

# Lebensdauerabschätzung von Wicklungsisolierstoffsystemen in SiC-betriebenen elektrischen Niederspannungsmaschinen

F. Pauli, L. Yang, M. Schröder, K. Hameyer

Das Wicklungssystem von umrichter gespeisten elektrischen Maschinen ist besonderen elektrischen Belastungen ausgesetzt, welche aus dem Überschwingverhalten und der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Spannung resultieren. Durch kürzer werdende Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten ( $du/dt$ ), wie sie beim Einsatz von SiC-Umrichtern auftreten können, nimmt die Spannungsbelastung der Wicklung zu. Gleichzeitig werden in elektrischen Fahrzeugen immer höhere Zwischenkreisspannungen verwendet. Durch diese steigenden Anforderungen kann es auch in herkömmlichen Wicklungssystemen von Niederspannungsmaschinen zu Teilentladungen kommen, und das elektrische Isoliersystem kann innerhalb kurzer Zeit ausfallen. Es existieren zwei Möglichkeiten, diese Art von Frühausfällen zu vermeiden. Durch höhere Isolierschichtdicken einerseits bleibt die Wicklung auch bei höheren Spannungen teilentladungsfrei, allerdings reduziert sich dadurch der Kupferfüllfaktor. Eine andere Möglichkeit ist das Verwenden von Materialien, die Teilentladungen länger standhalten können. Um das Potential dieser teilentladungsresistenten Materialien abzuschätzen, werden in diesem Beitrag die Einflüsse der Umrichterspannung auf das Teilentladungsverhalten und die Lebensdauer der Isolierung identifiziert.

Schlüsselwörter: Elektrische Maschine; Teilentladungen; Isoliersystem; SiC-Umrichter

## **Life time estimation of winding insulation systems in sic operated low voltage electrical machines.**

*The winding system of inverter-fed electrical machines is exposed to high electric loads resulting from the overshoot behavior and the finite propagation speed of the voltage. The electrical load on the winding increases as a result of shorter voltage slew rates ( $du/dt$ ) that occur due to SiC-converters. At the same time, increasing DC-link voltages are being used in electric vehicles. With these increased requirements, conventional winding systems of low voltage electrical machines are no longer free of partial discharge and can fail within a short time. There are two ways to avoid this type of failure. Due to thicker insulating layers, and thus a reduced slot space for the conductors, the winding is partial discharge-free at higher voltages. Another possibility is to use materials that can withstand partial discharges longer. In order to estimate the potential of these resistant materials, the influences of the inverter voltage on the partial discharge behavior and the life time of the insulation are identified below.*

Keywords: electrical machine; partial discharge; insulation system; SiC-inverter

Eingegangen am 23. November 2018, angenommen am 6. Februar 2019, online publiziert am 28. Februar 2019  
© Springer-Verlag GmbH Austria, ein Teil von Springer Nature 2019



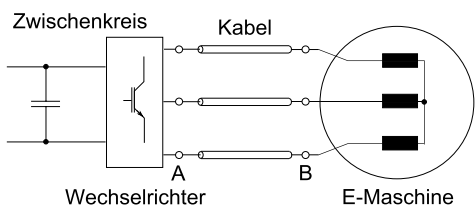
## 1. Einleitung

Mit der zunehmenden Elektrifizierung im Automobilbereich steigt auch der Bedarf an hocheffizienten Leistungshalbleitern für Elektrofahrzeuge. So ist es naheliegend, die Vorteile von Siliziumkarbid (SiC), gegenüber konventionellen Halbleitern aus Silizium, nicht nur in industriellen Applikationen, sondern auch im Automobil zu nutzen. SiC-Umrichter sind aufgrund geringerer Verlustleistungen, höherer Schaltfrequenzen und höherer Überstromfähigkeit eine vielversprechende Option für den künftigen Einsatz im Antriebsstrang elektrischer Automobile [1]. Die Schaltzeiten welche mit SiC-Halbleitern erreicht werden können, sind bedeutend kürzer als bei vergleichbaren siliziumbasierten Bauteilen. Ein Überschwingen der Spannung tritt insbesondere bei langen Zuleitungen zwischen Umrichter und elektrischer Maschine auf. Schnellere Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten ( $du/dt$ ) verschärfen diese Problematik. Gleichzeitig sollen höhere Zwischenkreisspannungen für größere Ladeleistungen in elektrischen Fahrzeugen sorgen [2]. Für künftige Generationen von Traktionsmaschinen werden daher deutlich höhere Spannungen im Wicklungssystem erwartet. Diese elektrischen Be-

lastungen sorgen in Kombination mit anwendungsspezifischen Belastungen durch Temperatur, Vibration oder Umweltbedingungen zu einer verkürzten Lebensdauer des Isoliersystems [3, 4].

