Abbildung 6.25: Gemessene \hat{E} - J -Kennlinien (a) bei verschiedenen Temperaturen und die daraus abgeleiteten γ - \hat{E} -Kennlinien (b)

In Abbildung 6.25b ist zu erkennen, dass die Leitfähigkeit des Materials mit zunehmender Temperatur größer wird. Die Zunahme der Leitfähigkeit bleibt über dem kompletten Messbereich in etwa konstant. Bei Temperaturen von $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ beträgt die Leitfähigkeit im ganzen Messbereich etwa das Zweifache der Leitfähigkeit derjenigen, die bei $30\text{ }^{\circ}\text{C}$ gemessen worden ist. Der Anstieg der Leitfähigkeit war auch zu erwarten und wurde bereits mehrfach beobachtet [Deb15] [Ten15] [Mül12]. Allerdings kann an dieser Stelle keine Aussage getroffen werden, wie die Temperaturabhängigkeit sich im Durchbruchbereich der Kennlinie auswirkt, da es in diesem Bereich nicht möglich war, Messungen durchzuführen.

Die hier durchgeführten Messungen werden durch die Ergebnisse in [Deb15] bestätigt. Dort wurden Messungen an einem mikrovaristorgefüllten Lack sowohl mit Gleich- als auch mit Wechselspannung ($f = 50\text{ Hz}$) durchgeführt. Dort ist zu erkennen, dass die

Temperaturabhängigkeit bei den mit Wechselspannung gemessenen Kennlinien größer ist als bei jenen Kennlinien, die mit Gleichspannung ausgemessen worden sind. Weiterhin ist bei den Gleichspannungskennlinien eine leichte Abnahme der Temperaturabhängigkeit bei höheren Feldstärken zu beobachten, was bei den mit Wechselspannung durchgeführten Messungen nicht der Fall ist. Allerdings muss hier angemerkt werden, dass die dort untersuchten Prüflinge mit einer grundsätzlich anderen Prüfanordnung ausgemessen worden sind.

Wie stark die Temperaturabhängigkeit der Kennlinie vom Isolierstoff abhängig ist, zeigen die Ergebnisse in [Ten15]. Dort wurde bei einem mikrovaristorgefüllten Epoxidharz eine Zunahme der Leitfähigkeit um bis zum Hundertfachen bei einer Temperatursteigerung von 20°C auf 80°C beobachtet. Dabei muss erwähnt werden, dass die dort durchgeführten Messungen mit Gleichspannung erfolgt sind.

Mit Gleichung (3.4) lässt sich der Nichtlinearitätsexponent α aus den gemessenen Kennlinien berechnen und ist in **Abbildung 6.26** dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Nichtlinearitätsexponent anscheinend von der Temperatur nicht beeinflusst wird.

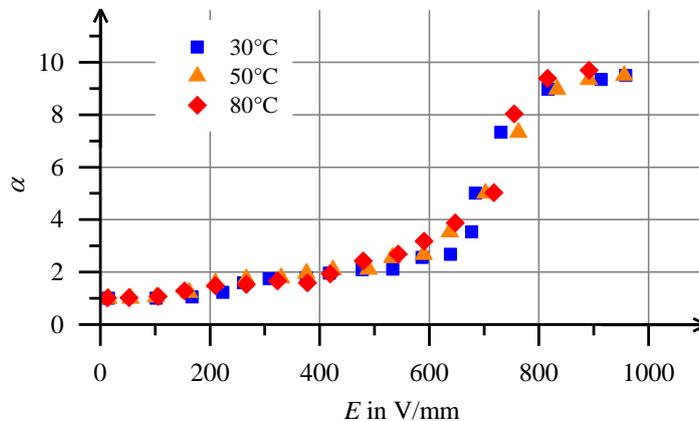


Abbildung 6.26: Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten α bei verschiedene Temperaturen

Eine physikalische Erklärung für den Anstieg der Leitfähigkeit von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen mit der Temperatur wurde bereits in Abschnitt 3.6 gegeben. Dort wurde angegeben, dass sich die Stromdichte aus einem temperaturunabhängigen und einem temperaturabhängigen Summanden zusammensetzt. Der temperaturabhängige Summand ist zwar auch von der elektrischen Feldstärke abhängig, aber diese Abhängigkeit ist deutlich kleiner ausgeprägt als beim temperaturunabhängigen Summanden. Vereinfacht kann diese Beziehung durch Gleichung (6.24) beschrieben

werden, wobei im Leckstrombereich die Leitfähigkeit γ_E vernachlässigt werden kann. Bei höheren Feldstärken dominiert hingegen Leitfähigkeit γ_E gegenüber der Leitfähigkeit γ_T .

$$J_{\text{res}} = \gamma(E, T) \cdot E = (\gamma_E(E) + \gamma_T(T, E)) \cdot E \quad (6.24)$$

Für die Modellierung der nichtlinearen E - J -Kennlinie im Leckstrombereich kann Gleichung (6.24) unter Vernachlässigung der Leitfähigkeit γ_E verwendet werden. Die γ - E -Kennlinie bei erhöhter Temperatur lässt sich somit näherungsweise im Leckstrombereich durch die Multiplikation aus der γ - E -Kennlinie bei niedriger Temperatur und einen konstanten temperaturabhängigen Faktor ermitteln, siehe Gleichung (6.25).

$$\gamma_{\text{HT}}(E, T) \approx k_T(T) \cdot \gamma_T(E) \quad (6.25)$$

Dieses Verfahren wird zur Verifizierung auf die in Abbildung 6.25 dargestellten Kennlinien angewendet. Dabei ergibt sich ein temperaturabhängiger Faktor von $k_{T50^\circ\text{C}} = 1,4$ für die mit 50°C durchgeführte Messung und ein $k_{T80^\circ\text{C}} = 1,95$ für die mit 80°C durchgeführte Messung. Wie gut sich die gemessenen Kennlinien mit diesem Abschätzverfahren nachbilden lassen, ist in **Abbildung 6.27** gezeigt.

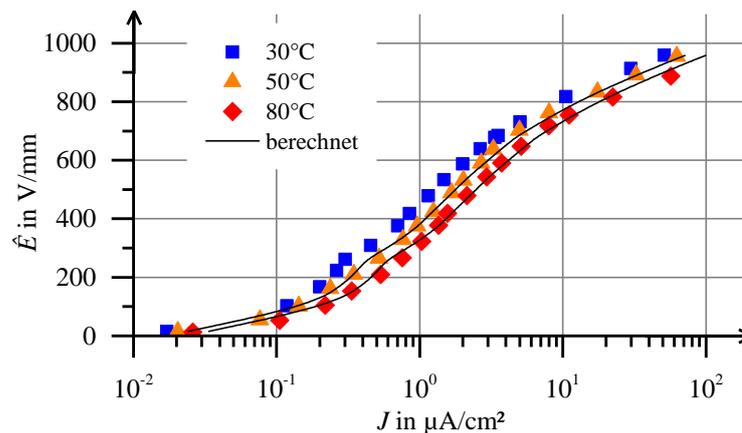


Abbildung 6.27: Vergleich zwischen den bei verschiedenen Temperaturen gemessenen E - J -Kennlinien und die bei höheren Temperaturen abgeschätzten Kennlinien

Es konnte in diesem Abschnitt eine Aussage über das temperaturabhängige Verhalten im Leckstrombereich getroffen werden. Dabei wurde festgestellt, dass die Zunahme der

Leitfähigkeit durch die Temperatur unabhängig von der Leitfähigkeitszunahme durch die Feldstärke ist. Diese Feststellung wurde ausgenutzt, um ein mögliches Modell zur Vorhersage der Auswirkungen einer Temperaturänderung zu erstellen.

6.5 Mathematische Modellierung der resistiven Kennlinie

6.5.1 Modellierung einer Gleichung für die resistive Kennlinie

Damit in Abschnitt 7 der Einfluss einer mikrovaristorgefüllten Isolation in der umrichtergespeisten Maschine untersucht werden kann, ist ein mathematisches Modell zur Erstellung der resistiven Kennlinie notwendig. Durch Verändern einzelner Parameter kann deren Einfluss auf die Spannungsverteilung innerhalb der Statorwicklung untersucht werden. Es ist hier nicht der Anspruch ein physikalisches Modell zu entwickeln, sondern rein eine mathematische Beschreibung der gemessenen Eigenschaften zum Zwecke der Simulation. Die Vorgehensweise zur Erstellung des mathematischen Modells ist auch in [Bla15] beschrieben.

In Abschnitt 3.3 wurde erläutert, dass die resistive Kennlinie eines mikrovaristorgefüllten Isolierstoffes aus drei Bereichen besteht. Mit Gleichung (3.3), hier noch mal in Gleichung (6.26) dargestellt, lässt sich die Stromdichte in allen drei Bereichen der Kennlinie nur unzureichend bestimmen. Die mathematische Beschreibung der Beziehung zwischen Stromdichte und Feldstärke über die gesamte Kennlinie wäre mit Gleichung (6.26) nur mit einer Feldstärke-Abhängigkeit von J_0 und α möglich. Eine weitere Möglichkeit, den Zusammenhang zwischen Stromdichte und Feldstärke herzustellen, kann über die nichtlineare Leitfähigkeit erfolgen.

$$J = J_0 \cdot \left(\frac{E}{E_0} \right)^\alpha \quad (6.26)$$

Wie bereits in Abschnitt 3.3 erwähnt wurde, wird die Leitfähigkeit des Materials im Leckstrombereich von den (hochohmigen) Korngrenzen bestimmt. In diesem Bereich ist die Leitfähigkeit nahezu unabhängig von der elektrischen Feldstärke. Erst bei Überschreiten einer bestimmten elektrischen Feldstärke, im folgenden Übergangsfeldstärke genannt, steigt die Leitfähigkeit durch das Durchbrechen der einzelnen Korngrenzen exponentiell an. Im Hochstrombereich wird die Leitfähigkeit

durch das Zinkoxid bestimmt und ist damit wiederum nahezu unabhängig von der elektrischen Feldstärke.

Abbildung 6.28a zeigt den idealisierten Verlauf der γ - E -Kennlinie mit ihren Asymptoten in allen drei Bereichen. Mathematisch lässt sich diese Kennlinie durch die Multiplikation der Funktion $f(E)$ und der Funktion $g(E)$ aus **Abbildung 6.28b** berechnen, siehe Gleichung (6.27).

$$\gamma(E) = \gamma_0 \cdot f(E) \cdot g(E) \tag{6.27}$$

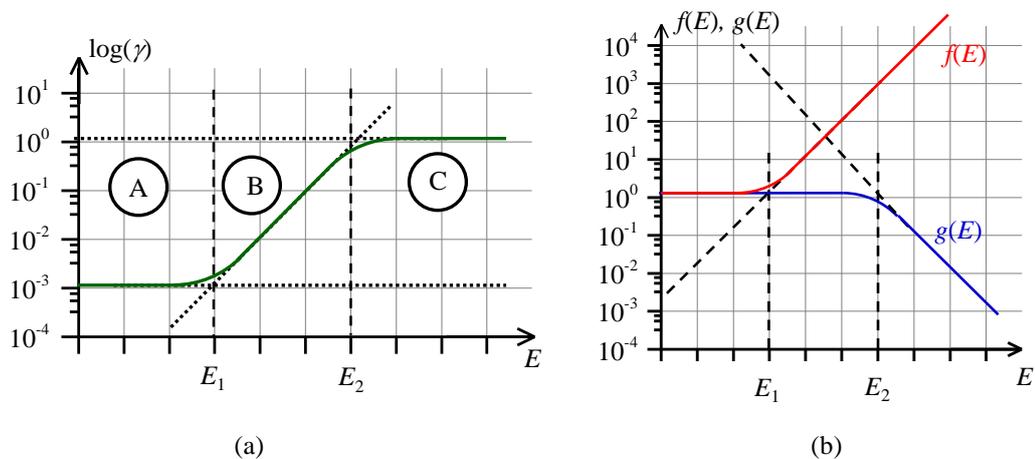


Abbildung 6.28: Idealisierter Verlauf der γ - E -Kennlinie (a) und ihre Aufspaltung in zwei Funktionen (b)

Die Funktion $f(E)$ in **Abbildung 6.28** beschreibt die nichtlineare Leitfähigkeit im Leckstrom- und im Durchbruchbereich. Wegen der endlichen Leitfähigkeit des Materials im Hochstrombereich muss die Funktion $f(E)$ mit der Funktion $g(E)$ multipliziert werden. Dabei muss der Betrag der negativen Steigung von $g(E)$ identisch mit der Steigung von $f(E)$ nach den Übergangsfeldstärken sein. Die Funktionen $f(E)$ und $g(E)$ lassen sich mathematisch durch die Gleichungen (6.28) und (6.29) beschreiben.

$$f(E) = \sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E - E_1) / E_1}} \tag{6.28}$$

$$g(E) = \frac{1}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_2 \cdot (E - E_2) / E_1}}} \tag{6.29}$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (6.28) und (6.29) in Gleichung (6.27) ergibt sich die Gleichung (6.30), mit der die Leitfähigkeit in Abhängigkeit der Feldstärke berechnet werden kann. Die Stromdichte in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke lässt sich

durch Multiplikation von Gleichung (6.30) mit der Feldstärke berechnen, siehe Gleichung (6.31).

$$\gamma(E) = \gamma_0 \cdot \frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E-E_1)/E_1}}}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_2 \cdot (E-E_2)/E_1}}} \quad (6.30)$$

$$J(E) = \gamma_0 \cdot E \cdot \frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E-E_1)/E_1}}}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_2 \cdot (E-E_2)/E_1}}} \quad (6.31)$$

Die Leitfähigkeit, die sich aus Gleichung (6.30) berechnen lässt, ist von der Leitfähigkeit γ_0 im Leckstrombereich, dem Nichtlinearitätsparameter X , der anliegenden Feldstärke E , den Übergangsfeldstärken E_1 und E_2 sowie den Faktoren N_1 und N_2 abhängig. Die Übergangsfeldstärke E_1 beschreibt die Feldstärke, an der das mikrovaristorgefüllte Material vom Leckstrombereich in den Durchbruchbereich übergeht. Der Übergang vom Durchbruchbereich in den Hochstrombereich wird durch die Übergangsfeldstärke E_2 beschrieben. Mit den Koeffizienten N_1 und N_2 , die nur positive Werte annehmen dürfen, lassen sich die Übergänge zwischen den einzelnen Bereichen der Kennlinien einstellen. Diese Übergänge werden weicher, wenn N_1 und N_2 Werte kleiner als Eins annehmen, andernfalls werden sie härter. **Abbildung 6.29a** zeigt die aus Gleichung (6.30) berechnete Leitfähigkeit mit den Beispielwerten aus **Tabelle 6.10** im halb logarithmischen Maßstab.

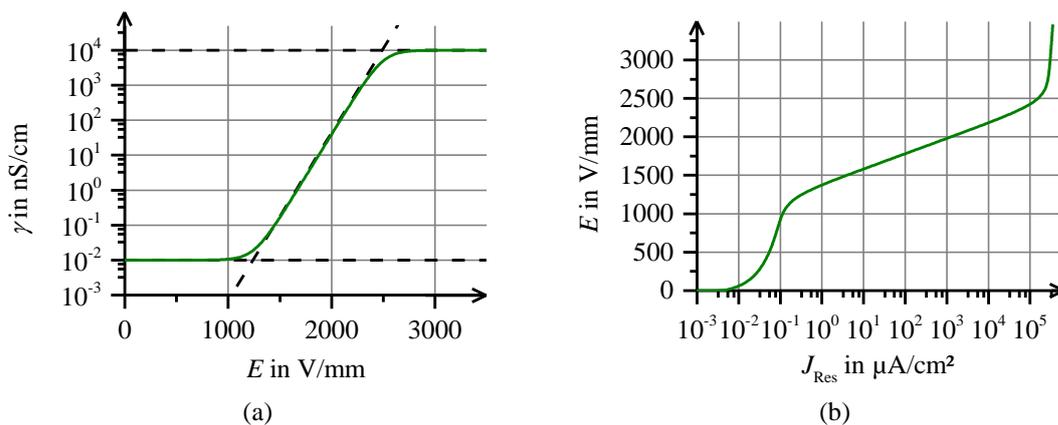


Abbildung 6.29: Beispiel für die aus der Feldstärke berechnete Leitfähigkeit (a) und das zugehörige E - J -Diagramm (b) mit den Werten aus Tabelle 6.10

Tabelle 6.10: Parameter für Beispiel

E_1 in V/mm	E_2 in V/mm	γ_0 in nS/cm	X	N_1	N_2
1250	2500	0,01	10^6	1	1

Weiterhin sind in Abbildung 6.29a drei Asymptoten dargestellt, die den Verlauf in den drei Bereichen der Kennlinie wiedergeben. Die Asymptoten für die drei Bereiche der Kennlinien lassen sich durch Vereinfachung der Gleichung (6.30) mit den Gleichungen (6.32) bis (6.34) beschreiben.

$$\gamma(E) = \gamma_0 \quad (6.32)$$

$$\gamma(E) = \gamma_0 \cdot X^{(E-E_1)/E_1} \quad (6.33)$$

$$\gamma(E) = \gamma_0 \cdot X^{(E_2-E_1)/E_1} = \gamma_{\text{inf}} \quad (6.34)$$

Die mit Gleichung (6.34) beschriebene Asymptote lässt sich durch Bildung des Grenzwertes ($E \rightarrow \infty$) aus Gleichung (6.30) bestimmen.

Das E - J -Diagramm, welches sich aus diesen Werten mittels Gleichung (6.31) ergibt, ist in Abbildung 6.29b dargestellt.

Der Nichtlinearitätsexponent α lässt sich aus Gleichung (6.26) ermitteln, wobei hier der Strom durch die Stromdichte und die Spannung durch die Feldstärke ersetzt werden. Mathematisch lässt sich dieses Differential, wie in Gleichung (6.35) dargestellt, über den Grenzwert bestimmen.

$$\alpha(E) = \frac{\partial \ln(J)}{\partial \ln(E)} = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln\left(\frac{J(E+\Delta E)}{J(E)}\right)}{\ln\left(\frac{E+\Delta E}{E}\right)} \quad (6.35)$$

Einsetzen von Gleichung (6.31) in Gleichung (6.35) und anschließende Bildung des Grenzwertes führt zu Gleichung (6.36). Die ausführliche Berechnung des Grenzwertes findet sich im **Anhang B**.

$$\alpha(E) = 1 + \frac{E}{E_1} \cdot \ln(X) \cdot \left(\frac{X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}} - \frac{X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}} \right) \quad (6.36)$$

Der Verlauf des durch Gleichung (6.36) ermittelten Nichtlinearitätsexponenten α mit den Werten aus Tabelle 6.10 ist in **Abbildung 6.30** dargestellt. Auch hier ist erkennbar, dass bei niedrigen Feldstärken der Nichtlinearitätsexponent α den Wert Eins annimmt. Mit steigender Feldstärke nimmt er bis zu einem Maximalwert von 25 annähernd zu, um für sehr hohe Feldstärken wieder auf den Wert Eins abzufallen.

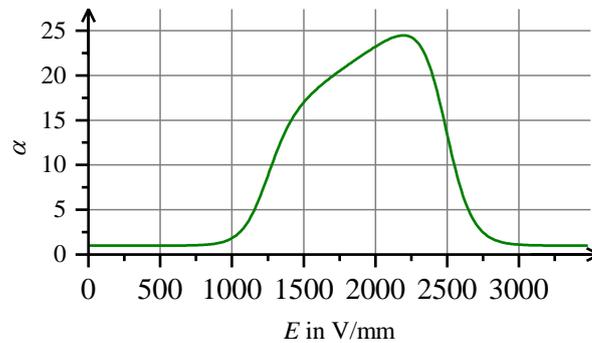


Abbildung 6.30: Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten α ermittelt aus den Beispielwerten in Tabelle 6.10

6.5.2 Variation der Parameter

In diesem Abschnitt werden die einzelnen Parameter der Gleichungen (6.30) und (6.36) variiert, um deren Auswirkungen zu verdeutlichen. Die Variation der einzelnen Werte kann **Tabelle 6.11** entnommen werden. Die Auswirkungen sind in den **Abbildungen 6.31 bis 6.36** dargestellt. Die grünen Kurven stellen die Kurven aus **Abbildung 6.29a** und **b** sowie die Kurve aus **Abbildung 6.30** dar. Die rote Kurve zeigt die Kennlinie bei Erhöhung des jeweiligen Parameters, die blaue Kurve dagegen die jeweilige Kennlinie bei einer Absenkung des jeweiligen Parameters.

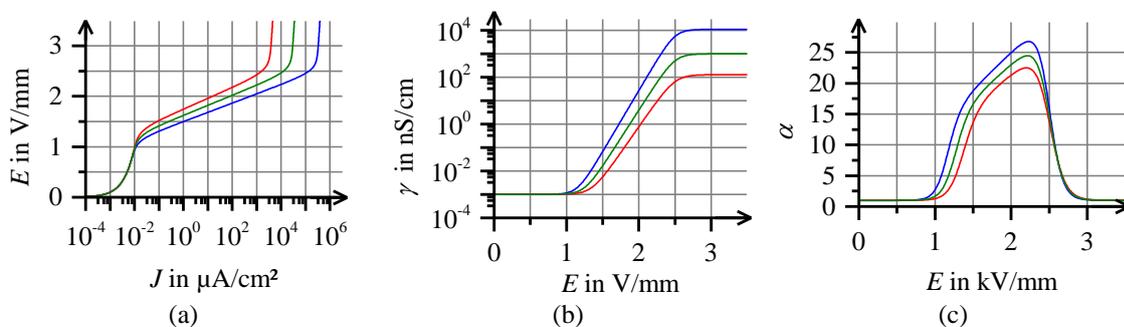


Abbildung 6.31: E - J -Kennlinien (a), γ - E -Kennlinien (b) und α - E -Kennlinien (c) bei Variation von E_1

6.5 Mathematische Modellierung der resistiven Kennlinie

Tabelle 6.11: Parameter für die Erstellung der Graphen für Abbildung 6.31 bis Abbildung 6.36

Kurve	E_1 in kV/mm	E_2 in kV/mm	γ_0 in pS/cm	X	Z_1	Z_2
0	1,25	2,5	1	10^6	1	1
A1	1,15	2,5	1	10^6	1	1
A2	1,35	2,5	1	10^6	1	1
B1	1,25	2,4	1	10^6	1	1
B2	1,25	2,6	1	10^6	1	1
C1	1,25	2,5	0,1	10^6	1	1
C2	1,25	2,5	10	10^6	1	1
D1	1,25	2,5	1	10^5	1	1
D2	1,25	2,5	1	10^7	1	1
E1	1,25	2,5	1	10^6	0,4	1
E2	1,25	2,5	1	10^6	2,5	1
F1	1,25	2,5	1	10^6	1	0,4
F2	1,25	2,5	1	10^6	1	2,5

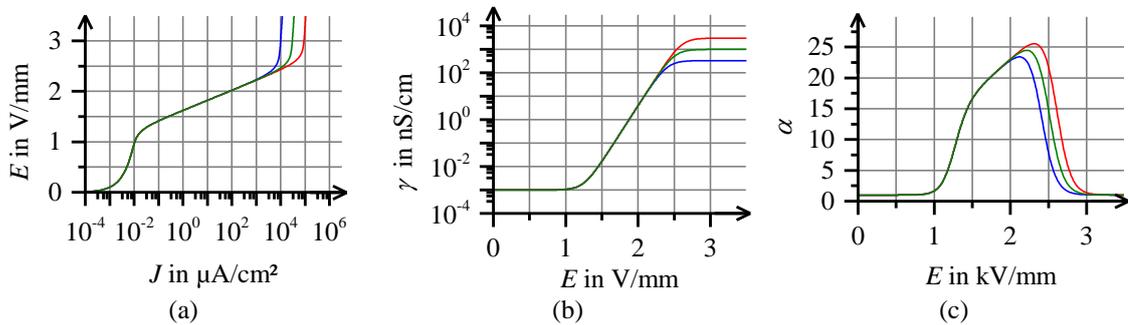


Abbildung 6.32: E - J -Kennlinien (a), γ - E -Kennlinien (b) und α - E -Kennlinien (c) bei Variation von E_2

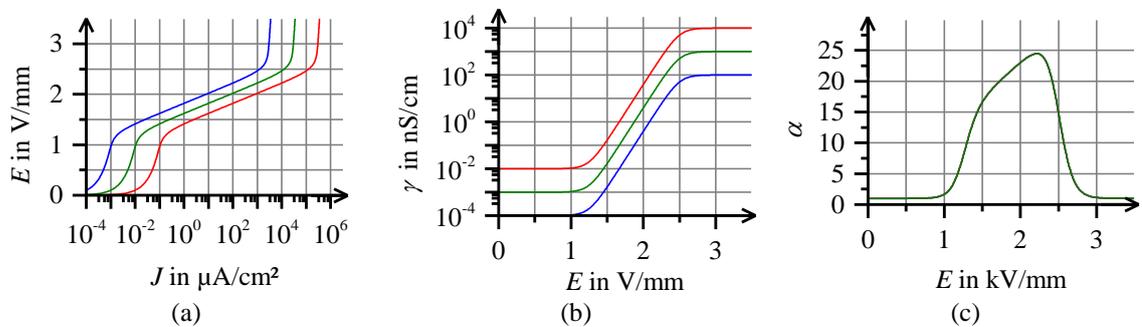


Abbildung 6.33: E - J -Kennlinien (a), γ - E -Kennlinien (b) und α - E -Kennlinien (c) bei Variation von γ_0

6 Kennlinienbestimmung

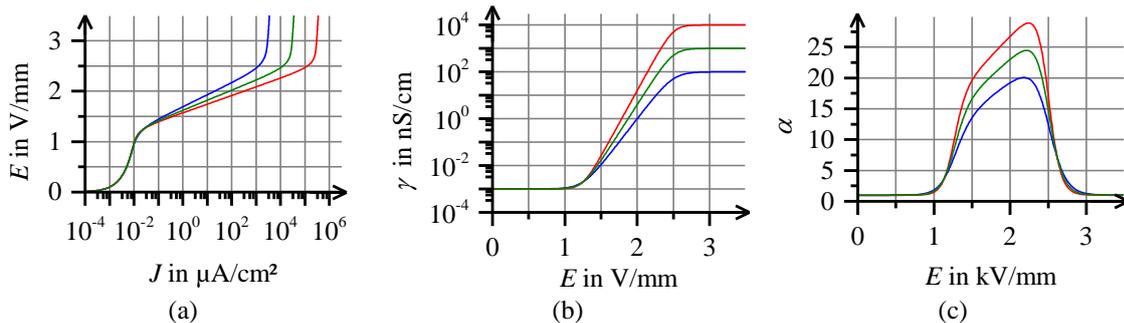


Abbildung 6.34: E - J -Kennlinien (a), γ - E -Kennlinien (b) und α - E -Kennlinien (c) bei Variation von X

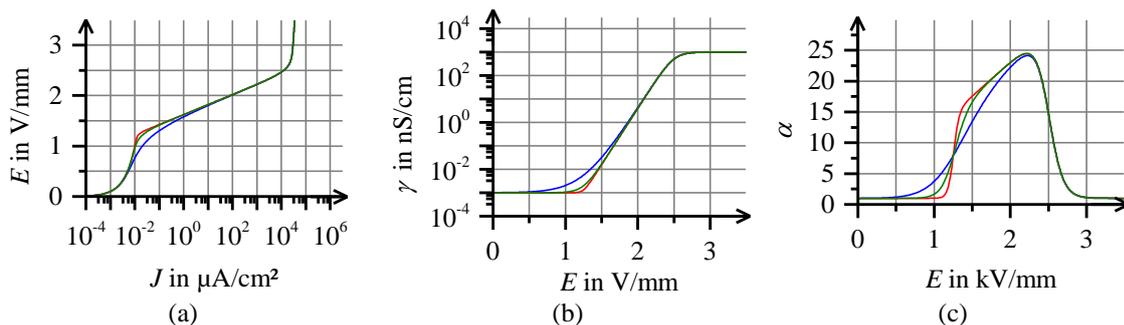


Abbildung 6.35: E - J -Kennlinien (a), γ - E -Kennlinien (b) und α - E -Kennlinien (c) bei Variation von N_1

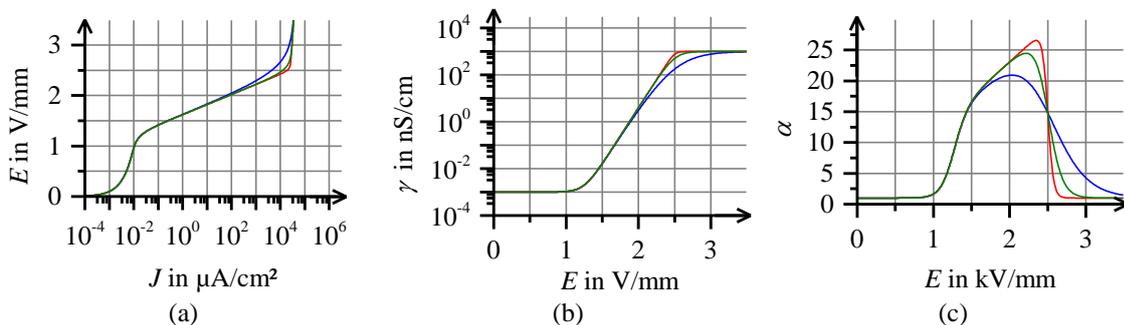


Abbildung 6.36: E - J -Kennlinien (a), γ - E -Kennlinien (b) und α - E -Kennlinien (c) bei Variation von N_2

Die Graphen in den Abbildungen 6.31 bis 6.36 verdeutlichen die Auswirkungen der einzelnen Parameter. So wirkt sich eine Änderung der Übergangsfeldstärke E_1 für alle Feldstärken oberhalb dieser Feldstärke aus. Eine Erhöhung dieses Wertes führt zu einer Abnahme der Leitfähigkeit und zu einer Absenkung der Nichtlinearität. Die Feldstärke E_1 darf den Wert der Feldstärke E_2 nicht übersteigen. Eine Änderung der Übergangsfeldstärke E_2 wirkt sich, ähnlich wie eine Änderung der Feldstärke E_1 , nur für Feldstärken oberhalb von E_2 aus. Eine Steigerung dieses Wertes führt im Gegensatz zu einer Änderung von E_1 zu einer Erhöhung der Leitfähigkeit und damit zu einer Zunahme der Stromdichte oberhalb dieser Feldstärke. Durch geschickte Auswahl dieser

Parameter können Kennlinien erstellt werden, die im Leckstrombereich und im Hochstrombereich identische Leitwerte besitzen. Eine Änderung der Leitfähigkeit γ_0 wirkt sich proportional über den gesamten Kennlinienbereich aus. Auf den Nichtlinearitätskoeffizienten hat eine Änderung dieser Leitfähigkeit keinen Einfluss. Einen wesentlichen Einfluss auf das Verhalten der Kennlinie hat der Parameter X . Mit ihm lässt sich die Nichtlinearität und damit das Verhalten im Durchbruchbereich wesentlich beeinflussen. Höhere Werte für X führen zu größeren Nichtlinearitäten und damit für gleiche Feldstärken zu größeren Stromdichten. Die Parameter N_1 und N_2 , die ausschließlich positive Werte annehmen dürfen, beeinflussen den Übergang zwischen den einzelnen Bereichen der Kennlinie. Werte kleiner als Eins führen zu einem fließenden Übergang zwischen den einzelnen Bereichen, während die Wahl von Werten größer als Eins zu einem abrupteren Übergang zwischen den einzelnen Bereichen führt. Änderungen dieser Parameter wirken sich auch stark auf den Nichtlinearitätsexponenten im Bereich der betrachteten Übergangsfeldstärke aus.

Das hier vorgestellte Verfahren wurde bisher nur auf relative Größen wie Feldstärke, Stromdichte und Leitfähigkeit angewendet. Es ist durchaus möglich, dieses Verfahren auf integrale Größen, wie Spannungen, Ströme und Leitwerte anzuwenden. Dazu müssen die Variablen in den Gleichungen (6.26) bis (6.36) entsprechend ausgetauscht werden.

6.5.3 Bestimmung der Materialparameter aus einer gegebenen Kennlinie

Die Bestimmung der Materialparameter aus einer gemessenen E - J -Kennlinie ist nicht einfach, da nur die Leitfähigkeit γ_0 im Leckstrombereich direkt ausgelesen werden kann. Die anderen Größen aus Gleichung (6.30) lassen sich nicht direkt aus der Kennlinie ermitteln. Allerdings ist in den Abbildungen 6.31 bis 6.36 zu erkennen, dass alle Verläufe des Nichtlinearitätsexponenten α einen lokalen Wendepunkt in der Nähe der Feldstärke E_1 besitzen. Mathematisch lässt sich ein Wendepunkt durch das Maximum oder Minimum der Ableitung einer Funktion beschreiben. Durch numerisches Bestimmen des Nichtlinearitätsexponenten α und dessen Ableitung aus der gemessenen E - J -Kennlinie lässt sich die Größe E_1 ermitteln.

Mit der Annahme, dass durch Einsetzen von E_1 in Gleichung (6.36) die Bedingung von Gleichung (6.37) erfüllt ist, ergibt sich durch anschließendes Umformen Gleichung (6.38).

$$X^{N_2 \cdot (E_1 - E_2) / E_1} \approx 0 \quad (6.37)$$

$$X = e^{2 \cdot (\alpha(E_1) - 1)} \quad (6.38)$$

Wird die Größe E_1 unter der Bedingung aus Gleichung (6.37) in Gleichung (6.30) eingesetzt, lässt sich der Parameter N_1 bestimmen, siehe Gleichung (6.39)

$$N_1 = \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{\gamma(E_1)}{\gamma_0}\right)} \quad (6.39)$$

Die Größen E_2 und N_2 lassen sich hier nicht aus den gemessenen E - J -Kennlinien berechnen, weil hierfür die Kennlinien im Hochstrombereich ausgemessen werden müssten. Theoretisch ließe sich die Größe E_2 aus der Leitfähigkeit im Hochstrombereich herausfinden. Dafür müsste Gleichung (6.34) nach E_2 aufgelöst werden. Der noch einzig zu ermittelnde Parameter ließe sich durch Auflösen von Gleichung (6.30) nach N_2 berechnen. Dieses Verfahren wird später in einem Beispiel angewendet, um einen Wert für E_2 zu bekommen. Alternativ ließe sich E_2 analog zu E_1 über den zweiten Wendepunkt des Nichtlinearitätsexponenten bestimmen.

6.5.4 Beispiel anhand der gemessenen Kennlinien der verschiedenen Materialien

Als Anwendungsbeispiel werden die Parameter der in Abschnitt 6.2 gemessenen Kennlinien ermittelt (siehe Abbildung 6.16). Für die Bestimmung der Größe E_1 wird der Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten benötigt. Dieser wird mathematisch mit Gleichung (6.35) aus Abbildung 6.16 ermittelt und ist in **Abbildung 6.37a** dargestellt. Abbildung 6.37b zeigt dessen Ableitung nach der Feldstärke im halblogarithmischen Maßstab. Aus diesem Grund sind in dieser Abbildung nur die positiven Werte der Ableitung dargestellt, was für die Bestimmung des ersten Wendepunktes nicht von

Nachteil ist. In Abbildung 6.37a ist zu erkennen, dass der MO-Varistor im Messbereich einen Nichtlinearitätsexponenten von nahezu hundert erreicht.

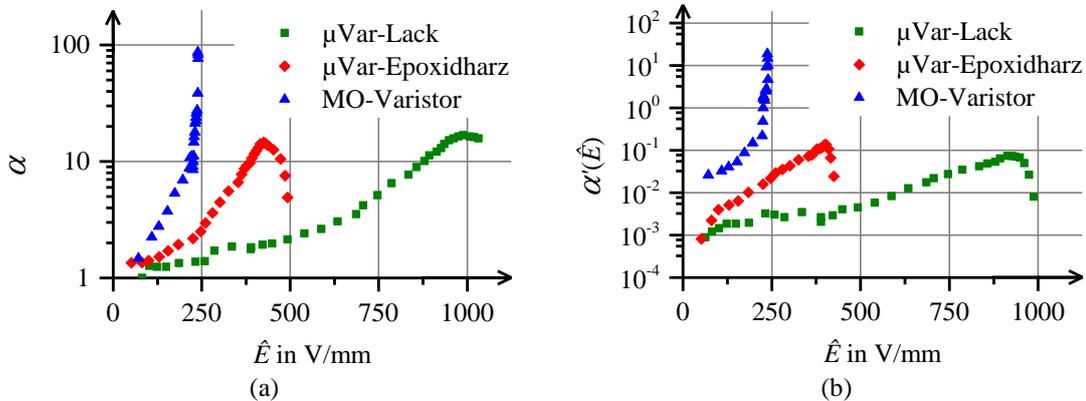


Abbildung 6.37: Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten (a) der in Abbildung 6.16 dargestellten Kennlinien und dessen Ableitungen nach der Feldstärke (b)

Das mikrovaristorgefüllte Epoxidharz erreicht einen maximalen Nichtlinearitätsexponenten wie den des mikrovaristorgefüllten Lackes. Allerdings wird dieses Maximum bei einer kleineren Feldstärke erreicht. Aus den Abbildungen 6.37a und b sowie Abbildung 6.16 und den Gleichungen (6.38) und (6.39) ermitteln sich die Parameter der Gleichung (6.30) in der hier angegebenen Reihenfolge:

$$\gamma_0 \rightarrow E_1 \rightarrow \gamma(E_1) \rightarrow \alpha(E_1) \rightarrow X \rightarrow N_1$$

Die ermittelten Parameter sind in **Tabelle 6.12** dargestellt. Der Wendepunkt der α - E -Kennlinie des MO-Varistors ist in Abbildung 6.37b nur schwer erkennbar, aber er

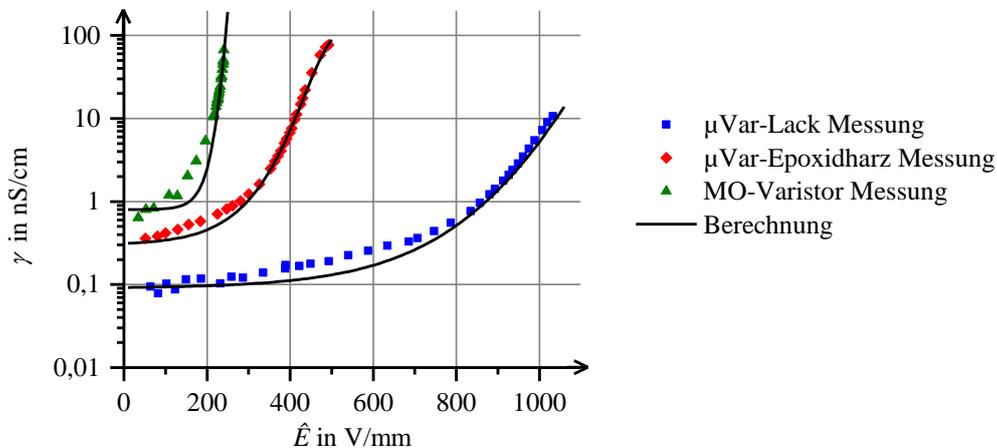


Abbildung 6.38: Vergleich zwischen gemessener und berechneter Leitfähigkeit für die drei betrachteten Materialien

existiert bei $E_1 = 237 \text{ V/mm}$. Die aus Gleichung (6.30) berechneten Kennlinien mit den Werten aus Tabelle 6.12 sind in **Abbildung 6.38** dargestellt. In dieser Abbildung ist zu erkennen, dass die Leitfähigkeit bei allen Materialtypen bei geringen Feldstärken annähernd linear im logarithmischen Maßstab ansteigen.

Tabelle 6.12: Ermittelte Parameter zur Approximation der Kennlinien durch Gleichung (6.30)

Material	γ_0 in nS/cm	E_1 in V/mm	$\gamma(E_1)$ in nS/cm	$\alpha(E_1)$	X	N_1
μ var-Lack	0,09	930	2,4	13	$2,65 \cdot 10^{10}$	0,22
μ var-Epoxidharz	0,3	403	7,7	11,6	$6,53 \cdot 10^9$	0,21
MO-Varistor	0,4	237	40	27	$3,80 \cdot 10^{22}$	0,15

Das Modell, welches mit Gleichung (6.30) beschrieben wird, berücksichtigt nur eine lineare Leitfähigkeit im unteren Leckstrombereich. Um die Ergebnisse zu verbessern, kann ein zusätzlicher Summand berücksichtigt werden, der in Gleichung (6.40) berücksichtigt ist. Der Wert für E_x lässt sich durch Gleichung (6.41) berechnen. Gleichung (6.41) entsteht durch Auflösen von Gleichung (6.40) nach E_x und durch anschließendes Einsetzen von $0,67 \cdot E_1$ für E . Dieser Wert ist ein empirisch gefundener Wert, für den die Ergebnisse optimal übereinstimmen.

$$\gamma_{\text{neu}}(E) = \gamma_0 \cdot (f(E) + 10^{(E/E_x)} - 1) \cdot g(E) \quad (6.40)$$

$$E_x \approx \frac{0,67 \cdot E_1}{\lg \left(1 + \frac{\gamma_{\text{mess}}(0,67 \cdot E_1) - \gamma_{\text{rech}}(0,67 \cdot E_1)}{\gamma_0} \right)} \quad (6.41)$$

Mit den ermittelten Werten von E_x für die drei Materialtypen (siehe **Tabelle 6.13**) lassen sich die Leitfähigkeiten im Leckstrombereich viel besser nachbilden. Wie in **Abbildung 6.39** zu erkennen ist, stimmt die berechnete Leitfähigkeit sehr gut mit der gemessenen Leitfähigkeit überein.

Tabelle 6.13: Werte von E_x für die drei untersuchten Materialtypen

	μ var-Lack	μ var-Epoxidharz	MO-Varistor
E_x in V/mm	2180	1100	210

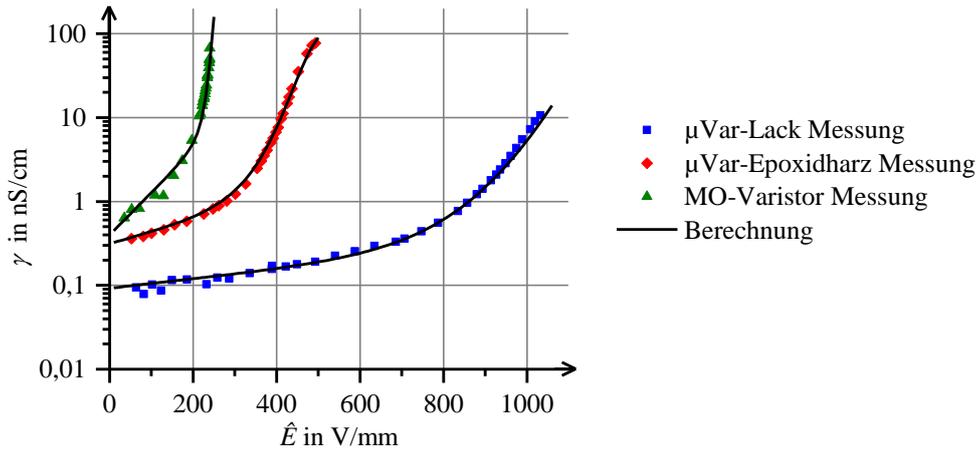


Abbildung 6.39: Vergleich zwischen gemessener und verbesserter berechneter Leitfähigkeit der drei betrachteten Materialien

Zur Validierung wird nun das hier vorgestellte Verfahren auf die gesamte Kennlinie eines Überspannungsableiters angewendet. Die untersuchte Kennlinie (siehe grüne Kurve in **Abbildung 6.40**) wurde aus [Hin11b] entnommen. Die Parameter für die Berechnung der Kennlinie sind in **Tabelle 6.14** dargestellt und wurden in der folgenden Reihenfolge bestimmt:

$$G_0 \rightarrow U_1 \rightarrow \alpha_1 \rightarrow G_1 \rightarrow X \rightarrow N_1 \rightarrow G_{\text{inf}} \rightarrow N_2 \rightarrow U_2 \rightarrow U_x$$

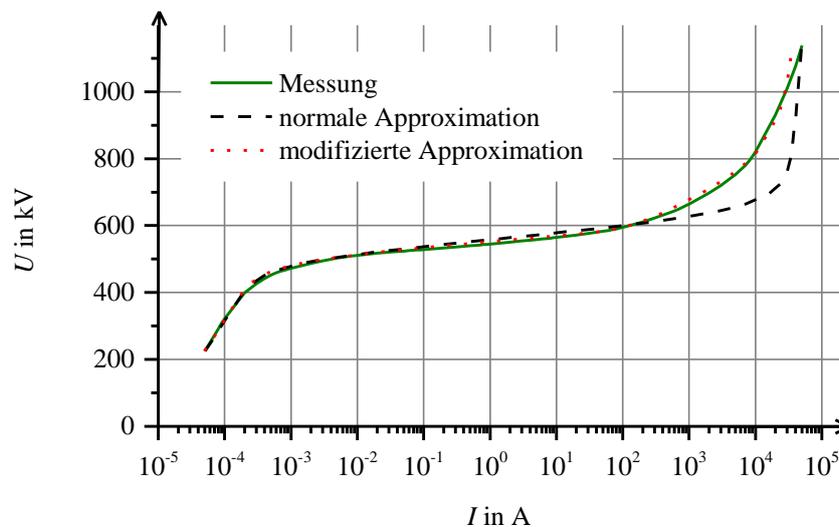


Abbildung 6.40: U - I -Kennlinie eines Überspannungsableiters (grün) mit normaler Approximation (schwarz) und modifizierte Approximation (rot).

6 Kennlinienbestimmung

Tabelle 6.14: Ermittelte Parameter für die Berechnung der Kennlinie des Überspannungsableiters

G_0 in nS	U_1 in kV	α_1	G_1 in nS	X	N_1	G_{inf} in S	U_2 in kV	N_2	U_x in kV
0,1	510,3	49,2	17,6	$7,3 \cdot 10^{41}$	0,13	0,044	615,7	0,15	640

Der mit den Parametern aus Tabelle 6.14 berechnete Strom ist durch die schwarze gestrichelte Kurve in Abbildung 6.40 dargestellt und stimmt im Leckstrom- und im Durchbruchbereich gut mit der gemessenen Kennlinie überein. Allerdings unterscheiden sich die berechnete und gemessene Kennlinie im Hochstrombereich. Um die Ergebnisse zu verbessern, kann die Funktion $g(E)$ mit Gleichung (6.42) modifiziert werden. Dabei ist zu beachten, dass die Bedingung in Gleichung (6.43) erfüllt sein muss.

$$g(E) = \sum_{n=2}^N g_n(E) = \sum_{n=2}^N \frac{1}{\sqrt[N_n]{1 + X^{N_n \cdot k_n \cdot (E - E_n)/E_1}}} \quad (6.42)$$

$$\sum_{n=2}^N k_n = 1 \text{ mit } k_n = 0 \dots 1 \quad (6.43)$$

Gleichung (6.42) kann als Parallelschaltung mehrerer nichtlinearer Leitwerte interpretiert werden. In diesem Fall wird die Kennlinie aus Abbildung 6.40 aus drei verschiedenen Summanden nachgebildet. Mit den Parametern aus **Tabelle 6.15** kann die gemessene Kennlinie des Überspannungsableiters sehr gut approximiert werden, siehe die rote gepunktete Kurve in Abbildung 6.40.

Tabelle 6.15: Zusätzliche Parameter für die Nachbildung der gemessenen Kennlinie des Überspannungsableiters

U_2 in kV	N_2	k_2	U_3 in kV	N_3	k_3	U_4 in kV	N_4	k_4
580	2	0,6	610	2	0,2	720	0,3	0,3

Abschließend werden noch die Parameter der verschiedenen Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Lackes für verschiedene Frequenzen ermittelt. Die Parameter sind in **Tabelle 6.16** in Abhängigkeit der angelegten Frequenz dargestellt. Da für die 500 Hz-Kennlinie der Wendepunkt beim Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten α sich außerhalb des Messbereiches befindet, kann die Feldstärke E_1 nicht aus der Kennlinie abgelesen werden. Die Zahlenwerte, die in Tabelle 6.16 für diese Frequenz dargestellt

sind, wurden so gewählt, dass die errechnete Kurve etwa mit der gemessenen übereinstimmt. Dabei wurden für die Auswahl die Veränderungen der Parameter bei den geringeren Frequenzen berücksichtigt.

Wie schon in Abschnitt 6.3 festgestellt wurde, nimmt nach Tabelle 6.16 die Leitfähigkeit γ_0 im Leckstrombereich linear mit steigender Frequenz zu. Auch bei der Übergangsfeldstärke E_1 ist eine leichte Zunahme der Werte zu beobachten, während bei dem Nichtlinearitätsparameter X eine Abnahme zu beobachten ist. Beim Nichtlinearitätsexponenten α ist eine Abnahme bei den Feldstärken E_1 zu beobachten. Die aus Gleichung (6.31) errechneten Kennlinien mit den Werten aus Tabelle 6.16 sind in **Abbildung 6.41** dargestellt.

Tabelle 6.16: Kennlinienparameter bei verschiedenen Frequenzen

Frequenz in Hz	γ_0 in nS/cm	E_1 in V/mm	$\gamma(E_1)$ in nS/cm	$\alpha(E_1)$	X	N_1
50	0,09	930	2,4	13	$2,65 \cdot 10^{10}$	0,22
100	0,21	964	3,6	12	$3,6 \cdot 10^9$	0,23
200	0,43	1017	6,5	10,4	$8,8 \cdot 10^8$	0,27
500	1,6	1100	11,6	7,9	$1,0 \cdot 10^6$	0,35

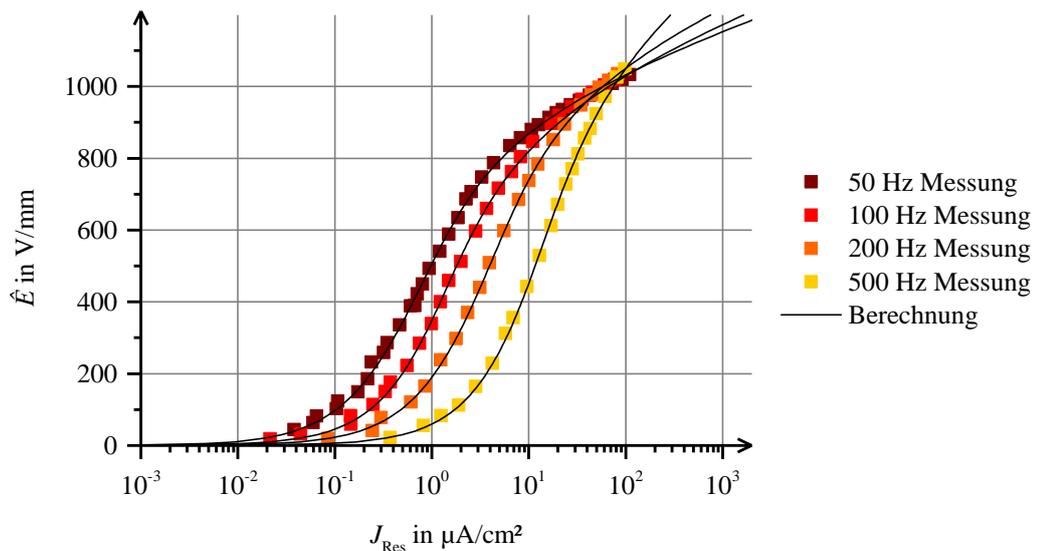


Abbildung 6.41: Vergleich zwischen berechneten und gemessenen Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Lackes bei unterschiedlichen Frequenzen

6.5.5 Anwendung auf Temperaturänderungen

In **Abschnitt 6.4** wurde auf die Temperaturabhängigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe eingegangen. Die Temperaturabhängigkeit lässt sich auch mit dem mathematischen Modell beschreiben. Da in dieser Arbeit keine genaue Aussage über das temperaturabhängige Verhalten im Durchbruch- und im Hochstrombereich getroffen werden konnte, werden hier drei Fälle unterschieden. Im ersten Fall wird die Auswirkung der Temperaturerhöhung über die gesamte Kennlinie betrachtet. Der zweite Fall berücksichtigt nur eine Änderung der Kennlinie im Leckstrombereich, während der dritte Fall eine Kennlinienänderung im Leckstrom- und im Durchbruchbereich durch Temperaturänderung berücksichtigt.

Eine Kennlinienänderung im gesamten Messbereich lässt sich mit dem mathematischen Modell durch die Erhöhung der Leitfähigkeit γ_0 beschreiben. Eine Erhöhung dieses Koeffizienten bewirkt, wie in **Abschnitt 6.5.2** beschrieben eine gleichmäßige Erhöhung der Leitfähigkeit im gesamten Kennlinienbereich.

Nun wird die Vorgehensweise erläutert, um eine Kennlinienänderung nur im Leckstrom- und im Durchbruchbereich zu bewirken. Die Übergangsfeldstärken E_1 und E_2 sollen dabei unverändert bleiben. Das führt dazu, dass der Nichtlinearitätsparameter X geändert werden muss. Da die Leitfähigkeit sich bei dieser Betrachtung im Hochstrombereich nicht ändern darf, kann der neue Nichtlinearitätsparameter X_T nach Gleichung (6.44) berechnet werden.

$$X_T = X \cdot \exp\left(\frac{E_1}{E_2 - E_1} \cdot \ln\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_T}\right)\right) \quad (6.44)$$

Die Berücksichtigung einer Kennlinienänderung nur im Leckstrombereich ist mit dem mathematischen Modell komplizierter. Damit die Kennlinie ausschließlich im Leckstrombereich verändert wird, muss die neue Übergangsfeldstärke $E_{1,T}$ durch Umstellen der Gleichung (6.33) ermittelt werden, an der die Asymptote für den Durchbruchbereich die neue gesuchte Leitfähigkeit γ_T erreicht, siehe Gleichung (6.45). Wie in Abbildung 6.31 dargestellt, verändert sich die Steigung im nichtlinearen Bereich der Kennlinie, wenn die Übergangsfeldstärke E_1 geändert wird. Da die Asymptoten von geänderter und alter Kennlinie identisch sein müssen, müssen bei einer Feldstärke von

0 V/mm die Asymptoten die gleiche Leitfähigkeit aufweisen. Diese Bedingung ist mit Gleichung (6.46) erfüllt.

$$E_{1,T} = E_1 \cdot \left(1 + \frac{\ln\left(\frac{\gamma_T}{\gamma_0}\right)}{\ln(X)} \right) \quad (6.45)$$

$$X_T = \frac{\gamma_T}{\gamma_0} \cdot X \quad (6.46)$$

Die angenommen Auswirkungen der Temperaturänderung auf die Kennlinie soll hier anhand der Kennlinie 0 aus Tabelle 6.11 vorgestellt werden. Dabei wird hier eine Temperaturerhöhung mit einem Anstieg der Leitfähigkeit im Leckstrombereich in Verbindung gebracht. Umgekehrt bedeutet eine Temperaturabsenkung eine Verkleinerung der Leitfähigkeit im Leckstrombereich. Die neuen Parameter für die Bestimmung der neuen Kennlinien, ermittelt nach den Gleichungen (6.44) bis (6.46) sind in **Tabelle 6.17** dargestellt.

Tabelle 6.17: Parameter für die Erstellung der Graphen in Abbildung 6.42 und Abbildung 6.43

Kurve	E_1 in kV/mm	E_2 in kV/mm	γ_0 in pS/cm	X	N_1	N_2
0	1,25	2,5	1	10^6	1	1
G1	1,25	2,5	0,1	10^7	1	1
G2	1,25	2,5	10	10^5	1	1
H1	1,04	2,5	0,1	10^5	1	1
H2	1,46	2,5	10	10^7	1	1

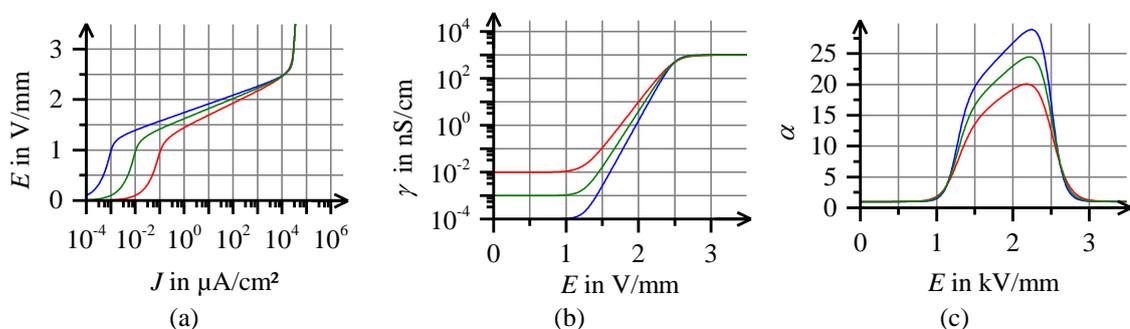


Abbildung 6.42: E - J -Kennlinie (a), γ - E -Kennlinie und α - E -Kennlinie bei Variation der Temperatur unter Berücksichtigung der Auswirkungen im Leckstrom- und im Durchbruchbereich

Abbildung 6.42 zeigt die Kennlinienänderungen für den Fall, das sich eine Änderung der Temperatur nur im Leckstrom- und im Durchbruchbereich auswirkt. Für den Fall, dass sich eine Temperaturänderung nur im Leckstrombereich der Kennlinie bemerkbar macht, ändern sich die Kennlinien gemäß **Abbildung 6.43**.

Dieses Vorgehen soll hier anhand der gemessenen E - J -Kennlinien aus Abschnitt 6.4 beispielhaft durchgeführt werden. Die Parameter für die Modellierung der mit 30 °C ausgemessenen Kennlinie ermitteln sich durch das in Abschnitt 6.5.3 beschriebene Verfahren und sind in **Tabelle 6.18** dargestellt. Da die ermittelten γ - E -Kennlinien im Messbereich bei höheren Temperaturen einer Verschiebung der mit 30°C gemessenen Kennlinie entspricht, ist bei anderen Temperaturen nur der Parameter γ_0 zu ändern.

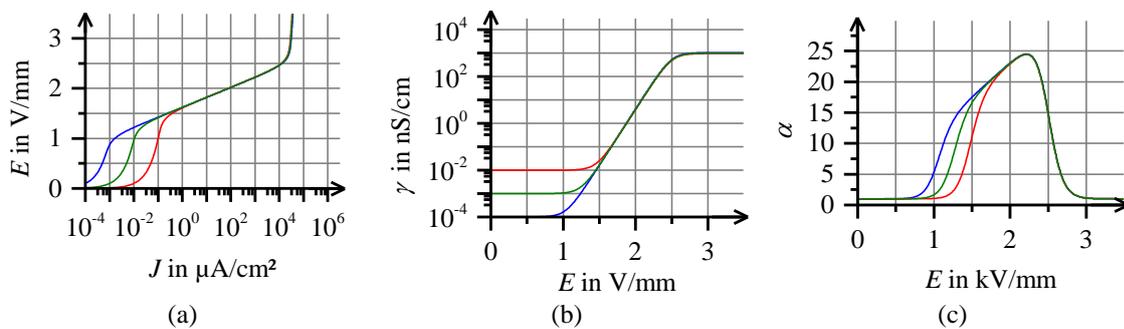


Abbildung 6.43: : E - J -Kennlinie (a), γ - E -Kennlinie und α - E -Kennlinie bei Variation der Temperatur unter Berücksichtigung der Auswirkungen nur im Leckstrombereich

Tabelle 6.18: Parameter zur Beschreibung der mit 30°C ausgemessenen Kennlinie aus Abbildung 6.25

T	γ_0 in nS/cm	E_1 in V/mm	X	N_1	E_2 in V/mm	N_2
30°C	0,1	900	$24,15 \cdot 10^6$	0,21	1600	0,21
50°C	0,12	900	$24,15 \cdot 10^6$	0,21	1600	0,21
80°C	0,175	900	$24,15 \cdot 10^6$	0,21	1600	0,21

Wird das mathematische Modell, welches eine Erhöhung der Leitfähigkeit nur im Leckstrombereich berücksichtigt, verwendet, so sind die neuen Übergangsfeldstärken $E_{1,T}$ und die neuen Nichtlinearitätskoeffizienten X_T bei höheren Temperaturen nach den Gleichungen (6.45) und (6.46) zu ermitteln. Die neuen Parameter sind in **Tabelle 6.19** dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich für diese Betrachtung eine Temperatur-

erhöhung auf eine Erhöhung der Parameter γ , E_1 und X auswirken. Die Auswirkungen einer Temperaturänderung auf die gesamte γ - E -Kennlinie ist in **Abbildung 6.44** dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die Leitfähigkeit bei kleinen Feldstärken gut nachgebildet wird. Bei größeren Feldstärken weist das mathematische Modell bei höheren Temperaturen bereits Unterschiede zu den gemessenen Werten auf. Die Begründung liegt darin, dass eine Vernachlässigung der Leitfähigkeit im unteren Durchbruchbereich der Kennlinie nicht möglich ist.

Tabelle 6.19: Ermittelte Parameter zur Bestimmung der E - J -Kennlinien bei anderen Temperaturen unter Berücksichtigung der Änderung nur im Leckstrombereich

T	γ_0 in nS/cm	E_1 in V/mm	X	E_2 in V/mm
30 °C	0,1	900	$24,15 \cdot 10^6$	1600
50 °C	0,12	910	$33,81 \cdot 10^6$	1600
80 °C	0,175	930	$42,27 \cdot 10^6$	1600

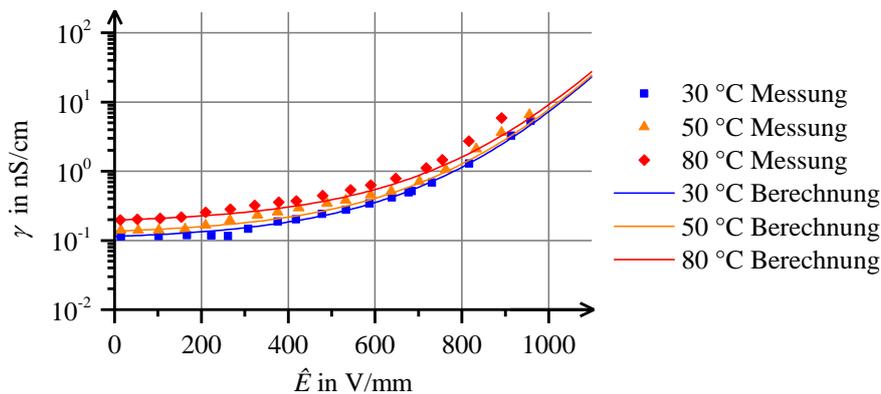


Abbildung 6.44: Vergleiche zwischen den gemessenen γ - E -Kennlinien bei verschiedenen Temperaturen und dem mathematischen Modell, welches nur eine Leitfähigkeitsänderung im Leckstrombereich berücksichtigt

6.5.6 Zusammenfassung

Mit Gleichung (6.30) wurde eine mathematische Beschreibung gefunden, mit der die resistive Kennlinie von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen in allen drei Bereichen realitätsnah beschrieben werden kann. Die Parameter, die für die mathematische Beschreibung der Kennlinie notwendig sind, lassen sich einfach aus der U - I - bzw. E - J -Kennlinie und dem Verlauf des Nichtlinearitätskoeffizienten ermitteln, wobei sich der Verlauf des Nichtlinearitätskoeffizienten aus der gemessenen E - J -Kennlinie

bestimmen lässt. Durch Variation der verschiedenen Größen in Gleichung (6.30) lassen sich bestimmte Bereiche der Kennlinie verändern und damit die Auswirkungen auf das Modell, in das die Kennlinie eingesetzt wird, untersuchen. Somit ist es grundsätzlich möglich „Wunschparameter“ elektrisch nichtlinearer Werkstoffe für die gewünschten Effekte zu definieren und an potentielle Hersteller solcher Materialien heranzutragen. Dies vereinfacht das Vorgehen bei der Entwicklung nichtlinearer feldsteuernde Systeme erheblich.

7 Simulationen der Spannungsverteilung in der Statorwicklung einer Maschine

7.1 Allgemeines

Um die vermuteten positiven Effekte einer mit Mikrovaristoren gefüllten Isolation einer umrichter gespeisten Maschine nachweisen zu können, bedarf es eines Simulationsmodells einer Maschinenwicklung. In diesem Kapitel wird die Wicklung einer 7,5-kW-Maschine und einer 240-kW-Maschine durch ein Simulationsmodell bestehend aus passiven Bauelementen nachgebildet. Als Vorlage dienen die technischen Daten der Maschinen sowie die Messungen, die in [Roc08] und [Roc09a] durchgeführt wurden. Anschließend werden die Simulationsmodelle mit den im vorherigen Kapitel entwickelten Mikrovaristor-Modellen erweitert, um die möglichen positiven Effekte von Mikrovaristoren in der Isolation der Maschine nachweisen und bewerten zu können. An dieser Stelle soll noch mal hingewiesen werden, dass Simulationen stets Modellierungsfehler und numerische Fehler aufweisen.

7.2 Simplorer

Die in dieser Arbeit durchgeführten transienten Simulationen wurden mit der Software „Simplorer 8.1“ der Firma ANSYS durchgeführt. Simplorer ermöglicht die transiente Simulation von Systemen, die aus elektrischen, mechanischen, thermischen und hydraulischen Komponenten bestehen [CAD14]. Ferner ist es in Simplorer möglich, folgende Systeme in einem Schaltplan zu integrieren [Ans11] [CAD14]:

- Schaltungen
- Blockdiagramme
- Zustandsautomaten
- verschiedene Modellierungssprachen
- mathematische Gleichungssysteme
- Co-Simulationen mit FEM

Unter den verschiedenen Modellierungssprachen werden unter anderem VHDL-AMS, C, C++ und eine eigene Modellierungssprache unterstützt [Ans11]. Hier werden die Funktionen der transienten Knotenanalyse verwendet, um die Spannungsverläufe innerhalb der Stator-Wicklung simulieren zu können. Die Berechnung der Verläufe von Spannungen und Strömen erfolgt in Simplorer durch das numerische Lösen der Differentialgleichungen an jedem Knoten des eingegebenen Netzwerkes.

In dieser Arbeit wird das Ersatzschaltbild der Statorwicklung bestehend aus passiven Elementen (Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten) in Simplorer eingegeben. Die Mikrovaristoren werden im Simulationsmodell durch einen spannungsabhängigen Leitwert modelliert. Dazu wurde in Simplorer ein VHDL-AMS-Modell erstellt, in dem verschiedene Kennlinien hinterlegt werden können. Die erhöhte Permittivität der mikrovaristorgefüllten Isolation wird durch eine gleichmäßige Vergrößerung der Kapazitäten im Ersatzschaltbild der Statorwicklung erreicht.

7.3 Die 7,5-kW-Maschine

Bei der 7,5-kW-Maschine handelt es sich um eine vierpolige Niederspannungsmaschine, die mit 3 x 400 V gespeist wird. Ihre technischen Daten sind in **Tabelle 7.1** wiedergegeben. Der Einsatz von Mikrovaristoren in Niederspannungsmaschinen ist zwar unwahrscheinlich, da Mikrovaristoren einerseits teuer in ihrer Herstellung und Niederspannungsmaschinen andererseits kostengünstig herzustellen sind. Trotzdem wird der Einsatz von Mikrovaristoren für diesen Maschinentyp untersucht, da hierfür bereits umfangreiche Messwerte und damit auch Informationen über die Spannungsverteilung

Tabelle 7.1: Technische Daten der untersuchten 7,5-kW-Maschine [Mag09a], [Roc09a]

Hersteller	VEM	Nuten	48
Typbezeichnung	132 M/4 TF	Pole	4
Nennleistung	7,5 kW	Windungen pro Phase	136
Nennspannung	3 x 400 V	Mittlere Windungslänge	57,5 cm
Nennstrom	14,8 A	Nutlänge	13,9 cm
Nenndrehzahl	1500 min ⁻¹		

innerhalb der Wicklung vorliegen. Die Messwerte wurden in [Roc08] und [Roc09a] mit Hilfe von Anzapfungen, die für diese Zwecke nach jeder Spule angebracht wurden, aufgenommen und können für den Aufbau des Simulationsmodells genutzt werden.

Nach Gleichung (2.16) und den Angaben aus Tabelle 7.1 lässt sich eine Lochzahl von Vier ermitteln. Da diese Maschine vier Pole besitzt, weist sie acht Spulen pro Phase auf. Aus der Gesamtwindungszahl von 136 ergeben sich 17 Windungen pro Spule. Das Prinzipschaltbild des Stators mit den Anzapfungen ist in **Abbildung 7.1** dargestellt.

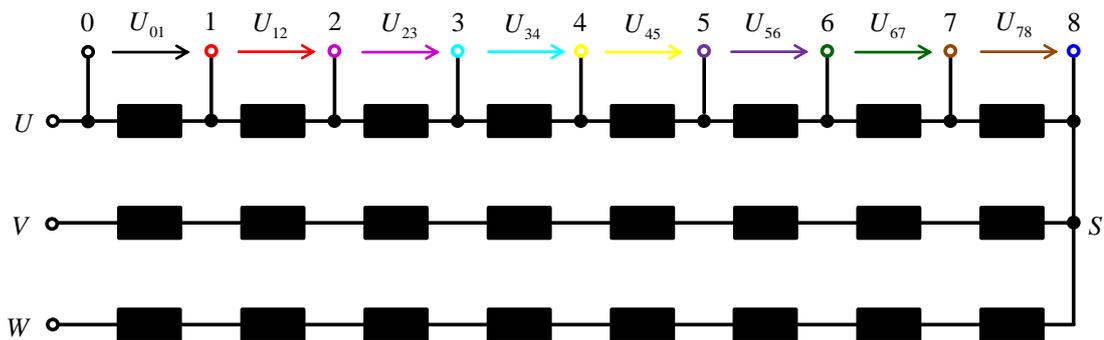


Abbildung 7.1: Prinzipschaltbild der Statorwicklung, nach [Roc09a]

Abbildung 7.2a zeigt die in [Roc09a] durchgeführten Messungen zwischen den Anzapfungen der Maschine und Erde. Die Farben der einzelnen Spannungen entsprechen denen der Anzapfungen in **Abbildung 7.1**. Wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, schwankt die Spannung zwischen der negativen und der positiven halben Zwischenkreisspannung. Durch die Gleichrichtung über die B6-Brücke kommt eine zusätzliche Schwingung hinzu. Wird der ungünstigste Zeitpunkt betrachtet, kommt es zu einer Spannungsanhebung der Leiter-Erde-Spannung. Diese Spannungsanhebung wurde in der Messung von [Roc09a] berücksichtigt. In diesem Fall beträgt die maximale Leiter-Erde-Spannung ca. 800 V, was in **Abbildung 7.2a** erkennbar ist. Bezogen auf die maximale Zwischenkreisspannung von 370 V bedeutet dies eine Spannungserhöhung um das 2,2-fache der Zwischenkreisspannung. Im weiten Verlauf dieser Arbeit werden die maximalen Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen auf diesen Wert bezogen. In **Abbildung 7.2b** sind die Spannungsfälle über den Spulen dargestellt, die aus den Leiter-Erde-Spannungen ermittelt wurden. Die Farben entsprechen denen der Spannungspfeile aus **Abbildung 7.1**.

In Abbildung 7.2b ist deutlich zu erkennen, dass die Spannungsfälle über den Spulen ungleich verteilt sind. Vor allem über den ersten beiden Spulen fällt eine relativ hohe Spannung mit einer steilen Spannungsflanke ab. Bei den hinteren Spulen sind die Spannungsfälle gleichmäßiger verteilt. Die Begründung für diese ungleichmäßige Verteilung liegt in der Wellenausbreitung innerhalb einer Wicklung. Während am Anfang der Wicklung aufgrund der steilen Spannungsflanken des Umrichters die Wellenausbreitung in der Wicklung nach der kapazitiven Sofortverteilung erfolgt, erfolgt sie im hinteren Teil der Wicklung nach dem Leitungsmechanismus, siehe Abschnitt 2.7.

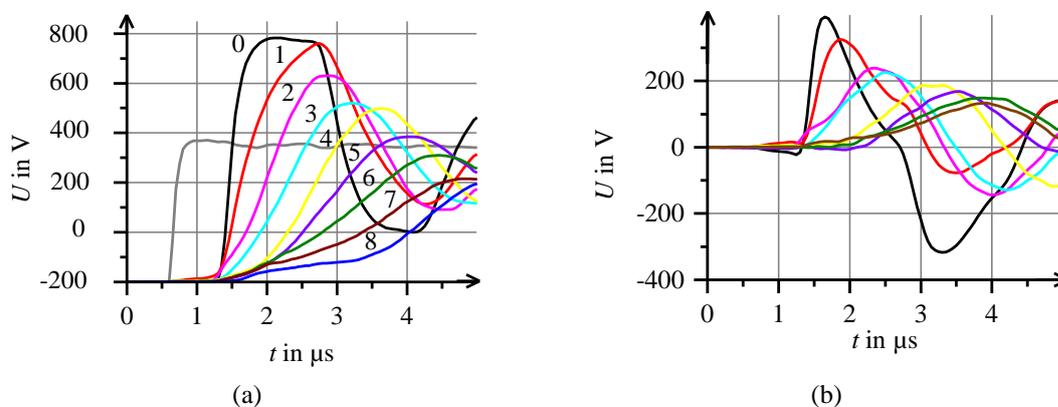


Abbildung 7.2: Gemessene Leiter-Erde-Spannungen (a) in der Wicklung der 7,5-kW-Maschine [Roc09a] und die zugehörigen Spannungsfälle über den Spulen (b)

Da diese Vorgänge durch die hohe Taktfrequenz mehrere tausend Mal pro Sekunde auftreten, könnten Abhilfemaßnahmen notwendig sein. In diesem Abschnitt werden simulativ die Einflüsse von Mikrovaristoren in der Isolation der 7,5-kW-Maschine untersucht.

7.4 Aufbau des Simulationsmodells der 7,5-kW-Maschine

7.4.1 Allgemeines

Das Simulationsmodell der 7,5-kW-Maschine besteht, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, aus den drei Elementen Umrichter, Kabel und Maschine. Während sich der Umrichter in Simplorer einfach durch eine Spannungsquelle ohne Innenwiderstand modellieren lässt, sind für das Kabel und die Maschine aufwendigere Modelle erforderlich. In diesem Abschnitt wird der Aufbau der Simulationsmodelle der verschiedenen Elemente

in Simplorer vorgestellt sowie die Funktionsweise des gesamten Simulationsmodells durch Vergleich mit den Messungen überprüft. Des Weiteren wird das gefundene Simulationsmodell mit Mikrovaristoren erweitert und erste Simulationen mit der erhöhten Permittivität durchgeführt.

7.4.2 Modellierung des Umrichters

Für die Simulation der Spannungsverläufe innerhalb der Statorwicklung ist der Betrachtungszeitraum von einer Periode der Taktfrequenz ausreichend. Wie bereits im Abschnitt 2.2 erwähnt, liegt die Taktfrequenz von Umrichtern für Niederspannungsmaschinen zwischen 3 und 20 kHz. Damit die Rechenzeit einer Simulation nicht unnötig verlängert wird, wird hier eine Periodendauer von 100 μs betrachtet, was einer Taktfrequenz von 10 kHz entspricht.

Wie bereits erwähnt, wird der Umrichter in Simplorer durch eine Spannungsquelle nachgebildet. Bei der verwendeten Spannungsquelle handelt es sich um eine ideale Spannungsquelle ohne Innenwiderstand mit einer Wertetabelle. Die in dieser Tabelle hinterlegten Werte für den nachgebildeten Spannungsverlauf des Umrichters wurde aus Messungen von [Roc09a] entnommen und ist in **Abbildung 7.3** graphisch dargestellt.

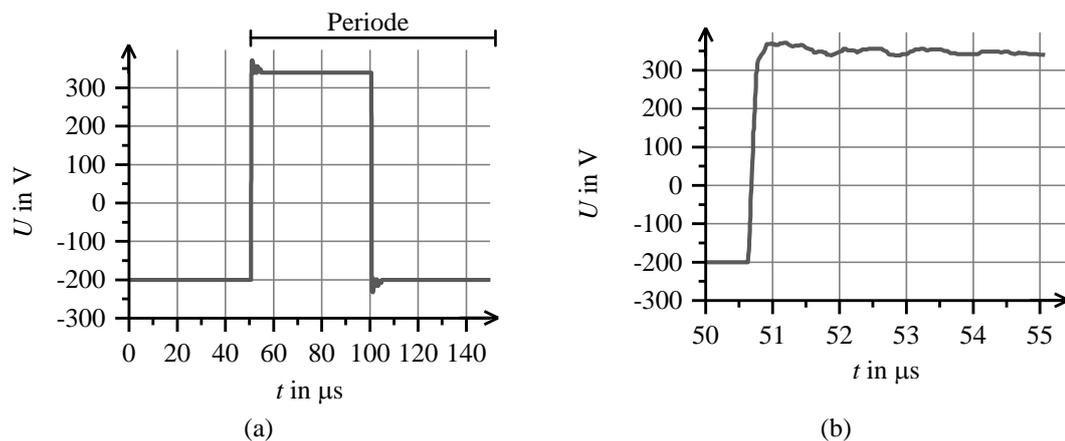


Abbildung 7.3: Spannungsverlauf der Spannungsquelle über den gesamten Zeitraum vom 150 μs (a) und im Bereich des Spannungsanstiegs (b).

Da in dieser Arbeit die Auswirkungen von Mikrovaristoren in der Nut untersucht werden, sind für die Simulationen ausschließlich die Leiter-Erde-Spannungen von Bedeutung. In Abschnitt 2.2 wurde gezeigt, dass sich die Leiter-Erde-Spannung am

Ausgang des Umrichters zwischen der halben positiven der halben negativen Zwischenkreisspannung bewegt und durch einen Sinus mit einem Zwölftel der Amplitude der Zwischenkreisspannung und sechsfacher Netzfrequenz überlagert ist. Um den ungünstigsten Fall abzudecken, wird mit der Spannungsquelle ein symmetrischer Impuls zum Zeitpunkt des Maximums dieser Sinuswelle erzeugt. Der in **Abbildung 7.3a** gezeigte Teil des Spannungsverlaufs hat eine Länge von $150 \mu\text{s}$, von denen im Verlauf der Simulationen nur die letzten $100 \mu\text{s}$, entsprechend einer Periode, ausgewertet werden. Die ersten $50 \mu\text{s}$ werden benötigt, damit das ganze System einschwingen kann. Einschwingvorgänge sind nach diesem Zeitraum fast komplett abgeklungen, wie später gezeigt wird. **Abbildung 7.3b** zeigt einen Ausschnitt der in **Abbildung 7.3a** dargestellten Spannung.

7.4.3 Die Verbindungsleitung

Für die Simulation wird eine Leitung mit vier Leitern, deren Abmessungen in **Abbildung 7.4** dargestellt sind, verwendet. Jeder Leiter besteht aus 7 Teilleitern, die wiederum aus jeweils 12 Drähten bestehen. Die Modellierung der Leitung erfolgt in Simplorer über das Kettenleiterersatzschaltbild einer Leitung nach **Abbildung 2.6**. Insgesamt werden, um eine hundert Meter lange Leitung zu modellieren, hundert Elemente zu jeweils einem Meter Länge verwendet.

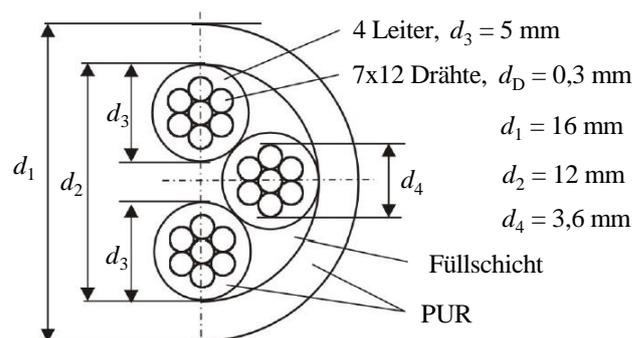


Abbildung 7.4: Querschnitt der für die Simulation verwendeten Leitung, nach [Mag09b] © 2009 IEEE

Aufgrund der kurzen Anstiegszeiten der Umrichterspannung muss das Kettenleiterersatzschaltbild modifiziert werden, um den Skin-Effekt zu berücksichtigen [Mag13a]. Hierfür wird die Reihenschaltung aus Induktivität und Widerstand durch ein Netzwerk, bestehend aus jeweils sechs Widerständen und Induktivitäten, siehe **Abbildung 7.5**,

verwendet. Für niederfrequente Anteile sind die Induktivitäten dieses Kreises praktisch wirkungslos, und die Widerstände können als Parallelschaltung aufgefasst werden. Mit steigender Frequenz beginnen die Induktivitäten die einzelnen Strompfade zu sperren, und der Gesamtwiderstand nimmt zu. Die Werte der Elemente sind [Mag09b] entnommen und in **Tabelle 7.2** dargestellt. Der Skin-Effekt lässt sich auch mit der Abschätzformel aus Gleichung (2.28) abschätzen.

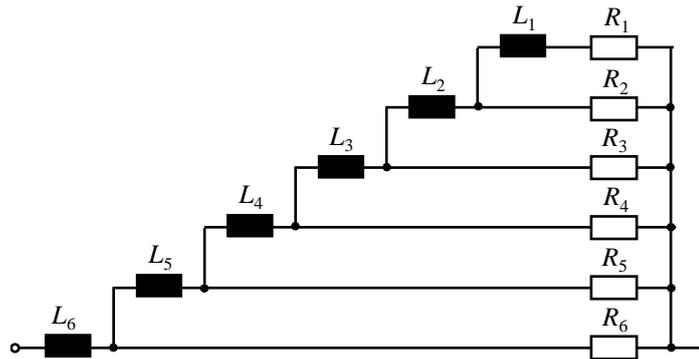


Abbildung 7.5: Netzwerk zur Berücksichtigung des Skin-Effekts, nach [Mag13a]

Tabelle 7.2: Widerstands- und Induktivitätsbeläge für das Netzwerk aus Abbildung 7.5 [Mag09b] © 2009 IEEE

n	1	2	3	4	5	6
R'_n in mΩ/m	545,48	545,51	73,557	4,397	18,278	201,19
L'_n in nH/m	0,0378	436,65	51,472	7,747	53,782	210,83

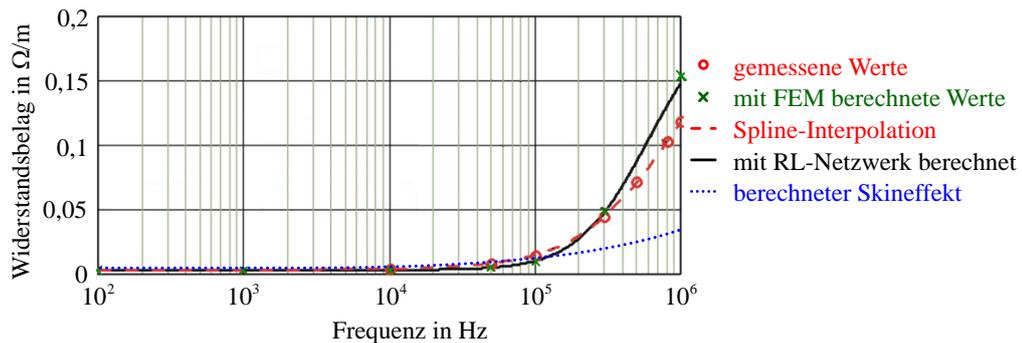


Abbildung 7.6: Der in [Mag09b] gemessene und berechnete Widerstandsbelag der Leitung in Abhängigkeit von der Frequenz im Vergleich zu den in dieser Arbeit nach den Gleichungen (2.28) und (2.29) berechneten Einfluss des Skineffektes, nach [Mag09b] © 2009 IEEE

Abbildung 7.6 zeigt die Übertragungsfunktion des Netzwerkes aus Abbildung 7.5 mit den Werten aus Tabelle 7.2 im Vergleich zu den in [Mag09b] durchgeführten

Messungen und des nach den Gleichungen (2.28) und (2.29) abgeschätzten Skin-Effektes. Es ist zu erkennen, dass sich der gemessene frequenzabhängige Widerstandsbelag sich gut durch das Netzwerk aus Abbildung 7.5 nachbilden lässt. Allerdings unterscheiden sich ab einer Frequenz von etwa 100 kHz die gemessenen Werte von den durch den Einfluss des Skin-Effektes abgeschätzten Werten. Die Begründung hierfür liegt anscheinend im Proximity-Effekt, der auch frequenzabhängig ist.

Des Weiteren werden für das Leitungsmodell ein frequenzabhängiger Kapazitätsbelag und ein frequenzabhängiger Ableitbelag angenommen. Es ist bekannt, dass die relative Permittivität isolierender Werkstoffe bei steigender Frequenz abnimmt und die dielektrischen Verluste mit der Frequenz zunehmen [Ive07], [Küc09]. Das Ersatzschaltbild zur Berücksichtigung dieser Faktoren ist in **Abbildung 7.7** gezeigt. Mit zunehmender Frequenz steigt der Spannungsfall über den Leitwerten, weil die Kapazitäten niederimpedanter werden. Dadurch steigt der resistive Anteil des Stromes, und sein kapazitiver Anteil nimmt ab. Der Frequenzgang für den Kapazitätsbelag und den Leitwertbelag ist mit den Werten aus **Tabelle 7.3** in **Abbildung 7.8** dargestellt [Mag09b]. Dabei ist zu erkennen, dass die berechneten Werte gut mit den in [Mag09b] gemessenen Werten übereinstimmen.

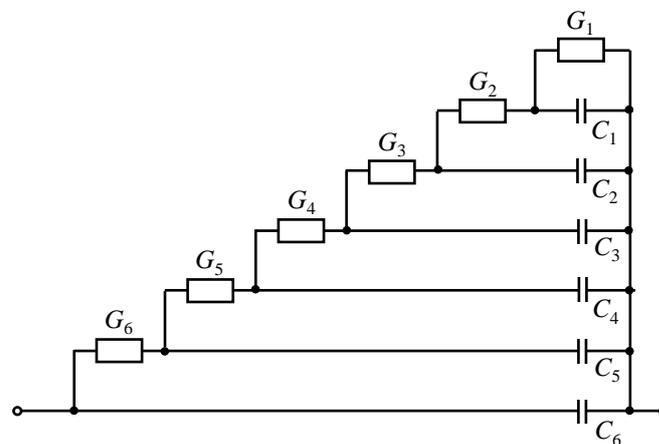


Abbildung 7.7: Netzwerk zur Berücksichtigung der sinkenden Kapazität und des steigenden Leitwertes mit steigender Frequenz

Tabelle 7.3: Leitwerts- und Kapazitätsbelagswerte zur Erzeugung des Netzwerks aus Abbildung 7.7 [Mag09b] © 2009 IEEE

n	1	2	3	4	5	6
C'_n in pF/m	0,0088	2,81	4,187	4,067	10,497	83,81
G'_n in μ S/m	0,0108	0,0109	0,663	5,106	19,804	122,29

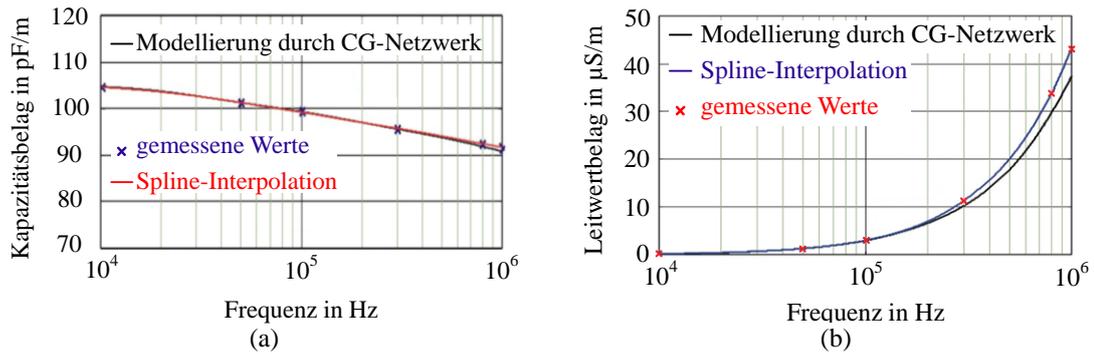


Abbildung 7.8: Frequenzgang des Kapazitätsbelags (a) und des Leitwertbelag (b) für das Kabel mit den Werten aus Tabelle 7.3, nach [Mag09b] © 2009 IEEE

7.4.4 Simulationsmodell der Statorwicklung der 7,5-kW-Maschine

Das Simulationsmodell der gesamten Statorwicklung der 7,5-kW-Maschine setzt sich aus der Reihenschaltung von acht identischen Spulen-Elementen zusammen, die aus jeweils 17 Windungen bestehen. Die 17-fache Reihenschaltung identischer Windungselemente nach Abbildung 2.17 ist nicht möglich, da sich nach jeder Windung die Position des Leiters und damit die Kapazitäten ändern. Weiterhin müssen auch Kapazitäten zwischen zwei nicht aufeinanderfolgenden Windungen berücksichtigt werden, da auch diese sich in räumlicher Nähe befinden.

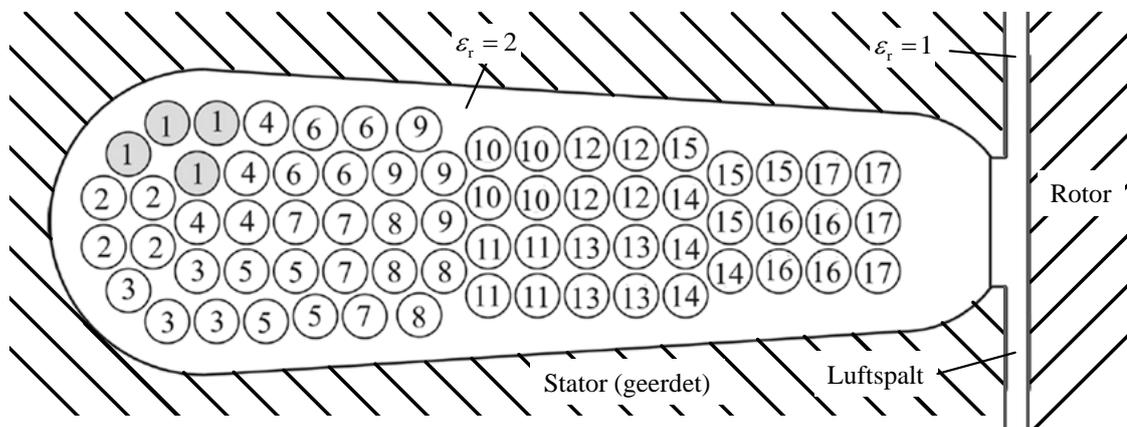


Abbildung 7.9: Angenommene Anordnung der Leiter in der Nut, nach [Mag09a]

Abbildung 7.9 zeigt die für die Simulation in der Nut angenommene Anordnung der Leiter und dient als Grundlage zur Berechnung der Kapazitäten zwischen den Leitern und den Kapazitäten zwischen Leiter und geerdetem Statorblechpaket. Dabei ist zu beachten, dass jede Windung aus vier parallelen Leitern besteht, die jeweils das selbe Potential aufweisen. In Abbildung 7.9 besitzen diese parallelen Leiter jeweils die

gleiche Nummer. Somit ergeben sich für diese Anordnung 17 Leiter-Erde-Kapazitäten und 136 Leiter-Leiter-Kapazitäten. Die Berechnung der Kapazitäten erfolgt in [Mag09a] über die elektrische Energie, die sich für diese gegebene Anordnung nach **Gleichung (7.1)** ermitteln lässt.

$$W_{el} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{17} C_{i,0} \cdot u_i^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{17} \sum_{j=i+1}^{17} C_{ij} \cdot (u_i - u_j)^2 \quad (7.1)$$

Die elektrische Energie lässt sich auch durch Vorgeben der Spannungen u_i und u_j durch Feldsimulationssoftware ermitteln. Dafür wurden in [Mag09a] ausschließlich Spannungswerte für u_i und u_j von 0 V und 1 V sowie eine relative Permittivität von $\epsilon_r = 2$ (Permittivität der herkömmlichen Isolation) angenommen. Durch Auswahl der verschiedenen Kombinationen von u_i und u_j lassen sich 153 Gleichungen aufstellen, um die 153 unbekanntes Kapazitäten bestimmen zu können. Die genaue Vorgehensweise ist in [Mag13a] und [Mag13b] erläutert. Die Kapazitätswerte zwischen dem jeweiligen Leiter und dem geerdetem Statorblechpaket sind in **Tabelle 7.4** dargestellt. **Tabelle 7.5** zeigt die Kapazitäten zwischen zwei räumlich benachbarten Windungen, wobei die Indizes die Position der jeweiligen Windung angeben. Zum Beispiel ist die erste Windung mit der vierten Windung durch die Kapazität $C_{W1,4}$ verbunden. Alle Kapazitäten mit Werten kleiner 1 pF wurden in beiden Tabellen vernachlässigt. Auffallend ist, dass die Kapazitäten benachbarter Windungen um das Fünf- bis Zehnfache größer sind als die Kapazitäten zwischen Leiter und Stator, was an den stark unterschiedlichen Abständen liegt.

Tabelle 7.4: Kapazitätswerte zwischen Leiter und geerdetem Blechpaket [Mag09a]

	C in pF		C in pF		C in pF
C_{E1}	28,71	C_{E7}	8,52	C_{E13}	13,77
C_{E2}	20,71	C_{E8}	11,22	C_{E14}	12,74
C_{E3}	28,71	C_{E9}	11,22	C_{E15}	17,58
C_{E4}	8,23	C_{E10}	11,87	C_{E16}	10,1
C_{E5}	15,18	C_{E11}	11,87	C_{E17}	26,82
C_{E6}	15,47	C_{E12}	13,77		

Tabelle 7.5: Kapazitätswerte zwischen zwei räumlich benachbarten Windungen [Mag09a]

	C in pF		C in pF		C in pF
C_{W1_2}	125,73	C_{W6_8}	2,47	C_{W11_12}	2,44
C_{W1_4}	168,99	C_{W6_9}	100,96	C_{W11_13}	110,54
C_{W2_3}	125,68	C_{W7_8}	156,85	C_{W12_13}	107,14
C_{W2_4}	72,37	C_{W7_9}	2,47	C_{W12_14}	55,96
C_{W3_4}	50,13	C_{W8_9}	154,7	C_{W12_15}	56,4
C_{W3_5}	118,79	C_{W8_11}	86,08	C_{W13_14}	112,27
C_{W4_5}	55,94	C_{W9_10}	122,29	C_{W14_15}	204,06
C_{W4_6}	117,4	C_{W9_11}	36,19	C_{W14_16}	58,19
C_{W4_7}	53,5	C_{W10_11}	103,74	C_{W15_16}	109,43
C_{W5_7}	117,24	C_{W10_12}	110,67	C_{W15_17}	55,4
C_{W6_7}	107,07	C_{W10_13}	2,44	C_{W16_17}	166,98

Um wie bei der Leitung die hochfrequenten Einflüsse, die durch die kurzen Anstiegszeiten der Umrichterspannung entstehen, berücksichtigen zu können, muss auch hier die Reihenschaltung aus Induktivität und Widerstand durch das Netzwerk aus Abbildung 7.5 ersetzt werden. Die Parameter zur Berücksichtigung des Skin-Effekts in der Wicklung unterscheiden sich von denen im Verbindungskabel und sind in **Tabelle 7.6** dargestellt. Für jede Windung werden identische Parameter verwendet.