Höhere elektrische Spannungen führen zu einer Erhöhung des elektrischen Feldes. Das Überschreiten einer Mindestfeldstärke gilt dabei als Voraussetzung für Lawinenentladungsprozesse [5]. Überbrücken diese Entladungsprozesse nur einen Teil der Isolationsstrecke werden diese als Teilentladungen bezeichnet. In [6] wird der Zusammenhang zwischen dem Auftreten von Entladungsprozessen und der elektrischen Feldstärke für eine Materialkombination aus Umgebungsluft und Polyamidimid, einem Isoliermaterial für Kupfer-

**Pauli, Florian**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland (E-Mail: [florian.pauli@iem.rwth-aachen.de](mailto:florian.pauli@iem.rwth-aachen.de)); **Yang, Ligu**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland; **Schröder, Michael**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland (E-Mail: [michael.schroeder@iem.rwth-aachen.de](mailto:michael.schroeder@iem.rwth-aachen.de)); **Hameyer, Kay**, Institut für Elektrische Maschinen (IEM), RWTH Aachen University, Schinkelstraße 4, 52062 Aachen, Deutschland



**Abb. 1. Aufbau eines elektrischen Antriebes bestehend aus einer umrichtergespeisten Drehfeldmaschine**

lackdrähte in Niederspannungsmotoren, untersucht. Isoliersysteme in Niederspannungsmaschinen sind bisher nicht dazu ausgelegt Teilentladungen standzuhalten. Die eingesetzten organischen Materialien altern in diesem Zustand so schnell, dass es im Isoliersystem innerhalb weniger Stunden zum Durchschlag kommt und das Isoliersystem somit versagt. In [7] und [8] werden hierzu Alterungsversuche an Drillleitern (im Englischen: Twisted Pair) vorgenommen. Die verwendeten Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten ( $du/dt$ ) liegen dort allerdings noch deutlich unter den mit SiC-Umrichtern möglichen Anstiegsgeschwindigkeiten. Die erreichten Lebensdauern verdeutlichen, dass in Wicklungssystemen mit herkömmlichen Isoliermaterialien die Teilentladungseinsetzspannung zu keinem Zeitpunkt überschritten werden darf.

Das Überschwingen der Spannung kann durch Hochfrequenzmodelle des Antriebssystems genauer quantifiziert werden. Hier werden sogenannte Lumped-Parameter-Modelle verwendet, in denen das hochfrequente Verhalten der Wicklung durch ein elektrisches Ersatzschaltbild mit mehreren diskreten, konzentrierten Komponenten dargestellt wird. Die Parametrierung dieser Komponenten kann wie in [9] auf Messdaten basieren oder durch die Wicklungsgeometrie und Materialparameter bestimmt werden. Auf eine Maschinengeometrie angewandt, lässt sich mit den hochfrequenten Wicklungsmodellen die maximale Spannung zwischen benachbarten Leitern vorhersagen. Durch Messungen an Drillleitern kann dann vorhergesagt werden, bis zu welchen Zwischenkreisspannungen die elektrische Maschine teilentladungsfrei ist.

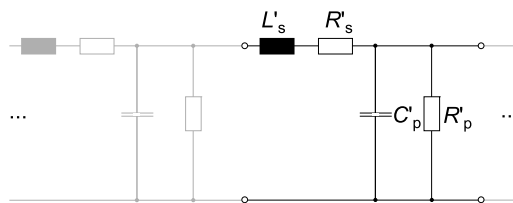
Moderne Isoliermaterialien, die aus Polymeren vermischt mit Nanopartikeln bestehen, weisen deutlich längere Lebensdauern auf. Um abschätzen zu können, inwieweit diese Materialien für den Einsatz unter dem Einfluss von Teilentladungen geeignet sind, wird in diesem Beitrag die Lebensdauer von Drillleiterproben bei elektrischer Alterung bestimmt. Dazu wird ein ähnlicher Aufbau wie in [10] verwendet und erweitert.