Tabelle 7.6: Widerstands- und Induktivitätswerte pro Windung zur Berücksichtigung des Skin-Effekts in der Wicklung [Mag09a]

n	1	2	3	4	5	6
R_n in m Ω	18	24	316	3.945	7.244	20.535
L_n in nH	1.177	6.777	7.987	3.102	6.047	3.426

Abbildung 7.10 zeigt die Frequenzabhängigkeit des Widerstandes und der Induktivität je Windung von der Wicklung der betrachteten Maschine. Es ist zu erkennen, dass die Frequenzabhängigkeit des Widerstandbelages in der Statorwicklung deutlich stärker ausgeprägt ist als in der Verbindungsleitung und bereits ab einer Frequenz von ca.

10 kHz stark ansteigt. Dieser starke Anstieg lässt sich, wie in Abschnitt 2.8 erläutert, durch den Proximity-Effekt begründen.

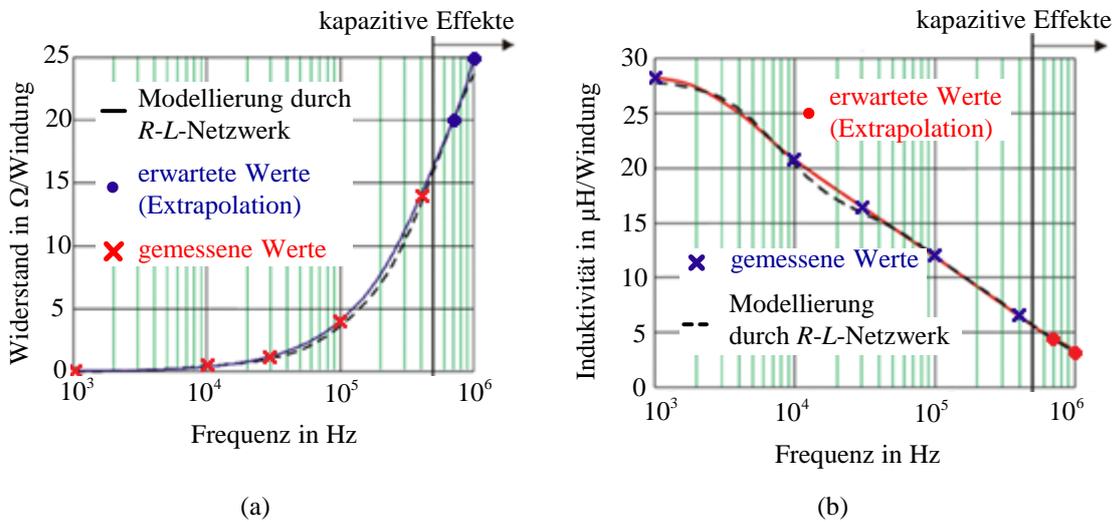


Abbildung 7.10: Vergleich zwischen gemessenen und berechneten frequenzabhängigen Widerstand (a), nach [Mag09a] sowie Vergleich zwischen gemessener und berechneter frequenzabhängiger Induktivität (b), nach [Mag09a]

Der prinzipielle Aufbau des Modells einer Spule ist in **Abbildung 7.11** dargestellt. Dabei stellen die Elemente A_n Konnektoren dar, an denen weitere Elemente angeschlossen werden können. Beim Aufbau des Modells sorgen sie beim Anschluss der Kapazitäten zwischen den Windungen für eine bessere Übersichtlichkeit des Modells. Die Elemente RL_n stellen das Netzwerk aus Abbildung 7.5 mit den Werten aus Tabelle 7.6 dar.

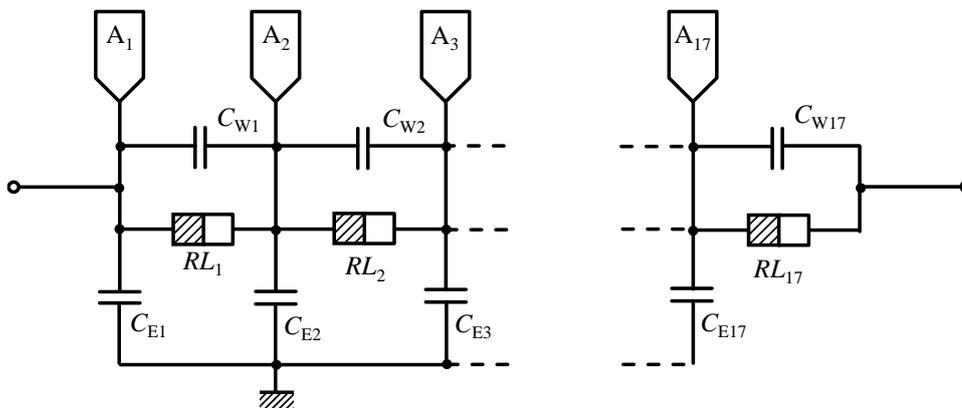


Abbildung 7.11: Aufbau des Spulenmodells, siehe auch [Bla11]

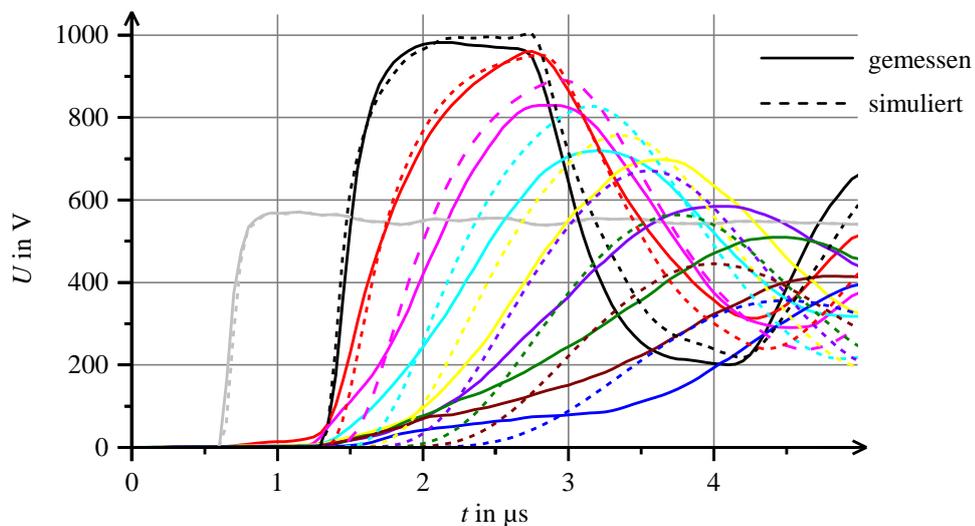
Für die Beschreibung zum Beispiel des Stranges U wird das Ersatzschaltbild aus Abbildung 7.11 achtmal in Reihe geschaltet, wobei die Kapazitätswerte aus Tabelle 7.4 und Tabelle 7.5 für jede Spule übernommen werden. Die beiden Stränge, die vom Sternpunkt S zu den Klemmen V und W führen, wurden vereinfacht durch das Netzwerk aus Abbildung 7.5 zusammengefasst. Vor der Induktivität L_6 wurde eine konzentrierte Leiter-Erde-Kapazität platziert, um den Einfluss des geerdeten Statorblechpakets auf die Stränge V und W zu berücksichtigen. Die Werte für dieses Netzwerk sind um den Faktor 68 größer als die Werte aus Tabelle 7.6. Dieser Faktor ergibt sich aus der 17-fachen Reihenschaltung dieses Netzwerkes für jede Spule und aus der achtfachen Reihenschaltung der Spulen sowie der Parallelschaltung der beiden Stränge.

Tabelle 7.7: Werte für die Modellierung der Stränge V und W

n	1	2	3	4	5	6
R_n in Ω	1,22	1,63	21,49	268,26	492,59	1396,38
L_n in μH	80,04	460,84	543,17	210,94	411,20	232,97
C_n in nF	4,12	-	-	-	-	-

7.4.5 Simulation der Spannungsverläufe

Die Ergebnisse der Simulation mit dem Simulationsmodell aus Abschnitt 7.4.4 und dessen Parametern ist im Vergleich mit den in [Roc09a] gemessenen Werten in **Abbildung 7.12** dargestellt.

Abbildung 7.12: Spannungsverteilung im Strang U - Vergleich zwischen Simulation und Messung

Dabei ist auffällig, dass sich bei der Simulation die Laufzeiten in der Wanderwellenausbreitung innerhalb der Wicklung der Maschine von denen in [Roc09a] unterscheiden. Anhand der Simulationsergebnisse kann festgestellt werden, dass die Wellenausbreitung in der Wicklung sich offenbar gemäß den Wanderwellengesetzen einer Leitung ausbreiten. Das Modell muss daher mit weiteren Streukapazitäten erweitert werden. In Abbildung 2.10 ist ein geöffneter Stator des Maschinentyps dargestellt, an denen die Messungen durchgeführt worden sind. In dieser Abbildung ist erkennbar, dass sich verschiedene Spulen in räumlicher Nähe befinden. Deshalb wird das Ersatzschaltbild aus Abbildung 7.1 mit einigen Streukapazitäten erweitert, siehe **Abbildung 7.13**. Des Weiteren ist es notwendig, die relativen Permittivitäten der herkömmlichen Isolation zu ändern. In [Mag09a] wurde für diesen Maschinentyp eine relative Permittivität von $\epsilon_r = 2$ angenommen. Eine Durchführung der Simulation mit dieser relativen Permittivität führt dazu, dass die Laufzeiten der simulierten Spannungswelle nicht identisch mit der gemessenen sind.

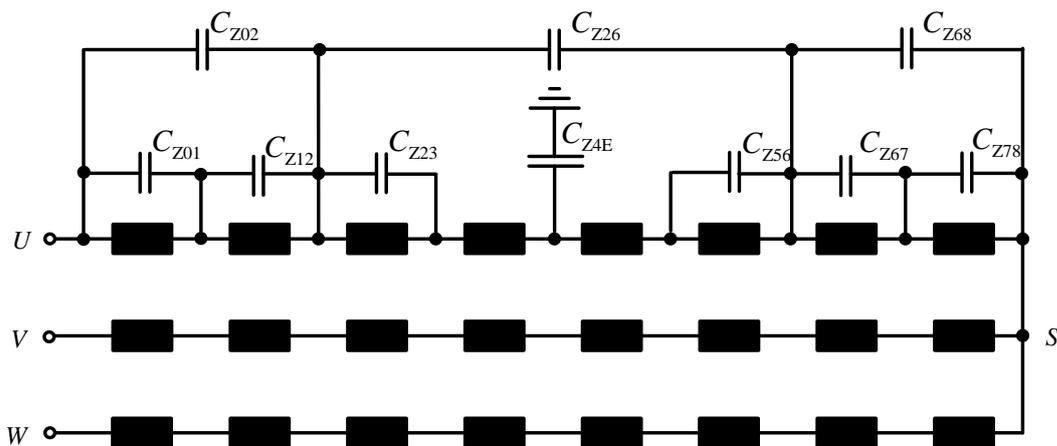


Abbildung 7.13: Modifiziertes Prinzipschaltbild des Stators mit weiteren Streukapazitäten

Die Kapazitäten aus Tabelle 7.4 und Tabelle 7.5 lassen sich gemäß Gleichung (7.2) in einen elektrischen und in einen geometrischen Anteil aufspalten.

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot K_{\text{Geo}} \quad (7.2)$$

Das Produkt aus Dielektrizitätskonstante und relativer Permittivität in Gleichung (7.2) beschreibt den elektrischen Anteil der Kapazität, während der geometrische Anteil durch den Faktor K_{Geo} gegeben ist. Durch Gleichung (7.2) lassen sich die Leiter-Erde-

Kapazitäten und die Kapazitäten zwischen den Windungen anpassen. Mit den Zahlenwerten für die zusätzlichen Kapazitäten aus **Tabelle 7.8** und einer relativen Permittivität von $\varepsilon_r = 2,5$ ergeben sich die Spannungsverläufe, die in **Abbildung 7.14a** und **Abbildung 7.14b** dargestellt sind.

Tabelle 7.8: Kapazitätswerte für die zusätzlichen Streukapazitäten

C_{Z01} in pF	C_{Z02} in pF	C_{Z12} in pF	C_{Z23} in pF	C_{Z26} in pF
358,9	71,78	143,56	358,9	287,12
C_{Z4E} in pF	C_{Z56} in pF	C_{Z67} in pF	C_{Z68} in pF	C_{Z78} in pF
1.076,4	358,9	143,56	71,78	358,9

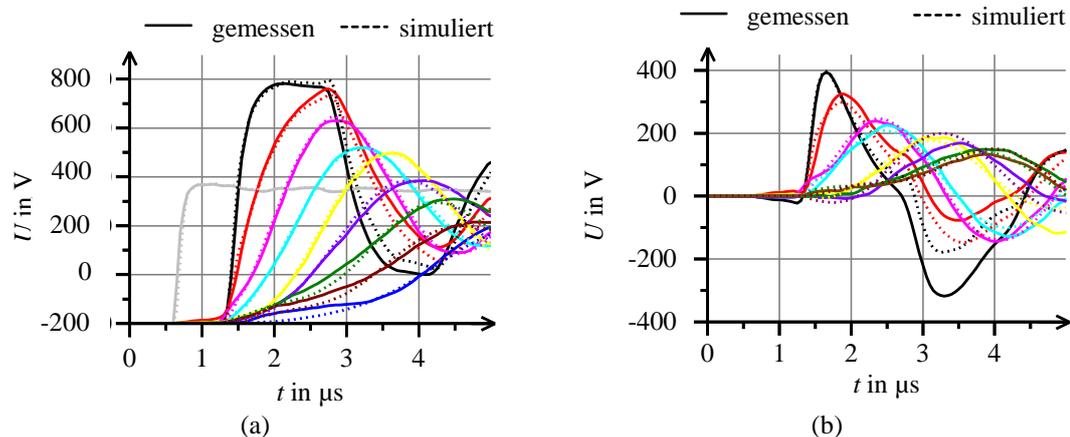


Abbildung 7.14: Vergleich zwischen Messung und Simulation mit zusätzlichen Kapazitäten und modifizierter relativer Permittivität

Durch das Hinzufügen dieser Streukapazitäten und durch Anpassen der relativen Permittivität ist es somit gelungen, ein Modell zu erstellen, in welchem die Leiter-Erde Spannungen während der ersten Mikrosekunden der Simulation mit den gemessenen Leiter-Erde-Spannungen nahezu identisch sind. Werden die Spannungsfälle über den Spulen betrachtet, siehe **Abbildung 7.14b**, sind Differenzen zwischen Messung und Simulation deutlicher erkennbar. Die Kurvenform bleibt bei der Simulation trotz quantitativer Unterschiede erhalten. Das hier entwickelte Modell kann insgesamt für weitere Betrachtungen verwendet werden, da die Kurvenverläufe der simulierten Spannungen in Amplitude und Kurvenform gut mit den gemessenen Spannungen übereinstimmen.

7.4.6 Erweiterung des Simulationsmodells mit Mikrovaristoren

Nachdem es gelungen ist, ein elektrisches Ersatzschaltbild einer Wicklung des Stators einer umrichter gespeisten Maschine zu modellieren, kann dieses Modell nun um Mikrovaristoren erweitert werden. Da die Mikrovaristoren in die Isolation der Wicklung eingebracht werden sollen, muss das Ersatzschaltbild der Mikrovaristoren parallel zu den Kapazitäten in der Nut platziert werden, wie in **Abbildung 7.15** dargestellt.

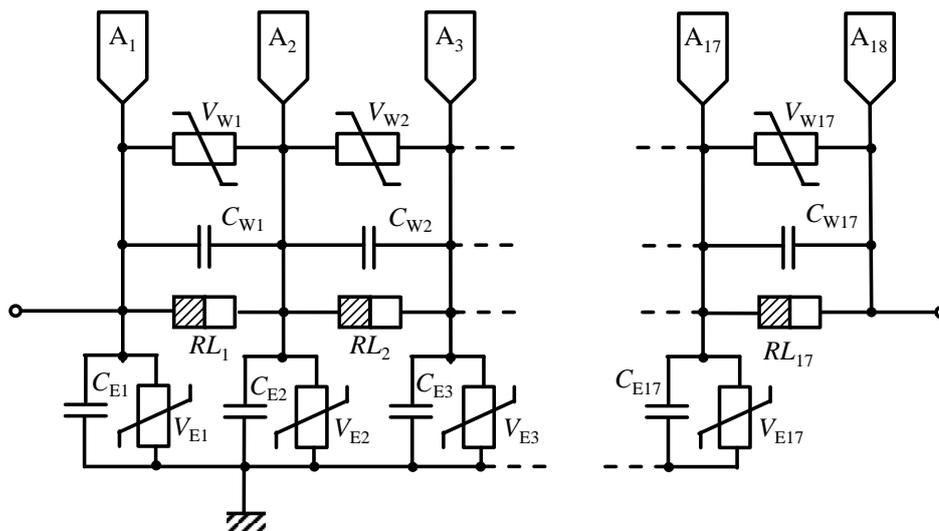


Abbildung 7.15: Ersatzschaltbild einer Spule der Wicklung mit mikrovaristorgefüllter Isolation, siehe auch [Bla11]

Die Berechnung der U - I -Kennlinien aus der E - J -Kennlinie ist nicht einfach, da die elektrische Feldstärke ortsabhängig ist. Die Vorgehensweise für die Berechnung der U - I -Kennlinien aus der E - J -Kennlinie wird später erläutert.

Die Mikrovaristoren werden in **Abbildung 7.15** durch nichtlineare Widerstände dargestellt. Der kapazitive Einfluss der mikrovaristorgefüllten Isolation wird durch Erhöhung der relativen Permittivität realisiert. Um den nichtlinearen resistiven Einfluss der Mikrovaristoren berücksichtigen zu können, muss für jedes nichtlineare Element im Simulationsmodell eine spannungsabhängige Kennlinie hinterlegt werden. Damit die spannungsabhängigen Kennlinien die gleichen Materialeigenschaften aufweisen, werden diese aus der E - J -Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Materials und den geometrischen Abmessungen berechnet. Um den Simulationsprozess in Simplorer zu beschleunigen, werden die Simulationen anstatt über Gleichung (6.30) mit kubischen

Splines durchgeführt. Durch die Simulation mit kubischen Splines wird der Simulationsprozess erheblich beschleunigt, da anstatt einer komplexen Gleichung ein abschnittsweise definiertes Polynom dritter Ordnung verwendet wird [Bro01]. Durch die geeignete Auswahl von Stützstellen liegt der Unterschied zwischen der berechneten und der approximierten Kennlinie im Promillebereich. Die Überführung der Kennlinie in kubische Splines ist im **Anhang C** erläutert.

7.4.7 Simulation mit vernachlässigbarer Leitfähigkeit

Bevor eine Simulation mit einer nichtlinearen Leitfähigkeit durchgeführt wird, werden die Auswirkungen von Mikrovaristoren mit vernachlässigbarer Leitfähigkeit betrachtet. Dies kann der Fall sein, wenn die Übergangsfeldstärke E_1 viel höher liegt als die maximal auftretenden Feldstärken in der Maschinenwicklung. Diese Simulation lässt sich durch Anpassen der im Simulationsmodell eingebauten Kapazitäten realisieren. Um diesen Fall untersuchen zu können, wird die relative Permittivität der Kapazitäten innerhalb der Wicklung auf 25 erhöht. Die Simulationsergebnisse sind in **Abbildung 7.16a** und **Abbildung 7.16b** dargestellt. Wie in **Abbildung 7.16a** zu erkennen ist, liegt der größte Unterschied zwischen einer herkömmlichen Wicklungsisolations und einer Isolations mit erhöhter Permittivität in den Spannungsanstiegszeiten. Ab der zweiten Spule tritt eine deutliche Abnahme der Spannungssteilheit auf. Mit weiter zunehmender Entfernung von den Maschinenklemmen nimmt die Spannungssteilheit weiter ab.

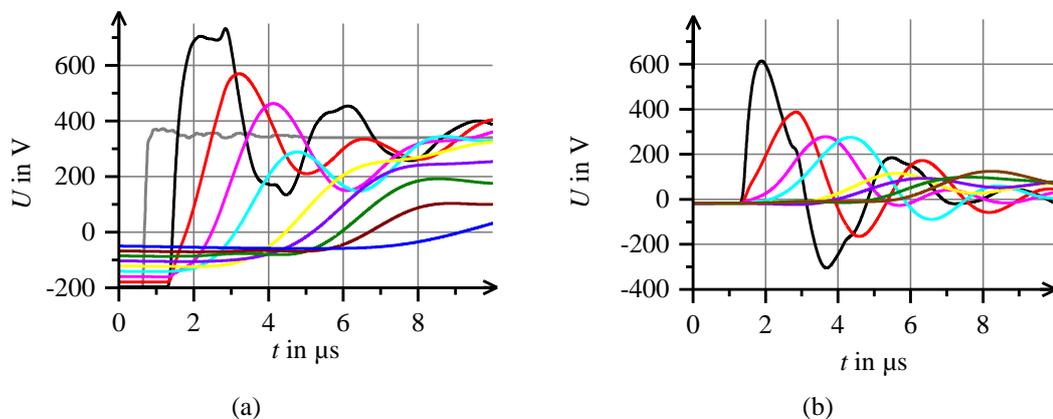


Abbildung 7.16: Leiter-Erde-Spannungen (a) und Spannungsfälle über den einzelnen Spulen bei erhöhter relativer Permittivität $\epsilon_r = 25$ und vernachlässigbarer Leitfähigkeit

Durch die vergrößerte Erdkapazität verringert sich nach Gleichung (2.18) die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Spannungswelle innerhalb der Wicklung. Dadurch erreicht die Spannungswelle die zweite Spule zu einem späteren Zeitpunkt, während die Spannung an den Maschinenklemmen und somit an der ersten Spule mit nahezu ungeminderter Steilheit auftritt. Die größeren Anstiegszeiten führen auch zu einer leichten Abnahme der maximalen Leiter-Erde-Spannungen innerhalb der Wicklung. An den Maschinenklemmen ist noch kein Unterschied in der maximalen Leiter-Erde-Spannung erkennbar, da hier die erhöhte Permittivität noch nicht wirksam ist. Die erhöhten Spannungsanstiegszeiten innerhalb der Wicklung sind der Grund für die Zunahme der Spannungsfälle über den einzelnen Spulen (siehe Abbildung 7.16b). Am deutlichsten wird dies am Spannungsfall über der ersten Spule. Hier hat der Spannungsfall um etwa 50 % von 400 V auf etwa 600 V zugenommen. In Abbildung 7.16a fällt auch auf, dass die Leiter-Erde Spannungen zum Zeitpunkt $t = 0$ unterschiedliche Werte haben. Das liegt daran, dass die Simulation zum Zeitpunkt $t = -50\mu\text{s}$ gestartet worden ist, um den eingeschwungenen Zustand zu berücksichtigen.

7.4.8 Berechnung der zusätzlichen Verlustleistung

Durch das Einbringen resistiv wirkenden Materials in die Isolation der Maschine treten zusätzliche Verluste in der Maschine auf, die den Wirkungsgrad der Maschine verschlechtern. Nach [Norm3] muss der Wirkungsgrad einer 7,5-kW-Maschine der Klasse IP3 90,4 % betragen. Die zusätzlichen Verluste je Spule werden hier nach Gleichung (7.3) berechnet. Aus Gleichung (7.4) ermitteln sich die zusätzlichen Verluste der kompletten Maschine. Der Faktor Drei in Gleichung (7.4) ist notwendig, um die zusätzlichen Verlustleistungen in allen drei Phasen der Maschine berücksichtigen zu können.

$$P_{\text{Sp}} = \sum_{k=1}^{17} \frac{1}{T_{\text{p}}} \cdot \int_0^T I_k(t) \cdot U_k(t) \quad (7.3)$$

$$P_{\text{V}} = 3 \cdot \sum_{k=1}^8 P_{\text{Sp},k} \quad (7.4)$$

7.5 Modellierung resistiver Kennlinien der μ var-Isolation für die 7,5-kW Maschine

7.5.1 Vorgehensweise

Die Durchführung der transienten Simulation erfolgt in Simplerer durch die Bestimmung der Spannungsfälle U über die passiven Bauelemente des untersuchten Netzwerkes und die Berechnung der Ströme I , die durch diese fließen. Die Beziehung von Spannungsfall und Strom erfolgt über die nichtlinearen Leitwerte V_E und V_W (siehe Abbildung 7.15). Aufgrund der unterschiedlichen Positionen der Leiter in der Nut (siehe Abbildung 7.9) unterscheiden sich die verschiedenen Leitwerte V_E und V_W untereinander. Deshalb müssen diese aus der materialabhängigen E - J -Kennlinie ermittelt werden, was die Notwendigkeit zur Bestimmung des elektrischen Feldes zwischen zwei benachbarten Leitern in Abhängigkeit der Spannung zur Folge hat. Da bei der betrachteten 7,5-kW-Maschine Leiter mit Rundprofil verwendet werden, ist die Feldverteilung zwischen den Windungen in der Nut inhomogen, und die Berechnung des nichtlinearen Leitwertes ist entsprechend kompliziert. Wie in Abbildung 7.9 zu erkennen, ist der Abstand zwischen zwei benachbarten Leitern in der Nut klein gegenüber dem Leiterdurchmesser und beträgt etwa 15 % des Leiterdurchmessers. Die Abstände zwischen den außenliegenden Leitern und geerdetem Statorblechpaket sind deutlich größer und betragen durchschnittlich 70 % des Leiterdurchmessers.

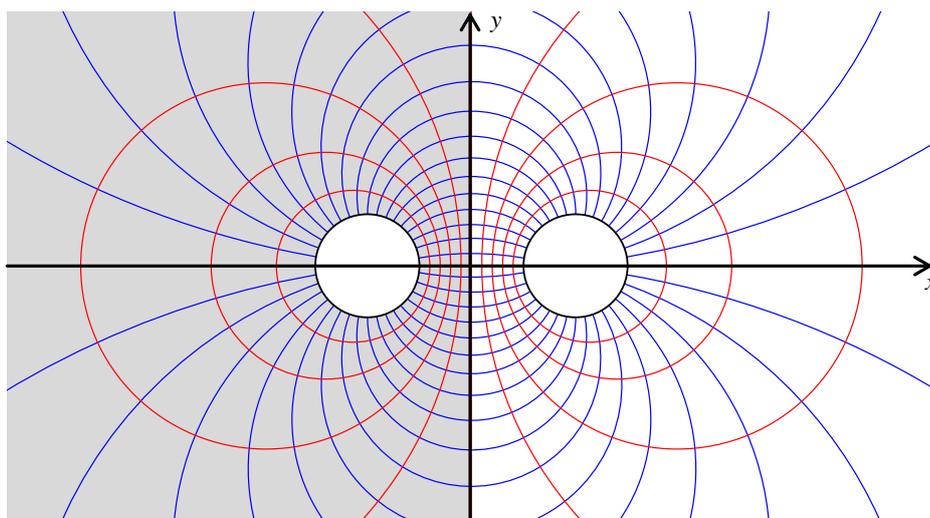


Abbildung 7.17: Feldlinien (blau) und Äquipotentiallinien (rot) bei zwei parallelen Zylindern. Grau hinterlegt sind die Verhältnisse für einen Zylinder neben einer Wand dargestellt

Abbildung 7.17 zeigt prinzipiell die Feld- und die Äquipotentiallinien zwischen zwei Zylindern im Raum. Dabei ist gut zu erkennen, dass zwischen den Elektroden das elektrische Feld annähernd homogen und die elektrische Feldstärke dort am höchsten ist. Mit zunehmender Entfernung von der x - und der y -Achse wird das elektrische Feld betragsmäßig kleiner und inhomogener. Da die Leitfähigkeit einer mikrovaristorgefüllten Isolation direkt von der elektrischen Feldstärke abhängt, ist diese aufgrund ihrer Nichtlinearität noch stärker von der Position im Koordinatensystem abhängig. Aus diesem Grund erfolgt die Berechnung des nichtlinearen Leitwertes aus dem Felddbild. Das Felddbild zwischen Leiter und Nutwand sieht ähnlich dem Felddbild zweier benachbarter Zylinder aus. Hierbei muss in **Abbildung 7.17** nur der grau hinterlegte Bereich betrachtet werden. Da die Bestimmung des nichtlinearen Leitwertes zwischen den beiden Elektroden ähnlich erfolgen kann wie bei der Berechnung der Kapazität, wird zunächst die Vorgehensweise zur Kapazitätsbestimmung erläutert.

Über die Felddbilder lässt sich der längenunabhängige geometrische Anteil der Kapazität zwischen diesen Zylindern in Abhängigkeit des Austrittswinkels zur x -Achse berechnen [Cla11a]. Die Berechnung erfolgt über angenommene kleine Plattenkondensatoren, die in das Felddbild eingelegt werden. Die Plattenbreite der einzelnen Kondensatoren wird über den Abstand zweier benachbarter Feldlinien definiert. Die Abstände zweier Äquipotentiallinien definieren die Plattenabstände dieser Kondensatoren. Durch Reihen- und Parallelschaltung aller Kondensatoren lässt sich die Gesamtkapazität zwischen den Zylindern berechnen. Die mit dieser Methode berechneten längenunabhängigen Kapazitäten sind im Vergleich mit einer Simulation mit der Software CST EM Studio[®] [CST15] für die Fälle „Zylinder-Zylinder“ und „Zylinder-Platte“ in **Tabelle 7.9** dargestellt.

Tabelle 7.9: Berechnete und simulierte längenunabhängige Kapazitäten zwischen zwei Zylindern und zwischen einem Zylinder und einer Platte

	Berechnung	Simulation	Abweichung
C'_{LL} in pF/m	529,0	510,4	-3,6 %
C'_{LN} in pF/m	35,2	34,4	-2,3 %

In Tabelle 7.9 ist zu erkennen, dass sich die simulierten und berechneten Kapazitätswerte in beiden Fällen nur wenig unterscheiden und die Berechnung somit als richtig angenommen werden kann. Die Längen der einzelnen Feldlinien lassen sich durch Gleichung (7.5) in Abhängigkeit des Austrittswinkels der Feldlinien gegenüber der x -Achse für den Fall zweier paralleler Zylinder berechnen. Dabei wird der Winkel bei 0° durch den Abstand der beiden Zylinder definiert. Die Herleitung der Gleichung (7.5) findet sich im **Anhang D**.

$$l_{FL}(\varphi) = |\varphi| \cdot \frac{d_{LL} - 2 \cdot r_L \cdot (\cos(\varphi) - 1)}{\tan(\varphi)} \cdot \sqrt{1 + \tan^2(\varphi)} \quad (7.5)$$

Zwischen Zylinder und Platte (Leiter und Nutwand) sind die Feldlinien halb so lang wie bei zwei parallelen Zylindern. Über die Länge der Feldlinien lässt sich diese Anordnung vereinfachen. Dabei wird die linke Zylinderelektrode (Elektrode A) zu einer Plattenelektrode aufgeklappt, wobei ihre Länge nun ihrem ursprünglichen Umfang entspricht. Die rechte Zylinderelektrode (Elektrode B) wird entsprechend der Länge der Feldlinie verzerrt. Somit wird aus der ursprünglichen Konfiguration (siehe **Abbildung 7.18a**) die Anordnung, die in **Abbildung 7.18b** dargestellt ist. Im Falle der Zylinder-Platte-Anordnung wird die Platte entsprechend der Feldlinienlänge verzerrt, so dass aus der ursprünglichen Anordnung, dargestellt in **Abbildung 7.18c** ebenfalls die Anordnung aus **Abbildung 7.18b** entsteht. Als weitere Vereinfachung verlaufen in beiden Fällen alle „Feldlinien“ parallel zueinander.

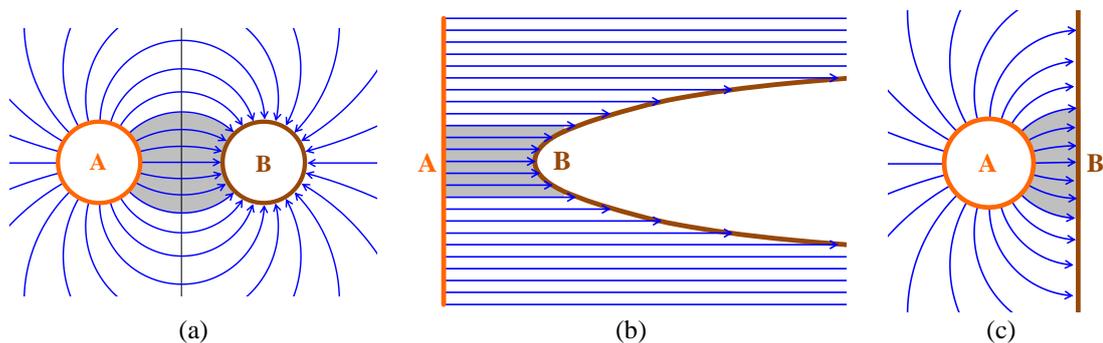


Abbildung 7.18: Anordnung zur Berechnung der Kapazität mit verzerrten Elektroden

Die Feldlinien in den **Abbildungen 7.18a bis c** sind wegen der Übersichtlichkeit im Abstand von 15° eingezeichnet. Der in Grau hinterlegte Bereich beschreibt hier einen Winkelbereich von -45° bis 45° . Der längenunabhängige geometrische Faktor K'_{Geo}

der in Abbildung 7.18a dargestellten Anordnung lässt sich für einen bestimmten Winkelbereich nach demselben Verfahren berechnen wie die komplette Anordnung, wobei nur die Kondensatoren des betrachteten Winkelbereichs parallel geschaltet werden. Für die Anordnung in Abbildung 7.18c ergibt sich bei gleichen Abmessungen ein zweimal so großes K'_{Geo} wie für die Konfiguration aus Abbildung 7.18a. Für die vereinfachte Konfiguration mit parallelen „Feldlinien“ (siehe Abbildung 7.18b) lässt sich dieser geometrischer Faktor aus Gleichung (7.6) berechnen.

$$K'_{\text{Geo}}(\varphi_0) = 2 \cdot \int_0^{\varphi_0} \frac{r_{\text{Fl}} \cdot \tan(\varphi)}{\varphi \cdot (d_{\text{LL}} - 2r_{\text{L}} \cdot (\cos(\varphi) - 1)) \sqrt{1 + \tan^2(\varphi)}} \cdot d\varphi \quad (7.6)$$

Abbildung 7.19 zeigt den Verlauf dieses Faktors in Abhängigkeit des Austrittswinkels der Feldlinien gegenüber der x -Achse für beide Fälle und beide Konfigurationen. Dabei ist zu erkennen, dass der vereinfachte Verlauf (mit parallelen „Feldlinien“) des geometrischen Faktors für die Konfiguration zweier paralleler Zylinder im Bereich von geringen Austrittswinkeln nahezu identisch mit dem Verlauf ohne Vereinfachung ist. Größere Unterschiede zwischen Vereinfachung und realem Verlauf sind für die Konfiguration Leiter-Nutwand zu beobachten. Dies ist damit begründet, dass der Abstand zwischen Leiter und Nutwand relativ groß ist. Weiterhin verändert sich für diesen Fall der Betrag der elektrischen Feldstärke.

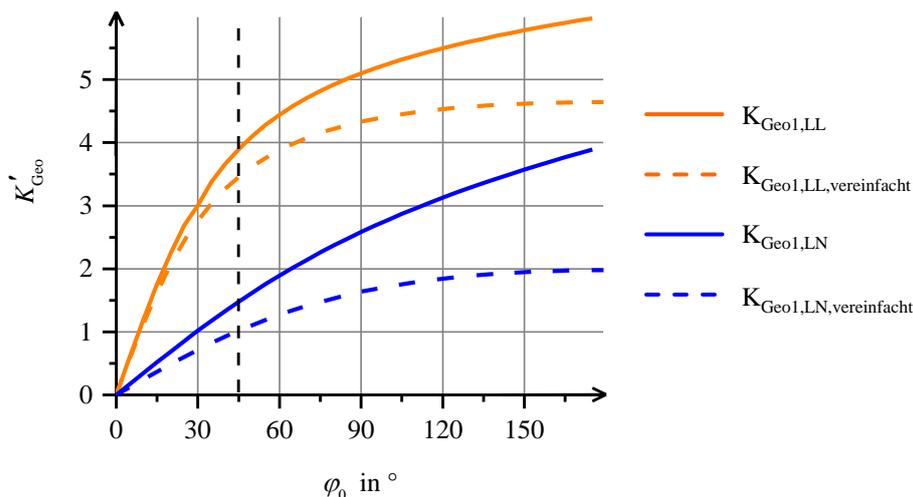


Abbildung 7.19: Verlauf des geometrischen Anteils der Kapazität zwischen zwei Zylindern frei im Raum (Index „LL“) und zwischen einem Zylinder und einer Platte (Index „LN“)

Nun ist in Abbildung 7.9 aber auch zu erkennen, dass zwischen zwei benachbarten Leitern nur ein Winkelbereich von $\pm 45^\circ$ wirksam ist. Feldlinien, die bei größeren Winkeln austreten, treten in einer anderen Gegenelektrode wieder ein. Aus Abbildung 7.19 kann abgelesen werden, dass der längenunabhängige geometrische Faktor etwa für den Fall zweier paralleler Leiter 3,75 und für den Fall Leiter-Nutwand 1,4 beträgt. Mittels Gleichung (7.7) lässt sich die Anzahl N_L der wirksamen benachbarten Leiter in der Nut berechnen, wobei K_{Geo} der aus Gleichung (7.2) ermittelte geometrische Faktor und $K_{Geo,N}$ der geometrische Faktor zweier benachbarter Elemente ist. Die errechnete Anzahl der wirksamen parallelen Leiter ist auf eine Dezimalstelle gerundet in **Tabelle 7.10** und **Tabelle 7.11** dargestellt und stimmt in etwa mit Abbildung 7.9 überein.

$$N_L = \frac{K_{Geo}}{K_{Geo,N}} \quad (7.7)$$

Tabelle 7.10: Anzahl der direkt benachbarten Leiter in der Nut

	N_{LL}		N_{LL}		N_{LL}
$N_{W1,2}$	3,3	$N_{W6,8}$	0,1	$N_{W11,12}$	0,1
$N_{W1,4}$	4,4	$N_{W6,9}$	2,6	$N_{W11,13}$	2,9
$N_{W2,3}$	3,3	$N_{W7,8}$	4,1	$N_{W12,13}$	2,8
$N_{W2,4}$	1,9	$N_{W7,9}$	0,1	$N_{W12,14}$	1,5
$N_{W3,4}$	1,3	$N_{W8,9}$	4,1	$N_{W12,15}$	1,5
$N_{W3,5}$	3,1	$N_{W8,11}$	2,3	$N_{W13,14}$	2,9
$N_{W4,5}$	1,5	$N_{W9,10}$	3,2	$N_{W14,15}$	5,3
$N_{W4,6}$	3,1	$N_{W9,11}$	0,9	$N_{W14,16}$	1,5
$N_{W4,7}$	1,4	$N_{W10,11}$	2,7	$N_{W15,16}$	2,9
$N_{W5,7}$	3,1	$N_{W10,12}$	2,9	$N_{W15,17}$	1,5
$N_{W6,7}$	2,8	$N_{W10,13}$	0,1	$N_{W16,17}$	4,4

Für die Berechnung des nichtlinearen Leitwertes zwischen zwei benachbarten Leitern wird die Vereinfachung aus Abbildung 7.18b herangezogen. Für den betrachteten Winkelbereich $\pm 45^\circ$ beträgt die Abweichung des geometrischen Faktors für die Vereinfachung 11,3 %. Jede Feldlinie stellt einen rechteckförmigen Leiter dar. Die

Breite b dieser Leiter wird durch die Abstände zweier benachbarter Feldlinien und die Leiterlänge d_n durch die Länge der jeweiligen Feldlinie definiert.

Tabelle 7.11: Anzahl der wirksamen Leiter gegen die Nutwand

	N_{LE}		N_{LE}		N_{LE}
N_{E1}	4,2	N_{E7}	1,2	N_{E13}	2,0
N_{E2}	3,0	N_{E8}	1,6	N_{E14}	1,8
N_{E3}	4,2	N_{E9}	1,6	N_{E15}	2,6
N_{E4}	1,2	N_{E10}	1,7	N_{E16}	1,5
N_{E5}	2,2	N_{E11}	1,7	N_{E17}	3,9
N_{E6}	2,2	N_{E12}	2,0	-	-

Für jeden Leiter lässt sich aus einer gegebenen γ - E -Kennlinie ein spannungsabhängiger Leitwert bestimmen. Durch Parallelschaltung (Addition) der spannungsabhängigen Leitwerte lässt sich die G - U -Kennlinie dieser Anordnung bestimmen. Hier wurde für jedes Grad Austrittswinkel ein Leiter angenommen. Der Gesamtleitwert lässt sich mit dieser Annahme durch Gleichung (7.8) abschätzen.

$$G_{LL,k}(U) \approx 0,035 \cdot N_{LL,k} \cdot l_w \cdot r_L \cdot \sum_{n=1}^{45} \gamma\left(\frac{U}{d_n}\right) \cdot \frac{1}{d_n} \quad (7.8)$$

Für die Konfiguration „Leiter-Nutwand“ beträgt die Abweichung des geometrischen Faktors im betrachteten Winkelbereich mit der Vereinfachung aus Abbildung 7.18 31,1 %. Damit ist die Abweichung fast dreimal so groß wie bei Konfiguration zwischen zwei Leitern. Da auch schon bei kleinen Austrittswinkeln größere Abweichungen im geometrischen Faktor auftreten, muss eine andere Vereinfachung zur Bestimmung des nichtlinearen Leitwertes gefunden werden. Mittels Gleichung (7.5) kann gezeigt werden, dass sich die Längen der einzelnen Feldlinien im betrachteten Winkelbereich nur wenig unterscheiden. Allerdings verändern sich die Abstände der einzelnen Feldlinien. So sind in Leiternähe die Abstände zweier benachbarter Feldlinien kleiner als an der Nutwand. Für diesen Fall lässt sich der geometrische Faktor aus der Reihenschaltung mehrerer Plattenkondensatoren bestimmen, siehe **Abbildung 7.20**.

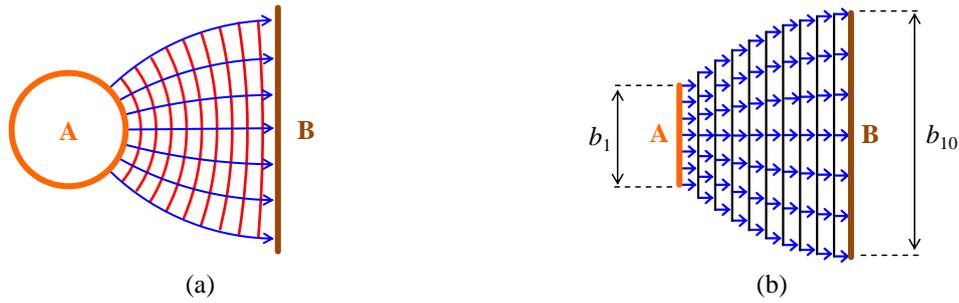


Abbildung 7.20: Verlauf der Feld- und Äquipotentiallinien bei der Konfiguration Leiter-Nutwand (a) und die dazugehörige Ersatzanordnung zur Berechnung des geometrischen Faktors zwischen Leiter und Nutwand (b)

Es hat sich herausgestellt, dass sich durch die Reihenschaltung von zehn verschiedenen Plattenkondensatoren der längenunabhängige geometrische Faktor hinreichend genau mit einer Abweichung von 12 % bestimmen lässt. Damit ist die Abweichung in etwa genauso groß wie bei der Vereinfachung zwischen zwei benachbarten Leitern. Die Breite dieser Kondensatoren (siehe **Tabelle 7.12**) lässt sich aus der Länge der jeweiligen Äquipotentiallinien bestimmen. Die Berechnung befindet sich in **Anhang D**.

Tabelle 7.12: Abmessungen der Breiten der Plattenkondensatoren in μm

b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8	b_9	b_{10}
628	718	800	876	940	996	1042	1080	1106	1122

In der Ersatzanordnung aus Abbildung 7.20b kann erkannt werden, dass die Dichte der Feldlinien ebenfalls mit dem Abstand vom Leiter abnimmt und damit den realen Fall gut nachbildet. **Abbildung 7.21** zeigt den Verlauf des geometrischen Abstandes in Abhängigkeit des Austrittswinkels der Feldlinien. Dabei ist gut zu erkennen, dass der Verlauf mit der Vereinfachung sich dem berechneten Fall im betrachteten Winkelbereich viel besser annähert als in Abbildung 7.19. Die Berechnung des spannungsabhängigen Leitwertes der Anordnung, die in Abbildung 7.20 dargestellt ist, erfolgt nach Gleichung (7.9). Die Lösung dieser Gleichung ist nicht einfach, da für jeden Plattenkondensator eine unterschiedliche G - U -Kennlinie hinterlegt ist. Die U - I -Kennlinie für einen solchen Plattenkondensator lässt sich nach Gleichung (7.10) berechnen.

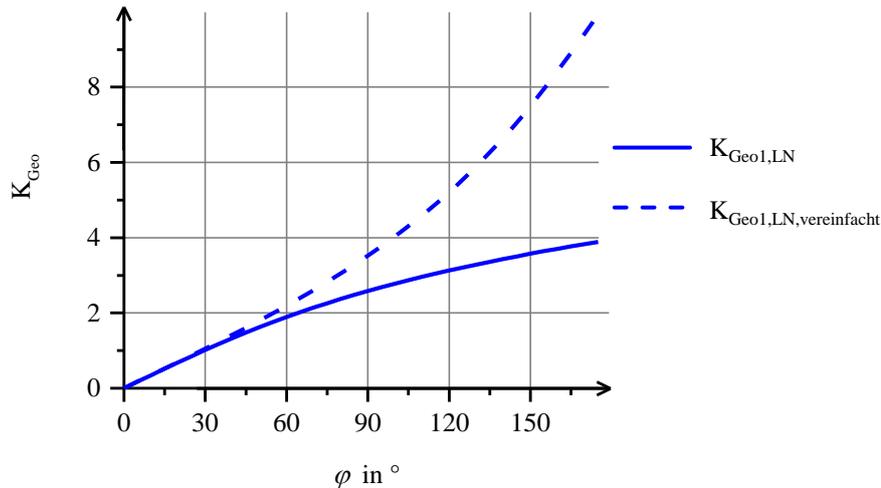


Abbildung 7.21: Verlauf des exakt berechneten und des vereinfachten geometrischen Faktors zwischen Leiter und Nutwand

$$G(U) = \frac{l_{\text{St}}}{d} \sum_{n=1}^{10} b_n \cdot \gamma\left(\frac{U_n}{d}\right) \quad (7.9)$$

$$I = G_n(U_n) \cdot U_n = \gamma\left(\frac{U_n}{d}\right) \cdot \frac{l_{\text{Nut}} \cdot b_n}{d} \cdot U_n \quad (7.10)$$

Die Schwierigkeit in Gleichung (7.10) liegt in den Spannungsfällen der einzelnen Plattenkondensatoren, die unbekannt sind. Durch die Reihenschaltung der einzelnen Leitwerte fließt durch jeden Kondensator der gleiche Strom. Somit lassen sich die einzelnen Spannungsfälle durch Aufsummierung der einzelnen U - I -Kennlinien bestimmen. Damit das mathematische Modell zur Beschreibung der nichtlinearen resistiven Kennlinie aus Abschnitt 6.5 verwendet werden kann, muss die Umkehrfunktion aus Gleichung (6.31) gebildet werden. Eine Auflösung dieser Gleichung nach der Spannung U ist nicht möglich. Aus diesem Grund werden die verschiedenen U - I -Kennlinien durch kubische Splines nachgebildet. Dadurch lassen sich die einzelnen Kennlinien einfacher aufsummieren, um die resultierende G - U -Kennlinie berechnen zu können. Die ausführliche Berechnung mit kubischen Splines ist im **Anhang C** erläutert.

7.5.2 Beispiel

Die im vorhergehenden Abschnitt darstellte Vorgehensweise wird hier anhand eines Beispiels erläutert. Hierfür wird die gemessene 50-Hz-Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes aus Abbildung 6.2a verwendet. Wie bereits gezeigt, lässt sich diese Kennlinie mit den Werten aus Tabelle 6.16 über Gleichung (6.31) sehr gut nachbilden. Da beim Ausmessen des mikrovaristorgefüllten Lacks die Übergangsfeldstärke E_2 nicht messbar war, wird diese zur Erzeugung der spannungsabhängigen Leitwerte mit 1200 V/mm angenommen. Für N_2 wird ein Wert in gleicher Größenordnung wie N_1 gewählt. Gemäß Gleichung (6.34) würde die maximale Leitfähigkeit etwa das Tausendfache der Leitfähigkeit im Leckstrombereich betragen. Die relevanten Werte sind hier nochmals in **Tabelle 7.13** zusammengefasst. Die aus diesen Werten ermittelte E - J -Kennlinie und α - E -Kennlinie sind in **Abbildung 7.22a** und **b** dargestellt. Diese E - J -Kennlinie wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Kennlinie A1 bezeichnet.

Tabelle 7.13: Parameter für die gemessene Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes

E_1	E_2	E_x	γ_0	X	N_1	N_2
930 V/mm	1200 V/mm	2180 V/mm	0,11 nS/cm	$2,65 \cdot 10^{10}$	0,22	0,22

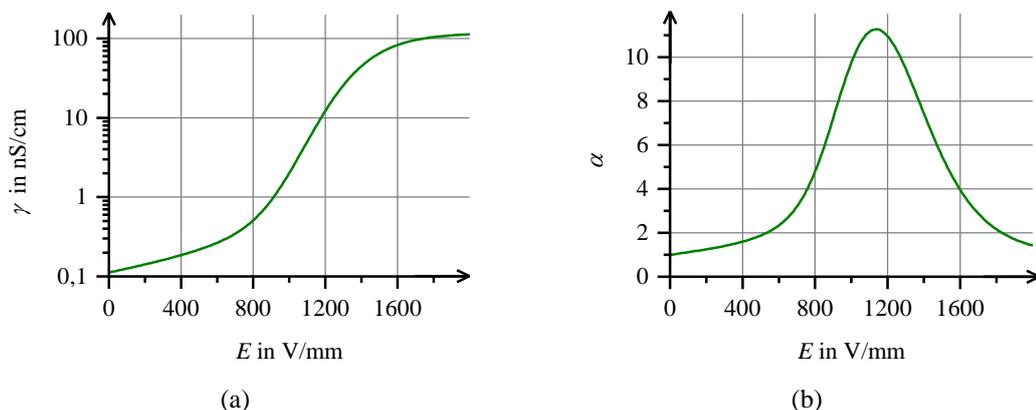


Abbildung 7.22: Berechnete E - J -Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes

Abbildung 7.23a zeigt die durch Gleichung (7.8) und die Parameter aus Tabelle 7.13 ermittelte G - U -Kennlinie für zwei benachbarte Leiter in der Nut. Der Faktor N_{LL} ist hierbei noch nicht berücksichtigt. Es ist gut zu erkennen, dass schon bei niedrigen Spannungen der Leitwert stark ansteigt. Bei etwa 120 V ist das Material nahezu

vollständig angesteuert, und der Leitwert steigt nur noch minimal an. Dieser starke Anstieg des Leitwertes bei geringen Spannungen ist durch den geringen Abstand zwischen zwei benachbarten Leitern begründet. Die in Abbildung 7.23a dargestellte Kennlinie kann durch kubische Splines dargestellt werden. Dazu werden für alle Simulationen 50 Stützstellen gewählt. In Bereichen höherer Nichtlinearität ist die Dichte der Stützstellen höher als in Bereichen niedriger Nichtlinearität. Dadurch lässt sich der Fehler zwischen der Berechnung mittels kubischer Splines und realer Kennlinie sehr gering halten. Der Verlauf des Fehlers, der sich durch Gleichung (5.4) berechnen lässt, ist im Vergleich zur linearen Interpolation in Abbildung 7.23b dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Fehler durch Interpolation mit kubischen Splines deutlich kleiner als mit linearer Interpolation und vernachlässigbar klein ist.

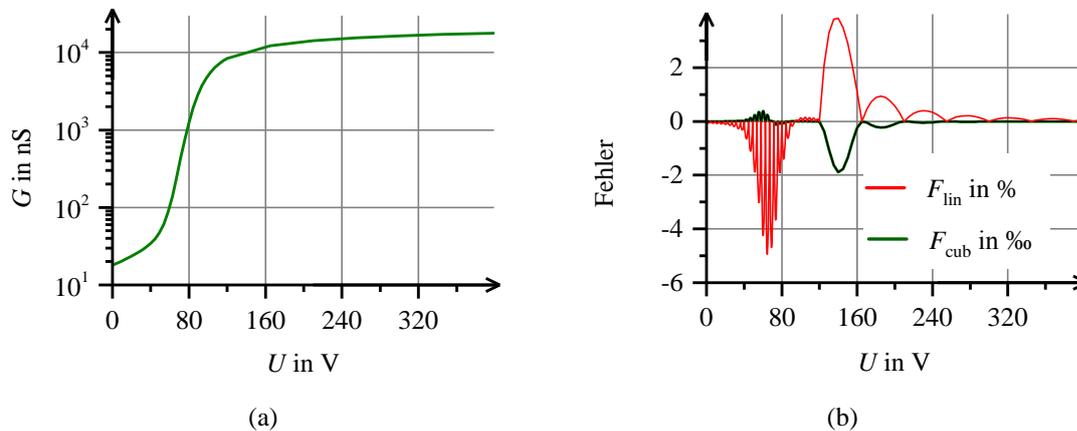


Abbildung 7.23: Aus vorgegebener γ - E -Kennlinie ermittelte G - U -Kennlinie (a) für zwei benachbarte Leiter in der 7,5-kW Maschine und der Fehler (b) bei Verwendung von einfachen und kubischen Splines, anstatt der berechneten Kennlinie.

Die Berechnung der U - I -Kennlinie zwischen Leiter und Erde erfolgt durch die Reihenschaltung der Plattenanordnungen, die in Abbildung 7.20 dargestellt sind. Die gesuchte U - I -Kennlinie der Gesamtanordnung lässt sich durch Aufsummieren der einzelnen Kennlinien bestimmen. Auch hier wird auf das Verfahren mit kubischen Splines zurückgegriffen. Die gesuchte U - I -Kennlinie zwischen Leiter und Nutwand ist in **Abbildung 7.24a** und der Verlauf der Fehler durch Interpolation in Abbildung 7.24b dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass bei der Konfiguration Leiter-Nutwand der Leitwert erst bei höheren Spannungen ansteigt. Dies ist durch den größeren Abstand zwischen Leiter und der geerdeten Nutwand begründet. Auch hier ist bei Verwendung

von kubischen Splines der Fehler deutlich kleiner als mit der linearen Interpolation und vernachlässigbar, wie in Abbildung 7.24b zu erkennen ist.

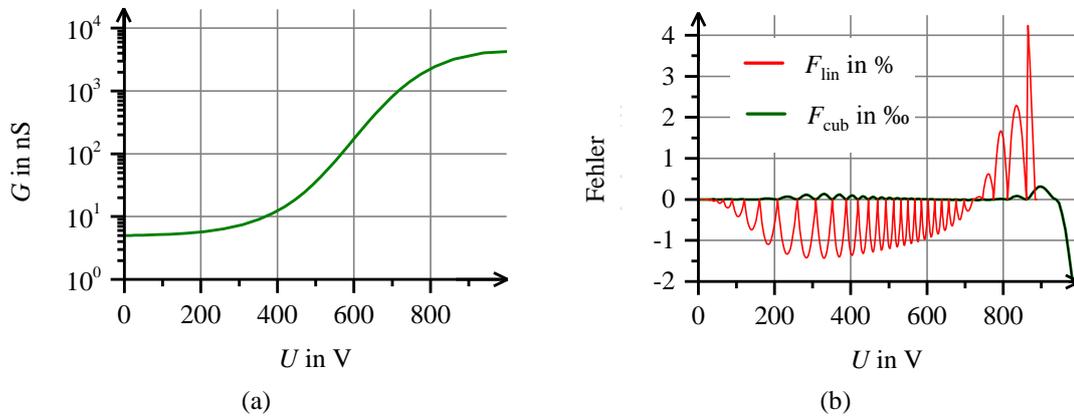


Abbildung 7.24: Aus vorgegebener γ -E-Kennlinie ermittelte G - U Kennlinie (a) für die Konfiguration Leiter-Nutwand der 7,5-kW-Maschine und der Fehler bei Verwendung von einfachen und kubischen Splines (b)

Abbildung 7.25 zeigt die Verläufe der Nichtlinearitätsexponenten. Es ist zu erkennen, dass bei beiden Konfigurationen ähnliche Maximalwerte erreicht werden wie bei der Nichtlinearität des Leitwertes. Allerdings entsteht das Maximum der Nichtlinearität bei der Konfiguration Leiter-Leiter bei niedrigeren Spannungen als bei der Konfiguration Leiter-Nutwand.

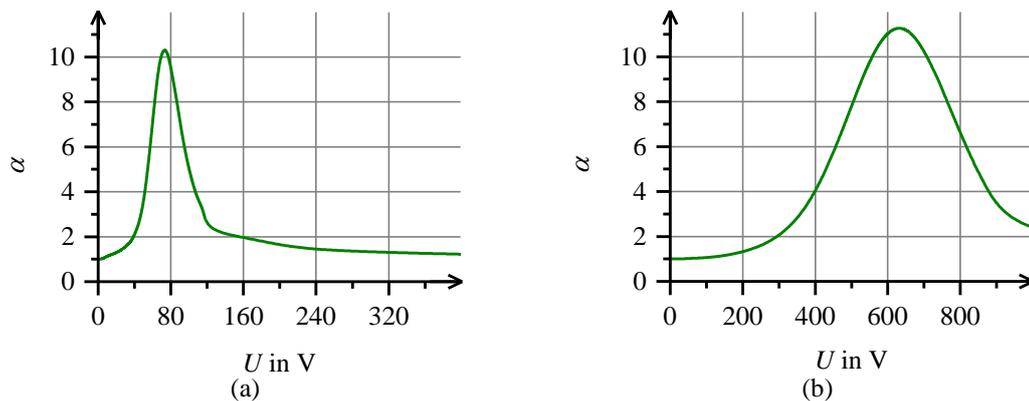


Abbildung 7.25: Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten der G - U -Kennlinie für die Konfiguration Leiter-Leiter (a) und für die Konfiguration Leiter-Nutwand (b)

7.6 Simulation der 7,5-kW-Maschine mit Mikrovaristoren

7.6.1 Allgemeines

In diesem Abschnitt werden verschiedene γ - E -Kennlinien in das Simulationsmodell eingesetzt, um die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung untersuchen zu können. Weiterhin wird die zusätzliche Verlustleistung abgeschätzt, die durch den Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation der Statorwicklung entsteht. Zuerst werden die in Abschnitt 6 gemessenen Kennlinien in das Simulationsmodell eingesetzt, um den Einfluss von real vorhandenen und vermessenen Materialien auf die Spannungsverteilung und die Auswirkungen auf die zusätzliche Verlustleistung untersuchen zu können. Anschließend wird unter Variation der Parameter von Gleichung (6.30) die resistive Kennlinie verändert, um Aussagen zur Auswirkung von Kennlinienänderungen treffen zu können. Weiterhin werden weitere Einsatzmöglichkeiten von Mikrovaristoren in der Isolation der Maschine untersucht. Zum Beispiel könnte durch eine zusätzliche Schicht mit einer herkömmlichen Isolation in der Nut die zusätzliche Verlustleistung reduziert werden. Mikrovaristoren könnten auch eingesetzt werden, um ausschließlich temporäre Überspannungen in der Isolation der Maschine zu begrenzen und damit auch die zusätzlich auftretende Verlustleistung zu begrenzen.

Die Simulationen mit Mikrovaristoren in der Isolation erfolgen ausschließlich durch eine nichtlineare resistive Kennlinie und durch eine konstante Erhöhung der Permittivität. Eine spannungsabhängige Permittivität wird in den Simulationen nicht berücksichtigt, da dies das Simulationsmodell unnötig verkompliziert. Wie bereits gezeigt worden ist, hat die Erhöhung der Permittivität nur Auswirkungen auf die Laufzeiten der Wanderwelleneffekte in der Wicklung und auf die Spannungssteilheiten.

Tabelle 7.14: Höherwertige Kapazitäten und Leitwerte (nach Schaltbild aus Abbildung 6.22)

n	1	2	3	4	5	6	7
G_n	$10 \cdot G_0$	$10^2 \cdot G_0$	$10^3 \cdot G_0$	$10^4 \cdot G_0$	$10^5 \cdot G_0$	$10^6 \cdot G_0$	$10^7 \cdot G_0$
C_n	C_0	$10 \cdot C_0$					

Die Frequenzabhängigkeit (siehe Abschnitt 6.3) wird mit dem Ersatzschaltbild aus Abbildung 6.22 berücksichtigt. Dabei werden die Werte für die höherwertigen Elemente

vereinfacht gemäß **Tabelle 7.14** bestimmt. Hierbei werden vor allem die Effekte der Erhöhung der Leitfähigkeit bei großen Frequenzen bzw. bei großen Spannungsteilheiten sowie die leichte Verkleinerung der Permittivität bei hohen Frequenzen berücksichtigt.

Die Hystereseeffekte (siehe Abschnitt 6.2.6) können bei den Simulationen nicht einbezogen werden, da durch ihre Berücksichtigung das Simulationsmodell noch komplexer werden würde. Es müsste hierfür zusätzlich zur nichtlinearen γ - E -Kennlinie eine nichtlineare \tilde{D} - \dot{E} -Kennlinie in das Simulationsmodell berücksichtigt werden. Des Weiteren wurde in diese Arbeit festgestellt, dass die Hystereseverluste gegenüber den Verlusten, bedingt durch die Leitfähigkeit der Mikrovaristoren im Durchbruch- und im Hochstrombereich ihrer Kennlinie vernachlässigt werden können.

Wie bereits in Abschnitt 7.4.6 erläutert wurde, wird die nichtlineare Kennlinie in Simplerer durch kubische Splines hinterlegt. Dabei wurden die Stützstellen bei allen Kennlinien so gewählt, dass der Fehler zwischen der interpolierten und exakten Kennlinie kleiner als 1 % ist. Für alle Simulationen wird eine feste Schrittweite von 5 ns gewählt.

7.6.2 Einsatz der gemessenen Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes

Hier werden die berechneten G - U -Kennlinien aus Abbildung 7.23a und Abbildung 7.24a in das Simulationsmodell eingesetzt, um die Auswirkungen der ausgemessenen resistiven Kennlinien auf die Spannungsverteilung innerhalb der Statorwicklung untersuchen zu können. Die Durchführung der Simulation ergibt einen Leiter-Erde Spannungsverlauf in der Wicklung, wie er in **Abbildung 7.26a** dargestellt ist. Es ist zu erkennen, dass die Amplituden und die Anstiegszeiten der Spannungen im Vergleich zu der Simulation mit einer vernachlässigbaren Kapazität nahezu unverändert sind. Abbildung 7.26b zeigt die Spannungsfälle über die einzelnen Spulen in der Wicklung der Maschine bei Einsatz der Kennlinie aus Abbildung 7.23a. Der Einsatz dieser Mikrovaristorkennlinie beeinflusst den Spannungsverlauf nur kapazitiv. Die zusätzliche Verlustleistung bedingt durch die mikrovaristorgefüllte Isolation beträgt hier 18,7 W, was etwa 0,25 % der Maschinenleistung entspricht.

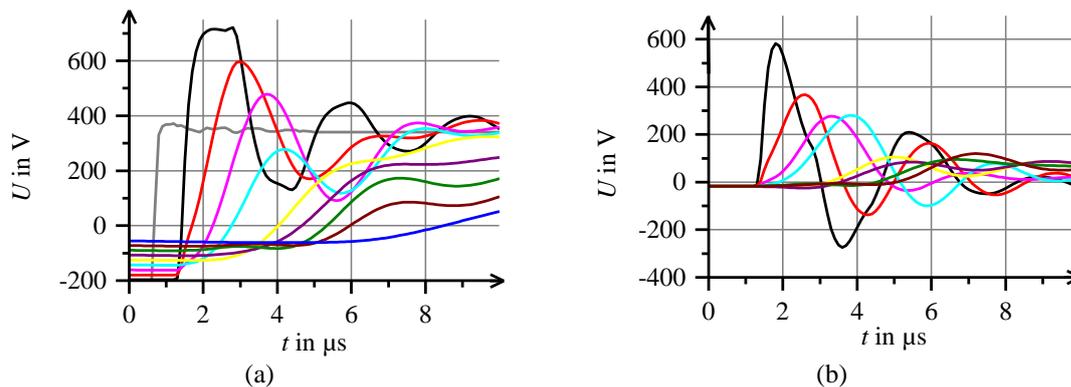


Abbildung 7.26: Simulierte Leiter-Erde-Spannungen (a) und Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Einsatz der Kennlinie aus Abbildung 7.22 und einem $E_2 = 1200 \text{ V/mm}$

Da es gegenüber der Simulation mit einer vernachlässigbaren Leitfähigkeit nur sehr geringe Unterschiede in der Spannungsverteilung der Wicklung gibt, wird nun eine Simulation mit einer linearen Leitfähigkeit durchgeführt, um den Einfluss der Frequenzabhängigkeit der mikrovaristorgefüllten Isolation untersuchen zu können. Dabei wird die nichtlineare Leitfähigkeit durch die (konstante) Leitfähigkeit im spannungslosen Zustand ersetzt. Des Weiteren wird eine Simulation mit Vernachlässigung der Frequenzabhängigkeit durchgeführt. Das bedeutet, dass die Mikrovaristoren nur durch einen nichtlinearen spannungsabhängigen Widerstand nachgebildet werden. Die zusätzlichen Kapazitäten und Widerstände zur Beschreibung der Frequenzabhängigkeit werden vernachlässigt. Die Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen, die sich bei diesen Vereinfachungen ergeben, sind in **Abbildung 7.27** dargestellt.

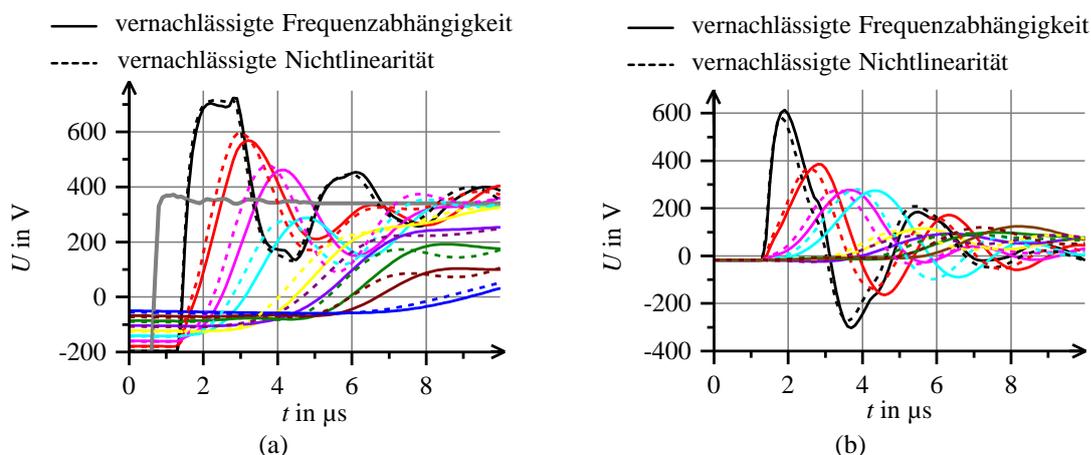


Abbildung 7.27: Vergleich der Leiter-Erde-Spannungen (a) und der Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Vernachlässigung der Frequenzabhängigkeit und der Nichtlinearität der Mikrovaristoren

In Abbildung 7.27 ist zu erkennen, dass die Spannungsverläufe bei einer Vernachlässigung der Nichtlinearität (d.h. es wird nur die Frequenzabhängigkeit berücksichtigt) nahezu identisch den Spannungsverläufen aus Abbildung 7.26 sind. Die Vernachlässigung der Frequenzabhängigkeit führt zu einer geringfügig kleineren Spannungssteilheit der Leiter-Erde-Spannungen innerhalb der Maschinenwicklung, was sich auch durch eine geringfügige Absenkung der Spannungsamplitude der Leiter-Erde-Spannung am Eingang der zweiten und dritten Spule auswirkt. Die Begründung für die größeren Spannungssteilheiten bei Berücksichtigung der Frequenzabhängigkeit liegt in der Verkleinerung der Kapazität bei Betrachtung höherer Frequenzanteile. **Tabelle 7.15** fasst die Auswirkungen auf die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen, auf den maximalen Spannungsfall über der ersten Spule sowie der zusätzlichen Verlustleistung zusammen.

Tabelle 7.15: Auswirkungen der Frequenzabhängigkeit und der Nichtlinearität auf die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen, auf den maximalen Spannungsfall über der ersten Spule sowie die zusätzliche Verlustleistung bedingt durch die mikrovaristorgefüllte Isolation bei Verwendung der Kennlinie aus Abbildung 7.22a

Konfiguration	Berücksichtigung von Frequenzabhängigkeit und Nichtlinearität	Nur Frequenzabhängigkeit	Nur Nichtlinearität
$U_{M,max}$ in V	716	716	722
$U_{Sp1,max}$ in V	583	583	613
P_V in W	18,7	18,2	0,5

Bei der Betrachtung der zusätzlichen Verlustleistung ist zu erkennen, dass diese fast ausschließlich durch die Frequenzabhängigkeit der mikrovaristorgefüllten Isolation entsteht. Da die Frequenzabhängigkeit nur einen kleinen Einfluss auf die Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen hat, wird diese bei den folgenden Simulationen nicht berücksichtigt. Durch ihre Vernachlässigung können die Simulationen deutlich beschleunigt werden.

Im nächsten Schritt wird die Kennlinie A1 durch Anhebung der Übergangsfeldstärke E_2 auf 1800 V/mm verändert. Diese Änderung bewirkt, dass die Leitfähigkeit des Materials im Hochstrombereich 0,62 S/cm beträgt. Dieser Wert liegt in der Größenordnung der Leitfähigkeit von ZnO und ist für einen mikrovaristorgefüllten

Isolierstoff unwahrscheinlich. Trotzdem wird eine Simulation mit dieser Kennlinie durchgeführt, um zu untersuchen, ob diese eine Auswirkung auf die Spannungsverteilung in der Isolation der Maschine hat.

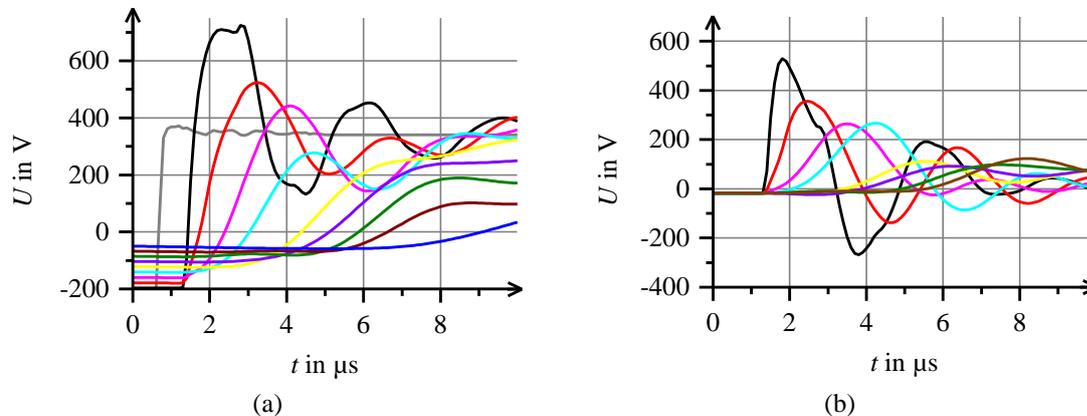


Abbildung 7.28: Simulierte-Leiter-Erde-Spannungen (a) und Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Einsatz der Kennlinie aus Abbildung 7.22 und einem $E_2 = 1800 \text{ V/mm}$

Bei den Leiter-Erde-Spannungen (siehe **Abbildung 7.28a**) ergibt sich mit der neuen Kennlinie nur ein sehr kleiner Unterschied zur alten Kennlinie. Wie in **Abbildung 7.28b** zu erkennen ist, verringern sich die Spannungsamplituden über den Spulen, sind aber noch wesentlich höher, als ohne Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation des Stators. Der Einsatz dieser Materialtypen bewirkt nur eine kapazitive Beeinflussung der Spannungsverteilung in der Statorwicklung. Aus diesem Grund wird im nächsten Abschnitt ein anderes Material mit einer anderen Kennlinie untersucht.

7.6.3 Einsatz der gemessenen Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes

Da sich durch den Einsatz der gemessenen Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes keine positiven Effekte auf die Leiter-Erde-Spannungen und auf die Spannungsfälle über den Spulen ergeben, wird jetzt die Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes untersucht. Der Hauptunterschied zwischen diesen Kennlinien liegt in der wesentlich kleineren Übergangsfeldstärke E_1 . Auch bei diesem Prüfling lässt sich die Übergangsfeldstärke E_2 nicht ermitteln. Deshalb werden hier Simulationen mit verschiedenen Übergangsfeldstärken E_2 durchgeführt, die durch Umstellen von Gleichung (6.34) aus dem Verhältnis zwischen maximalem Leitwert und dem Leitwert im Leckstrombereich ermittelt wird. Die ermittelten Werte sind in **Tabelle 7.16** dargestellt, und die übrigen

Parameter für diese Kennlinien sind aus Tabelle 6.12 entnommen. **Abbildung 7.29** stellt den Verlauf der Leitfähigkeiten und der Nichtlinearitätsexponenten dar.

Tabelle 7.16: Ermittelte Übergangsfeldstärke E_2 in Abhängigkeit von der Leitfähigkeit im Hochstrombereich

Kennlinie	B1	B2	B3	B4
$\gamma_{\text{inf}} / \gamma_0$	10^3	10^4	10^5	10^6
E_2 in V/mm	526	567	608	649

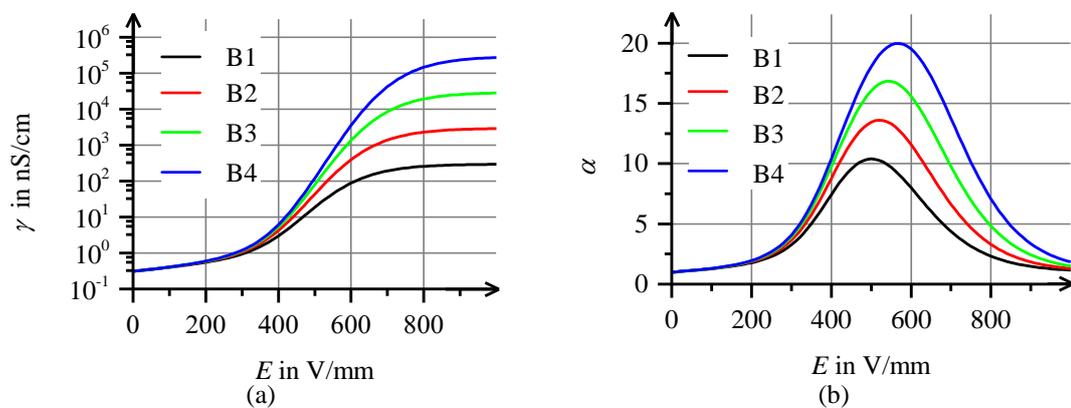


Abbildung 7.29: γ - E -Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes mit verschiedenen Übergangsfeldstärken E_2 .

Wie in Abschnitt 6.5 erläutert wurde, steigt der Grad der Nichtlinearität erwartungsgemäß mit steigender Übergangsfeldstärke E_2 an. Aus den Kennlinien in **Abbildung 7.29a** lassen sich analog zum mikrovaristorgefüllten Lack die dazugehörigen G - U -Kennlinien berechnen (siehe **Abbildung 7.30a** und **b**). Auf die Darstellung der Nichtlinearität bei den G - U -Kennlinien wird hier verzichtet, da die Kurvenverläufe dem des mikrovaristorgefüllten Lackes ähneln.

Auch durch den Einsatz dieser Kennlinie steigt der Leitwert zwischen zwei benachbarten Leitern in einem schmalen Spannungsbereich an. Eine Änderung der Spannung um 40 V kann eine Zustandsänderung der Kennlinie vom Leckstrom- in den Hochstrombereich bewirken. Der Anstieg des Leitwertes zwischen Leiter und Nutwand erfolgt moderater. Im Gegensatz zum mikrovaristorgefüllten Lack bestehen bei der Betrachtung der Leiter-Erde-Spannungen innerhalb der Wicklung und bei den

Spannungsfällen über den einzelnen Spulen Unterschiede bei der Verwendung von unterschiedlichen Übergangsfeldstärken zwischen Durchbruch- und Hochstrombereich.

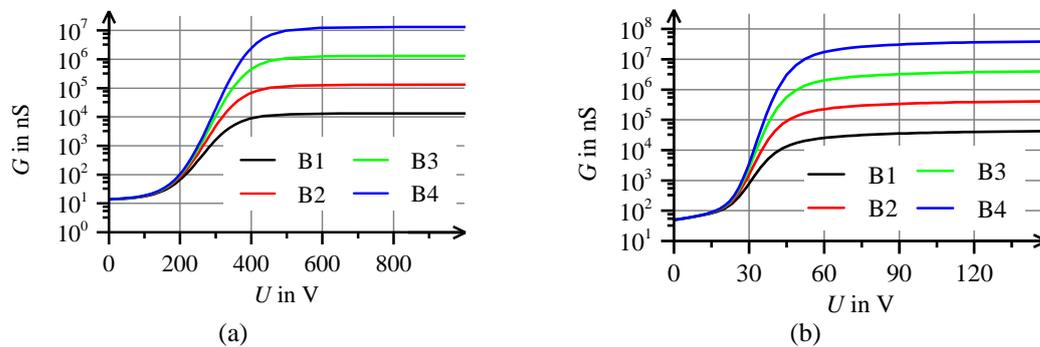


Abbildung 7.30: G - U -Kennlinien für Konfiguration Leiter-Nutwand (a) und zwischen zwei benachbarten Leitern (b)

Die Leiter-Erde-Spannungen und die Spulenspannungen bei verschiedenen Übergangsfeldstärken E_2 sind in **Abbildung 7.31** dargestellt. Wie in **Abbildung 7.31** zu erkennen ist, reduziert sich die maximalen Leiter-Erde-Spannungen mit steigender Übergangsfeldstärke E_2 . Bei Steigerung dieser Übergangsfeldstärke auf 567 V/mm ($\gamma_{\text{inf}} = 10^4 \cdot \gamma_0$) nimmt die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen von 715 V auf 650 V ab. Der maximale Spannungsfall über der ersten Spule verringert sich von ursprünglich 610 V auf 575 V.

Die Erhöhung der zweiten Übergangsfeldstärke auf 608 V/mm, was eine Erhöhung der Leitfähigkeit im Hochstrombereich auf das 100.000-fache der Leitfähigkeit im Leckstrombereich bedeutet, führt zu einer größeren Abnahme des maximalen Spannungsfalls über der ersten Spule und zu einem weiteren Absinken der maximalen Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen. Durch den Einfluss dieser Kennlinie beträgt die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen etwa 500 V, und der maximale Spannungsfall über der ersten Spule beträgt etwa 470 V. Auch das Überschwingungsverhalten hat sich geändert. Die Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen nimmt nach dem ersten Überschwingen annähernd den Wert der Umrichterspannung an. Auch beim Spannungsfall über der ersten Spule wird ein Unterschwingen durch den Einsatz dieser Kennlinie nahezu verhindert. Weiterhin werden auch die Leiter-Erde-Spannungen an den weiteren Spulen begrenzt. Ohne den resistiven Einfluss der Mikrovaristoren lag die Leiter-Erde-Spannung am Eingang der zweiten und dritten Spule noch über der Umrichterspannung.

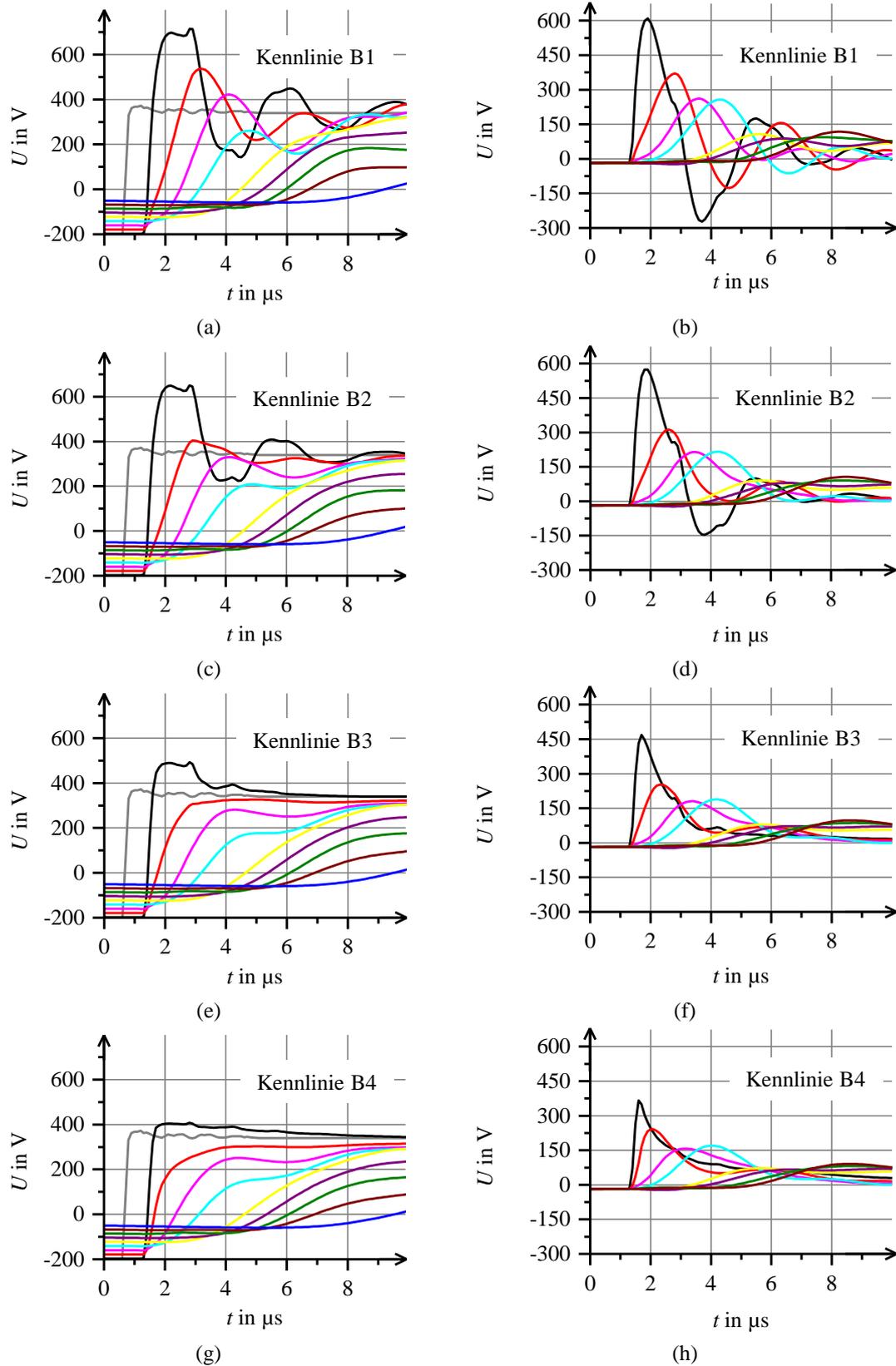


Abbildung 7.31: Leiter-Erde-Spannungen und die dazugehörigen Spannungsfälle über den einzelnen Spulen bei $E_2 = 526 \text{ V/mm}$ (a und b), $E_2 = 567 \text{ V/mm}$ (c und d), $E_2 = 608 \text{ V/mm}$ (e und f) und $E_2 = 654 \text{ V/mm}$ (g und h)

Mit dem Einsatz dieses Kennlinientyps gelingt es also, das Überschwingen der Leiter-Erde-Spannungen komplett zu unterdrücken. Eine weitere Erhöhung der Übergangsfeldstärke bewirkt eine weitere Reduzierung der Überspannungen an den Maschinenklemmen. Für den Fall, dass die zweite Übergangsfeldstärke 649 V/mm beträgt ($\gamma_{\text{inf}} = 10^6 \cdot \gamma_0$), ergibt sich eine maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen von 405 V, was dem 1,1-fachen der maximalen Umrichterspannung entspricht. Der Spannungsfall über der ersten Spule liegt jetzt unterhalb des Spannungsniveaus einer Maschine mit herkömmlicher Isolation. Auf der anderen Seite steigen durch das Anheben der zweiten Übergangsfeldstärke die zusätzlichen Verluste in der Maschine. Während durch den Einsatz der Kennlinie B1 in Abbildung 7.29a diese Verluste etwa 1 % der Maschinenleistung beträgt, sind diese durch den Einsatz der Kennlinie B4 mit 1,27 kW, entsprechend 17 %, unakzeptabel hoch. **Tabelle 7.17** fasst die Auswirkungen der Änderung der zweiten Übergangsfeldstärke zusammen.

Tabelle 7.17: Verlustleistungen und Überspannungen bei verschiedenen E_2

Kennlinie	B1	B2	B3	B4
P_V in W	76,0	274,2	690,6	1274,9
P_V in %	1,0	3,7	9,2	17,0
$U_{M,\text{max}}$ in V	715	650	493	405
$U_{\ddot{u}}$ in \hat{U}_{um}	1,92	1,76	1,33	1,1
$U_{\text{Sp1,max}}$ in V	610	575	468	366

7.6.4 Optimierung der Kennlinien

Nachdem in Abschnitt 7.6.3 eine Erhöhung der Verlustleistung durch den Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation der Statorwicklung festgestellt worden ist, wird jetzt eine Erhöhung der Nichtlinearität und eine Verschiebung der Kennlinie untersucht. Die Erhöhung der Nichtlinearität erfolgt durch die Erhöhung der ersten Übergangsfeldstärke und des Parameters X . Der neue Parameter X_{neu} lässt sich durch Festlegung einer neuen Übergangsfeldstärke und unter der Bedingung, dass die Verhältnisse zwischen den Leitfähigkeiten im Hochstrom- und Leckstrombereich vor und nach der Änderung konstant sind, mittels **Gleichung (7.11)** bestimmen. Die Verschiebungen der γ -E-Kennlinien erfolgt durch **Gleichung (7.12)** durch Einführung eines Verschiebungsparameters E_Y .

$$X_{\text{neu}} = \exp\left(\frac{E_{1,\text{neu}} \cdot (E_2 - E_{1,\text{alt}})}{E_{1,\text{alt}} \cdot (E_2 - E_{1,\text{neu}})} \cdot \ln(X_{\text{alt}})\right) \quad (7.11)$$

$$\gamma(E) = \gamma_0 \cdot \frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E - E_1 - E_y)/E_1}}}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_2 \cdot (E - E_2 - E_y)/E_1}}} \quad (7.12)$$

Um die Auswirkung einer größeren Nichtlinearität und einer Verschiebung der Kennlinie untersuchen zu können, wird die Kennlinie B4 aus Abbildung 7.29a mit den Parametern aus **Tabelle 7.18** modifiziert. Die neuen Kennlinien und deren Nichtlinearitäten sind im Vergleich zur Kennlinie B4 in **Abbildung 7.32** dargestellt. **Abbildung 7.33** zeigt die aus den γ - E -Kennlinien (siehe Abbildung 7.32a) berechneten G - U -Kennlinien zwischen Leiter und Erde (Abbildung 7.33a) und zwischen zwei benachbarten Leitern (Abbildung 7.33b).

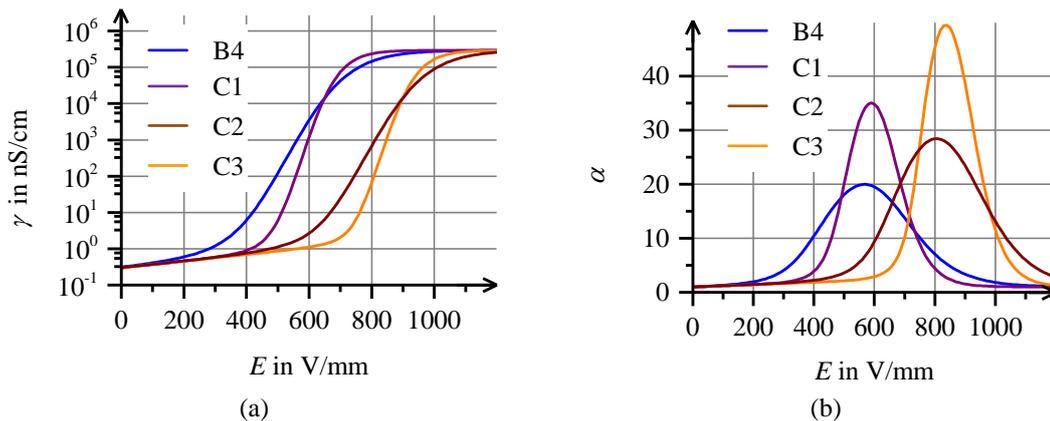


Abbildung 7.32: Modifizierte γ - E -Kennlinien (a) und der Verlauf des Nichtlinearitätsexponenten α für die modifizierten γ - E -Kennlinien

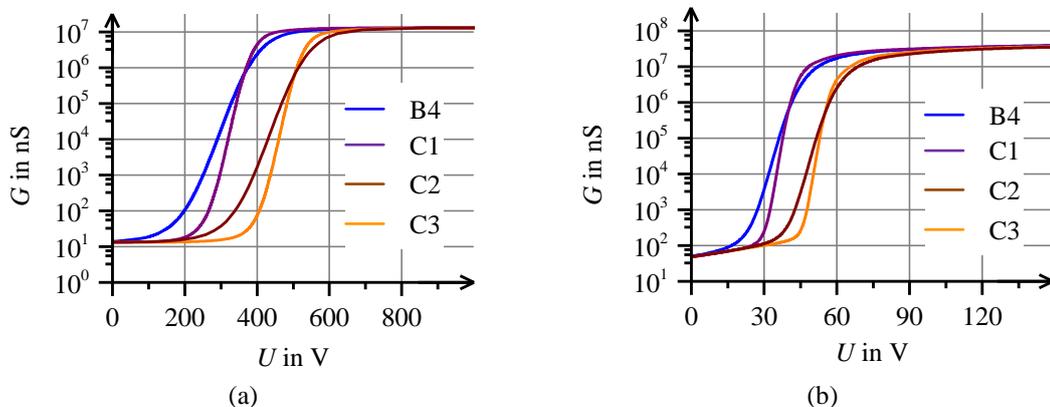


Abbildung 7.33: G - U -Kennlinie für die Konfiguration Leiter-Nutwand (a) und zwischen zwei benachbarten Leitern (b) berechnet aus den Kennlinien aus Abbildung 7.32

Tabelle 7.18: Parameter für modifizierte Kennlinie

Kennlinie	E_1 in V/mm	E_2 in V/mm	E_x in V/mm	E_y in V/mm	γ_0 in nS/cm	X	N_1	N_2
B4	403	649	1100	0	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C1	503	649	1100	0	0,3	$4,38 \cdot 10^{20}$	0,21	0,21
C2	403	649	1100	250	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C3	503	649	1100	250	0,3	$4,38 \cdot 10^{20}$	0,21	0,21

Die Kennlinie C1 in Abbildung 7.32 ist direkt mittels Gleichung (7.11) berechnet worden. Dabei wurde als neue erste Übergangsfeldstärke ein Wert von 503 V/mm ausgewählt. Wie in Abbildung 7.33a erkennbar ist, steigen die Leitwerte der Kennlinie B4 und der Kennlinie C1 für die Konfiguration Leiter-Erde bei Spannungen unterhalb der Leiter-Erde-Spannung des Umrichters (ca. 350 V) stark an. Dies führt dazu, dass die mikrovaristorgefüllte Isolation bei Betriebsspannung eine hohe Leitfähigkeit besitzt. Aus diesem Grund werden zwei weitere Kennlinien generiert, die jeweils um 250 V/mm gegenüber der Kennlinie B4 und C1 verschoben sind.

Die Simulationsergebnisse mit diesen drei neuen Kennlinien sind in **Abbildung 7.34** dargestellt. Eine Erhöhung der Nichtlinearität bei höherer Übergangsfeldstärke E_1 und gleichbleibender Übergangsfeldstärke E_2 bewirkt eine Reduzierung der maximalen Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen. Sowohl an den Leiter-Erde-Spannungsverläufen an den weiteren Spulen als auch beim maximalen Spannungsfall über der ersten Spule gibt es nur einen geringen Unterschied gegenüber der Simulation mit der Kennlinie B4. Die zusätzliche Verlustleistung verringert sich auf 821 W, ist aber immer noch inakzeptabel hoch. Eine Verschiebung der Kennlinie B4 bewirkt eine deutliche Reduzierung der zusätzlichen Verlustleistung, bei gleichzeitiger Erhöhung der Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen und der Spannungsfälle über den Spulen. Durch Optimierung der Kennlinie tritt eine erhebliche Reduzierung der ermittelten Verlustleistung auf. Sie sinkt von 1,27 kW auf 124,4 W, was eine Reduzierung um 90 % bedeutet. Die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen liegt bei 480 V. Die maximalen Spannungsfälle über den Spulen sind gegenüber der Simulation mit der Kennlinie B4 leicht höher. Die Ergebnisse dieser Simulationen sind in **Tabelle 7.19** zusammengefasst.