**2. Einfluss geschalteter Spannungen auf die Wicklungen elektrischer Maschinen**

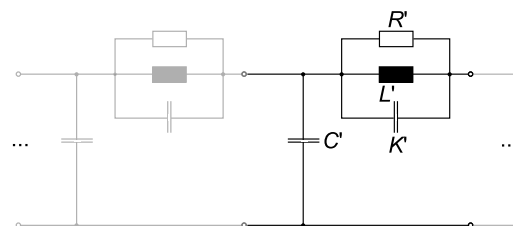
Im Antriebsstrang eines elektrischen Fahrzeugs wird die Spannung für die elektrische Maschine durch einen Wechselrichter bereitgestellt. Dieser ist über Zuleitungen mit der Maschine verbunden, so dass sich ein Aufbau wie in Abb. 1 ergibt.

Sowohl die Wicklungen der elektrischen Maschine als auch die Zuleitungen haben dabei Kapazitäts- und Induktivitätsbeläge, welche das hochfrequente Verhalten der Maschine beschreiben. In Abb. 2 sind die Ersatzschaltbilder dargestellt, mit deren Hilfe sich die Impedanzen von Leitung (a) und Wicklung (b) abbilden lassen [9, 11].

Das Verhalten der Leitung beziehungsweise der Wicklung lässt sich durch eine Reihenschaltung von den abgebildeten Anordnungen für ein infinitesimal kurzes Leitungsstück beschreiben. Da sowohl kapazitive als auch induktive Elemente vorhanden sind, entsteht ein schwingungsfähiges System. Ein Sprung der Eingangsspannung an den Klemmen A in Abb. 1 führt zu einem Überschwingen

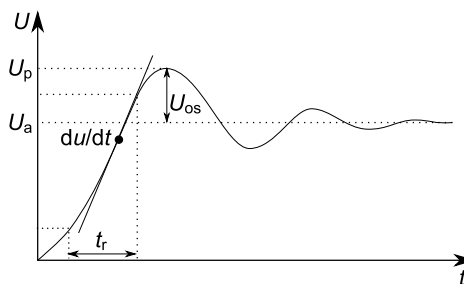


(a) Ersatzschaltbild eines infinitesimal kurzen Stückes der Leitung.

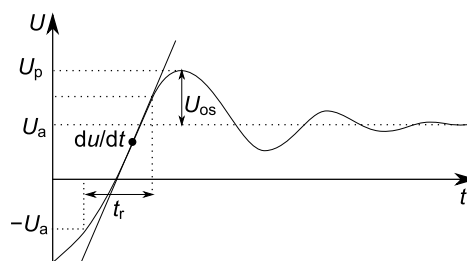


(b) Ersatzschaltbild eines infinitesimal kurzen Stückes der Wicklung.

**Abb. 2. Ersatzschaltbilder zur Modellierung des Hochfrequenzverhaltens von Leitung und Wicklung**



(a) Unipolarer Spannungssprung.

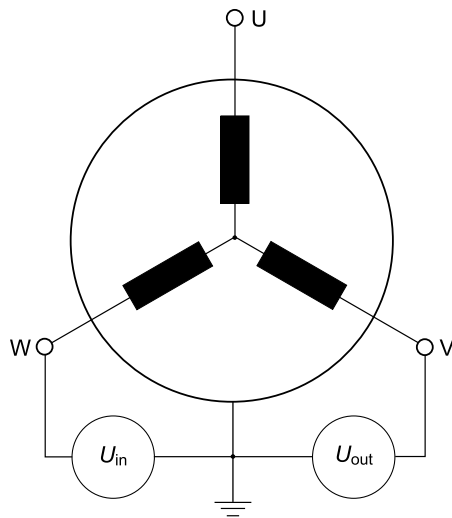


(b) Bipolarer Spannungssprung.

**Abb. 3. Nomenklatur eines Überschwingvorganges**

der Spannung an den Klemmen B. Abb. 3 zeigt einen solchen exemplarischen Überschwingvorgang mit

- dem Maximalwert der Spannung  $U_p$ ,
- der Spannung  $U_a$  im eingeschwungenen Zustand,
- der Überschwingspannung  $U_{os}$ ,
- der Anstiegszeit  $t_r$  und
- der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$ .