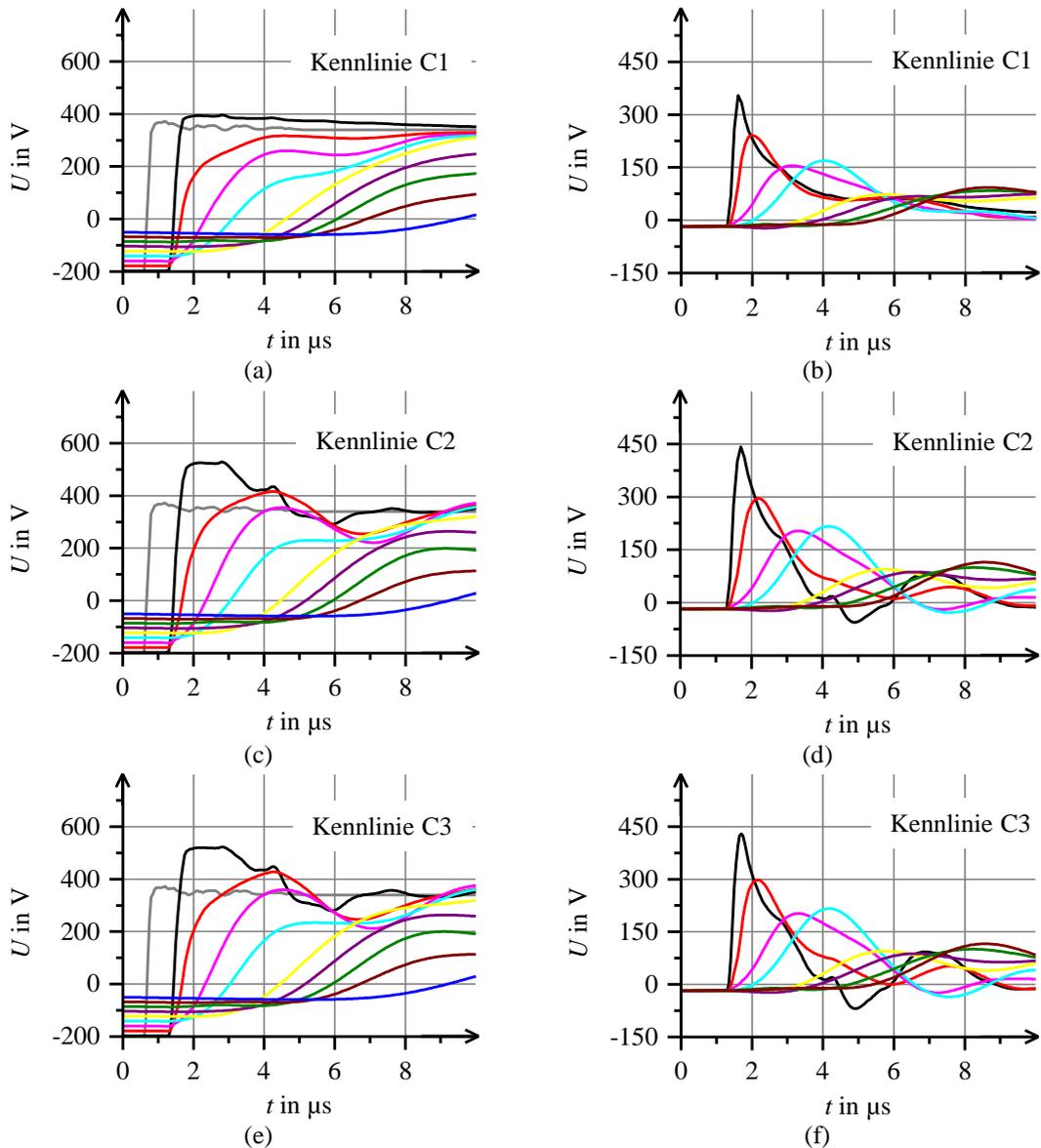


Abbildung 7.34: Verlauf der Leiter-Erde-Spannungen und der dazugehörigen Spannungsfälle über den Spulen bei Einsatz der Kennlinie C1 (a und b), der Kennlinie C2 (c und d) und der Kennlinie C3 (e und f)

Tabelle 7.19: Ergebnisse der Simulation mit den neuen Kennlinien im Vergleich zur Kennlinie B4

Kennlinie	B4	C1	C2	C3
P_V in W	1274,9	821,6	124,35	120,6
P_V in %	17,0	11,0	1,7	1,6
$U_{M,max}$ in V	405	393	539	469
$U_{\ddot{u}}$ in \hat{U}_{um}	1,1	1,06	1,46	1,27
$U_{Sp1,max}$ in V	366	333	442	402

7.6.5 Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der mikrovaristorgefüllten Isolation

In Abschnitt 3.6 wurde die Temperaturabhängigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe angesprochen. Dabei wurde festgestellt, dass eine Änderung der Temperatur zu einer Verschiebung der Kennlinie im Leckstrombereich führt. Da die Betriebstemperatur einer Maschine bis zu 180 °C betragen kann, muss die nichtlineare E - J -Kennlinie der mikrovaristorgefüllten Isolation für diesen Temperaturbereich ausgelegt sein. Das bedeutet auch, dass beim Einschalten der Maschine aufgrund der veränderten Kennlinie der mikrovaristorgefüllten Isolation eine andere Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung vorherrschen kann als nach längerem Betrieb.

Hier wird die Temperaturabhängigkeit vereinfacht durch Variation der Parameter γ_0 , E_1 und X am Beispiel der Kennlinie C2 realisiert. Da bisher in dieser Arbeit nicht geklärt werden konnte, in welchen Bereichen sich die Kennlinie durch Temperaturänderung ändert, werden hier die drei Fälle aus Abschnitt 6.5.5 behandelt. Im ersten Fall wird angenommen, dass sich eine Temperaturänderung auf die gesamte Kennlinie auswirkt. Der zweite Fall berücksichtigt die Auswirkungen der Temperatur auf den Leckstrom- und Durchbruchbereich der eingesetzten Kennlinie. Eine Auswirkung der Temperatur nur auf den Leckstrombereich der Kennlinie wird mit dem dritten Fall betrachtet.

Die Parameter der modifizierten Kennlinien sind in **Tabelle 7.20** dargestellt, wobei mit der Kennlinie C2 die Auswirkungen im kalten Zustand der Maschine simuliert werden. Die anderen Kennlinien berücksichtigen den warmen Zustand der Maschine. Dabei wird für jeden dieser Fälle eine Zunahme der Leitfähigkeit um den Faktor Zwei, Fünf und 25 betrachtet. Diese Werte wurden gewählt, da in Abschnitt 6.4 bei einer Temperaturzunahme von 30 °C auf 80 °C eine Leitfähigkeitszunahme um den Faktor Zwei ermittelt wurde. Da die Betriebstemperatur der Maschine auch höher als 80 °C liegen kann, ist mit einer weiteren Zunahme der Leitfähigkeit zu rechnen. Soll sich die Temperatur nur auf bestimmte Bereiche der Kennlinie auswirken, bestimmen sich die Parameter nach den Gleichungen (6.44) bis (6.46).

Tabelle 7.20: Parameter zur Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit

Kennlinie	E_1 in V/mm	E_2 in V/mm	E_x in V/mm	E_y in V/mm	γ_0 in nS/cm	X	N_1	N_2
C2	403	649	1100	250	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-1a	403	649	1100	250	0,6	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-1b	403	649	1100	250	1,5	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-1c	403	649	1100	250	7,5	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-2a	403	649	1100	250	0,6	$2,10 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-2b	403	649	1100	250	1,5	$467 \cdot 10^6$	0,21	0,21
C2-2c	403	649	1100	250	7,5	$4,37 \cdot 10^6$	0,21	0,21
C2-3a	415,4	649	1100	250	1,5	$13,1 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-3b	431,7	649	1100	250	1,5	$32,7 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-3c	460,4	649	1100	250	7,5	$163,25 \cdot 10^9$	0,21	0,21

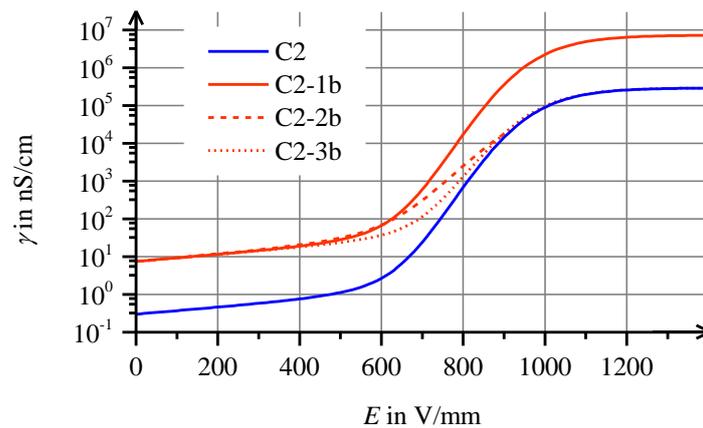


Abbildung 7.35: G - U -Kennlinie für die Konfiguration Leiter-Nutwand (a) und zwischen zwei benachbarten Leitern (b) berechnet für die Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit.

Der Verlauf der γ - E -Kennlinie ist für eine Leitfähigkeitserhöhung um den Faktor 25 im Leckstrombereich in **Abbildung 7.35** für alle drei Fälle dargestellt. Auf die Darstellung der Verläufe bei anderen Leitfähigkeiten im Leckstrombereich wird hier aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet. Auch die Kurvenformen der G - U -Kennlinien zwischen zwei Leitern und zwischen Leiter und Nutwand sehen den Verläufen der γ - E -Kennlinien aus **Abbildung 7.35** ähnlich und sind hier nicht dargestellt. Die Auswirkungen der Temperaturerhöhung auf die zusätzliche Verlustleistung und die maximalen Leiter-

Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen sowie den maximalen Spannungsfall über der ersten Spule sind in **Tabelle 7.21** dargestellt.

Tabelle 7.21: Ergebnisse der Simulation mit den Kennlinien, die die Temperaturabhängigkeit berücksichtigen

Kennlinie	P_V in W	P_V in %	$U_{M,max}$ in V	$U_{\hat{u}}$ in \hat{U}_u	$U_{Sp1,max}$ in V
C2	124,4	1,7	539	1,46	442
C2-1a	140,4	1,9	514	1,39	422
C2-1b	166,1	2,2	497	1,34	402
C2-1c	239	3,2	469	1,26	375
C2-2a	127,9	1,7	529	1,43	443
C2-2b	137,9	1,8	529	1,43	444
C2-2c	185	2,5	526	1,42	446
C2-3a	126,7	1,7	529	1,43	442
C2-3b	131,8	1,8	528	1,42	441
C2-3c	154	2,1	525	1,42	440

Dabei ist zu erkennen, dass eine Auswirkung der Temperatur in allen drei Bereichen der Kennlinie sich als ein leichtes Absenken der maximalen Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen und zu einer Verkleinerung des Spannungsfalls über der ersten Spule auswirkt. Auf der anderen Seite erhöht sich die zusätzliche Verlustleistung spürbar. Sollte sich eine Temperaturerhöhung nicht auf den Hochstrombereich der Kennlinie auswirken, hat die Temperaturänderung praktisch keinen Einfluss auf die Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen. Die zusätzlichen Verlustleistungen nehmen geringfügig zu. Sollte sich, wie in Abschnitt 6.4 gemessen, eine Temperaturerhöhung von 30°C auf 80°C in einer Verdoppelung der Leitfähigkeit auswirken, hat diese in allen betrachteten Fällen nur eine geringe Auswirkung auf den Betrieb der Maschine.

7.6.6 Einbringung einer Schicht aus konventionellem Isoliermaterial in der Nut

Wie in den vorangegangenen Abschnitten gezeigt, steigt durch das Einbringen von Mikrovaristoren in der Isolation die zusätzliche Verlustleistung. Um diesem Effekt entgegen zu wirken, wird in der Nut eine Schicht herkömmlicher Isolation, wie in **Abbildung 7.36** dargestellt, eingelegt. Dies bewirkt, dass die Leitfähigkeit zwischen den Windungen und dem geerdetem Statorblechpaket trotz Einsatz von Mikrovaristoren gegen Null geht und dadurch keine zusätzliche Verlustleistung entsteht.

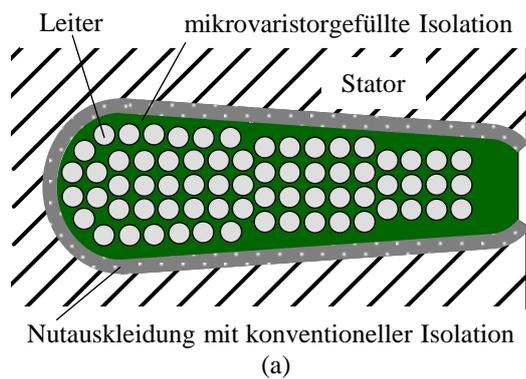


Abbildung 7.36: Schematische Darstellung einer Nut mit zusätzlicher konventioneller Isolation (a) und die Ersatzanordnung zur Berechnung der Kapazität und des nichtlinearen Leitwertes zwischen einem Leiter und der Nutwand

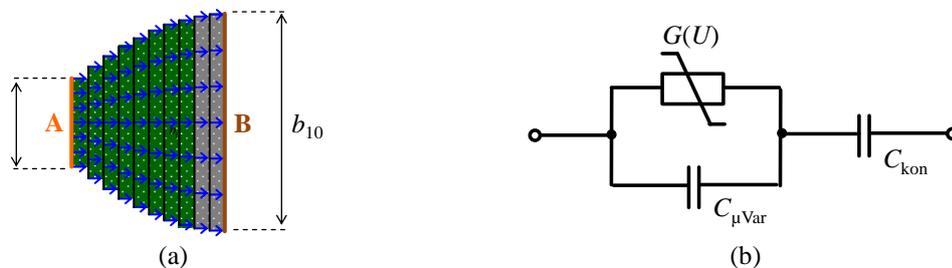


Abbildung 7.37: Ersatzanordnung zur Berechnung der Kapazität und des nichtlinearen Leitwertes zwischen einem Leiter und der Nutwand (a) und das dazugehörige Ersatzschaltbild (b)

Um die neuen Kapazitätswerte zwischen Leiter und Nutwand abschätzen zu können, wird die Ersatzanordnung aus **Abbildung 7.20b**, hier nochmal in **Abbildung 7.37a** gezeigt, herangezogen. Dabei enthalten die linken acht Kondensatoren mikrovaristorgefülltes Material ($\epsilon_r = 25$), während die anderen beiden Kondensatoren konventionelles Isoliermaterial ($\epsilon_r = 2,5$) beinhalten. Somit hat in diesem Fall die konventionelle Isolation eine Stärke von $d_{\text{kon}} = 0,11\text{mm}$. Das dazugehörige Ersatzschaltbild ist in **Abbildung 7.37b** dargestellt. Mit den geometrischen Abmessungen aus

Tabelle 7.12 ergibt sich für die mikrovaristorgefüllte Isolation ein Kapazitätsbelag von $C'_{\mu\text{var}} = 47,8\text{pF/m}$ und $C'_{\text{kon}} = 24,9\text{pF/m}$ für die konventionelle Isolation. Der nichtlineare Leitwert $G(U)$ lässt sich nach Gleichung (7.9) ermitteln, wobei hier nur die linken acht Kondensatoren aus Abbildung 7.37a betrachtet werden. Das modifizierte Simulationsmodell mit dem integrierten Ersatzschaltbild aus Abbildung 7.37b ist in **Abbildung 7.38** dargestellt. Um den Einfluss dieser zusätzlichen Schicht untersuchen und Vergleiche mit den bereits durchgeführten Simulationen durchführen zu können, werden die selben Kennlinien wie beim mikrovaristorgefüllten Epoxidharz verwendet (siehe Abbildung 7.29).

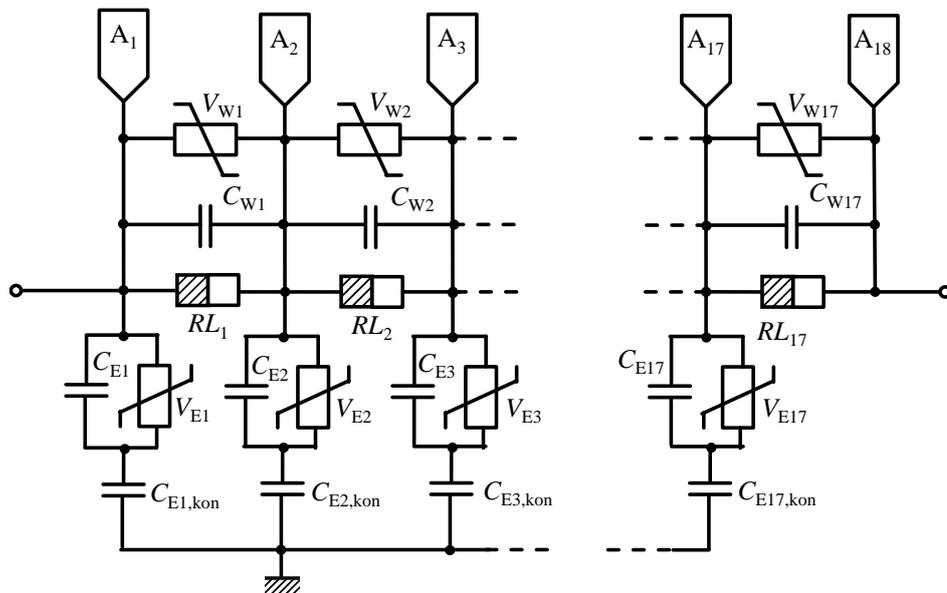


Abbildung 7.38: Simulationsmodell für die Simulation mit einer herkömmlichen Isolationsschicht in der Nut

Die mit den Kennlinien B1 und B4 simulierten Spannungen sind in **Abbildung 7.39** dargestellt. Dabei fällt auf, dass der Verlauf der Leiter-Erde-Spannungen auf demselben Niveau liegt wie ohne den Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation. Eine Änderung der Kennlinie hat wenig Auswirkung auf den Verlauf der Leiter-Erde-Spannungen. Dementsprechend beeinflusst die resistive Kennlinie die Spannungsfälle über den Spulen. Je leitfähiger das Material werden kann, desto geringer fallen die Spannungsfälle über den ersten Spulen aus. Bei Einsatz der Kennlinie B4 aus Abbildung 7.29 ist der maximale Spannungsfall niedriger als ohne Mikrovaristoren in der Isolation.

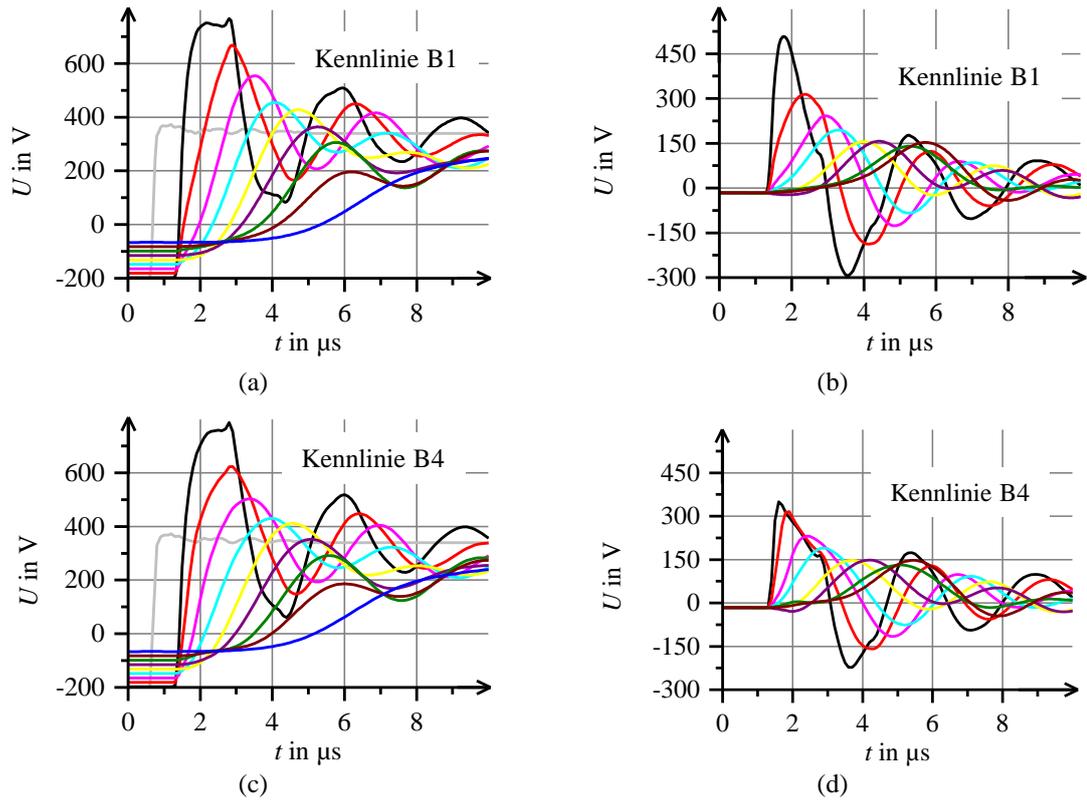


Abbildung 7.39: Leiter Erde Spannungen und die dazugehörigen Spannungsfälle über den einzelnen Spulen bei $E_2 = 526 \text{ V/mm}$ (a und b) und $E_2 = 654 \text{ V/mm}$ (c und d) bei Einsatz einer gemischten Isolation

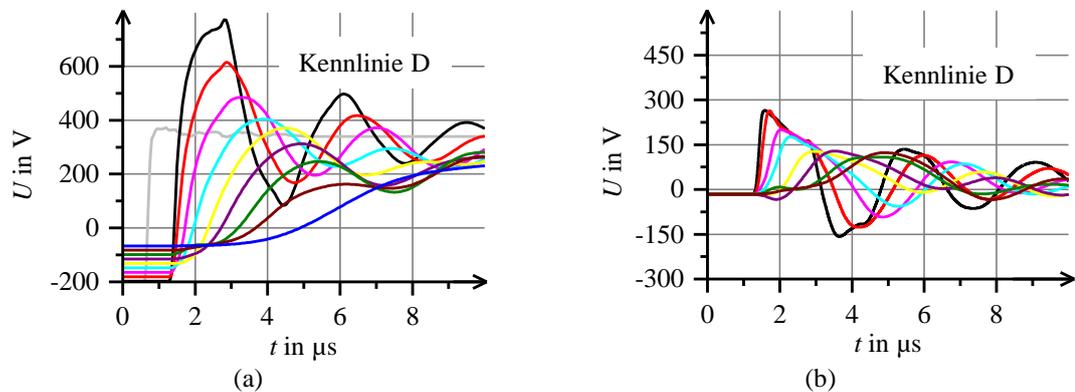


Abbildung 7.40: Leiter-Erde-Spannungen (a) und Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Einsatz der verschobenen Kennlinie aus Abbildung 7.29a

Es stellt sich die Frage, ob eine Kennlinie mit einer kleineren Übergangsfeldstärke E_1 zu einer weiteren Verkleinerung der Spannungsfälle über den Spulen führen kann. Dazu wird die Kennlinie B4 aus Abbildung 7.29a mittels Gleichung (7.12) um 300 V/mm nach links verschoben, was zu einem Anstieg des Leitwertes bei kleinen Spannungen führt. Die Ergebnisse sind in **Abbildung 7.40** dargestellt.

In Abbildung 7.40a ist zu erkennen, dass zwar die Spannungssteilheit an den Maschinenklemmen abnimmt, aber die Amplitude immer noch unverändert hoch ist. Die maximalen Spannungsfälle über den Spulen (siehe Abbildung 7.40b) nehmen mit dieser Kennlinie weiter ab. **Tabelle 7.22** fasst die maximalen Leiter-Erde-Spannungen und den maximalen Spannungsfall über der ersten Spule sowie die zusätzliche Verlustleistung zusammen.

Tabelle 7.22: Maximale Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen und maximaler Spannungsfall über der ersten Spule sowie die zusätzliche Verlustleistung (absolut und in Promille der Maschinenleistung) bei Verwendung einer herkömmlichen Schicht in der Nut.

Kennlinie	B1	B2	B3	B4	D
$U_{M,max}$ in V	768	768	776	786	773
$U_{Sp1,max}$ in V	508	497	442	350	265
P_V in W	0,3	0,5	0,7	1,0	21,5
P_V in ‰	0,04	0,07	0,09	0,13	2,87

Mit dieser Maßnahme lassen sich die Spannungsfälle über den Spulen vergleichmäßigen und auch begrenzen. Allerdings muss der Leitwert der eingesetzten Kennlinie bereits bei kleinen Spannungen stark ansteigen, da die Spannungsdifferenz zwischen zwei Windungen sehr klein ist. Ohne den Einsatz von Mikrovaristoren lag der maximale Spannungsfall über der ersten Spule bei ca. 400 V und über der zweiten Spule noch bei ca. 300 V. Die alleinige Erhöhung der relativen Permittivität bewirkt einen Anstieg dieser Spannungsfälle um ca. 50 %. Durch den Einsatz der Kennlinie D konnten die Spannungsfälle über die ersten beiden Spulen auf ca. 265 V begrenzt werden. Die zusätzliche Schicht der konventionellen Isolation bewirkt auch eine gute Unterdrückung der zusätzlichen Verlustleistung. Eine vollständige Unterdrückung ist nicht möglich, da in der mikrovaristorgefüllten Schicht weiterhin ein (wenn auch sehr kleiner) Strom fließt und damit Leistung umgesetzt wird. Auf die Leiter-Erde-Spannungen hat diese Maßnahme so gut wie keine Wirkung, da die Wanderwellen weiterhin in voller Höhe reflektiert werden. Aus diesem Grund darf diese Maßnahme nur genutzt werden, wenn die Überspannungen an den Maschinenklemmen keine Probleme verursachen. Ansonsten ist diese Maßnahme nicht anwendbar.

7.6.7 Verhalten bei temporären Überspannungen

Wie in den Simulationen gezeigt worden ist, steigt die Verlustleistung durch den Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation auf teilweise nicht mehr akzeptable Werte an. Es konnte auch gezeigt werden, dass die zusätzliche Verlustleistung durch Anpassen der Kennlinien reduziert werden kann. Jetzt stellt sich die Frage, wie sich die zusätzlichen Verlustleistungen bei temporären Überspannungen verhalten. Im Bremsbetrieb der Maschine können diese Überspannungen bis zu 30 % der Zwischenkreisspannung betragen [Roc09a]. In [Roc07] ist ein Extrembeispiel dargestellt, an der die Drehzahl der Maschine um 1000 min^{-1} innerhalb von 0,5 s gesenkt wurde. Bei einer langsameren Abbremsung über mehrere Sekunden fällt dieser Spannungsanstieg kleiner aus.

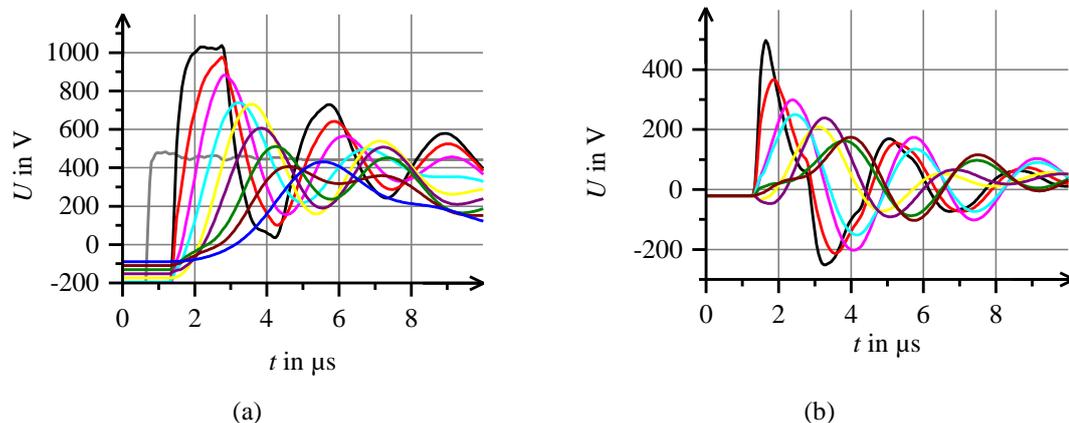


Abbildung 7.41: Leiter-Erde-Spannungen und Spannungsfälle über die Spulen (b) ohne Abhilfemaßnahmen bei um 30 % erhöhter Spannung

Abbildung 7.41 zeigt die Verläufe der Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen bei um 30 % erhöhter Zwischenkreisspannung ohne Abhilfemaßnahmen. Dabei ist zu erkennen, dass die Spannungsverläufe bei temporärer Überspannung ähnlich aussehen wie bei Nennspannung. Eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung um 30 % bewirkt ohne Abhilfemaßnahmen eine maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen von 1036,5 V, was dem 2,8-fachen der Zwischenkreisspannung unter Normalbedingungen entspricht. Die Spannungsfälle über den Spulen steigen entsprechend der erhöhten Zwischenkreisspannung um 15 % an. Um das Verhalten der zusätzlichen Verlustleistung bedingt durch die Mikrovaristoren in der Isolation bei Überspannung untersuchen zu können, werden die

Kennlinien C2 und C3 aus Abbildung 7.32 in das Simulationsmodell eingesetzt und die zusätzliche Verlustleistung berechnet. Die Spannungsverläufe bei Einsatz der Kennlinie C2 und einer um 30% erhöhten Zwischenkreisspannung ist in **Abbildung 7.42** dargestellt.

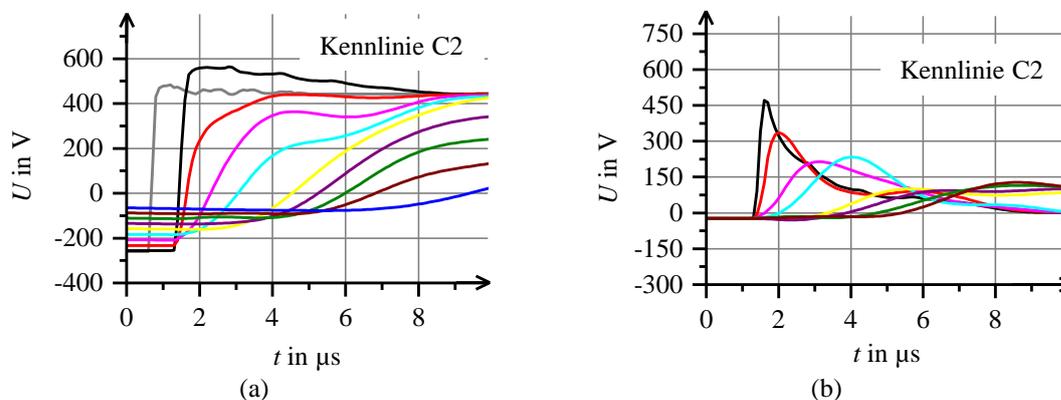


Abbildung 7.42: Leiter-Erde Spannungen (a) und Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Einsatz der Kennlinie B5 bei einer um 30 % erhöhten Umrichterspannung

In Abbildung 7.42a ist zu erkennen, dass dabei die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen durch den Einsatz der Kennlinien C2 auf ca. 540 V beschränkt wird. Diese Spannung ist kaum größer als bei Normalbetrieb. Allerdings steigen die zusätzlichen Verlustleistungen, wie in **Tabelle 7.23** gezeigt, durch die temporären Überspannungen überproportional an. Dies lässt sich dadurch erklären, dass die hinterlegten Kennlinien schon bei einer leicht erhöhten Betriebsspannung im Durchbruchbereich arbeiten. Aus diesem Grund dürften temporäre Überspannungen an den Maschinenklemmen nicht über einen längeren Zeitraum zugelassen werden.

Da die um 30 % erhöhte Zwischenkreisspannung aus dem Extrembeispiel einer abrupten Abbremsung der Maschine resultiert und dadurch die zusätzliche Verlustleistung bei fast gleichbleibender Maximalspannung an den Maschinenklemmen stark ansteigt, wird nun der Fall einer um 15 % erhöhten Zwischenkreisspannung betrachtet. Da sich an den Spannungsverläufen gegenüber einer um 30 % erhöhten Zwischenkreisspannung wenig ändert, wird für diesen Fall auf die graphische Darstellung der Spannungsverläufe verzichtet. Wie in Tabelle 7.23 dargestellt ist, ist die zusätzliche Verlustleistung auch stark erhöht, aber etwa halb so groß wie bei einer um 30 % erhöhten Zwischenkreisspannung. Die Maximalspannungen an den Maschinenklemmen sowie der maximale Spannungsfall über der ersten Spule bleiben in etwa konstant.

Tabelle 7.23: Ergebnisse der Simulationen mit verschiedenen Zwischenkreisspannungen und verschiedenen Kennlinien

Kennlinie	\hat{U}_u in \hat{U}_{u0}	P_V in W	P_V in %	$U_{M,max}$ in V	$U_{\ddot{u}}$ in \hat{U}_u	$U_{Sp1,max}$ in V
C2	1	124,35	1,66	539	1,46	442
C3	1	120,4	1,61	469	1,27	402
E1	1	46,24	0,62	633,71	1,71	486,60
E2	1	42,87	0,57	632,52	1,71	477,94
C2	1,15	279,87	3,73	539,97	1,46	463
E1	1,15	122,32	1,63	648,54	1,75	524
E2	1,15	120,05	1,6	642,14	1,74	511,67
C2	1,3	778,9	10,39	549,12	1,49	480,19
C3	1,3	602,9	8,04	535,94	1,45	467,12
E1	1,3	239,9	3,12	659,23	1,78	553
E2	1,3	236,8	3,16	649,15	1,75	538

Eine weitere Einsatzmöglichkeit für Mikrovaristoren in der Isolation der Maschine wäre durch eine geeignete Auslegung der Kennlinie für die Begrenzung der Spannungen bei temporärer Überspannung denkbar. Hierzu werden die Kennlinien B4 und C1 aus Abbildung 7.32 um 470 V/mm verschoben. Ihre Parameter sind in und die Verläufe der neuen G - U -Kennlinien sind in **Abbildung 7.43** dargestellt.

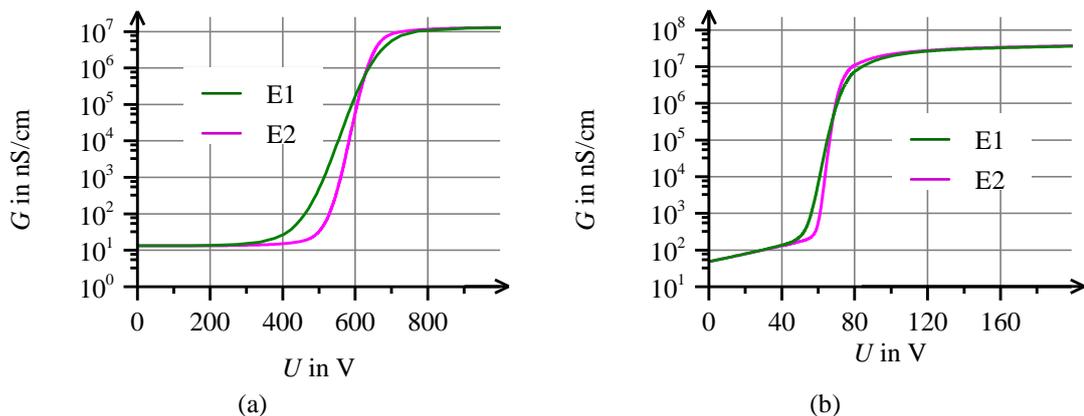


Abbildung 7.43: Um 460 V/mm verschobene Kennlinien

Die Kennlinie E1 in Abbildung 7.43 ist aus der Kennlinie C2 aus Abbildung 7.32 entstanden. Bei der Kennlinie E2 handelt es sich um die verschobene Kennlinie C3 aus Abbildung 7.32. Wie in Abbildung 7.43a zu erkennen ist, steigt der Leitwert erst bei

Spannungen oberhalb der erhöhten Umrichterspannung stark an, was Auswirkungen auf die Verlustleistungen hat. Während im Normalbetrieb die Verlustleistungen gering sind, steigt diese im Bremsbetrieb auf noch vertretbare Werte an, siehe Tabelle 7.23.

Tabelle 7.24: Parameter der Kennlinien für den Einsatz bei temporärer Überspannung

Kennlinie	E_1 in V/mm	E_2 in V/mm	E_x in V/mm	E_y in V/mm	γ_0 in nS/cm	X	N_1	N_2
E1	403	649	1100	470	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
E2	503	649	1100	470	0,3	$4,38 \cdot 10^{20}$	0,21	0,21

Bei Betrachtung der Leiter-Erde-Spannungen im Normalbetrieb ist zu erkennen, dass die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen in beiden Fällen etwa das 1,7-fache der maximalen Umrichterspannung im Normalbetrieb beträgt. Wie in **Abbildung 7.44a** gezeigt ist, steigt die maximale Leiter-Erde-Spannung bei einer um 30 % erhöhten Umrichterspannung bei Einsatz der Kennlinie E1 nur um 5 % auf ca. 660 V an. Bei Verwendung der Kennlinie E2 lässt sich die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen auf ca. 650 V reduzieren, was eine Erhöhung der Spannung gegenüber im Normalbetrieb um 3 % entspricht.

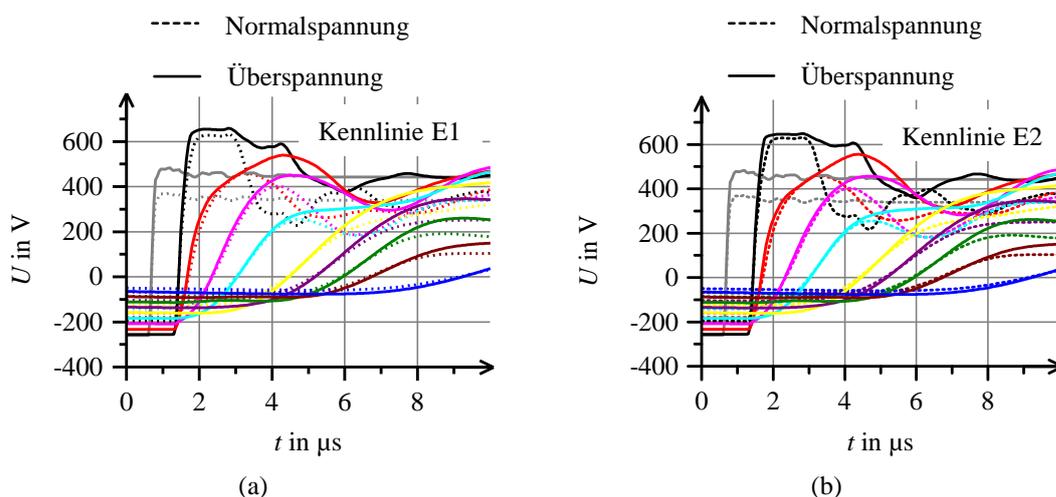


Abbildung 7.44: Vergleich zwischen Leiter-Erde-Spannungen mit normaler und erhöhter Zwischenkreisspannung unter Einsatz der Kennlinie B6 (a) und C4 (b)

Abbildung 7.45 stellt die zeitlichen Verläufe der Spannungsfälle über den Spulen bei Verwendung der Kennlinien E1 und E2 bei Normalbetrieb und erhöhter Zwischenkreis-

spannung dar. Bei einer um 30 % erhöhten Zwischenkreisspannung steigen die Spannungsfälle über den Spulen um etwa 10 % an. Dabei ist nur ein geringer Unterschied zwischen den Kennlinien E1 und E2 erkennbar.

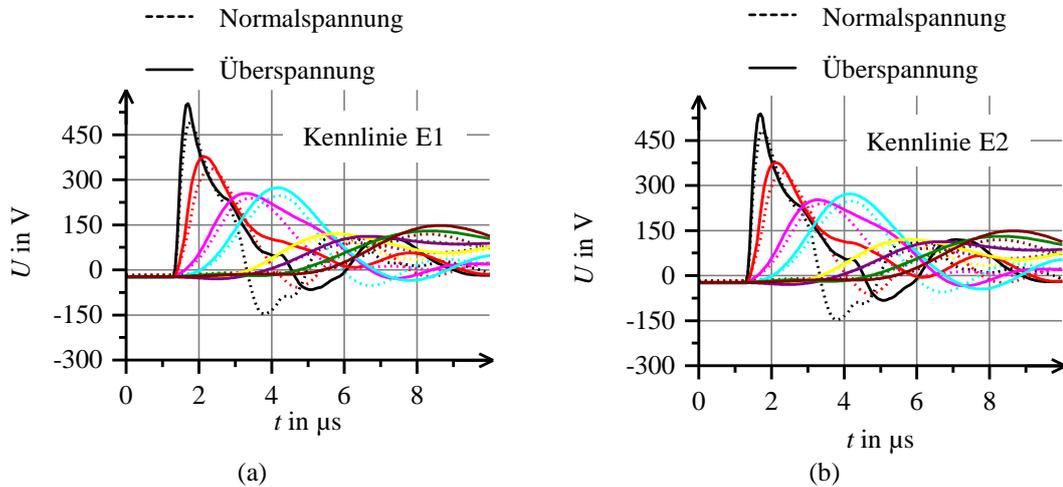


Abbildung 7.45: Vergleich der Spannungsfälle über den Spulen bei normaler und erhöhter Zwischenkreisspannung unter Einsatz der Kennlinie B6 (a) und C4 (b)

Es hat sich gezeigt, dass durch den Einsatz einer mikrovaristorgefüllten Isolation die entstehenden Überspannungen an den Maschinenklemmen sich bei erhöhter Zwischenkreisspannung auf ein Maß beschränken wie bei normaler Zwischenkreisspannung. Auf der anderen Seite steigen die zusätzlichen Verlustleistungen stark an. Um den Wirkungsgrad der Maschine nicht mehr als nötig zu verringern, sollte die Maschine nicht länger als notwendig bei erhöhter Zwischenkreisspannung betrieben werden. Weiterhin führt diese zusätzliche stark erhöhte Verlustleistung zu einer zusätzlichen Erwärmung der Isolation, die zu ihrer Zerstörung führen kann.

Eine Möglichkeit zur Reduzierung dieser Verlustleistung kann durch eine Auslegung der Kennlinien auf höhere Spannungen erfolgen. Dadurch wird die zusätzliche Verlustleistung bei Betriebsspannung erheblich reduziert und gleichzeitig eine Erhöhung der Spannung an den Maschinenklemmen durch eine ansteigende Zwischenkreisspannung unterbunden. Auf der anderen Seite sind bei dieser Maßnahme die Überspannungen an den Maschinenklemmen größer als bei einer Auslegung bei Betriebsspannung.

7.6.8 Betrachtung einer funktionstüchtigen Kennlinie

Die bisher in dieser Arbeit untersuchten realen Kennlinien können nicht in der Wicklungsisolation der umrichter gespeisten Maschine eingesetzt werden. Der Einsatz der Kennlinie des untersuchten mikrovaristorgefüllten Lacks zeigt praktisch keine Wirkung auf die Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung. Das mikrovaristorgefüllte Epoxidharz wird bei zu geringen Feldstärken leitfähig, so dass die mikrovaristorgefüllte Isolation bereits bei Betriebsspannung leitfähig wird. **Abbildung 7.46** verdeutlicht diese Verhältnisse in einem G - U -Diagramm zwischen einem Leiter und der Nutwand. Bei einer Umrichterspannung von 370 V beträgt der Leitwert hier ca. 8 nS bei Einsatz des mikrovaristorgefüllten Lackes und ca. 40 μ S Einsatz des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes.

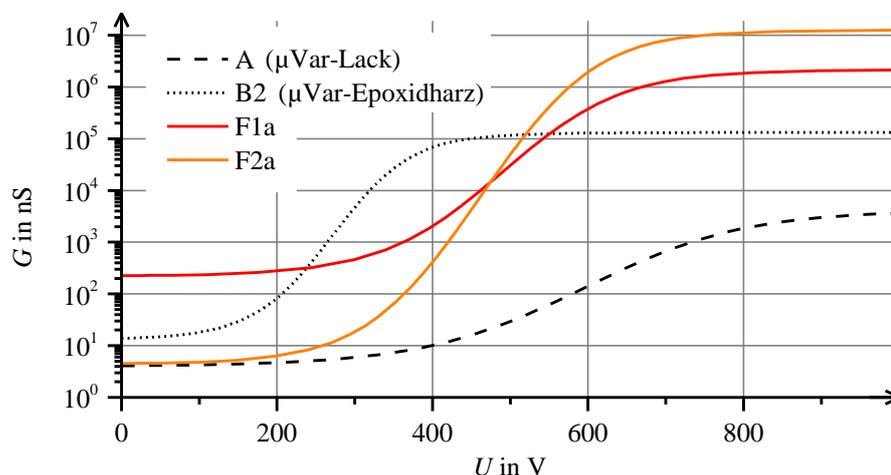


Abbildung 7.46: Vergleich der spannungsabhängigen Leitwerte zwischen Leiter und Nutwand bei Einsatz der Kennlinie A und B2 sowie zwei weiteren (fiktiven) Kennlinien (F1a und F2a), die in der Isolation der betrachteten 7,5-kW-Maschine eingesetzt werden könnten

Um das Verhalten der umrichter gespeisten Maschine bezüglich zusätzlicher Verlustleistung und maximaler Spannung an den Maschinenklemmen sowie den maximalen Spannungsfall über der ersten Spule bei diesen Leitwerten untersuchen zu können, werden Simulation mit diesen konstanten Leitwerten durchgeführt. Dabei wurde vergleichsweise auch eine Simulation mit einem konstanten Leitwert von 1 μ S zwischen Leiter und Nutwand durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Simulationen sind in **Tabelle 7.25** zusammengefasst. Dabei ist zu erkennen, dass der Spannungsfall über der ersten Spule bei allen untersuchten Leitwerten sich kaum unterscheiden. Die Abnahme der maximalen Spannung an den Maschinenklemmen ist im Vergleich zu der Zunahme

der zusätzlichen Verlustleistung nur gering. Damit die zusätzlichen Verlustleistungen während des Betriebes der Maschine nicht zu stark ansteigen, sollte der Leitwert zwischen einem Leiter und der Nutwand bei dieser Spannung weniger als $1 \mu\text{S}$ betragen. Für die Begrenzung der Überspannungen wäre es sinnvoll, dass der Leitwert oberhalb der Betriebsspannung stark ansteigt. Zwei Kennlinien, die diese Bedingungen erfüllen, sind in Abbildung 7.46 im Vergleich zu den Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Lackes und des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes dargestellt.

Die Kennlinie F2a weist gegenüber der Kennlinie F1a eine geringere Leitfähigkeit im Leckstrombereich auf und deckt einen größeren Leitwertsbereich ab. Weiterhin arbeitet diese Kennlinie bei Betriebsspannung des Umrichters bereits im Durchbruchbereich.

Tabelle 7.25: Zusätzliche Verluste, maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen sowie maximaler Spannungsfall über der ersten Spule bei verschiedenen konstanten Leitwerten

G_{LN} in nS	P_V in W	$U_{M,max}$ in V	$U_{Sp1,max}$ in V
8	0,001	723,34	614,05
40.000	1.205,4	676,25	610,50
1000	44,5	722,06	613,97

Tabelle 7.26: Parameter für funktionierende Kennlinien

Kennlinie	E_1 in V/mm	E_2 in V/mm	γ_0 in nS/cm	X	N_1	N_2
F1a	750	1.000	5	10^{12}	0,21	0,21
F1b	687,5	1.000	0,5	10^{11}	0,21	0,21
F2a	650	1.000	0,1	10^{12}	0,21	0,21
F2b	595,83	1.000	0,01	10^{11}	0,21	0,21
F3	900	1.200	5	10^{12}	0,21	0,21

Die spannungsabhängigen Leitwerte für die Kennlinien F1a und F2a aus Abbildung 7.46 ermitteln sich aus Gleichung (7.9) mit den feldstärkeabhängigen Leitfähigkeiten, die sich aus den Parametern aus **Tabelle 7.26** ergeben. Die Kennlinie F3 beschreibt eine Kennlinie zur Begrenzung der maximalen Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen bei temporärer Überspannung des Zwischenkreises und wird später in diesem Abschnitt diskutiert.

Da die neuen Kennlinien ihre Verläufe bei einer Betriebstemperatur von 80 °C⁵ beschreiben sollen, sind in Tabelle 7.26 auch die Parameter dargestellt, die ihre möglichen Verläufe bei 30 °C beschreiben sollen. Dabei wurde hier angenommen, dass sich die Temperaturerhöhung von 30 °C auf 80 °C mit einem Faktor Zehn auf die Leitfähigkeit im Leckstrombereich auswirkt. Obwohl in Abschnitt 6.4 nur ein Faktor von Zwei zwischen der mit 30 °C und mit 80 °C ausgemessenen Kennlinie im Leckstrombereich festgestellt worden ist, weisen mögliche andere mikrovaristorgefüllte Materialien höhere Unterschiede auf [Deb15], [Ten15]. **Abbildung 7.47** zeigt die Verläufe dieser Kennlinien bei 30 °C im Vergleich zu den mit 30 °C gemessenen Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Lacks und Epoxidharzes in einem E - J -Diagramm. Dabei ist auch zu erkennen, dass die Schaltpunktfeldstärke E_b (definiert bei 1 $\mu\text{A}/\text{cm}^2$) bei der Kennlinie F1b bei ca. 200 V/mm liegt. Dieser Wert ist nahezu identisch mit der Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes. Die Schaltpunktfeldstärke der Kennlinie F2b liegt bei ca. 575 V/mm und liegt innerhalb des einstellbaren Bereichs vom Mikrovaristor-Pulver. Somit können diese Kennlinien als realistisch angesehen werden. **Abbildung 7.48** stellt die aus **Abbildung 7.47** dargestellten Kennlinien bei einer Temperatur von 80 °C dar, wobei bei der Temperaturerhöhung um 50 °C eine Verzehnfachung der Leitfähigkeiten im Leckstrombereich der Materialien angenommen worden ist. Dabei ist zu erkennen, dass die Zunahme der Leitfähigkeiten zu einer Abnahme der Schaltpunktfeldstärken bei allen Kennlinien geführt hat.

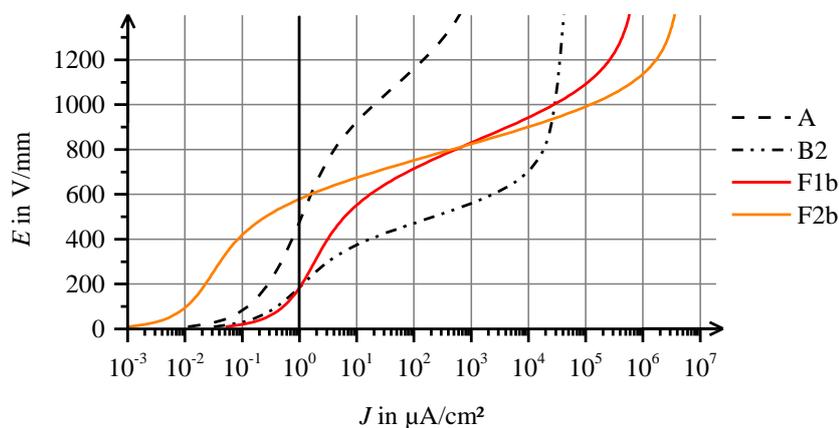


Abbildung 7.47: Mögliche funktionsfähige E - J -Kennlinien im Vergleich zu den Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Lacks und des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes bei 30 °C

⁵ Die Betriebstemperatur der Maschine kann 80 °C überschreiten. Hier wird von dieser Temperatur ausgegangen, da Messungen nur bis 80 °C durchgeführt worden sind.

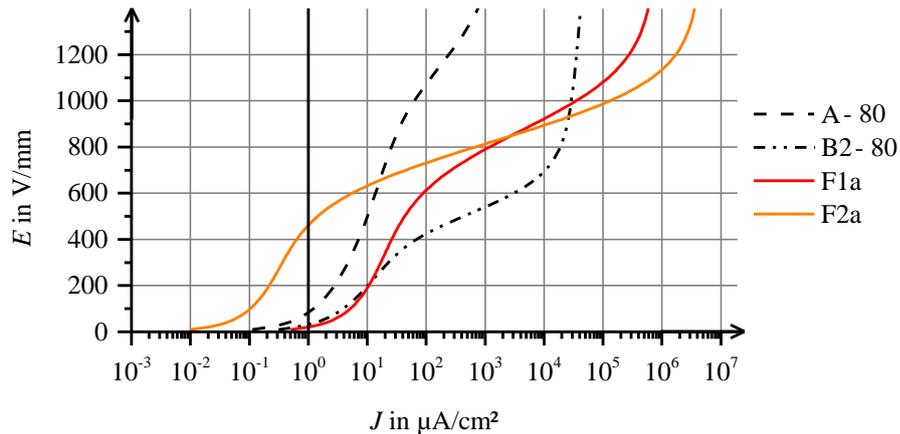


Abbildung 7.48: Mögliche funktionsfähige E - J -Kennlinien im Vergleich zu den Kennlinien des mikrovaristorgefüllten Lacks und des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes bei $80\text{ }^{\circ}\text{C}$

Bei den mit diesen Kennlinien durchgeführten Simulationen wurde die Frequenzabhängigkeit des mikrovaristorgefüllten Materials berücksichtigt. Der Einsatz von Kennlinie F1a bewirkt, wie in **Abbildung 7.49a** zu erkennen, dass die maximalen Leiter-Erde Spannungen an den Maschinenklemmen auf ca. 617 V begrenzt werden. Auch die zusätzliche Verlustleistung nimmt mit 101,5 W, was ca. 1,35 % der Maschinenleistung entspricht, akzeptable Werte an.

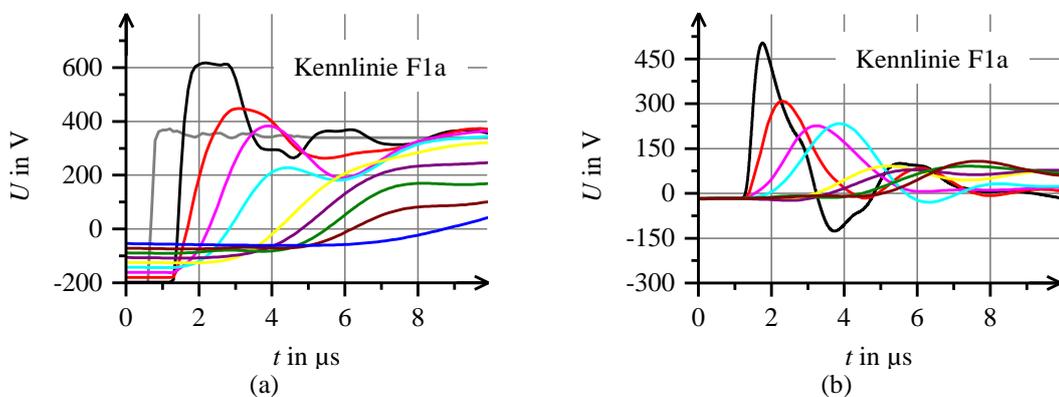


Abbildung 7.49: Leiter-Erde-Spannungen (a) und Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Einsatz der Kennlinie F1a

Allerdings kann der maximale Spannungsfall über der ersten Spule, wie in **Abbildung 7.49b** dargestellt ist, nicht begrenzt werden. Er nimmt mit 505 V immer noch einen Wert an, der oberhalb der Zwischenkreisspannung liegt. Die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen kann bei kaum ansteigender Verlustleistung durch Einsatz der Kennlinie F2a auf ca. 576 V begrenzt werden. Auch

der maximale Spannungsfall über der ersten Spule kann auf ca. 456 V gesenkt werden, ist allerdings immer noch viel größer als die maximale Umrichterspannung. Die Spannungsverläufe bei Einsatz dieser Kennlinie sind in **Abbildung 7.50** dargestellt.

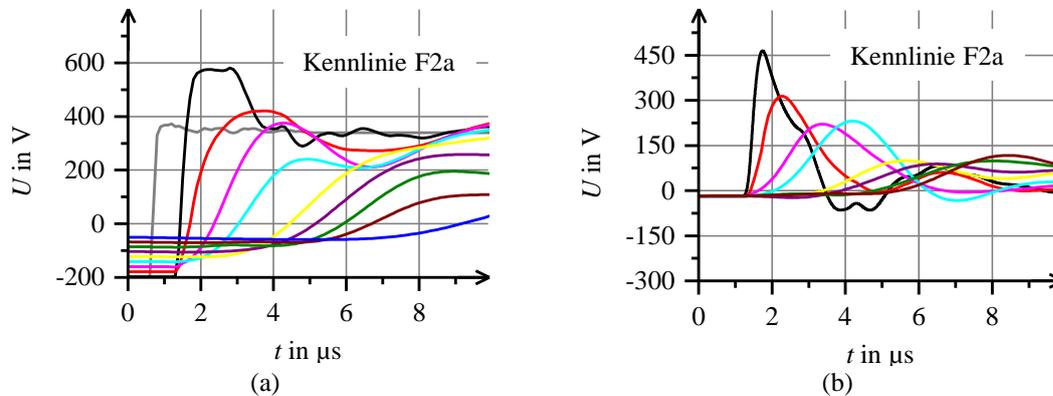


Abbildung 7.50: Leiter-Erde-Spannungen (a) und Spannungsfälle über den Spulen (b) bei Einsatz der Kennlinie F2a

Nun soll hier noch gezeigt werden, wie sich die Spannungsverteilung in der Maschinenwicklung und die zusätzlichen Verluste bei temporär erhöhter Zwischenkreisspannung verhalten. Die Ergebnisse der Simulationen mit erhöhter Zwischenkreisspannung sind in **Tabelle 7.27** im Vergleich zu den Simulationen mit Nennspannung zusammengefasst. Bei Verwendung von Kennlinie F1 werden bei einer um 30 % erhöhten Zwischenkreisspannung die maximal auftretenden Spannungen an den Maschinenklemmen auf 678 V begrenzt, was dem 1,83-fachen der Leiter-Erde-Spannung vom Umrichter entspricht. Dies bedeutet, dass die Spannung an den Maschinenklemmen nur um ca. 10 % bei Anstieg der Zwischenkreisspannung um 30 % ansteigt.

Tabelle 7.27: Ergebnisse der Simulationen mit den Kennlinien F1a und F2a und F3 bei verschiedenen Zwischenkreisspannungen

Kennlinie	\hat{U}_u in \hat{U}_{u0}	P_V in W	P_V in %	$U_{M,max}$ in V	$U_{\ddot{u}}$ in \hat{U}_u	$U_{Sp1,max}$ in V
F1a	1	101,5	1,35	617,3	1,67	505,8
F2a	1	104,75	1,40	576,5	1,57	456,2
F3	1	57,89	0,77	680,37	1,84	539,7
F1a	1,3	395,87	5,27	677,84	1,83	597,6
F2a	1,3	414,75	5,53	604,33	1,63	507,5
F3	1,3	216,65	2,89	763,23	2,06	644,9

Durch Einsatz der Kennlinie F2 können diese Werte erheblich reduziert werden. In diesem Fall beträgt die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen ca. 608 V und ist damit kleiner als bei Einsatz der Kennlinie F1 im Normalbetrieb. Hierbei steigt die Spannung an den Maschinenklemmen nur um 5 % an. Bei dem maximalen Spannungsfall über der ersten Spule ist die Spannungsbegrenzung weniger stark ausgeprägt. Bei der Kennlinie F1 steigt dieser Spannungsfall um ca. 25 % und bei der Kennlinie F2 um ca. 15 % an. Die zusätzlichen Verluste steigen in beiden Fällen um etwa das Vierfache auf 396 W bei der Kennlinie F1 und auf ca. 415 W bei der Kennlinie F2 an.

Da die zusätzlichen Verluste in diesen Fällen mehr als 5 % der Maschinenleistung betragen, wird nun eine Kennlinie untersucht, die die Überspannungen nur bei erhöhter Zwischenkreisspannung begrenzen. Dazu werden die Übergangsfeldstärken E_1 und E_2 der Kennlinie F1 gleichermaßen um 20 % erhöht. Die Parameter hierfür sind in Tabelle 7.26 dargestellt. Der Einsatz dieser Kennlinie bewirkt, dass die Leiter-Erde Spannung bei erhöhter Zwischenkreisspannung auf 763 V begrenzt wird. Dieser Wert entspricht der Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen bei Normalspannung ohne Abhilfemaßnahmen. Der Spannungsfall über der ersten Spule beträgt hier ca. 645 V und ist immer noch stark erhöht, und die Verlustleistung konnte gegenüber der Kennlinie F1a bei erhöhter Zwischenkreisspannung halbiert werden. Bei Normalspannung ergibt sich mit dem Einsatz dieser Kennlinie eine zusätzliche Verlustleistung von 57,89 W, was etwa 0,77 % der Maschinenleistung entspricht.

In diesem Abschnitt konnte eine realitätsnahe Kennlinie gefunden werden, mit der die maximale Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen auf den 1,67-fachen Wert der maximalen Umrichterspannung bei zusätzlichen Verlusten von 1,35 % der Maschinenleistung begrenzt werden kann. Nach [Norm3] muss eine vierpolige 7,5-kW-Maschine einen Wirkungsgrad von 90,4 % aufweisen, um zur Klasse IE3 (Premium-Wirkungsgrad) zu gehören. Für die Klasse IE2 (hoher Wirkungsgrad) wird für diesen Maschinentyp ein Wirkungsgrad von 88,7 % verlangt. Eine Maschine, die gerade noch zu der Klasse IE3 zählen würde, würde mit der Kennlinie F1a noch in die Klasse IE2 fallen.

Eine Verbesserung des Wirkungsgrades ist durch eine Auslegung der Kennlinie mit einer höheren ersten Übergangsfeldstärke möglich. Somit würden die Spannungen an den Maschinenklemmen nur bei temporärer Überspannung des Zwischenkreises begrenzt werden. Dadurch sinken die zusätzlichen Verluste auf ca. 0,77 % der Maschinenleistung bei Normalspannung. Nur bei erhöhter Zwischenkreisspannung würden diese Verluste auf ca. 2,9 % der Maschinenleistung ansteigen. Da der Zeitraum, in dem die Zwischenkreisspannung erhöht ist, begrenzt ist, sind diese Verluste kurzzeitig hinnehmbar.

Weiterhin wurde hier gezeigt, dass eine Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen mit einer Leitfähigkeitsänderung der γ - E -Kennlinie über vier Größenordnungen möglich ist. Eine bessere Begrenzung der Spannung ist durch eine Kennlinie möglich, die einen größeren Leitfähigkeitsbereich abdeckt und bereits im Durchbruchbereich bei Nennspannung arbeitet.

7.6.9 Betrachtung der zusätzlichen Verlustleistung bei anderen Taktfrequenzen des Umrichters

Bisher wurde nur eine Umrichtertaktfrequenz von 10 kHz betrachtet. Es stellt sich die Frage, wie sich die zusätzlichen Verlustleistungen bei anderen Taktfrequenzen verhalten. Eine höhere Taktfrequenz führt zu mehr Impulsen, und damit zu mehr Überspannungen in einer festen Zeitspanne. Aus diesem Grund werden in diesem Abschnitt die umgesetzten Energien im Bereich vom Polaritätswechsel bis 5 μ s nach dem Polaritätswechsel des Umrichters betrachtet. In diesem Zeitbereich treten die durch die Wanderwelleneffekte entstehenden Überspannungen auf. Aus den Verlustenergien können mittels Gleichung (7.13) die Verlustleistungen abgeschätzt werden, die durch die Spannungserhöhung hervorgerufen werden. Die Ergebnisse sind in **Tabelle 7.28** dargestellt.

$$P_{V,imp} \approx f_{inv} \cdot W_{v,imp} \quad (7.13)$$

In Tabelle 7.28 ist zu erkennen, dass die ausschließliche Betrachtung der umgesetzten Energie, die während des Auftretens der Überschwingung durch den Wanderwellen-

effekt hervorgerufen wird, nicht ausreichend ist. Dennoch kann mit diesen Werten ein Richtwert angegeben werden, wie sich die Verlustleistung bei anderen Taktfrequenzen verhalten wird.

Tabelle 7.28: Verlustenergien und Verlustleistungen, die in den Impulsen umgesetzt werden, im Vergleich zur vollständigen Verlustleistung bei der Simulation von einer Periode bei 10 kHz

Kennlinie	$W_{V,imp}$ in mJ	$P_{V,imp}$ in W	$P_{V,sim}$ in W
A	-	-	-
B1	1,12	11,2	76,0
B2	7,38	73,8	274,2
B3	19,85	198,5	690,6
B4	28,42	284,2	1275,0
C1	29,86	298,6	821,6
C2	12,34	123,4	124,3
C3	12,17	121,7	121,3
E1	4,18	41,8	46,2
E2	3,8	38,0	42,9
F1	6,55	65,5	101,51
F2	8,85	88,5	104,75
F3	1,82	18,2	35,43

Im Fall der Kennlinien A1 und A2 können mit dieser Methode keine Aussagen getroffen werden, da die Mikrovaristoren einen zu geringen Einfluss auf das elektrische Verhalten innerhalb der Wicklung haben. Die durch die Simulation mit den Kennlinien B1 bis C1 berechneten Verlustleistungen sind wesentlich höher als die aus den Überspannungen resultierende Verlustleistung. Die Mikrovaristoren befinden sich schon bei Betriebsspannungen im leitfähigen Zustand und rufen schon bei diesen Spannungen eine kontinuierliche Verlustleistung hervor, die bei der Abschätzung nicht berücksichtigt wird. Bei den modifizierten Kennlinien (Kennlinien C2 bis E2), die erst bei höheren Spannungen als die Umrichterspannung leitfähig werden, kann schon eine genaue Aussage über die Verlustleistung bei anderen Taktfrequenzen getroffen werden. Die Verlustleistungen ließen sich erheblich durch Verringerung der Taktfrequenz des Umrichters reduzieren.

Allerdings sind diese Verlustenergien von der Länge des Kabels zwischen Umrichter und Motor abhängig. Ist das Kabel kürzer, verkürzt sich die Impulsdauer der Über-

spannungen, und die Verlustleistung nimmt ab. Umgekehrt führt eine Verlängerung des Motorkabels zu einer Erhöhung der Verlustleistung. Dementsprechend sollte zur Begrenzung der zusätzlichen Verlustleistung die Verbindungsleitung zwischen Maschine und Umrichter möglichst kurz gehalten werden.

7.6.10 Zusammenfassung der verschiedenen Simulationsergebnisse

In diesem Abschnitt wurden Simulationen mit verschiedenen realitätsnah angenommenen nichtlinearen Kennlinien durchgeführt. Es hat sich herausgestellt, dass die real gemessene Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Lackes für den Einsatz in der 7,5-kW-Maschine nicht geeignet ist. Die Anwendung dieser Kennlinie führt ausschließlich zu einer kapazitiv veränderten Feldsteuerung. Wie bereits in Abschnitt 7.4.7 gezeigt wurde, bedeutet dies eine Verringerung der Spannungsteilheiten innerhalb der Wicklung. Die maximale Spannungsamplitude und die Spannungsteilheit an den Maschinenklemmen sind aber immer noch unverändert hoch. Weiterhin führt die kapazitive Feldsteuerung aufgrund der durch die höhere Permittivität stärker ausgeprägten kapazitiven Sofortverteilung zu einem Anstieg der Amplituden der Spannungsfälle an den ersten vier Spulen.

Der Einsatz der für mikrovaristorgefülltes Epoxidharz gemessenen Kennlinie hat je nach Auslegung der zweiten Übergangsfeldstärke Auswirkungen auf die Spannungsverteilung innerhalb der Statorwicklung. Je höher diese Übergangsfeldstärke gewählt wird, desto geringer fallen die Überspannungen an den Maschinenklemmen aus. Auch die durch die erhöhte Permittivität hervorgerufenen Spannungsfälle über den Spulen lassen sich wieder reduzieren. Das Anheben der zweiten Übergangsfeldstärke führt allerdings zu einer Erhöhung der zusätzlichen Verlustleistung auf nicht mehr akzeptable Werte. Der Grund hierfür ist der starke Anstieg des Leitwertes bereits bei Spannungen unterhalb der Umrichterspannung. Diese Erkenntnis führt zu dem Ergebnis, dass diese Kennlinien für den Einsatz in diesen Maschinentyp auch ungeeignet sind.

Eine Optimierung der Kennlinie durch Verschiebung gemäß **Abbildung 7.51** führt zu einer Reduzierung der Verlustleistung bei gleichzeitig größeren Leiter-Erde-Spannungen. Allerdings dürften in diesem Fall keine Überspannungen im Zwischen-

kreis auftreten. Diese führen dazu, dass die Mikrovaristoren in der Isolation sich bei erhöhter Zwischenkreisspannung im leitfähigen Zustand befinden. Eine weitere Optimierung der Kennlinie durch eine weitere Verschiebung nach rechts bewirkt eine weitere Reduzierung der zusätzlichen Verlustleistung im Normalbetrieb. Die maximalen Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen sind bei Einsatz solcher Kennlinien gegenüber den Spannungen ohne Gegenmaßnahmen reduziert. Auch die maximalen Spannungsfälle über den Spulen bewegen sich in ihren Amplituden auf einem Niveau ohne Abhilfemaßnahmen.

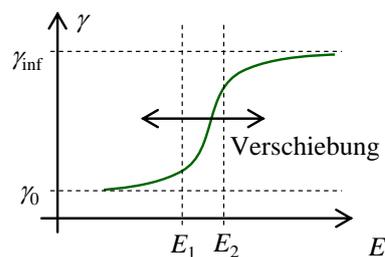


Abbildung 7.51: Prinzipskizze zur Verschiebung

Steigt die Zwischenkreisspannung an (zum Beispiel im Bremsbetrieb der Maschine), bewirken die Mikrovaristoren, dass es zu keinem nennenswerten Anstieg der Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen kommt. Die Spannungsfälle über den Spulen nehmen mit steigender Zwischenkreisspannung nur leicht zu. Allerdings bewirken die Mikrovaristoren eine starke Erhöhung der Verlustleistung bei temporärer Überspannung. Da diese Überspannungen nicht dauerhaft auftreten, wären diese Verluste aber hinnehmbar.

Um die zusätzlichen Verluste vollständig zu vermeiden, wurde noch eine Anordnung mit einer herkömmlichen Isolationsschicht in der Nut untersucht. Diese Schicht verhindert, dass ein Strom über die Mikrovaristoren in das geerdete Statorblechpaket fließt. Das hat zur Folge, dass keine nennenswerte Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung erfolgen kann. Allerdings werden die maximalen Spannungsfälle über den Spulen positiv beeinflusst. Die Parameter der Kennlinien, die im Simulationsmodell eingesetzt worden sind, sind in **Anhang E** zusammengefasst.

Abschließend wurden zwei Kennlinien so bestimmt, dass ihr Leitwert bei Betriebsspannung des Umrichters einen gewissen Wert nicht überschreitet, und oberhalb dieser Spannung ihr Leitwert stark zunimmt. Mit dieser Maßnahme lässt sich

ein optimales Verhältnis zwischen zusätzlicher Verlustleistung und Überspannungsbegrenzung herstellen. Durch Auslegung der Kennlinie für eine Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen bei erhöhter Zwischenkreisspannung führt in diesem Fall zu einer guten Begrenzung der maximalen Spannung an den Maschinenklemmen und bei Normalspannung zu kleinen zusätzlichen Verlusten.

Tabelle 7.29: Maximale Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen und maximaler Spannungsfall über der ersten Spule, sowie die Verlustleistungen und Verlustenergien beim Polaritätswechsel

Kennlinie	$P_{V,sim}$ in W	$P_{V,sim} / P_M$ in %	$E_{V,imp}$ in mJ	$U_{M,max}$ in V	$U_{M,max}$ in %	$U_{Sp1,max}$ in V
A1	-	-	-	780	2,11	393,4
A2	-	-	-	723	1,95	614
B	3,75	0,1	-	723	1,95	529
B1	76,0	1,0	1,12	715	1,93	610
B2	274,2	3,7	7,38	650	1,76	575
B3	690,6	9,2	19,85	493	1,33	468
B4	1274,9	17,0	28,42	405	1,09	366
C1	821,6	11,0	29,86	393	1,06	333
C2	124,35	1,7	12,34	539	1,46	442
C3	120,6	1,6	12,1	469	1,27	402
E1	46,2	0,6	4,18	634	1,71	491
E2	42,8	0,6	3,8	633	1,71	481
F1	101,51	1,35	6,55	617,3	1,67	505,8
F2	104,75	1,40	8,85	576,5	1,53	456,2
F3	35,43	0,47	1,82	687,77	1,86	555,76

Tabelle 7.29 fasst die ermittelten Auswirkungen auf die maximale Leiter-Erde-Spannungen, den maximalen Spannungsfall über der ersten Spule sowie die Verlustleistungen bei einer Taktfrequenz von 10 kHz und die Verlustenergien, die aus den Überschwingen der Spannung durch den Polaritätswechsel des Umrichters resultieren, zusammen. Von den in dieser Arbeit untersuchten Kennlinien würden sich die

Kennlinien C2, C3, F1 und F2 aufgrund ihres guten Verhältnisses zwischen zusätzlicher Verlustleistung und Begrenzung der Überspannungen durch die Wanderwelleneffekte eignen. Die Kennlinien E1, E2 und F3 sind so ausgelegt, dass sie die Überspannungen nur bei erhöhter Zwischenkreisspannung begrenzen. Aus diesem Grund weisen diese Kennlinien besonders geringe zusätzliche Verlustleistungen bei Normalspannung auf.

7.7 Die 240-kW-Maschine

Da Mikrovaristoren in ihrer Herstellung teuer und Niederspannungsmaschinen kostengünstig zu produzieren sind, ist der Einsatz von Mikrovaristoren in der Isolation dieses Maschinentyps eher unwahrscheinlich. Deshalb soll in dieser Arbeit auch der Einsatz von Mikrovaristoren in einer leistungsstarken Maschine untersucht werden. Dafür wird das Simulationsmodell einer 240-kW-Maschine analog zur 7,5-kW-Maschine in Simplorer aufgebaut. Die technischen Daten dieser Maschine sind in **Tabelle 7.30** zusammengefasst. Die Wicklung dieses Maschinentyps ist im Gegensatz zur 7,5-kW-Maschine als Zweischichtwicklung ausgeführt. Den Aufbau der Wicklung für eine Spule zeigt **Abbildung 7.52a**, und die Abmessungen der Nut und der Leiter sind in **Abbildung 7.52b** dargestellt.

Tabelle 7.30: Technische Daten der 240-kW-Maschine [Mag13a]

Hersteller	unbekannt	Nenndrehzahl	2000 min ⁻¹
Typbezeichnung	unbekannt	Nuten	60
Nennleistung	240 kW	Pole	4
Nennspannung	1375 V	Windungen pro Phase	120
Nennstrom	120 A	Mittlere Windungslänge	1,34 m

Durch die geordnete Wicklung lässt sich das Ersatzschaltbild für die gesamte Wicklung viel leichter aufbauen als bei der 7,5-kW-Maschine. **Abbildung 7.53** zeigt das für die Simulation verwendete Ersatzschaltbild für eine Spule. Um das Modell für die gesamte Wicklung zu erhalten, ist dieses Ersatzschaltbild 20 Mal in Reihe zu schalten. Die Werte für die Leiter-Leiter- und die Leiter-Erde-Kapazitäten sind in **Tabelle 7.31** dargestellt und wurden in [Mag13a] nach dem gleichen Verfahren ermittelt wie für die

7 Simulationen der Spannungsverteilung in der Statorwicklung einer Maschine

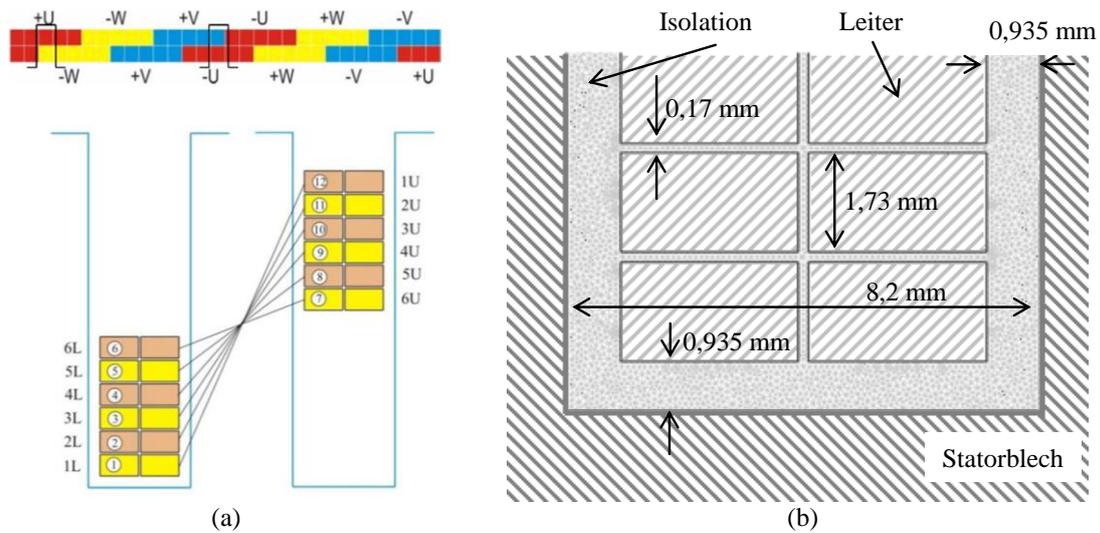


Abbildung 7.52: Leiteranordnung in den Nuten und Abmessungen der Nuten, nach [Mag13a]

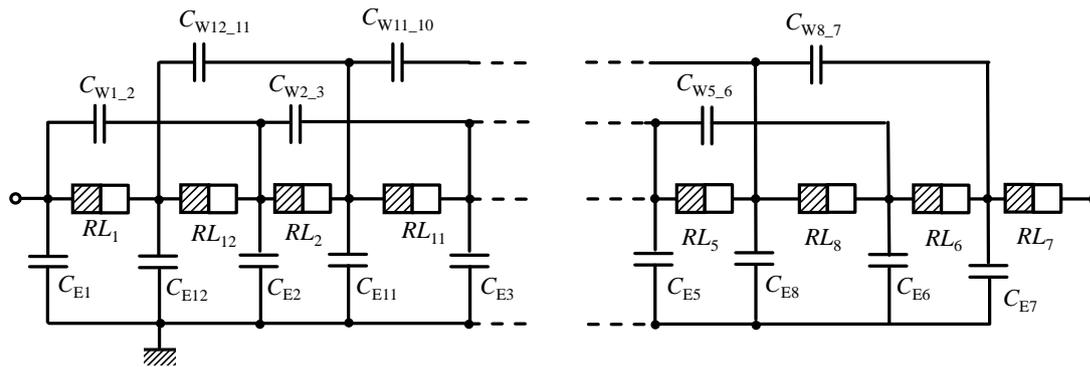


Abbildung 7.53: Ersatzschaltbild für die Wicklung in der Nut der 240-kW-Maschine

Tabelle 7.31: Kapazitätswerte für Leiter-Erde-Kapazitäten und Leiter-Leiter-Kapazitäten [Mag13a]

	C in pF		C in pF		C in pF
C_{E1}	109,7	C_{E9}	37,8	$C_{W5,6}$	359,6
C_{E2}	37,8	C_{E10}	37,8	$C_{W6,7}$	26,5
C_{E3}	37,8	C_{E11}	37,8	$C_{W7,8}$	359,1
C_{E4}	37,8	C_{E12}	59,1	$C_{W8,9}$	359,4
C_{E5}	37,8	$C_{W1,2}$	359,9	$C_{W9,10}$	359,7
C_{E6}	50,6	$C_{W2,3}$	359,5	$C_{W10,11}$	359,5
C_{E7}	50,6	$C_{W3,4}$	359,5	$C_{W11,12}$	359,5
C_{E8}	37,8	$C_{W4,5}$	359,4	-	-

7,5-kW-Maschine. Dabei wurde eine relative Permittivität von $\varepsilon_r = 3$ angenommen, was in der Größenordnung vieler verwendeter Isolierstoffe für Hochspannungsmaschinen liegt [Ber04]. Da keine Messungen der Spannungsverteilung innerhalb der Wicklung der Maschine vorliegen, wird für die Simulation die gleiche relative Permittivität angenommen.

Durch die Verwendung von Profilleitern ist die Berechnung der Kapazitäten auch analytisch durch die Betrachtung von Plattenkondensatoren möglich. Die analytisch berechneten Kapazitäten sind um maximal 10 % kleiner als die in [Mag13a] ermittelten Kapazitäten. Auch bei der 240-kW-Maschine muss der Skin-Effekt berücksichtigt werden. Dieser wird auch hier über das Netzwerk aus Abbildung 7.5 nachgebildet. Die Werte sind in **Tabelle 7.32** dargestellt und beziehen sich auf die gesamte Wicklung eines Stranges. Da für das Netzwerk in Abbildung 7.53 die Werte für eine halbe Windung benötigt werden, sind die Werte aus Tabelle 7.32 durch 240 zu teilen. Der Verlauf des Widerstands und der Induktivität pro Windung ist in Abhängigkeit von der Frequenz in **Abbildung 7.54** gezeigt.

Tabelle 7.32: Werte für das Netzwerk (siehe Abbildung 7.5) zur Berücksichtigung des Skin-Effekts für die 240-kW-Maschine

n	1	2	3	4	5	6
R_n in Ω	0,179	4,183	16,48	39,94	97,15	282,6
L_n in μH	283,8	221,8	67,39	30,07	15,18	2,89

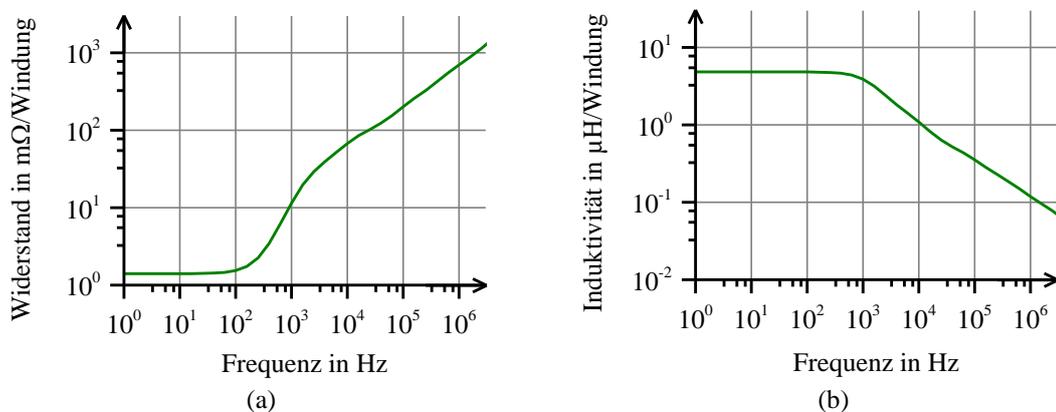


Abbildung 7.54: Frequenzabhängiger Widerstand (a) und Induktivität pro Windung (b) bei der betrachteten 240-kW-Maschine mit den Werten aus Tabelle 7.32

Der Widerstand pro Windung liegt bei $1,4 \text{ m}\Omega$ und beginnt ab etwa 100 Hz stark anzusteigen. Für niedrige Frequenzen bis etwa 1 kHz liegt die Induktivität bei ca. $5 \text{ }\mu\text{H}$ pro Windung, um bei größeren Frequenzen abzufallen. Die Begründung für diese Effekte, liegt wie schon bei der $7,5\text{-kW}$ -Maschine im Skin- und Proximity-Effekt.

Das Simulationsmodell der 240-kW -Maschine wird analog zur $7,5\text{-kW}$ -Maschine in Simplorer aufgebaut. Dabei werden das gleiche Kabelmodell (jedoch mit geänderten Parametern) und die gleiche Spannungsform wie bei der $7,5\text{-kW}$ -Maschine verwendet. Hierbei ist anzumerken, dass für Maschinen höherer Spannung die Anstiegszeiten am Umrichter größer sind. Trotzdem wird für die Simulation der Spannungsverteilung der 240-kW -Maschine die kleinere Spannungsanstiegszeit verwendet, um den „worst-case“ darzustellen. Die Amplitude wird auf die höhere Betriebsspannung angepasst. Bei Maschinen größerer Leistung kommen Leitungen mit größerem Leiterquerschnitt zum Einsatz. Diese Leitungen weisen einen höheren Kapazitätsbelag auf. Da sich der Induktivitätsbelag bei Kabeln nur wenig unterscheidet, ist der Wellenwiderstand für Kabel höherer Leistung geringer. Anhaltswerte hierfür gibt es in [ABB99], [Bru14] und [Roc09a]. Deshalb werden die Parameter dermaßen angepasst, dass sich der Wellenwiderstand des Kabels halbiert. **Abbildung 7.55** zeigt die simulierten Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen innerhalb der Wicklung der Maschine. Die Farben wurden gemäß **Abbildung 7.56**, die die Zuordnung der in der Simulation ausgegebenen Spannungen darstellt, gewählt. Aufgrund der großen Anzahl an Spulen pro Phase und des geringen Spannungsunterschiedes zwischen je zwei Spulen sind in **Abbildung 7.55a** nur die Leiter-Erde-Spannungen nach jeder dritten Spule dargestellt. Dementsprechend sind in **Abbildung 7.55b** die Spannungsfälle über jeweils drei Spulen gezeigt.

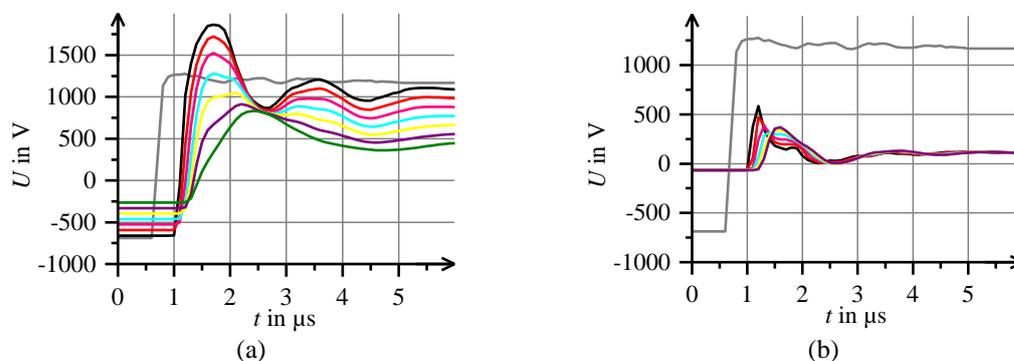


Abbildung 7.55: Simulierter Verlauf der Leiter-Erde-Spannungen (a) und der Spannungsfälle über den Spulen (b) bei der 240-kW -Maschine ohne Abhilfemaßnahmen

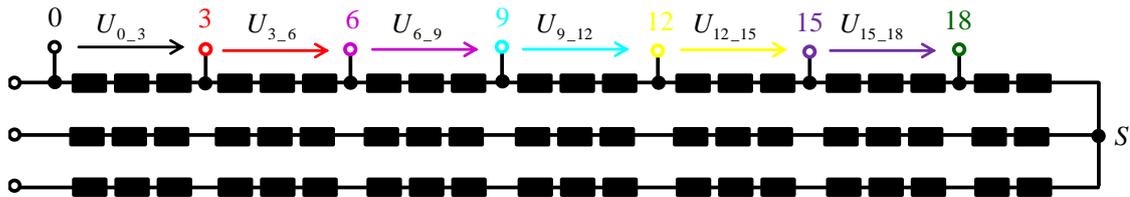


Abbildung 7.56: Zuordnungen der simulierten Leiter-Erde-Spannungen und der simulierten Spannungsfälle über den Spulen

In Abbildung 7.55a ist deutlich zu erkennen, dass die Überspannungen an den Klemmen der Maschine prozentual kleiner sind als bei der 7,5-kW-Maschine. Dies ist auch zu erwarten, da mit der Leistung der Maschine auch ihre Baugröße steigt, womit der Reflexionsfaktor sinkt, siehe Abbildung 2.14. Negativ auf den Reflexionsfaktor wirkt sich zwar der kleinere Wellenwiderstand des Kabels aus, aber dieser Effekt scheint von geringer Bedeutung zu sein. Die Spannungsfälle über den Spulen spielen bei der 240-kW-Maschine eine untergeordnete Rolle. Wenn bedacht wird, dass in Abbildung 7.55b die Spannungsfälle über drei Spulen dargestellt ist, beträgt der maximale Spannungsfall über der ersten Spule etwa 200 V und liegt damit im Niederspannungsbereich.

Um die Leiter-Erde-Spannungen zu begrenzen, können Mikrovaristoren in die Isolation eingebracht werden. Wie bei der Simulation der 7,5-kW-Maschine wird zunächst nur der Effekt der erhöhten Permittivität untersucht. Die Simulation mit einer erhöhten relativen Permittivität von $\epsilon_r = 25$ ergibt die Spannungsverläufe von **Abbildung 7.57**.

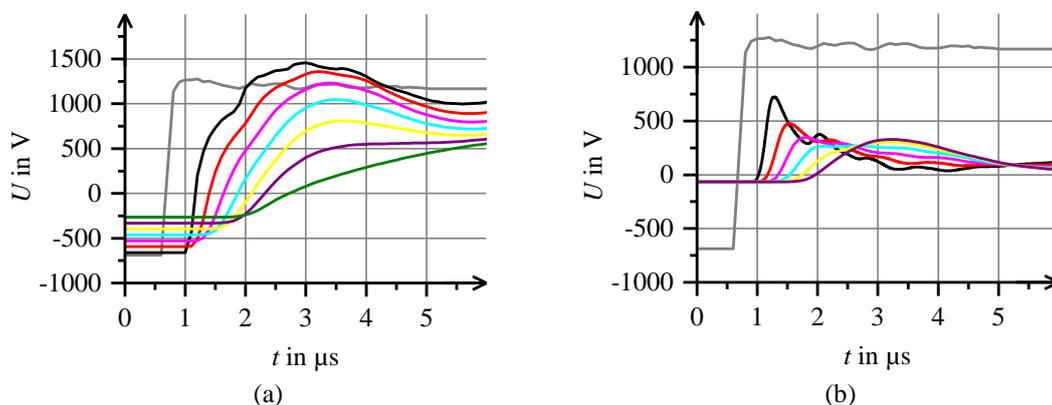


Abbildung 7.57: Simulierter Verlauf der Leiter-Erde-Spannungen (a) und der Spannungsfällen über den Spulen (b) bei der 240-kW-Maschine mit erhöhter relativer Permittivität der Isolation

Dabei ist in **Abbildung 7.57a** zu erkennen, dass die maximalen Leiter-Erde-Spannungen durch den Einfluss der erhöhten Permittivität abgenommen haben. Die maximale Überspannung an den Maschinenklemmen beträgt anstatt 48 % ohne Abhilfemaßnahmen nur noch 16 %. Das Absenken der maximalen Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen ist der Vergrößerung der Leiter-Erde-Kapazität geschuldet. Dadurch verlängert sich die Spannungsanstiegszeit an den Maschinenklemmen, was zu einer Verkleinerung des Reflexionsfaktors an den Maschinenklemmen führt. Des Weiteren spielt die Absenkung des Wellenwiderstandes der Maschine eine große Rolle. Wird die Statorwicklung der 240-kW-Maschine als Leitung betrachtet, so lässt sich für niedrige Frequenzanteile ($f < f_{\text{krit}}$) unter Vernachlässigung des Widerstandsbelages der Wellenwiderstand der Maschine nach Gleichung (2.4) berechnen. Aus den in **Tabelle 7.31** dargestellten Kapazitäten und der mittleren Windungslänge ergibt sich ein mittlerer Kapazitätsbelag von ca. 71,2 pF/m. Der Induktivitätsbelag für niedrige Frequenzanteile ermittelt sich aus **Abbildung 7.54b** und der mittleren Windungslänge zu 3,6 $\mu\text{H/m}$. Aus diesen Werten ergibt sich ein Wellenwiderstand von 225 Ω . Durch den Anstieg der relativen Permittivität um den Faktor 10 ergibt sich ein kleinerer Wellenwiderstand von 77,5 Ω . Diese Verkleinerung hat eine große Bedeutung für den Reflexionsfaktor, da er nun von ursprünglich 1,8 auf 1,5 sinkt. Der reale Reflexionsfaktor ist kleiner, da bei dieser vereinfachten Betrachtung die Kapazitäten zwischen den Windungen vernachlässigt worden sind. Die Windungskapazitäten können an den Maschinenklemmen als Parallelschaltung zu den Erdkapazitäten angesehen werden und verkleinern damit den Wellenwiderstand der Maschine.

Bei den Spannungsfällen über den Spulen hat der Einfluss der erhöhten Permittivität jedoch den Effekt, dass diese ansteigen. Dabei fällt auch auf, dass diese Spannungsfälle ungleich verteilt sind. Der Spannungsfall über den ersten drei Spulen ist deutlich größer als der Spannungsfall über die nächsten drei Spulen.

Aus diesem Grund sind in **Abbildung 7.58** die Spannungsfälle über den ersten drei Spulen gesondert dargestellt. Es fällt auf, dass sich der Spannungsfall über der ersten Spule mit knapp 400 V fast verdoppelt. Die Begründung hierfür liegt, wie bei der 7,5-kW-Maschine, in der geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit der Spannungswelle in der Wicklung.

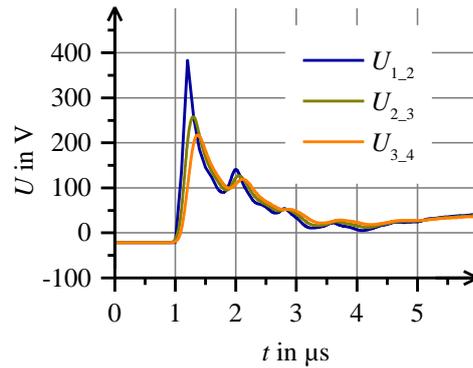


Abbildung 7.58: Spannungsfälle über den ersten drei Spulen bei der 240-kW-Maschine bei erhöhter Permittivität

Es stellt sich somit heraus, dass schon alleine der kapazitive Einfluss einer mikrovaristorgefüllten Isolierung die Überspannungen an den Maschinenklemmen fast komplett beseitigen kann. Dabei muss ein erhöhter Spannungsfall von knapp 400 V über der ersten Spule in Kauf genommen werden. Die entscheidende Wirkung der gefüllten Isolation geht also nicht von einer nichtlinearen U - I -Kennlinie aus, sondern von der erhöhten Permittivität. Theoretisch könnten zu diesem Zweck also auch andere Füllstoffe als Mikrovaristoren eingesetzt werden. Da mit Ausnahme von Mikrovaristoren kein Füllstoff mit einer dermaßen hohen Permittivität bekannt ist, gibt es momentan keine Alternative.