**Abb. 4. Messaufbau zum Bestimmen der Sprungantwort**

Die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  bezeichnet dabei die größte auftretende Änderungsrate der Spannung  $U$  während des Schaltvorganges:

$$du/dt = \max(dU(t)/dt) . \tag{1}$$

An den Klemmen der elektrischen Maschine finden bei der Verwendung langer Kabel Überschwingvorgänge statt [12]. Insbesondere bei Traktionsanwendungen werden darum Wechselrichter und Maschine mit sehr kurzen Kabeln (in der Größenordnung weniger Zentimeter) verbunden, oder Maschine und Wechselrichter werden in ein Gehäuse integriert, so dass ein Kabel ganz entfällt. Diese Situation wird im Folgenden anhand einer Maschine mit Steckspulen (im Englischen: Hairpins) mit dem Modell aus Abb. 2 nachgebildet. Die Auswirkung verschiedener Spannungsanstiegszeiten auf den zeitlichen Verlauf der Spannung zwischen den einzelnen Windungen wird gezeigt.

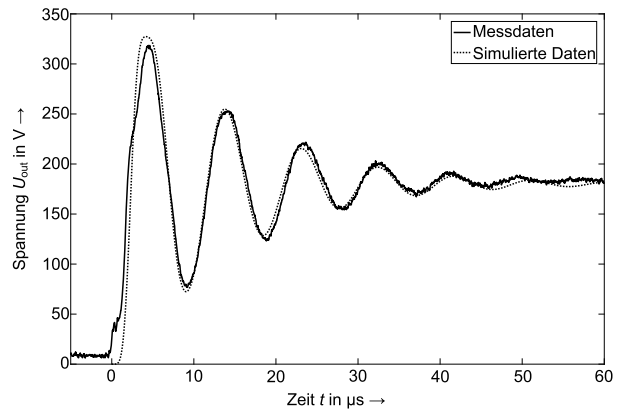
**2.1 Modellierung der Wicklung**

Die Kapazitätsbeläge  $C'$  und  $K'$  aus dem Ersatzschaltbild in Abb. 2(b) können aus geometrischen Größen abgeleitet werden. Hierzu wird ein elektrostatisches zweidimensionales Finite-Elemente-Modell der Nut mit den einzelnen Leitern verwendet. Kapazitive Kopplungen im Wickelkopf werden nicht betrachtet. Um Widerstands- und Induktivitätsbelag zu bestimmen, wird die Sprungantwort des Stators gemessen. Dazu wird der Messaufbau aus Abb. 4 verwendet.

Der Spannungssprung an den Eingangsklemmen sollte eine möglichst kurze Anstiegszeit haben. Als Spannungsquelle wird aus diesem Grund ein kommerzieller Statorentester verwendet, welcher Pulsspannungen bereitstellen kann. Die Spannungsanstiegszeit beträgt  $t_r = 0,2 \mu s$  bei einer Spannungsanstiegs geschwindigkeit von  $du/dt = 10 \text{ kV}/\mu s$ . Die Ausgangsspannung wird mit einem Oszilloskop und einem Hochspannungstastkopf mit einer Bandbreite von 100 MHz gemessen. Die gemessene Sprungantwort ist in Abb. 5 dargestellt.

Das hochfrequente Wicklungsmodell, welches in Abb. 2(b) als elektrisches Ersatzschaltbild dargestellt ist, lässt sich wie in [9] auch als Differentialgleichung formulieren:

$$\frac{1}{R'} \frac{\partial^3 u(x,t)}{\partial x^2 \partial t} + K' \frac{\partial^4 u(x,t)}{\partial x^2 \partial t^2} + \frac{1}{L'} \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} = C' \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial t^2} . \tag{2}$$



**Abb. 5. Gemessene und simulierte Sprungantwort für den Aufbau in Abb. 4**

**Tab. 1. Parameter des Hochfrequenzmodells**

Parameter	Wert
$L'$	0,113 $\mu H/m$
$C'$	0,20 $\mu F/m$
$K'$	7,8 nF/m
$R'$	0,5227 $\Omega/m$