8 Zusammenfassung und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

Das System „umrichter gespeister Antrieb“ besteht aus den drei Komponenten Umrichter, Kabel und Maschine. Der Umrichter erzeugt aus der Netzspannung eine gepulste Gleichspannung. Durch Variation der Pulslängen kann die Maschine drehzahlvariabel und unabhängig von der Netzfrequenz betrieben werden. Da Maschine und Umrichter häufig räumlich getrennt betrieben werden, sind beide Elemente durch eine Leitung, die eine Länge von hundert Metern überschreiten kann, verbunden. Durch den unangepassten Abschluss der Leitung durch die Maschine und die niedrigen Schaltzeiten der im Umrichter eingebauten IGBTs entstehen auf der Leitung Wanderwelleneffekte. Durch die Überlagerung der hinlaufenden und der rücklaufenden Spannungswelle kann die Spannung am Eingang der Maschine auf die doppelte Zwischenkreisspannung ansteigen. Aufgrund der hohen Taktfrequenz von mehreren Kilohertz des Umrichters treten diese Überspannungen mehrere tausend Mal pro Sekunde auf. Die Überspannungen können zu Teilentladungen in der Maschinenwicklung führen, die langfristig eine Zerstörung der Isolation bewirken.

In [Roc09a] wurde der Einsatz von MO-Varistoren am Eingang der Maschine zur Überspannungsbegrenzung untersucht. Dabei konnte gezeigt werden, dass die MO-Varistoren die Überspannungen entsprechend ihrer $U-I$ -Kennlinie begrenzen. Des Weiteren verlängern sich aufgrund der hohen Varistorkapazität die Spannungsanstiegszeiten an den Maschinenklemmen. Damit stellte sich die Frage, ob Mikrovaristoren in der Isolation der Maschine verteilt die gleichen positiven Effekte aufweisen wie MO-Varistoren an den Klemmen.

Mikrovaristoren bestehen wie MO-Varistoren aus dotiertem und gesintertem Zinkoxid. Sie haben eine Partikelgröße von 10...200 μm und besitzen eine hohe relative Permittivität, die zwischen 300 und 1000 liegen kann. Weiterhin weisen Mikrovaristoren einen spannungsabhängigen Widerstand auf, der mit zunehmender Spannung abnimmt. Dieses Verhalten wird mit einer Kennlinie beschrieben, die in drei Bereiche (Leckstrom-, Durchbruch- und Hochstrombereich) aufgeteilt wird.

Die Mikrovaristor-Partikel bestehen im einfachsten Fall aus gut leitenden Zinkoxidkörnern, die durch hochohmige Korngrenzen getrennt sind. Die Korngrenzen bilden eine doppelte Schottky-Barriere. Im spannungslosen Zustand baut sich eine Potentialbarriere auf, die einen resistiven Stromfluss im Leckstrombereich verhindert. Aufgrund der großen relativen Permittivität fließt ein kapazitiver Leckstrom durch das Material. Im Durchbruchbereich ist die U - I -Kennlinie stark nichtlinear. Ein moderater Anstieg der Spannung führt zu einem Anstieg des Stromes über mehrere Dekaden. Die Begründung für dieses Verhalten ist das Überschreiten der kritischen Spannung der Korngrenzen (3,2 V...3,4 V), die zu einem Zusammenbruch der Potentialbarrieren führt. Dieser Vorgang ist reversibel. Wird die kritische Spannung wieder unterschritten, kann sich die Potentialbarriere wieder aufbauen, und das Material verhält sich wieder hochohmig. Im Hochstrombereich sind alle Potentialbarrieren überwunden, und die Kennlinie verhält sich wieder linear. Die Leitfähigkeit wird durch die Leitfähigkeit des Zinkoxids ($\gamma_{\text{ZnO}} = 0,1 \dots 1 \text{ S/cm}$) bestimmt.

Der Grad der Nichtlinearität wird in der Literatur durch den Parameter α , der ein Exponent einer Spannung ist ($I \sim U^\alpha$), beschrieben. Das Material wird als elektrisch linear bezeichnet, wenn α den Wert Eins annimmt. Bei Werten größer als Eins verhält sich das Material nichtlinear.

Mikrovaristoren haben den Vorteil, dass sie Isolierstoffen beigemischt werden können. Dabei werden die elektrischen Eigenschaften der Mikrovaristoren teilweise an den resultierenden Isolierstoff weitergegeben. Dazu muss der Anteil der Mikrovaristoren weit über der Perkolationschwelle liegen. Die relative Permittivität eines mikrovaristorgefüllten Isolierstoffes steigt auf Werte im Bereich von $\epsilon_r = 15$ an. Der mikrovaristorgefüllte Isolierstoff erhält in abgeschwächter Form auch die nichtlinearen resistiven Eigenschaften.

In dieser Arbeit werden zwei Typen von mikrovaristorgefüllten Prüflingen untersucht, ein mit Mikrovaristoren gefüllter Lack und ein mikrovaristorgefülltes Epoxidharz. Zum Vergleich wird auch ein MO-Varistor untersucht. Um die Kennlinien dieser Materialtypen ausmessen zu können, ist ein spezieller Messaufbau notwendig. Weil das Netz stark mit Oberwellen belastet ist, wird die Spannung über einen Frequenzgenerator erzeugt und über einen Linearverstärker verstärkt. Da der Linearverstärker nur eine

kleine Ausgangsspannung liefert, wird diese über einen Transformator auf höhere Spannungen hochgespannt. Die Spannung wird über einen Hochspannungstastkopf gemessen und der Strom über einen Messshunt. Durch die starke Temperaturabhängigkeit der Mikrovaristoren werden die Kennlinien der Prüflinge in einem Ofen bei konstanten Temperaturen ausgemessen. Durch die nichtlineare Belastung der Spannungsquelle kommt es zu einer Verzerrung der Spannungsform, was sich durch die Entstehung von Oberschwingungen auf der Spannung bemerkbar macht. Wenn bedacht wird, dass ein Anteil von 1 % an der dritten Harmonischen bereits den Strom um 3 % verfälscht (für die fünfte sind es bereits 5 %, usw.), wird in dieser Arbeit sichergestellt, dass der Anteil an Oberschwingungen nicht mehr als 1 % beträgt.

Um die verschiedenen Prüflinge untereinander besser vergleichen zu können, werden die Spannungen und Ströme in Feldstärken und Stromdichten umgerechnet. Da mit dem oben beschriebenen Prüfaufbau nur die Gesamtstromdichte durch den Prüfling gemessen werden kann, muss die gemessene Stromdichte in ihren kapazitiven und resistiven Anteil aufgespalten werden. Der resistive Anteil der Stromdichte wird zum Zeitpunkt des Feldstärkemaximums ausgewertet. Zu diesem Zeitpunkt kann aufgrund der verschwindenden zeitlichen Ableitung der Feldstärke kein kapazitiver Strom fließen. Bei Annahme eines einfachen Ersatzschaltbildes bestehend aus einer Parallelschaltung aus nichtlinearem Widerstand und einer (linearen) Kapazität für mikrovaristorgefüllte Isolierstoffe lässt sich der kapazitive Anteil der Stromdichte zum Zeitpunkt des Feldstärkenulldurchgangs ermitteln. Dieses Ersatzschaltbild hat sich als zu einfach erwiesen, da sich aus der ermittelten Permittivität und der ermittelten nichtlinearen Leitfähigkeit die gemessene Stromdichte nicht nachbilden lässt. Durch die Subtraktion der ermittelten resistiven Stromdichte von der gemessenen Gesamtstromdichte kann die kapazitive Stromdichte ermittelt werden. Es stellt sich heraus, dass die kapazitive Stromdichte nach dem Feldstärkenulldurchgang weiter ansteigt, obwohl sie aufgrund der abnehmenden zeitlichen Ableitung kleiner werden müsste. Dieses Verhalten deutet auf eine spannungsabhängige Permittivität hin. Auch der Versuch, die Gesamtstromdichte durch eine feldstärkeabhängige Kapazität zu modellieren, funktioniert nicht. Mit der nichtlinearen Permittivität kann der Strom zwischen Feldstärkenulldurchgang und Maximum gut nachgebildet werden, aber nicht im Bereich zwischen Feldstärkeminimum und Ulldurchgang. In diesem Bereich ist die

errechnete Stromdichte größer als die gemessene. Dieses Verhalten deutet auf Hysterese-Effekte hin.

Um die Hysterese darzustellen, wird die elektrische Verschiebungsdichte aus der ermittelten kapazitiven Stromdichte berechnet und diese in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke dargestellt. Dabei zeigt sich, dass im Feldstärkenulldurchgang trotzdem eine Verschiebungsdichte existiert. Diese Verschiebungsdichte nimmt mit zunehmender Maximalfeldstärke zu, was einen Anstieg der Hysterese mit der Maximalfeldstärke bedeutet. Diese Hysteresekurve lässt sich in einen verlustbehafteten und einen verlustfreien Anteil aufspalten. Der verlustfreie Anteil wird in dieser Arbeit durch Mittelwertbildung der ansteigenden und der abfallenden Hysteresekurve gebildet. Der verlustbehaftete Anteil lässt sich durch Subtraktion des ermittelten verlustfreien Anteils von der gemessenen Hysteresekurve ermitteln.

Dabei stellt sich heraus, dass der verlustfreie Anteil der Hysteresekurve von der Feldstärke abhängig ist. Während sich der verlustfreie Anteil durch eine von der Feldstärke abhängige Permittivität darstellen lässt, muss ein Modell gefunden werden, um den verlustbehafteten Anteil der Hysterese bestimmen zu können. Hierfür wird in dieser Arbeit der verlustbehaftete Anteil der Hysterese durch eine Kennlinie beschrieben, die von der zeitlichen Ableitung der elektrischen Feldstärke abhängig ist. Mit den drei Kennlinien (feldstärkeabhängiger Leitwert, feldstärkeabhängige Permittivität und hysteresebehaftete Verschiebungsdichte) kann die gemessene Stromdichte gut nachgebildet werden.

Ein weiteres Kriterium für den Vergleich zwischen gemessener und berechneter Stromdichte ist die aus den Verläufen ermittelte im Prüfling umgesetzte Leistung. Auch hier stimmen die Werte gut – mit Abweichungen von maximal 10 % – überein.

Während sich ein Anstieg der Leitfähigkeit durch das Verhalten der Mikrovaristoren bei angelegter Feldstärke erklären lässt, werden in dieser Arbeit physikalische Erklärungsansätze für das Verhalten der nichtlinearen Permittivität und der Hysterese gegeben. Ein Anstieg der Permittivität lässt sich durch die weniger in Reihe geschalteten Korngrenzen bei ansteigender Feldstärke begründen. Die Hystereseeffekte können durch die Debye-Relaxation erklärt werden. Die Moleküle können der Änderung des elektrischen Feldes nur verzögert folgen. Eine Berechnung der Hysterese ist über den Debye-Ansatz mit

einer Zeitkonstante, die von der Maximalfeldstärke abhängig ist, möglich, aber die berechneten Hysteresekurven weisen alle eine größere eingeschlossene Fläche auf als die gemessenen.

Des Weiteren wird in dieser Arbeit das Verhalten der mikrovaristorgefüllten Isolierstoffe bei höheren Frequenzen untersucht. Dabei hat sich herausgestellt, dass im Leckstrombereich sich die Leitfähigkeit mit der Frequenz erhöht. Mit ansteigender Feldstärke erhöht sich aber die Leitfähigkeit bei höheren Frequenzen langsamer als bei niedrigen Frequenzen. Werden diese Kennlinien im unteren Durchbruchbereich untereinander verglichen, so ist sogar eine Verschlechterung der Leitfähigkeit bei höheren Frequenzen zu beobachten. Bei der Permittivität ist ein leichter Rückgang mit ansteigender Frequenz erkennbar, der sich ebenfalls mit der Polarisierung begründen lässt. Bei höheren Frequenzen können die Moleküle der Frequenz des elektrischen Feldes nicht mehr folgen. Dadurch kann sich das zusätzliche elektrische Feld nicht mehr aufbauen, was sich durch eine Verringerung der Permittivität bemerkbar macht. Die Zunahme der Leitfähigkeit lässt sich mit dem Ersatzschaltbild von Mikrovaristoren erklären (siehe Abbildung 3.4). Bei kleinen Frequenzen wird die Leitfähigkeit durch die Leitfähigkeit der Korngrenzen bestimmt. Mit steigender Frequenz fließt ein größerer Strom durch die Kapazität, der auch durch den Widerstand des Zinkoxidkorns fließen muss. Dadurch erhöht sich der (resistive) Spannungsfall über das Zinkoxid, was sich durch eine Erhöhung der Leitfähigkeit bemerkbar macht. Die Verschlechterung der Leitfähigkeit bei höheren Frequenzen und Feldstärken lässt sich anschaulich auch mit diesem Ersatzschaltbild erklären. Durch die Erhöhung der Feldstärke verkleinert sich der Widerstand der Korngrenzen. Dadurch verschiebt sich die Grenzfrequenz, an der die Leitfähigkeit zu steigen beginnt, hin zu höheren Frequenzen, was sich in einer Verschlechterung der Leitfähigkeit bemerkbar macht.

Da elektrische Maschinen durch ihren Betrieb warm werden, wird in dieser Arbeit auch auf das Temperaturverhalten einer mit Mikrovaristoren gefüllten Isolation eingegangen. Es ist bekannt, dass sich die Leitfähigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe sich mit zunehmender Temperatur ändert. Aus diesem Grund wird hier die Kennlinie eines mit Mikrovaristoren gefüllten Lackes bei verschiedenen höheren Temperaturen bis zu 80 °C ausgemessen. Eine weitere Erhöhung der Temperatur ist nicht möglich, da ansonsten eine thermische Zerstörung des Materials möglich wäre. Es kann festgestellt werden,

dass eine Erhöhung der Temperatur von 30 °C auf 80 °C zu einer Verdopplung der Leitfähigkeit im Messbereich der Kennlinie führt. Des Weiteren wird keine Änderung am Nichtlinearitätsparameter festgestellt.

Weiterhin wird ein mathematisches Modell benötigt, um die resistive Kennlinie in allen drei Kennlinien-Bereichen zu beschreiben. Das in dieser Arbeit gefundene Modell geht von einer linearen Leitfähigkeit im Leckstrom- und im Hochstrombereich seiner Kennlinie aus. Zwischen beiden Bereichen liegt der stark nichtlineare Durchbruchbereich, in dem sich die Leitfähigkeit des Materials um mehrere Größenordnungen ändert. Die Leitfähigkeit lässt sich mathematisch durch eine feldstärkeabhängige Funktion beschreiben, die von der Leitfähigkeit im Leckstrombereich und der Nichtlinearität im Durchbruchbereich abhängig ist. Die Feldstärken, an der die Kennlinie von einem Bereich in den anderen Bereich wechselt, werden in dieser Funktion durch die jeweiligen Übergangsfeldstärken beschrieben. Weitere Parameter beschreiben die Art des Übergangs zwischen den jeweiligen Bereichen. Insgesamt beinhaltet diese Funktion sechs verschiedene Parameter. Wie sich die einzelnen Parameter auf die Leitfähigkeit und auf den Nichtlinearitätsexponenten auswirken, ist ebenfalls in dieser Arbeit gezeigt.

In dieser Arbeit wird auch eine Methode vorgestellt, wie diese Parameter aus einer gegebenen bzw. gemessenen Kennlinie ermittelt werden können, und die Methode wird auf die gemessenen Kennlinien angewendet. Es zeigt sich, dass mit diesem Verfahren die gemessenen Kennlinien im Messbereich gut nachbilden lassen. Allerdings gibt es bei jedem gemessenen Prüfling eine Abweichung im Verlauf der Leitfähigkeit. Diese Abweichung kann mit einem zusätzlichen Summanden korrigiert werden. Nun ist es in dieser Arbeit nicht möglich, die Kennlinien der Prüflinge im Hochstrombereich auszumessen. Aus diesem Grund wird eine gemessene Kennlinie aus der Literatur mit dem mathematischen Modell nachgebildet. Auch dies kann erfolgreich nachgewiesen werden. Allerdings muss im Übergang von Durchbruch- in den Hochstrombereich die Summe von mehreren Funktionen verwendet werden, was physikalisch als Parallelschaltung der Modelle angesehen werden kann.

Um den Einfluss einer mit Mikrovaristoren gefüllten Isolation einer umrichtergespeisten Maschine untersuchen zu können, bedarf es eines Simulationsmodells des Systems

„umrichter gespeister Antrieb“ Der Umrichter wird in dem Simulationsmodell durch eine Spannungsquelle nachgebildet. Die Nachbildung der Leitung erfolgt durch ein Kettenleiterersatzschaltbild. Um den Skin-Effekt, der bei hohen Frequenzen und Leitfähigkeiten auftritt, berücksichtigen zu können, wird das Kettenleiterersatzschaltbild der Leitung mit einer in der Literatur vorgeschlagenen Schaltung erweitert, die die Erhöhung des Leitungswiderstands bei höheren Frequenzen berücksichtigt. Für den Aufbau eines elektrischen Ersatzschaltbildes einer Maschine, bestehend aus den passiven Bauelementen, wird eine 7,5-kW-Maschine gewählt, für die bereits umfangreiche Messwerte existieren. Weiterhin ist für diesen Maschinentyp bereits ein Grundmodell vorhanden. Allerdings lässt sich mit diesem Modell der simulierte Spannungsverlauf nicht mit dem gemessenen in Einklang bringen. Erst durch Modifikation der gegebenen Kapazitäten und durch Hinzufügen weiterer Kapazitäten kann der gemessene Verlauf der Spannungen gut nachgebildet werden.

Da eine mikrovaristorgefüllte Isolation eine deutlich höhere Permittivität besitzt als die herkömmliche Isolation einer Maschinenwicklung, müssen die Kapazitäten im Simulationsmodell der Wicklung angepasst werden. Um den Einfluss der erhöhten Kapazitäten in der Wicklung untersuchen zu können, ohne dass es zu einer resistiven Aussteuerung der Mikrovaristorkennlinie kommt, wird eine Simulation mit erhöhten Kapazitäten durchgeführt. Dieser Fall tritt ein, wenn die erste Übergangsfeldstärke des Materials so gewählt wird, dass das Material bei Betrieb nicht in den Durchbruchbereich seiner Kennlinie gelangt. Die Simulation mit erhöhten Kapazitäten ergibt keine Änderung der Maximalspannung und der Spannungsanstiegszeit an den Maschinenklemmen. Allerdings verlängern sich die Anstiegszeiten der Spannungen an den weiteren Spulen. Dies hat zur Folge, dass die Maximalspannungen an den weiteren Spulen abnehmen. Bei der Betrachtung der Spannungsfälle über den Spulen wirkt sich die Erhöhung der relativen Permittivität negativ aus. Aufgrund der längeren Anstiegszeiten innerhalb der Wicklung, bedingt durch die erhöhte Permittivität, erhöhen sich diese Spannungsfälle. Bei der ersten Spule beträgt diese Erhöhung 50 % und liegt mit 600 V sogar oberhalb der Zwischenkreisspannung.

Um die nichtlinearen elektrischen Eigenschaften der mikrovaristorgefüllten Isolation im Maschinenmodell berücksichtigen zu können, wird parallel zu jedem Kondensator ein nichtlinearer Leitwert platziert. Da der geometrische Faktor für jede Windung variiert,

wird hinter jedem Leitwert das mathematische Modell der γ - E -Kennlinie hinterlegt. Diese Kennlinie muss in eine G - U -Kennlinie umgerechnet werden, weil die Simulationssoftware nur mit integralen Größen rechnen kann. Durch die Verwendung von Runddrahtprofil ist das elektrische Feld inhomogen, was die Umrechnung erschwert.

Die Berechnung des Leitwertes erfolgt über das Feldbild zwischen zwei benachbarten Leitern. Dafür ist eine analytische Berechnung des elektrischen Feldes zwischen zwei benachbarten Leitern notwendig. Aufgrund der bekannten Leitergeometrie lassen sich die Feld- und Äquipotentiallinien des elektrischen Feldes berechnen. In dem dabei entstehenden Netz lässt sich in jeder Masche ein Plattenkondensator einlegen. Durch Reihen- und Parallelschaltung dieser Kondensatoren lässt sich die Kapazität der Anordnung ermitteln. Um das Ergebnis überprüfen zu können, wird diese Anordnung zusätzlich mit einer Feldsimulationssoftware berechnet. Da die Abweichungen zwischen Simulation und Berechnung kleiner als 4 % sind, kann die Berechnung als richtig angenommen werden. Aufgrund der großen Nähe der Leiter wirkt nur ein begrenzter Winkelbereich, der hier mit $\pm 45^\circ$ festgelegt wurde. Wird dieser Winkelbereich angenommen, lassen sich die bereits in der Literatur ermittelten Kapazitäten gut reproduzieren.

Dieses Feldbild wird für die analytische Berechnung des Leitwertes weiter vereinfacht. Bei der Betrachtung zweier paralleler Leiter wird die Kapazität über die Feldlinienlänge und den Feldlinienabstand berechnet. Da die Abweichung zwischen exakter und vereinfachter Berechnung gering ist, wird der nichtlineare Leitwert nach demselben Verfahren ermittelt. Bei der Konfiguration Leiter-Nutwand muss aufgrund des größeren Abstands eine andere Vereinfachung angewendet werden, da die Abweichungen zu groß sind. Hier wird der Leitwert aus der Reihenschaltung von zehn äquidistanten Äquipotentiallinien berechnet. Bei der Anwendung dieses Verfahrens auf die Kapazität ergibt sich hier eine kleinere Abweichung in Höhe von 12 %.

Nachdem damit ein Verfahren gefunden worden ist, um die nichtlinearen Leitwerte im Ersatzschaltbild der Maschinenwicklung berechnen zu können, können nun die Simulationen mit verschiedenen nichtlinearen Kennlinien durchgeführt werden. Zunächst werden die Simulationen mit den gemessenen Kennlinien durchgeführt. Da

die zweite Übergangsfeldstärke sich nicht aus den Messungen ermitteln lässt, wird jeweils eine Kennlinie mit einer kleinen und einer (unrealistischen) großen Übergangsfeldstärke generiert. Beide Simulation liefern ähnliche Ergebnisse, und es gibt nur einen geringen Unterschied gegenüber der Simulation mit einer ausschließlich erhöhten Permittivität.

Aus diesem Grund werden weitere Simulationen mit der gemessenen Kennlinie des mikrovaristorgefüllten Epoxidharzes durchgeführt. Da auch hier sich die zweite Übergangsfeldstärke nicht ermitteln lässt, werden verschiedene Übergangsfeldstärken angenommen. Bei kleinen Übergangsfeldstärken ergeben sich wenige Unterschiede zu der Simulation mit einer erhöhten Permittivität. Allerdings nehmen die Überspannungen mit steigender zweiter Übergangsfeldstärke ab. Diese Abnahme der Überspannung hat durch die mikrovaristorgefüllte Isolation eine Erhöhung der Verlustleistung zur Folge, die nicht mehr akzeptable Werte erreichen kann. Durch Optimierung der eingesetzten Kennlinien gelingt es jedoch, die Verlustleistung auf ein akzeptables Maß zu senken. Allerdings steigen durch diese Maßnahme die maximalen Leiter-Erde-Spannungen an den Maschinenklemmen wieder an, betragen aber anstatt mehr als das 2-fache der Leiter-Erde-Spannung des Zwischenkreises nur noch etwa das 1,3-fache.

Nachdem die Verlustleistung durch das Einbringen einer mikrovaristorgefüllten Isolation ansteigt, wird das Auskleiden der Nut mit einem herkömmlichen Isolationsmaterial untersucht. Dadurch wird der Durchfluss eines Stromes zum geerdeten Statorblechpaket unterbunden sowie die Erdkapazität verringert. Dies hat zwar zur Folge, dass die Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen unverändert hoch ist. Je nach Kennlinie werden jedoch die maximalen Spannungsfälle über den Spulen positiv beeinflusst.

Ein weiteres Auslegungskriterium für eine mikrovaristorgefüllte Isolation wäre die Auslegung für temporäre Überspannungen, die zum Beispiel im Bremsbetrieb der Maschine 30 % der Betriebsspannung erreichen könnte. Im Umrichterbetrieb bedeutet dies, dass die Überspannungen das 2,8-fache der permanent anliegenden Leiter-Erde-Spannung erreichen. Wird eine optimale Kennlinie, die einen guten Kompromiss zwischen reduzierten Überspannungen und zusätzlicher Verlustleistung ergibt, eingesetzt, so kann bei eintretender Überspannung die zusätzliche Verlustleistung

fünfmal so hoch wie bei Normalbetrieb ausfallen. Aus diesem Grund wurde eine weitere Kennlinie für den Einsatz der mikrovaristorgefüllten Isolation untersucht. Mit dieser Kennlinie lassen sich die zusätzlichen Verluste im Normalbetrieb weiter absenken, dafür steigen die Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen weiter an. Treten temporäre Überspannungen auf, so steigen durch die modifizierte Kennlinie die maximalen Leiter-Erde-Spannungen und die Spannungsfälle über den Spulen minimal an. Die zusätzliche Verlustleistung steigt auch hier um das 5-fache an, ist aber durch die verminderte zusätzliche Verlustleistung im Normalbetrieb temporär hinnehmbar.

Des Weiteren wird in dieser Arbeit eine Wunschkennlinie definiert, bei der die Überspannungen an den Maschinenklemmen auf das 1,67-fache der maximalen Leiter-Erde-Spannung des Umrichters begrenzt werden. Der maximale Spannungsfall über der ersten Spule liegt beim Einsatz dieser Kennlinie bei ca. 500 V und ist damit größer als bei Einsatz einer herkömmlichen Isolation, aber auch kleiner als bei einer ausschließlich erhöhten Permittivität. Durch Einsatz dieser Kennlinie ergibt sich eine zusätzliche Verlustleistung von 1,35 % der Maschinenleistung. Die maximale Spannung und der maximale Spannungsfall über der ersten Spule lässt sich mit kaum ansteigender zusätzlicher Verlustleistung etwas reduzieren, wenn die Nichtlinearität dieser Kennlinie angehoben wird.

In dieser Arbeit wird auch die Spannungsverteilung in der Wicklung einer 240-kW-Maschine untersucht. Es stellt sich heraus, dass die Überspannungen ohne Abhilfemaßnahmen prozentual bereits geringer sind als bei der untersuchten 7,5-kW-Maschine. Die Simulation einer mikrovaristorgefüllten Isolation ohne resistiven Einfluss (das heißt mit sehr hoher Schaltfeldstärke) ergibt bereits ein Absinken der Überspannung von 48 % auf 16 % der maximalen Umrichterspannung. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit keine weiteren Untersuchungen mit einer nichtlinearen resistiven Kennlinie durchgeführt.

8.2 Fazit

In dieser Arbeit ist es gelungen das elektrische Verhalten mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe und MO-Varistoren mit Hilfe von drei nichtlinearen Kennlinien zu beschreiben. Mit der ersten Kennlinie wird die von der elektrischen Feldstärke abhängige Leitfähigkeit repräsentiert. Die zweite Kennlinie stellt eine von der elektrischen Feldstärke abhängigen Permittivität dar. Die Hysterese-Effekte werden durch eine von der zeitlichen Ableitung der elektrischen Feldstärke abhängige Kennlinie nachgebildet. Mit der Kenntnis dieser Kennlinien lassen sich aus der Feldstärke die Stromdichte und damit die im Material umgesetzte Verlustleistung gut vorhersagen.

Für den mit der elektrischen Feldstärke ansteigenden relativen Permittivität und den Hysterese-Effekten konnten physikalische Erklärungsansätze gegeben werden.

Des Weiteren wurde hier eine Methodik entwickelt, um Wunschkennlinien für die nichtlineare Leitfähigkeit zukünftiger funktionell gefüllte Isolier- oder Feldsteuersysteme mit nichtlinearen Eigenschaften generieren zu können. Dabei werden die Übergangfeldstärken (Feldstärke an der die Kennlinie von Leckstrom- in den Durchbruchbereich und vom Durchbruch in den Hochstrombereich übergehen) sowie die Leitfähigkeiten im Leckstrom- und im Hochstrombereich vorgegeben. Weiterhin kann der Grad (weicher oder abrupter Übergang) beider Übergangsbereiche vorgegeben werden. Mit diesen vorgegebenen Größen ist es möglich mit einer in dieser Arbeit definierten Gleichung eine E - J -Kennlinie zu generieren. Aus dieser generierten Kennlinie ist es möglich die Schaltpunktfeldstärke E_b auszulesen und diese an die Hersteller für funktionell gefüllte Isolierstoffe weiterzugeben. Weiterhin ist es in dieser Arbeit gelungen aus einer gemessenen resistiven Kennlinie die Parameter zur Beschreibung der nichtlinearen resistiven Kennlinie näherungsweise zu bestimmen.

Es hat sich herausgestellt, dass sich Mikrovaristoren unter bestimmten Umständen nutzbringend als Füllstoffe für die Isolation in der Wicklung von umrichter gespeisten Maschinen einsetzen lassen. Dabei muss ein Kompromiss zwischen den maximal auftretenden Überspannungen und den durch das Einbringen von halbleitendem Material entstehenden zusätzlichen Verlustleistungen gefunden werden, da die

zusätzliche Verlustleistung überproportional mit der Verminderung der Überspannungen ansteigt.

Im Gegensatz zum Überspannungsschutz durch MO-Varistoren ist die rein kapazitive Auslegung der Kennlinie für die mikrovaristorgefüllte Isolation bei der 7,5-kW-Maschine nicht sinnvoll. Der Spannungsfall über der ersten Spule steigt aufgrund der erhöhten Permittivität und der damit verbundenen langsameren Ausbreitung der Welle um etwa 50 % an. An den Maschinenklemmen steigt die Spannung aufgrund der fehlenden Kapazität genauso schnell an und erreicht die gleiche Amplitude wie ohne Mikrovaristoren in der Maschinenisolation.

Als sinnvoll würde sich eine Kennlinie erweisen, die die Überspannungen an den Maschinenklemmen auf etwa 67 % begrenzen. In diesem Fall würde die zusätzliche Verlustleistung etwa 1,35 % der Maschinenleistung betragen. Gelingt es, den Werkstoff mit einer größeren Nichtlinearität auszustatten, dann ist es sogar möglich, die Überspannungen an den Maschinenklemmen bei gleicher zusätzlicher Verlustleistung weiter zu verkleinern.

Bei leistungsstarken Maschinen wäre der Einsatz einer mikrovaristorgefüllten Isolation mit einer rein kapazitiven Auslegung der Kennlinie denkbar. Aufgrund der anderen Bauweise besitzen diese Maschinentypen einen kleineren Reflexionsfaktor als Maschinen kleiner Leistung. Durch die hohe Permittivität der mikrovaristorgefüllten Isolation wird der Reflexionsfaktor zusätzlich verkleinert, was sich mit der Verkleinerung der maximalen Leiter-Erde-Spannung an den Maschinenklemmen auswirkt.

8.3 Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurde nur die Temperaturabhängigkeit der resistiven Kennlinie eines mikrovaristorgefüllten Lackes ausgewertet. Da die Temperaturabhängigkeit mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe stark vom Isolierstoff selbst abhängig ist, wäre die Untersuchung der Temperaturabhängigkeit an weiteren mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen sinnvoll. Weiterhin müsste überprüft werden, ob die in dieser Arbeit festgestellten Hystereseeffekte auch temperaturabhängig sind.

Die resistive Kennlinie mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe konnte nur bis zu einer Frequenz von 500 Hz ausgemessen werden. Da durch den Frequenzumrichter viel höhere Frequenzen zum Tragen kommen, wäre das Verhalten der resistiven Kennlinie bei größeren Frequenzen bis in den Kilohertzbereich von Interesse. Weiterhin wurden die relative Permittivität und die Hysterese nur bei einer Frequenz von 50 Hz ausgewertet. Es stellt sich die Frage, ob sich diese Größen bei anderen Frequenzen anders verhalten und damit frequenzabhängig sind. Deshalb wäre es zweckmäßig, diese Größen bei anderen Frequenzen untersuchen.

Bei den Simulationen der Spannungsverteilung innerhalb der Maschinenwicklung konnte aufgrund der Komplexität des Simulationsmodells die Hystereseeffekte der mikrovaristorgefüllten Isolation nicht einbezogen werden. Um die Hysterese-Effekte in der Simulation berücksichtigen zu können, müsste das Simulationsmodell mit einem zusätzlichen (nichtlinearen) Element mit einer weiteren Kennlinie erweitert werden. Dieses Element müsste zu jedem nichtlinearen Widerstand parallel geschaltet werden. Dies war wegen fehlender Rechenleistung in dieser Arbeit nicht möglich.

Nachdem gezeigt wurde, dass der Einsatz mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe unter bestimmten Voraussetzungen möglich ist und sinnvoll sein kann, müssten einige praktische Nachweise über das eingesetzte Material erbracht werden. Das Langzeit- und das Alterungsverhalten mikrovaristorgefüllter Isolierstoffe unter Umrichterspannung sind unbekannt. Da in [Roc09a] gelegentlich Alterungserscheinungen an den MO-Varistoren aufgetreten sind, ist auch bei der mit Mikrovaristoren gefüllten Isolation mit einer möglichen Alterung des Materials zu rechnen.

Trotz Minderung der Leiter-Erde-Spannung durch die mikrovaristorgefüllte Isolation kann es zu Teilentladungen (TE) in der Wicklung der Maschine kommen. Deshalb müsste auch die Resistenz von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen gegenüber TE nachgewiesen werden. Es gibt Hinweise darauf, dass mikrovaristorgefüllte Isolierstoffe problematisches Verhalten gegenüber Teilentladungen aufweisen können [Woog12].

Des Weiteren kommen vielleicht andere Füllstoffe für die Isolation umrichtergespeister Maschinen in Frage. In [Ten15] wurden für die Anwendung in Hochfeld-Gleichspannungs-Isoliersystemen sogenannte Minatec Partikel untersucht. Der Einsatz

dieser Partikel für die Isolation in einer umrichtergespeisten Maschine wäre auch denkbar, allerdings müssten diese Partikel unter Wechselspannung untersucht werden.

Abschließend wäre der Nachweis der simulierten Ergebnisse an einer Wicklung nachzuweisen. Dazu müsste das Modell einer Spule (Motorette) mit einer mikrovaristorgefüllten Drahtisolation aufgebaut werden.

Anhang A: Leitungstheorie

A.1 Herleitung der Telegraphengleichungen

Aus dem Ersatzschaltbild eines Leitungselementes (siehe Abbildung A.1) lässt sich Gleichung (A.1) aus der Masche M herleiten. Gleichung (A.2) zeigt die Knotengleichung am Knoten K im Zeitbereich.

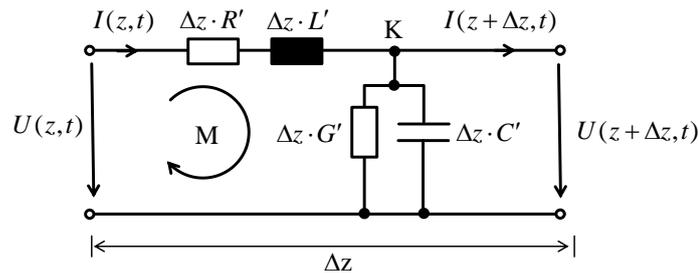


Abbildung A1: Leitungselement mit der Länge Δz , nach [Cla11b]

$$U(z, t) = R' \cdot \Delta z \cdot I(z, t) + L' \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial I(t, z)}{\partial t} + U(z + \Delta z, t) \quad (\text{A.1})$$

$$I(z - \Delta z, t) = G' \cdot \Delta z \cdot U(z, t) + C' \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial U(z, t)}{\partial t} + I(z, t) \quad (\text{A.2})$$

Unter Berücksichtigung, dass Δz sehr klein ist, lassen sich Gleichung (A.1) zu Gleichung (A.3) und Gleichung (A.2) zu Gleichung (A.4) umformen.

$$U(z, t) = R' \cdot \Delta z \cdot I(z, t) + L' \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial I(t, z)}{\partial t} + U(z, t) + \frac{\partial U(t, z)}{\partial z} \cdot \Delta z \quad (\text{A.3})$$

$$I(z, t) - \frac{\partial I(z, t)}{\partial z} \cdot \Delta z = G' \cdot \Delta z \cdot U(z, t) + C' \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial U(z, t)}{\partial t} + I(z, t) \quad (\text{A.4})$$

Eine Division der Gleichungen (A.3) und (A.4) durch Δz und anschließender Umformung ergeben die Gleichungen (2.1) und (2.2) (hier in Gleichung (A.5) und (A.6) dargestellt) dieser Arbeit

$$\frac{\partial U(t, z)}{\partial z} = -R' \cdot I(z, t) - L' \cdot \frac{\partial I(t, z)}{\partial t} \quad (\text{A.5})$$

$$\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -G' \cdot U(z, t) - C' \cdot \frac{\partial U(z, t)}{\partial t} \quad (\text{A.6})$$

A.2 Lösung der Telegraphengleichungen im Frequenzbereich

Bei den Gleichungen (A.5) und (A.6) handelt es sich um partielle Differentialgleichungen, die sowohl von der Zeit als auch vom Ort abhängig sind. Eine Überführung dieser Gleichungen in den Frequenzbereich ergibt nur noch eine Abhängigkeit vom Ort, siehe Gleichung (A.7) und (A.8)

$$\frac{dU(z)}{dz} = -(R' + j\omega L') \cdot I(z) \quad (\text{A.7})$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G' + j\omega C') \cdot U(z) \quad (\text{A.8})$$

Wird Gleichung (A.7) nach dem Ort differenziert und in Gleichung (A.8) eingesetzt, ergibt sich Gleichung (A.9). Gleichung (A.10) kann durch Differenzierung von Gleichung (A.8) nach z und anschließendem Einsetzen in Gleichung (A.7) ermittelt werden.

$$\frac{d^2U(z)}{dz^2} - (R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C') \cdot U(z) = 0 \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - (R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C') \cdot I(z) = 0 \quad (\text{A.10})$$

Bei den Gleichungen (A.9) und (A.10) handelt es sich jeweils um eine lineare Differentialgleichung 2. Ordnung, die nur von einer Größe abhängig sind. Die Lösung dieser Differentialgleichungen ist mit der Substitution gemäß Gleichung (A.11) in den Gleichungen (A.12) und (A.13) dargestellt. Die Größen U_h und I_h beschreiben die hinlaufende Spannungs- bzw. stromwelle, da sie sich in z -Richtung ausbreitet. Dementsprechend beschreiben die Größen U_r und I_r die rücklaufende Spannungs- bzw. Stromwelle.

$$\gamma_w^2 = (R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C') \quad (\text{A.11})$$

$$U(z) = U_r \cdot e^{\gamma_w \cdot z} + U_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot z} \quad (\text{A.12})$$

$$I(z) = I_r \cdot e^{\gamma_w \cdot z} + I_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot z} \quad (\text{A.13})$$

Die substituierte Größe γ_w aus Gleichung (A.11), die in der Regel eine komplexe Größe ist, wird Ausbreitungskonstante einer Leitung genannt und ist eine wichtige Kenngröße. Wird Gleichung (A.12) nach z differenziert und in Gleichung (A.7) eingesetzt, ergibt sich mit der Substitution aus Gleichung (A.14) Gleichung (A.15). Gleichung (A.14) stellt die Definition des Wellenwiderstands dar und ist ebenfalls eine Kenngröße einer Leitung. Analog lässt sich der Strom $I(z)$ durch Differenzieren von Gleichung (A.13) und anschließendem Einsetzen in Gleichung (A.8) bestimmen, siehe Gleichung (A.16). die Gleichungen (A.15) und (A.16) stellen Verknüpfungen zwischen Spannungs- und Stromwelle dar. Wird Gleichung (A.12) mit Gleichung (A.16) verglichen, kann festgestellt werden, dass eine positive hinlaufende Spannungswelle mit einer positiven hinlaufenden Stromwelle verknüpft ist. Eine rücklaufende positive Spannungswelle ist mit einer negativen rücklaufenden Stromwelle verknüpft.

$$Z_w = \frac{\gamma_w}{(G' + j\omega C')} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (\text{A.14})$$

$$U(z) = Z_w \cdot (I_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot z} - I_r \cdot e^{\gamma_w \cdot z}) \quad (\text{A.15})$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_w} \cdot (-U_r \cdot e^{\gamma_w \cdot z} + U_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot z}) \quad (\text{A.16})$$

A.3 Herleitung der Reflexionsfaktoren für die Spannungs- und Stromwelle

Abbildung (A.2) stellt eine Leitung mit der Länge l und den Leitungsparametern γ_w und Z_w dar, die mit der Impedanz Z_A abgeschlossen ist. Dabei kann es sich bei dieser Impedanz um den Eingangswiderstand einer neuen Leitung handeln. Für die Betrachtung des Leitungsendes ergeben sich aus den Gleichungen (A.12) und (A.13)

sowie den Gleichungen (A.15) und (A.16) die Gleichungen (A.17) bis (A.20). Einsetzen der Länge l in den Gleichungen (A.17) bis (A.20) führen zu den Gleichungen (A.21) bis (A.24).