Dabei sind  $C'$  und  $K'$  die Kapazitätsbeläge sowie  $R'$  und  $L'$  Widerstands- beziehungsweise Induktivitätsbelag des Ersatzschaltbildes.  $u(x, t)$  beschreibt die auf die Eingangsspannung normierte Spannung an der Position  $x$  zum Zeitpunkt  $t$ . Durch Separierung lässt sich (2) mit

$$u(x, t) = 1 + \sum_n \left( X_n \sin(\lambda_n x) e^{-d_n t} \cdot \left( \frac{d_n}{\omega_n} \sin(\omega_n t) + \cos(\omega_n t) \right) \right) \tag{3}$$

lösen. Die Amplitude  $X_n$ , die Wellenzahl  $\lambda_n$ , die Kreisfrequenz  $\omega_n$  und die Dämpfung  $d_n$  der  $n$ -ten Ordnung sind dabei gegeben durch:

$$X_n = \frac{-4}{n\pi} \frac{C'K'}{\lambda_n^2 + C'/K'} , \tag{4}$$

$$\lambda_n = \left( \frac{n\pi}{2l} \right) , \tag{5}$$

$$\omega_n = \frac{\lambda_n}{\sqrt{L'(C' + \lambda_n^2 K')}} \text{ und} \tag{6}$$

$$d_n = \frac{\lambda_n^2}{2R'(C' + \lambda_n^2 K')} . \tag{7}$$

Dabei entspricht  $l$  der Länge der Wicklung. Da die Kapazitätsbeläge  $K'$  und  $C'$  bekannt sind, können die Induktivität  $L'$  aus (6) und der Widerstand  $R'$  aus (7) ermittelt werden. Die Winkelgeschwindigkeit sowie die Dämpfungskonstante können aus der Sprungantwort ermittelt werden.

Abb. 5 zeigt die gemessene sowie die simulierte Sprungantwort. Beide Verläufe zeigen gute Übereinstimmung.

Die Parameter für das Ersatzschaltbild aus Abb. 2(b) können Tab. 1 entnommen werden.

Mit dem auf diese Weise erstellten Hochfrequenzmodell wird nun der Einfluss der Spannungsanstiegs geschwindigkeit auf die Spannungen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Windungen untersucht. In Abb. 6 ist der zeitliche Verlauf über der ersten Windung während des Schaltvorgangs des Umrichters dargestellt. Die

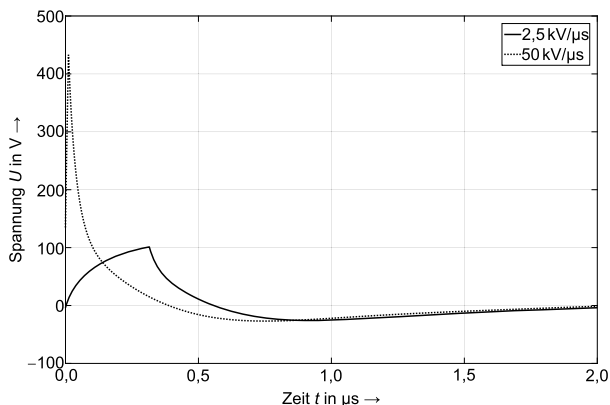


Abb. 6. Zeitlicher Verlauf des Spannungsabfalls über der ersten Windung für eine Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt = 2,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$  bzw.  $50 \text{ kV}/\mu\text{s}$

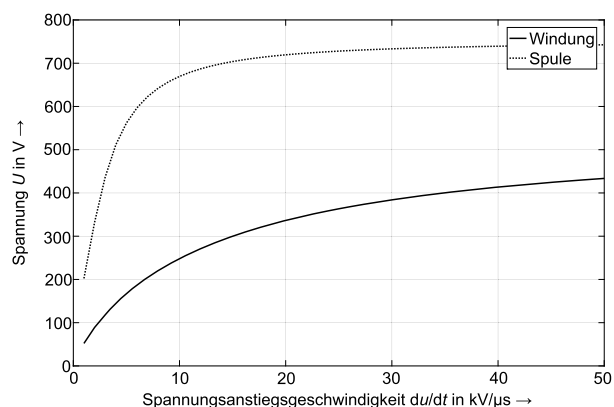


Abb. 7. Maximaler Spannungsabfall über der ersten Windung bzw. der ersten Spule in Abhängigkeit von der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$

Anstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt = 50 \text{ kV}/\mu\text{s}$  repräsentiert dabei einen schnell schaltenden Wechselrichter mit SiC-Halbleitern, während die geringere Anstiegsgeschwindigkeit von  $du/dt = 2,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$  einen langsam schaltenden IGBT-Umrichter repräsentiert.

In Abb. 7 ist das Maximum des Spannungsabfalls, der über einer Windung bzw. einer Spule entsteht in Abhängigkeit der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  dargestellt. Über der ersten Windung fällt ab  $du/dt = 35 \text{ kV}/\mu\text{s}$  mehr als die halbe Zwischenkreisspannung ab. Die Potentialdifferenz zwischen Ein- und Ausgang einer Spule beträgt bereits bei  $du/dt = 20 \text{ kV}/\mu\text{s}$  90% der Zwischenkreisspannung.

### 3. Teilentladungsphänomene

Übersteigt die Spannung zwischen zwei benachbarten Leitern in der Nut oder im Wickelkopf einen Schwellwert, finden in der Wicklung Teilentladungen statt. Dies sind Gasentladungen zwischen den Oberflächen zweier lackisolierter Leiter oder in Luft einschlüssen innerhalb der Imprägnierung. Wird ein Elektron im elektrischen Feld einer Elektrodenanordnung (siehe Abb. 8) beschleunigt und stößt dann mit einer ausreichenden kinetischen Energie auf ein Atom des umgebenden Gases, findet eine Stoßionisation statt. Dadurch werden neue Ladungsträger generiert und es baut sich ein leitender Kanal auf.

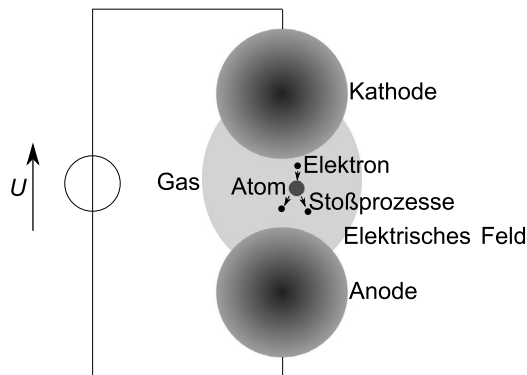


Abb. 8. Elektrodenanordnung zur Bestimmung der Paschenkurve

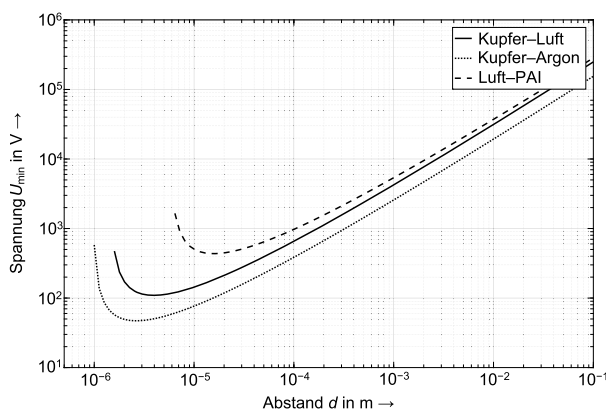


Abb. 9. Paschenkurve für verschieden Materialkombinationen

### 3.1 Berechnung der Teilentladungseinsetzspannung

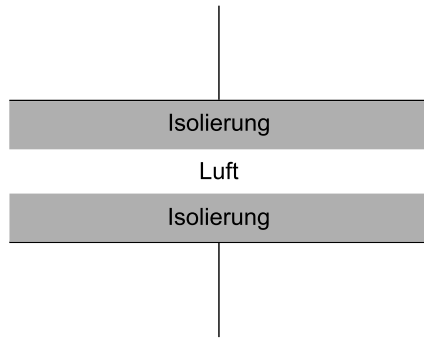
Die Mindestspannung, welche für einen Gasentladungsprozess zwischen zwei Elektroden notwendig ist, wird durch das Paschen-Gesetz beschrieben. Die Mindestspannung lässt sich durch die sogenannte Townsendgleichung

$$U_{\min} = \frac{B \cdot p \cdot d}{\ln(A \cdot p \cdot d) - \ln(\ln(1 + \gamma^{-1}))}, \quad (8)$$

mit dem Gasdruck  $p$ , dem Elektrodenabstand  $d$ , den Parametern  $A$  und  $B$ , welche von den Eigenschaften des Gases abhängen, sowie dem zweiten Townsendkoeffizienten  $\gamma$  beschreiben. Letzterer beschreibt die Rückwirkung der Kathode und ist von den Eigenschaften des Kathodenmaterials und des Gases abhängig.