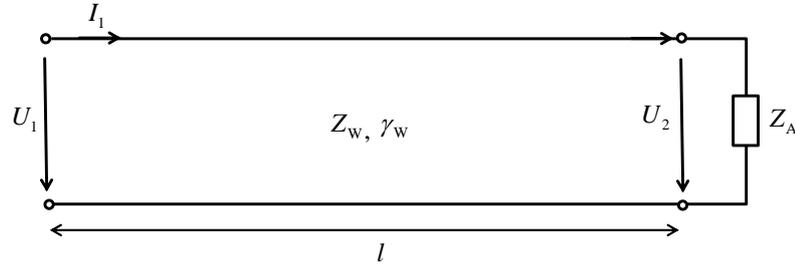


Abbildung A.2: Leitung mit der Länge l und den Parametern Z_w, γ_w

$$U(z) = U_r \cdot e^{\gamma_w \cdot (l-z)} + U_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot (l-z)} \quad (\text{A.17})$$

$$I(z) = I_r \cdot e^{\gamma_w \cdot (l-z)} + I_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot (l-z)} \quad (\text{A.18})$$

$$U(z) = Z_w \cdot (I_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot (l-z)} - I_r \cdot e^{\gamma_w \cdot (l-z)}) \quad (\text{A.19})$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_w} \cdot (-U_r \cdot e^{\gamma_w \cdot (l-z)} + U_h \cdot e^{-\gamma_w \cdot (l-z)}) \quad (\text{A.20})$$

$$U(z=l) = U_2 = U_h + U_r \quad (\text{A.21})$$

$$I(z=l) = I_2 = I_r + I_h \quad (\text{A.22})$$

$$U(z=l) = U_2 = Z_w \cdot (I_h - I_r) \Leftrightarrow \frac{U_2}{Z_w} = I_h - I_r \quad (\text{A.23})$$

$$I(z=l) = I_2 = \frac{U_h}{Z_w} - \frac{U_r}{Z_w} \Leftrightarrow I_2 \cdot Z_w = U_h - U_r \quad (\text{A.24})$$

Durch Addition der Gleichung (A.21) mit Gleichung (A.24) lässt sich Gleichung (A.25) bestimmen. Gleichung (A.26) entsteht durch Subtraktion der Gleichung (A.24) von Gleichung (A.21). Analog hierzu lässt sich Gleichung (A.27) durch Addition von Gleichung (A.22) mit Gleichung (A.23) ermitteln. Die Subtraktion der Gleichung (A.23) von Gleichung (A.22) ergibt Gleichung (A.28)

$$U_2 + I_2 \cdot Z_W = 2 \cdot U_h \Leftrightarrow U_h = \frac{1}{2} \cdot (U_2 + I_2 \cdot Z_W) \quad (\text{A.25})$$

$$U_2 - I_2 \cdot Z_W = 2 \cdot U_r \Leftrightarrow U_r = \frac{1}{2} \cdot (U_2 - I_2 \cdot Z_W) \quad (\text{A.26})$$

$$I_2 + \frac{U_2}{Z_W} = 2 \cdot I_h \Leftrightarrow I_h = \frac{1}{2} \cdot \left(I_2 + \frac{U_2}{Z_W} \right) \quad (\text{A.27})$$

$$I_2 - \frac{U_2}{Z_W} = 2 \cdot I_r \Leftrightarrow I_r = \frac{1}{2} \cdot \left(I_2 - \frac{U_2}{Z_W} \right) \quad (\text{A.28})$$

Der Reflexionsfaktor ist durch das Verhältnis von rücklaufender und hinlaufender Welle definiert [Cla11b]. Für die Spannungswelle ergibt sich dadurch ein Reflexionsfaktor gemäß Gleichung (A.29). Dementsprechend lässt sich der Reflexionsfaktor für die Stromwellen nach Gleichung (A.30) ermitteln.

$$r_u = \frac{U_r}{U_h} = \frac{U_2 - I_2 \cdot Z_W}{U_2 + I_2 \cdot Z_W} = \frac{Z_A - Z_W}{Z_A + Z_W} \quad (\text{A.29})$$

$$r_i = \frac{I_r}{I_h} = \frac{I_2 - (U_2 / Z_W)}{I_2 + (U_2 / Z_W)} = \frac{Z_W \cdot I_2 - U_2}{Z_W \cdot I_2 + U_2} = \frac{Z_W - Z_A}{Z_W + Z_A} \quad (\text{A.30})$$

Anhang B: Berechnung des Grenzwertes

Hier wird die Herleitung von Gleichung (6.36) durchgeführt. Die Nichtlinearität lässt sich allgemein nach Gleichung (6.35), die hier noch mal in Gleichung (B.1) dargestellt ist, bestimmen. Einsetzen von ΔE in Gleichung (6.31), hier noch mal in Gleichung (B.2) dargestellt, ergibt Gleichung (B.3). Werden die Gleichungen (B.2) und (B.3) in Gleichung (B.1) eingesetzt (siehe Gleichung (B.4)), so lässt sich der Grenzwert bestimmen.

$$\alpha(E) = \frac{\partial \ln(J)}{\partial \ln(E)} = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln\left(\frac{J(E+\Delta E)}{J(E)}\right)}{\ln\left(\frac{E+\Delta E}{E}\right)} \quad (\text{B.1})$$

$$J(E) = \gamma_0 \cdot E \cdot \frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E-E_1)/E_1}}}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_1 \cdot (E-E_2)/E_1}}} \quad (\text{B.2})$$

$$J(E + \Delta E) = \gamma_0 \cdot (E + \Delta E) \cdot \frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E+\Delta E-E_1)/E_1}}}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_1 \cdot (E+\Delta E-E_2)/E_1}}} \quad (\text{B.3})$$

$$\alpha(E) = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln\left(\frac{(E + \Delta E) \cdot \frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E+\Delta E-E_1)/E_1}} \cdot \sqrt[N_2]{1 + X^{N_2 \cdot (E-E_2)/E_1}}}{\sqrt[N_2]{1 + X^{N_2 \cdot (E+\Delta E-E_2)/E_1}} \cdot \sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot (E-E_1)/E_1}}}\right)}{\ln\left(\frac{(E + \Delta E)}{E}\right)} \quad (\text{B.4})$$

Dieses Ergebnis kann durch Anwenden der logarithmischen Rechenregeln in einer Summe von drei feldstärkeabhängigen Nichtlinearitäten vereinfacht werden, siehe Gleichung (B.5).

$$\alpha(E) = \alpha_1(E) + \alpha_2(E) + \alpha_3(E) \quad (\text{B.5})$$

Betrachtung des Summanden $\alpha_1(E)$:

$$\alpha_1(E) = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \left(\frac{\ln\left(\frac{(E + \Delta E)}{E}\right)}{\ln\left(\frac{(E + \Delta E)}{E}\right)} \right) = 1$$

Betrachtung des Summanden $\alpha_2(E)$:

$$\begin{aligned}
 \alpha_2(E) &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln \left(\frac{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E + \Delta E - E_1}{E_1}}}}{\sqrt[N_1]{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln \left(\left(\frac{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E + \Delta E - E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}} \right)^{\frac{1}{N_1}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\frac{1}{N_1} \ln \left(\frac{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E + \Delta E - E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\frac{\partial}{\partial \Delta E} \frac{1}{N_1} \ln \left(\frac{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E + \Delta E - E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}} \right)}{\frac{\partial}{\partial \Delta E} \ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\left(1 + X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}} \right) \cdot X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}} \cdot \frac{N_1}{E_1} \ln(X) \cdot X^{N_1 \cdot \frac{\Delta E}{E_1}}}{N_1 \cdot \left(1 + X^{N_1 \cdot \frac{E + \Delta E - E_1}{E_1}} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\frac{E + \Delta E}{E_1} \cdot \ln(X) \cdot \frac{X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E + \Delta E - E_1}{E_1}}} \cdot X^{N_1 \cdot \frac{\Delta E}{E_1}}}{\frac{E}{E + \Delta E} \cdot \frac{1}{E}} \\
 &= \frac{E}{E_1} \cdot \ln(X) \cdot \frac{X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E - E_1}{E_1}}}
 \end{aligned}$$

Betrachtung des Summanden $\alpha_3(E)$:

$$\begin{aligned}
 \alpha_3(E) &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln \left(\frac{N_2 \sqrt{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}}{N_2 \sqrt{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E+\Delta E-E_2}{E_1}}}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln \left(\left(\frac{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E+\Delta E-E_2}{E_1}}}{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}} \right)^{-\frac{1}{N_2}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{-\frac{1}{Z_2} \ln \left(\frac{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E+\Delta E-E_2}{E_1}}}{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} \\
 &= -\frac{E}{E_1} \cdot \ln(X) \cdot \frac{X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}
 \end{aligned}$$

Einsetzen von $\alpha_1(E)$, $\alpha_2(E)$ und $\alpha_3(E)$ in Gleichung (B.5) ergibt Gleichung (B.6), die mit Gleichung (6.36) identisch ist.

$$\alpha(E) = 1 + \frac{E}{E_1} \cdot \ln(X) \cdot \left(\frac{X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}} - \frac{X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}} \right) \quad (\text{B.6})$$

$$\alpha(E) = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right) + \ln \left(\frac{Z_1 \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma_x}{\gamma_0} \right)^{Z_1} \cdot X^{Z_1 \cdot \frac{E+\Delta E}{E_0}}}}{Z_1 \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma_x}{\gamma_0} \right)^{Z_1} \cdot X^{Z_1 \cdot \frac{E}{E_0}}} \right)}{\ln \left(\frac{(E + \Delta E)}{E} \right)} + \ln \frac{Z_2 \sqrt{1 + X^{\frac{Z_2(E-E_2)}{E_0}}}}{Z_2 \sqrt{1 + X^{\frac{Z_2(E+\Delta E-E_2)}{E_0}}}}$$

Anhang C: Kubische Splines

Kubische Splines sind ein Hilfsmittel der Mathematik, um eine komplizierte Funktion $y(x)$ durch einfache Polynome dritter Ordnung zu beschreiben. Die allgemeine Darstellung eines solchen Polynoms ist in Gleichung (C.1) dargestellt. Die mathematische Funktion wird dabei in N Abschnitte unterteilt, wobei sich $N+1$ Stützstellen ergeben. Jeder Abschnitt wird durch ein Polynom dritter Ordnung beschrieben. Die Parameter in Gleichung (C.1) müssen so gewählt werden, dass die Polynome an den Stützstellen die Werte der zur darstellenden Funktion annehmen und die Steigung der Polynome (siehe Gleichung (C.2)) müssen an den Stützstellen die gleiche Steigung der Funktion besitzen. Diese Bedingungen sind in den Gleichungen (C.3) und (C.4) dargestellt. Mit diesen Bedingungen ergeben sich vier Gleichungen mit denen die vier unbekannt Parameter ermittelt werden können.

$$\varphi(x) = Ax^3 + Bx^2 + Cx + D \quad (\text{C.1})$$

$$\varphi'(x) = 3Ax^2 + 2Bx + C \quad (\text{C.2})$$

$$\varphi(x_n) = y(x_n) \quad \wedge \quad \varphi(x_{n+1}) = y(x_{n+1}) \quad (\text{C.3})$$

$$\varphi'(x_n) = y'(x_n) \quad \wedge \quad \varphi'(x_{n+1}) = y'(x_{n+1}) \quad (\text{C.4})$$

Lässt sich die Umkehrfunktion $x(y)$ einer Funktion $y(x)$ nicht analytisch bestimmen kann diese durch kubische Splines dargestellt werden. Dazu muss die Steigung der Funktion $f(x)$ an den Stützstellen ermittelt werden. Ist die Funktion $y(x)$ differenzierbar kann dies durch Bildung der ersten Ableitung geschehen. Mit Gleichung (C.5) lässt sich die Steigung der Umkehrfunktion ermitteln.

$$x'(y) = \frac{1}{y'(x)} \quad (\text{C.5})$$

Das Vorgehen zur Überführung in kubische Splines soll hier beispielhaft anhand der Kennlinie 0 aus Tabelle 6.11 gezeigt werden. Ihre Parameter mit der sich die Kennlinie nach Gleichung (6.30), hier nochmal in Gleichung (C.6) dargestellt, berechnen lässt, sind hier noch einmal in **Tabelle C.1** dargestellt. Um die Kennlinie durch kubische

Splines konstruieren zu können, wird noch die Ableitung von Gleichung (C.6) nach der Feldstärke benötigt, siehe Gleichung (C.7)

$$\gamma(E) = \gamma_0 \cdot \frac{\sqrt[1]{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}}}{\sqrt[1]{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}} \quad (C.6)$$

$$\gamma'(E) = \frac{\gamma_0}{E_1} \cdot \ln(X) \cdot \frac{\sqrt[1]{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}}}{\sqrt[1]{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_1}}}} \cdot \left(\frac{X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}}{1 + X^{N_1 \cdot \frac{E-E_1}{E_1}}} - \frac{X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_2}}}{1 + X^{N_2 \cdot \frac{E-E_2}{E_2}}} \right) \quad (C.7)$$

Tabelle C.1: Parameter für die Beispielskennlinie

Kurve	E_1 in kV/mm	E_2 in kV/mm	γ_0 in pS/cm	X	Z_1	Z_2
0	1,25	2,5	1	10^6	1	1

Der Verlauf der γ - E -Kennlinie mit den Parametern aus Tabelle C.1 ist hier in **Abbildung C.1a** dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Verlauf der Leitfähigkeit bis 1200 V/mm und ab 2700 V/mm nahezu konstant sind. Im Bereich zwischen diesen Werten ist die Leitfähigkeit stark von der Feldstärke abhängig. Aus diesem Grund werden in diesem Bereich mehr Stützstellen benötigt als in dem Bereich, wo sich die Leitfähigkeit wenig ändert. Wie sich herausstellen wird, lässt sich durch geschickte Auswahl von 24 Stützstellen der Verlauf der Leitfähigkeit mit einer Abweichung von kleiner als einem Prozent nachbilden. Die Leitfähigkeiten und deren Ableitungen nach der Feldstärke an den ausgewählten Stützstellen sind in **Tabelle C2** gezeigt.

Werden die Werte aus Tabelle C.2 in den Gleichungen (C.1) und (C.2) so eingesetzt, dass die Bedingungen von Gleichung (C.3) und (C.4) erfüllt sind, lassen sich die vier unbekannt Parameter A, B, C und D bestimmen, siehe **Tabelle (C.3)**. Dabei ist zu erkennen, dass die Werte von A, B und C im Bereich großer Nichtlinearität vom Betrag her viel größere Werte annehmen als im Bereich wo die Leitfähigkeit nahezu konstant ist.

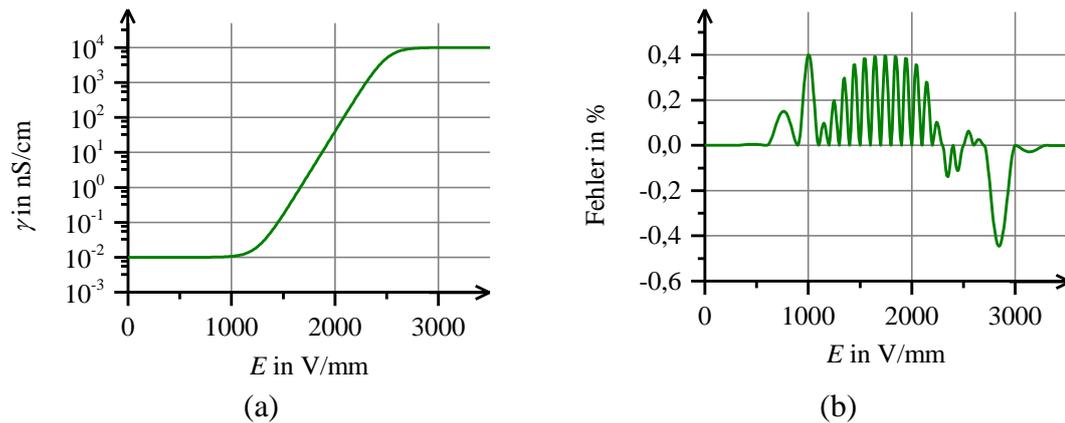


Abbildung C.1: γ - E -Kennlinie für Beispiel (a) und die daraus ermittelten Abweichungen von der exakten Kennlinie durch Anwendung von kubischen Splines (b)

Tabelle C.2. Feldstärken, Leitfähigkeiten und die Ableitungen der Leitfähigkeiten an den Stützstellen

n	E_n in V/mm	$\gamma_n(E)$ in nS/cm	$\gamma'_n(E)$ in pS/V	n	E_n in V/mm	$\gamma_n(E)$ in nS/cm	$\gamma'_n(E)$ in pS/V
0	0	$10 \cdot 10^{-3}$	≈ 0	12	1900	13,18	0,145
1	300	$10 \cdot 10^{-3}$	≈ 0	13	2000	39,66	0,436
2	600	$10 \cdot 10^{-3}$	$0,08 \cdot 10^{-6}$	14	2100	118,80	1,297
3	900	$10,21 \cdot 10^{-3}$	$2,31 \cdot 10^{-6}$	15	2200	350,37	3,734
4	1100	$11,91 \cdot 10^{-3}$	$21,06 \cdot 10^{-6}$	16	2300	988,14	9,842
5	1200	$15,75 \cdot 10^{-3}$	$63,60 \cdot 10^{-6}$	17	2400	2.487,6	20,655
6	1300	$27,38 \cdot 10^{-3}$	$192,1 \cdot 10^{-6}$	18	2500	5.000,0	27,631
7	1400	$62,48 \cdot 10^{-3}$	$580,0 \cdot 10^{-6}$	19	2600	7.512,4	20,655
8	1500	0,168	$1,75 \cdot 10^{-3}$	20	2700	9.011,9	9,842
9	1600	0,488	$5,29 \cdot 10^{-3}$	21	3000	9.960,3	0,437
10	1700	1,455	$15,97 \cdot 10^{-3}$	22	3300	9.998,6	0,016
11	1800	4,373	$48,20 \cdot 10^{-3}$	23	3600	9999,9	$0,58 \cdot 10^{-3}$

Mit den in Tabelle C.3 bestimmten Parametern lässt sich der Verlauf der Leitfähigkeit in Abhängigkeit von der Feldstärke durch kubische Splines berechnen. Abbildung C.1b zeigt den Verlauf des Fehlers in Abhängigkeit von der Feldstärke. Wie zu erkennen ist, liegen die Abweichungen zwischen der exakten Kurve und der durch kubische Splines nachgebildete Kurve bei maximal 0,45 %.

Anhang C: Kubische Splines

Tabelle C.3: Werte von A, B, C und D an den Stützstellen

N	A in $\text{aS} \cdot \text{mm}^2/\text{V}^3$	B in $\text{pS} \cdot \text{mm}/\text{V}^2$	C in $\text{nS} \cdot /\text{V}$	D in nS/cm
1	$1,54 \cdot 10^{-6}$	$-2,03 \cdot 10^{-10}$	$1,11 \cdot 10^{-11}$	10^{-2}
2	$4,24 \cdot 10^{-5}$	$-4,38 \cdot 10^{-8}$	$1,51 \cdot 10^{-8}$	$9,98 \cdot 10^{-3}$
3	$1,17 \cdot 10^{-3}$	$-2,26 \cdot 10^{-6}$	$1,45 \cdot 10^{-6}$	$6,88 \cdot 10^{-3}$
4	$1,60 \cdot 10^{-2}$	$-4,33 \cdot 10^{-5}$	$3,93 \cdot 10^{-5}$	-0,11
5	$7,68 \cdot 10^{-2}$	$-2,43 \cdot 10^{-4}$	$2,59 \cdot 10^{-4}$	-0,92
6	0,23	$-8,06 \cdot 10^{-3}$	$9,38 \cdot 10^{-4}$	-3,65
7	0,70	$-2,64 \cdot 10^{-3}$	$3,34 \cdot 10^{-3}$	-14,11
8	2,12	$-8,62 \cdot 10^{-3}$	$1,17 \cdot 10^{-2}$	-53,53
9	6,39	$-2,79 \cdot 10^{-2}$	$4,09 \cdot 10^{-2}$	-199,79
10	19,28	$-9,01 \cdot 10^{-2}$	0,14	-735,00
11	58,14	-0,29	0,48	-2.668,4
12	174,80	-0,92	1,62	-9.553
12	520,85	-2,90	5,40	-33.552
14	1.510,2	-8,86	17,35	-113.500
15	4.028,5	-24,76	50,84	-348.550
16	8.232,1	-52,51	111,9	-796.440
17	5.073,9	-30,37	60,14	-393.270
18	-1,96	147,74	-367,95	3.036.500
19	-1,96	146,65	-362,5	2.968.500
20	5.073,9	-45,74	137,03	-1.354.900
21	4.394,9	-39,14	116,24	-1.141.100
22	219,75	-2,15	6,99	-65.890
23	8,07	$-8,61 \cdot 10^{-2}$	0,31	6.369,6

Anhang D: Berechnung der Feld- und Äquipotentiallinien

D.1 Allgemeines

Bei zwei parallelen zylinderförmigen Elektroden unterschiedlichen Potentials beschreiben die Feldlinien Kreise, die senkrecht aus der Elektrode mit dem höheren Potential austreten und senkrecht in der Elektrode mit dem niedrigeren Potential wieder eintreten. Die Äquipotentiallinien unterteilen die Feldlinien in äquidistante Abschnitte gleichen Potentials und schneiden die Feldlinien in einem Winkel von 90° . Abbildung (D.1) verdeutlicht dies anhand eines Beispiels mit einer Feld- und einer Äquipotentiallinie.

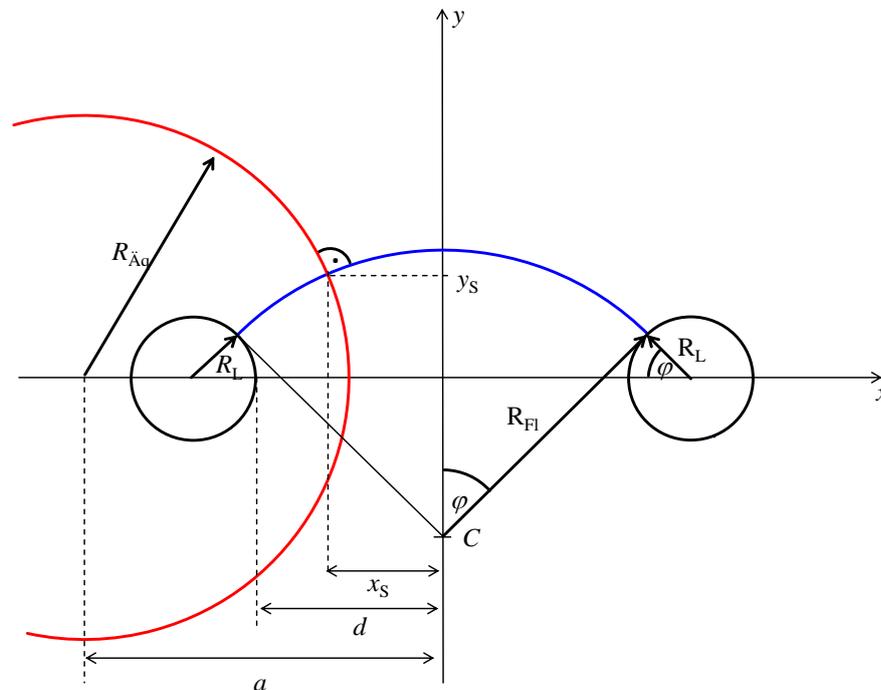


Abbildung D.1: Feld (blau)- und Äquipotentiallinie (rot) im Koordinatensystem

D.2 Berechnung der Feldlinien

Eine mathematische Funktion, die einen Kreis beschreibt, ist in Gleichung (D.1) dargestellt. Gleichung (D.2) stellt die Ableitung von Gleichung (D.1) dar.

$$f(x) = \sqrt{R_{\text{Fl}}^2 - x^2} + C \quad (\text{D.1})$$

$$f'(x) = -\frac{x}{\sqrt{R_{\text{Fl}}^2 - x^2}} \quad (\text{D.2})$$

Da die Feldlinien rechtwinklig aus einer Elektrode austreten, lässt sich der x -Wert des Austrittspunktes aus Gleichung (D.3) berechnen. Die Steigung der Feldlinie am Austrittspunkt lässt sich durch Gleichung (D.4) ermitteln.

$$x(\varphi) = 0,5 \cdot d - R_L \cdot (1 - \cos(\varphi)) \quad (\text{D.3})$$

$$f'(x(\varphi)) = \tan(\varphi) = -\frac{x(\varphi)}{\sqrt{R_{\text{Fl}}^2 - x^2(\varphi)}} \quad (\text{D.4})$$

Durch Einsetzen von Gleichung (D.3) in Gleichung (D.4) und anschließendes Umformen, lässt sich der Radius der Feldlinien in Abhängigkeit des Austrittswinkels berechnen. (siehe Gleichung (D.5)). Durch Gleichung (D.6) lässt sich schließlich die Konstante C aus Gleichung (D.1) ermitteln. Die Länge einer Feldlinie lässt sich durch Multiplikation des Feldlinienradius mit dem Austrittswinkels berechnen, siehe Gleichung (D.7)

$$R_{\text{Fl}} = \frac{0,5 \cdot d + R_L \cdot (1 - \cos(\varphi))}{\tan(\varphi)} \cdot \sqrt{1 + \tan^2(\varphi)} \quad (\text{D.5})$$

$$C = R_L \cdot \sin(\varphi) - \sqrt{R_{\text{Fl}}^2 - R_L^2 \cdot \cos^2(\varphi)} \quad (\text{D.6})$$

$$l_{\text{Fl}} = 2\varphi \cdot R_{\text{Fl}} = 2\varphi \cdot \frac{0,5 \cdot d + R_L \cdot \sin(\varphi)}{\tan(\varphi)} \cdot \sqrt{1 + \tan^2(\varphi)} \quad (\text{D.7})$$

D.3 Berechnung der Äquipotentiallinien

Die Äquipotentiallinien beschreiben bei dieser Anordnung wie die elektrischen Feldlinien Kreise, wobei sich die mathematische Beschreibung der Kreise von denen

der Feldlinien unterscheidet. Mit Gleichung (D.8) lassen sich die Kreise der Äquipotentiallinien beschreiben. Die Steigung dieser Kreise lässt sich mit Gleichung (D.9) berechnen, die die Ableitung von Gleichung (D.8) darstellt.

$$y_{\ddot{A}q} = \sqrt{R_{\ddot{A}q}^2 - (x - x_{\ddot{a}})^2} \quad (D.8)$$

$$y'_{\ddot{A}q} = -\frac{(x - x_{\ddot{a}})}{\sqrt{R_{\ddot{A}q}^2 - (x - x_{\ddot{a}})^2}} \quad (D.9)$$

Die Äquipotentiallinien lassen sich sehr gut in Abhängigkeit mit deren Schnittpunkt mit der x-Achse definieren (siehe Gleichung (D.10)). Gleichung (D.11) definiert den Schnittpunkt zwischen einer Feld- und einer Äquipotentiallinie. Da diese in ihrem Schnittpunkt orthogonal verlaufen, muss Gleichung (D.12) erfüllt sein.

$$\sqrt{R_{\ddot{A}q}^2 - (x_q - a)^2} = 0 \Leftrightarrow R_{\ddot{A}q} = x_q - a \quad (D.10)$$

$$y_{Fl}(x_S) = y_{\ddot{A}q}(x_S) \Leftrightarrow \sqrt{R_{Fl}^2 - x_S^2} + C = \sqrt{R_{\ddot{A}q}^2 - (x_S - a)^2} \quad (D.11)$$

$$y'_{Fl}(x_S) = -\frac{1}{y'_{\ddot{A}q}} \Leftrightarrow -\frac{x}{\sqrt{R_{Fl}^2 - x^2}} = \frac{\sqrt{R_{\ddot{A}q}^2 - (x_S - a)^2}}{(x_S - a)} \quad (D.12)$$

Mit den Gleichung (D.10) bis (D.12) stehen drei Gleichungen zu Verfügung mit denen die drei unbekannt Parameter ($R_{\ddot{A}q}$, a und x_S) ermittelt werden können. Dazu muss eine Feldlinie vorgegeben werden. Da dieses Gleichungssystem nicht analytisch lösbar ist, muss es mit einem numerischen Verfahren gelöst werden.

Die Länge einer Äquipotentiallinie zwischen zwei Feldlinien lässt sich schließlich mit Gleichung (D.13) berechnen, wobei der Wert x_S der x-Wert des Schnittpunktes mit der gewünschten Feldlinie ist.

$$l_{\ddot{A}q} = 2 \cdot R_{\ddot{A}q} \cdot \arccos\left(\frac{a - x_S}{R_{\ddot{A}q}}\right) \quad (D.13)$$

Anhang E: Parameter der untersuchten Kennlinien

Tabelle D.1: Parameter der untersuchten Kennlinien

Kennlinie	E_1 in V/mm	E_2 in V/mm	E_x in V/mm	E_Y in V/mm	γ_0 nS/cm	X	N_1	N_2
A1	930	1200	2180	0	0,11	$2,65 \cdot 10^{10}$	0,22	0,22
A2	930	1800	2180	0	0,11	$2,65 \cdot 10^{10}$	0,22	0,22
B1	403	526	1100	0	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
B2	403	567	1100	0	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
B3	403	608	1100	0	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
B4	403	649	1100	0	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C1	503	649	1100	0	0,3	$4,38 \cdot 10^{20}$	0,21	0,21
C2	403	649	1100	250	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-1a	403	649	1100	250	0,6	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-1b	403	649	1100	250	1,5	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-1c	403	649	1100	250	7,5	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-2a	403	649	1100	250	0,6	$2,10 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-2b	403	649	1100	250	1,5	$467 \cdot 10^6$	0,21	0,21
C2-2c	403	649	1100	250	7,5	$4,37 \cdot 10^6$	0,21	0,21
C2-3a	415,4	649	1100	250	1,5	$13,1 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-3b	431,7	649	1100	250	1,5	$32,7 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C2-3c	460,4	649	1100	250	7,5	$163,25 \cdot 10^9$	0,21	0,21
C3	503	649	1100	250	0,3	$4,38 \cdot 10^{20}$	0,21	0,21
E1	403	649	1100	470	0,3	$6,53 \cdot 10^9$	0,21	0,21
E2	503	649	1100	470	0,3	$4,38 \cdot 10^{20}$	0,21	0,21
F1a	750	1.000	∞	0	5	10^{12}	0,21	0,21
F1b	687,5	1.000	∞	0	0,5	10^{11}	0,21	0,21
F2a	650	1.000	∞	0	0,1	10^{12}	0,21	0,21
F2b	595,83	1.000	∞	0	0,01	10^{11}	0,21	0,21
F3	900	1.200	∞	0	5	10^{12}	0,21	0,21

Literaturverzeichnis

- [ABB99] ABB: „Schaltanlagen“, 10., neubearbeitete Auflage, Berlin: Cornelsen Verlag, 1999, ISBN: 3-464-48235-9
- [AGEB14] Arbeitsgemeinschaft Energiebilanzen: „Energieverbrauch in Deutschland im Jahr 2013“ <<http://www.ag-energiebilanzen.de/>> (Abgerufen am: 30. Juli 2014).
- [Ama08] S. Amarir: „Contributions aux surtensions et courants haute fréquence dus à la réflexion de l'onde dans les câbles d'alimentation des entraînements à vitesse variable à commande PWM“, Thèse École de Technologie supérieure; Université de Québec, Montréal, 2008
- [Ans11] Ansys: „Ansys Simplorer“ (2011) <<http://www.ansys.com/>> (Abgerufen am: 09. Oktober 2013).
- [Bär08] R. Bärsch, J. Kindersberger: „Nichtlineare dielektrische Funktionseigenschaften von Dielektrika“. In: *ETG-Fachbericht 110: Werkstoffe mit nichtlinearen dielektrischen Eigenschaften*. ETG Workshop am 13. März 2008 in Stuttgart, VDE Verlag Berlin Offenbach 2008, S. 7 - 34, ISBN: 978-3-8007-3080-3
- [Bau14] D. Bauer, H.-C. Reuss, E. Nolle: „Einfluss von Stromverdrängung bei elektrischen Maschinen für Hybrid- und Elektrofahrzeuge“, Labor Elektrische Antriebe und Anlagen, Hochschule Esslingen, 2014
- [Ber04] H. Bernstein: „Elektrotechnik / Elektronik für Maschinenbauer“, Wiebaden: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2004, ISBN: 3-528-03969-8
- [Ber98] M. Berth: „Elektrische Belastung der Wicklungsisolierung pulsumrichtergespeister Niederspannungsmotoren“, Dissertation TU Dresden: VDI Verlag Düsseldorf, 1998, ISBN: 3-18-324721-6
- [Bhu81] B. Bhushan, S. C. Kashyap, K. L. Chopra: „Electrical and dielectric behaviour of a zinc oxide composite“. *Journal of Applied Physics*, Band 52, Nr. 4 (1981), S. 2932-2936
- [Bie12] J. Biela: „Wirbelstromverluste in Wicklungen induktiver Bauelemente“, Skriptum ETH Zürich, 2012
- [Bin12] A. Binder: „Elektrische Maschinen und Antriebe“, 1. Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2012, ISBN: 978-3-540-71849-9
- [Bin14] Binder: „Datenblatt zum Temperaturschrank“ <<http://www.binder-world.com>> (Abgerufen am: 05. August 2014).

- [Bra08] H. Brandes, T. Hillmer, P. Stebler: „Halbleitende Lacke und Bänder - für die Anwendung nützliche Ergebnisse und Eigenschaften“. In: *ETG-Fachbericht 110: Werkstoffe mit nichtlinearen dielektrischen Eigenschaften*. ETG Workshop am 13. März 2008 in Stuttgart, VDE Verlag Berlin Offenbach 2008, S. 57 - 64, ISBN: 978-3-8007-3080-3
- [Bro01] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol, H. Mühlig: „Taschenbuch der Mathematik“, 5. überarbeitete und erweiterte Auflage, Thun, Frankfurt am Main: Verlag Harri Deutsch, 2001, ISBN: 3-8171-2005-2
- [Bru14] Brugg Cables: Datenblätter<<http://www.bruggcables.com/>> (Abgerufen am: 08. August 2014).
- [CAD14] CADFEM: CADFEM (2014) <<http://www.cadfem.at/>> (Abgerufen am: 2014. Juni 2014).
- [Car08] C. Carstensen: „Eddy Currents in Windings of Switched Reluctance Machines“, Dissertation RWTH Aachen: Shaker Verlag Aachen, 2008, ISBN: 978-3-8322-7118-3
- [Cha08] M. Chapman, N. Frost, R. Bruetsch: „Insulation Systems for Rotating Low-Voltage Machines“. In: *International Symposium on Electrical Insulation*. Vancouver (Kanada), Juni 2008
- [Chr10] T. Christen, L. Donzel, F. Greuter: „Nonlinear resistive electric field grading part 1: Theory and simulation“. *Electrical Insulation Magazine*, Band 26, Nr. 6 (2010), S. 47-59
- [Chr11] T. Christen, L. Donzel, F. Greuter, M. Saltzer: „Fundamentals of Resistive Field Grading“. In: *ETG-Fachbericht 131: Feldsteuernde Isoliersysteme - Werkstoffe, Design, Prüfung und Simulation*. ETG Workshop am 22. und 23. November 2011 in Darmstadt, VDE Verlag Berlin Offenbach 2011, S. 41 - 46, ISBN: 978-3-8007-3390-3
- [Cla11a] H. Clausert, G. Wiesemann, V. Hinrichsen, J. Stenzel: „Grundgebiete der Elektrotechnik 1“, 11. korrigierte Auflage, München: Oldenburg Verlag, 2011, ISBN: 3-486-59719-1
- [Cla11b] H. Clausert, G. Wiesemann, V. Hinrichsen, J. Stenzel: „Grundgebiete der Elektrotechnik 2“, 11. korrigierte Auflage, München: Oldenburg Verlag, 2011, ISBN: 3-486-59720-5
- [Cla99] D. R. Clarke: „Varistor Ceramics“. *Journal of the American Ceramic Society*, Band 82, Nr. 3 (1999), S. 485-502

- [CST15] CST: CST - Computer Simulation Technology (2015)
<<https://www.cst.com/>> (Abgerufen am: 09. Februar 2015).
- [Deb11a] J. Debus, V. Hinrichsen: „Microvaristor Filled Stress Grading Systems for High-Voltage Rotating electrical Machines“. In: *22 nd Nordic Insulation Symposium*. Tampere (Finnland), Juni 2011
- [Deb11b] J. Debus, V. Hinrichsen: „Improved Performance of Silicone Rubber composite Insulators by Microvaristor filled components“. In: *17th International Symposium on High Voltage Engineering*. Hannover, August 2011
- [Deb15] J. Debus: „Mikrovaristoren in polymeren Isoliersystemen - Klärung der Einsatzmöglichkeiten in der elektrischen Energietechnik und Untersuchungen zum Betriebsverhalten“, Dissertation TU Darmstadt, 2015
- [Don11] L. Donzel, F. Greuter, T. Christen: „Nonlinear Resistive Electric Field Grading Part 2: Materials and Applications“. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Band 27, Nr. 2 (2011), S. 18-29
- [Don12] L. Donzel, M. Hagemeister, F. Greuter: „Tailored Microvaristor Composites for Nonlinear Field Control“. In: *5. RCC Fachtagung*. Berlin, Mai 2012
- [EANRW10] Energieagentur NRW: „Elektrische Antriebe - Potenziale zur Energieeinsparung“ (2010) <<http://www.energieagentur.nrw.de>> (Abgerufen am: 30. Juli 2014).
- [Eda84] K. Eda: „Destruction mechanism of ZnO varistors due high currents“. *Journal of Applied Physics*, Band 56, Nr. 10 (1984), S. 2948-2955
- [Fin02] K. G. F. von Finckenstein, J. Lehn, H. Schellhaas, H. Wegmann: „Arbeitsbuch Mathematik für Ingenieure - Band II Differentialgleichungen, Funktionentheorie, Numerik und Statistik“, 1. Auflage, Stuttgart, Leipzig, Wiesbaden: Teubner Verlag, 2002, ISBN: 3-519-02972-3
- [Fis13] Rolf Fischer: „Elektrische Maschinen“, 16. aktualisierte Auflage, München: Hansa Verlag, 2013, ISBN: 3-446-43813-0
- [Gra03a] H. Gramespacher, J. Svahn, F. Greuter, T. Christen: „Microvaristor based field grading elements for HV terminations“. In: *13th International Symposium on High Voltage Engineering*. Delft (Niederlande), August 2003

- [Gra03b] H. Gramespacher, F. Greuter, L. Donzel, T. Christen: „Mikrovaristoren für Feldsteuerelemente in Kabelendverschlüssen“. In: *ETG Fachbericht 93: Silikonelastomere*. ETG Workshop am 20. März 2003 in Berlin, VDE Verlag Berlin Offenbach 2003, S. 69 - 72, ISBN: 978-3-8007-2756-8
- [Gre04] F. Greuter, M. Siegrist, P. Kluge-Weiss, R. Kessler, L. Donzel, R. Loitzl, H. J. Gramespacher: „Microvaristors: Functional Fillers for Novel Electroceramic Composites“. *Journal of Electroceramics*, Band 13, S. 739-744
- [Had90] A. Haddad, J. Fuentes-Rosado, D. M. German, R. T. Waters: „Characterisation of ZnO surge arrester elements with direct and power frequency voltages“. *Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, IEE Proceedings A*, Band 137, Nr. 5 (1990), S. 269 - 279
- [Ham14] Hameg: „Bedienungsanleitung für den Signalgenerator“
<<http://www.hameg.com>> (Abgerufen am: 05. August 2014).
- [Hen07] O. Henze, H. De Gersem, T. Weiland, V. Hinrichsen, A. Binder: „A network model for inverter-fed induction-motor drives“. In: *12th European Conference on Power Electronics and Applications*. Aalborg (Dänemark), September 2007
- [Hin09] V. Hinrichsen: „On Ultra-High Voltage Surge Arresters and Micro-Varistors Progress in technology and application of metal-oxide varistors“. In: *Power Frontiers Equipment*. Tokyo, November 2009
- [Hin11a] V. Hinrichsen, A. Küchler: „Grundlagen der Feldsteuerung“. In: *ETG-Fachbericht 131: Feldsteuernde Isoliersysteme - Werkstoffe, Design, Prüfung und Simulation*. Darmstadt, ETG-Workshop am 22. und 23. November 2011 in Darmstadt, VDE Verlag Berlin Offenbach 2011, S. 7 - 40, ISBN 978-3-8007-3390-3
- [Hin11b] V. Hinrichsen: „Metalloxid-Ableiter - Grundlagen“, 3. Auflage, Berlin und Darmstadt, 2011
- [Ive07] E. Ivers-Tiffée, W. von Münch: „Werkstoffe der Elektrotechnik“, 10. überarbeitete und erweiterte Auflage, Wiesbaden: Teubner Verlag, 2007, ISBN: 3-835-10052-1

- [Kau08] M. Kaufhold, J. Weidner, F. Kielmann, J. Speck: „Nutzung nichtlinearer dielektrischer Werkstoffeigenschaften in Isoliersystemen rotierender elektrischer Maschinen – Anforderungen, Design, Betriebserfahrungen“. In: *ETG-Fachbericht 110: Werkstoffe mit nichtlinearen Elektrischen Eigenschaften*. ETG Workshop am 13. März 2008 in Stuttgart, VDE Verlag Berlin Offenbach 2008, S. 87 - 96, ISBN: 978-3-8007-3080-3
- [Kau94] M. Kaufhold: „Elektrisches Verhalten der Windungsisolierung von Niederspannungsmaschinen bei Speisung durch Pulsumrichter“, Dissertation TU Dresden: VDI-Verlag Düsseldorf, 1994, ISBN: 3-18-317221-6
- [Küc09] A. Küchler: „Hochspannungstechnik - Grundlagen - Technologie - Anwendungen“, 3. neu bearbeitete und erweiterte Auflage, Heidelberg, Dordrecht, London, New York: Springer Verlag, 2009, ISBN: 3-540-78413-5
- [Küp04] K. Küpfmüller, W. Mathis, A. Reibiger: „Theoretische Elektrotechnik - Eine Einführung“, 16. vollständig neu bearbeitete und aktualisierte Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2004, ISBN: 3-540-20792-9
- [Lev76] L. M. Levinson, H. R. Philipp: „AC Properties of metal-oxide varistors“. *Journal of Applied Physics*, Band 76, Nr. 3 (1976), S. 1117-1122
- [Mag09a] O. Magdun, A. Binder, C. Purcarea, A. Rocks: „High-frequency induction machine models for calculation and prediction of common mode stator ground currents in electric drive systems“. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Barcelona (Spanien), September 2009
- [Mag09b] O. Magdun, A. Binder, C. Purcarea, A. Rocks, B. Funieru: „Modeling of Asymmetrical Cables for an Accurate Calculation of Common Mode Ground Currents“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition*. San Jose (USA), September 2009
- [Mag13a] O. Magdun: „Calculation of High-Frequency Current Distributions in Inverter-Fed Electrical Machines“, Dissertation TU Darmstadt: Shaker Verlag Aachen, 2013, ISBN: 978-3-8440-1694-9
- [Mak02] J. J. Makosz, P. Urbanowicz: „Relaxation and Resonance Absorption in Dielectrics“. *Zeitschrift für Naturforschung*, Band 57a, S. 119-125 Tübingen,
- [Mar13] R. Marenbach, D. Nelles, C. Tuttas: „Elektrische Energietechnik“, 2. Auflage, Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013, ISBN: 3-8348-2190-4

- [Mic11] M. Michel: „Leistungselektronik - Einführung in Schaltungen und deren Verhalten“, 5. bearbeitete und ergänzte Auflage, Heidelberg, Dordrecht, London, NewYork: Springer Verlag, 2011, ISBN: 3-642-15984-8
- [Mir00] A. M. Miri: „Ausgleichsvorgänge in Elektroenergiesystemen - Mathematische Einführung, elektromagnetische und elektromechanische Vorgänge“, 1. Auflage, Berlin, Heidelberg, New York, Barcelona, Hongkong, London, Paris, Singapur, Tokio: Springer Verlag, 2000, ISBN: 3-540-67735-6
- [Mül08] D. Mülleger, J. Kindersberger: „Temperature Dependent Electrical Characteristic of ZnO Microvaristor Powder“. In: *ETG-Fachbericht 110: Werkstoffe mit nichtlinearen dielektrischen Eigenschaften*. ETG-Workshop am 13. März 2008 in Stuttgart, VDE Verlag Berlin Offenbach 2008, S. 45 - 48, ISBN: 978-3-8007-3080-3
- [Mül09] D. Mülleger, J. Kindersberger: „Elektrische Eigenschaften von Mikrovaristorwerkstoffen“. In: *RCC Fachtagung "Werkstoffe - Forschung und Entwicklung neuer Technologien zur Anwendung in der elektrischen Energietechnik"*. Berlin, Mai 2009
- [Mül12] D. Mülleger: „Untersuchung und Simulation der elektrischen Eigenschaften von Mikrovaristormaterialien“, Dissertation TU München: Der andere Verlag, 2012, ISBN: 978-3-86247-314-4
- [Norm1] IEC 60099-4: „Überspannungsableiter - Teil 4: Metalloxidableiter ohne Funkenstrecken für Wechselspannungsnetze“
- [Norm2] IEC 60099-5: „Überspannungsableiter - Teil 5: Anleitung für die Auswahl und die Anwendung“
- [Norm3] DIN EN 60034-30, VDE 0530-30:2009-08: „Drehende Elektrische Maschinen Teil 30: Wirkungsgrad-Klassifizierung von Drehstrommotoren mit Käfigläufern, ausgenommen polumschaltbare Motoren“
- [Pes98] E. F. Peschke, R. v. Olshausen: „Kabelanlagen für Hoch- und Höchstspannung“, 1. Auflage, München: Publicis MCD Verlag, 1998, ISBN: 3-89578-057-X
- [Roc07] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Application of varistors for overvoltage protection of machine windings in inverter-fed drives“. In: *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*. Krakau (Polen), September 2007

- [Roc08] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Effect of varistors for overvoltage protection in inverter-fed drives on the voltage distribution in the stator winding“. In: *Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on Electrical Insulation.*, S. 627-627 Vancouver (Kanada), Juni 2008
- [Roc09a] A. Rocks: „Einsatz von Metalloxid-Varistoren zum Überspannungsschutz pulsumrichtergespeister Drehfeldmaschinen“, Dissertation TU Darmstadt, 2009
- [Roc09b] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Accelerated ageing test for metal-oxide varistors used for overvoltage protection in inverter-fed drives“. In: *XVI International Symposium on High Voltage Engineering*. Johannesburg (Südafrika), August 2009
- [Rüd62] R. Rüdberg: „Elektrische Wanderwellen auf Leitungen und Wicklungen von Starkstromanlagen“, 4. Auflage: Springer Verlag, 1962, ISBN: 3-662-25878-1
- [Sai08] L. Saint-Macary: „Synthèse, mise en forme et caractérisation de matériaux à base de nanoparticules d’oxyde de zinc pour la réalisation de varistances intégrées“, Thèse Université de Toulouse, 2008
- [Schäf09] U. Schäfer: „Elektrische Maschinen“, Skriptum TU Berlin, 2009
- [Sei08] J. Seifert, V. Hinrichsen, J. Debus: „Einsatz von Feldsteuermaterialien in Hochspannungsisolatoren - Potentiale und Risiken“. In: *ETG-Fachbericht 110: Werkstoffe mit nichtlinearen dielektrischen Eigenschaften*. ETG-Workshop am 13. März 2008 in Stuttgart, VDE Verlag Berlin Offenbach 2008, S. 75 - 86, ISBN: 978-3-8007-3080-3
- [Sen12] F. Senn: „Charakterisierung der nichtlinearen Widerstandseigenschaften von Endenglimmschutzsystemen rotierender Hochspannungsmaschinen“. *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, Band 129, Nr. 5 (2012), S. 306-313
- [Sie06] T. Sienk: „Geregelte Antriebe braucht das Land“. In: *Fachzeitschrift Chemie Technik.*, S. 96 - 97 April 2006
- [Spr09] Eckhard Spring: „Elektrische Maschinen - Eine Einführung“, 3. Auflage, Heidelberg: Springer-Verlag, 2009, ISBN: 978-3-642-00884-9
- [Ste05] K. Steinbrich: „Untersuchungen zum frequenzabhängigen Übertragungsverhalten von Energiekabeln“, Dissertation Universität Duisburg Essen, 2005

- [Sto04] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, H. Dhiran: „Electrical Insulation for rotating machines - Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair“, Piscataway (USA): IEEE Press, 2004, ISBN: 0-471-44506-1
- [Sto09] J. Stolz, B. Gutheil, P. Weiß: „Microvaristor filled silicone elastomeres - Advantages and restraints of principal adaptability“. In: *16th International Symposium on High Voltage Engineering*. Johannesburg (Südafrika), August 2009
- [Tek14] Tektronix: „Datenblatt zum Hochspannungstastopf“ <<http://de.tek.com>> (Abgerufen am: 05. August 2014).
- [Tel14] Teledyne LeCroy: „Bedienungsanleitung für das Oszilloskop“ <<http://www.teledynelecroy.com>> (Abgerufen am: 05. August 2014).
- [Ten11a] M. Tenzer, V. Hinrichsen: „Investigations on microvaristors as functional fillers in insulation systems for HVDC Applications“. In: *XVII International Symposium on High Voltage Engineering*. Hannover, August 2011
- [Ten11b] M. Tenzer, V. Hinrichsen: „Investigations on Microvaristor-Filled Polymeric Insulating Materials Focused on DC Applications“. In: *22 nd Nordic Insulation Symposium* Tampere (Finnland),
- [Ten15] M. Tenzer: „Funktionell gefüllte Isolierwerkstoffe für Hochfeld-Gleichspannungs-Isoliersysteme in kompakten gasisolierten Anlagen“, Dissertation TU Darmstadt: Dr. Hut Verlag, 2015, ISBN: 978-3-8439-2068-1
- [Was94] R. Waser: „Werkstoffe und Bauelemente der Elektrotechnik, Teil 5: Keramik“, Stuttgart: Teubner Verlag, 1994, ISBN: 978-3-663-05977-6
- [Wor09] T. Worzyk: „Submarine Power Cables - Design, Installation, Repair, Environmental Aspects“, 1. Auflage, Berlin, Heidelberg: Springer Verlag, 2009, ISBN: 3-642-01269-8
- [You07] J. L. Young, R. S. Adams: „On the Time Integration of Maxwell's Equations Associated With Debye Relaxation Processes“. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Band 55, Nr. 8 (2007)
- [Zac10] F. Zach: „Leistungselektronik - Ein Handbuch“, 4. vollständig überarbeitete und erweiterte Auflage, Wien, New York: Springer Verlag, 2010, ISBN: 3-211-89213-3

- [ZVE13] ZVEI: Elektrische Antriebe – Energieeffizienz wird zunehmend reglementiert (2013) <<http://www.zvei.org>> (Abgerufen am: 01. August 2014).

Eigene Veröffentlichungen

- [Bla11] S. Blatt, V. Hinrichsen: „Effects of Microvaristors in the Insulation of Inverter Fed Drives“. In: *XVII International Symposium on High Voltage Engineering*. Hannover, August 2011
- [Bla15] S. Blatt, V. Hinrichsen: „Mathematical model for numerical simulation of current density in microvaristor filled insulation materials“. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. Band 22, Nr. 2, S. 1161 - 1170, April 2015
- [Mag13b] O. Magdun, S. Blatt, A. Binder: „Calculation of stator winding parameters to predict the voltage distributions in inverter fed AC machines“. In: *9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*. Valencia, Spanien, August 2013

Im Zuge dieser Arbeit angefertigte studentische Arbeiten

- [Ber12] M. Berninger: „Bestimmung nichtlinearer Materialparameter von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen“, Studienarbeit (Nr. 1889) bearbeitet vom 15. Mai 2012 bis zum 15. August 2012
- [Kum13] R. Kumpf: „Erstellung eines Simulationsmodells einer 240-kW-Maschine und Untersuchung der Auswirkungen von nichtlinearen Isoliermaterialien auf die Spannungsverteilung“, Studienarbeit (Nr. 1903) bearbeitet vom 01. Oktober 2012 bis zum 28. Februar 2013
- [Woog12] D. Woog: „Untersuchung der Teilentladungsfestigkeit von mikrovaristorgefüllten Isolierstoffen“, Bachelorarbeit (1897) bearbeitet vom 15. Mai 2012 bis zum 2012. Oktober 2012

Lebenslauf

Sébastien Blatt
geboren am 20.10.1981
in Frankfurt am Main



Werdegang

- | | |
|-------------------|--|
| Seit 08/2015 | Entwicklungsingenieur bei Tesat-Spacecom GmbH & Co. KG |
| 03/2009 – 02/2014 | Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Technischen Universität Darmstadt am Fachgebiet Hochspannungstechnik |
| 07/2009 – 12/2009 | Diplomarbeit an der Technischen Universität Darmstadt am Fachgebiet Hochspannungstechnik |
| 10/2002 – 01/2009 | Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik mit dem Schwerpunkt Elektrische Energiesysteme an der Technischen Universität Darmstadt |
| 12/2007 – 03/2008 | Praktikum bei der DB Energie in Frankfurt am Main |
| 07/2001 – 05/2002 | Zivildienst in der Seniorenresidenz Mainpark in Frankfurt am Main |
| 06/2001 | Erlangung der allgemeinen Hochschulreife (Abitur) an der Freiherr-vom-Stein Schule in Frankfurt am Main |

13. November 2015

Erklärung laut § 9 PromO

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Dissertation allein und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur verfasst habe. Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, den 18. März 2015

Sébastien Blatt