In Abb. 9 ist die Zündspannung für verschiedene Gas-Kathoden-Kombinationen bei Normaldruck abgebildet. Die Paschenkurve lässt sich dabei in drei Bereiche unterteilen. Für große Abstände zwischen den Elektroden nimmt die Spannung annähernd linear mit dem Abstand zu, da hier die elektrische Feldstärke maßgeblich dafür ist, ob ein Elektron hinreichend kinetische Energie bis zum Stoß mit einem Gasmolekül aufnehmen kann. Bei sehr kleinen Abständen steigt die Mindestspannung wieder, da hier das Elektron auf die Anode trifft, bevor es genügend Energie für eine Stoßionisation aufnehmen kann. Dazwischen gibt es einen Übergangsbereich, in welchem sich das Paschenminimum befindet.

Die Materialpaarung Luft-Polyamidimid (PAI) zeigt dabei bei einer Spannung von  $U_{\min} = 436 \text{ V}$  und einem Abstand von  $d = 16 \mu\text{m}$  ihr Minimum (Abb. 9). Um die zu erwartende Teilentladungseinsetzspannung zu berechnen, wird im Folgenden die Annahme getroffen, dass an einer Stelle im Isoliersystem, der Abstand zwischen zwei Leitern dem Elektrodenabstand aus dem Paschenminimum entspricht.



**Abb. 10.** Ersatzanordnung der betrachteten Leiter als Plattenkondensator zur Bestimmung der maximal zulässigen Leiter-Leiter-Spannung

**Tab. 2.** Parameter des untersuchten Drahtes

Parameter	Wert
Hersteller	Dahréntråd
Produktname	Damid 200
Temperaturindex	200 °C
Grad	2
Mittlere Lackschichtdicke	39,25 µm
Durchmesser	1 mm

Die Spannung im Paschenminimum  $U_{Paschen}$  entspricht in einer Anordnung aus zwei beschichteten Kupferleitern der Potentialdifferenz zwischen den Isolierstoffoberflächen. Die Spannung  $U_{Leiter-Leiter}$ , welche in diesem Fall zwischen zwei Leitern anliegt wird durch den Aufbau eines idealisierter Plattenkondensator mit einem geschichteten Dielektrikum aus Polyamidimid und Luft berechnet (Abb. 10). Für die Betrachtung werden die Daten eines Standardlackdrahtes (Tab. 2) genutzt. Dieser wird im weiteren Verlauf auch für die Messung der Teilentladungseinsetzspannung sowie die elektrische Alterung verwendet.

Die Schichtdicke des Polyamidimid  $d_{iso}$  beträgt jeweils 39,25 µm, die Schichtdicke der Luft  $d_{Luft} = 16$  µm. Mit

$$U_{Leiter-Leiter} = U_{Paschen} \cdot \left( 1 + \frac{2d_{iso}}{\epsilon_{r,iso} \cdot d_{Luft}} \right) \quad (9)$$

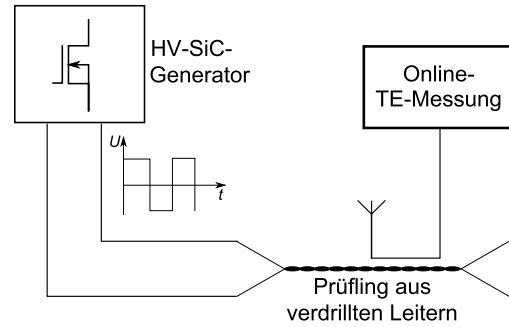
werden Teilentladungen ab einer Spannung von 922 V erwartet.  $\epsilon_{r,iso}$  bezeichnet die relative Permittivität der Isolierschicht. Der Wert von  $\epsilon_{r,iso} = 4,4$  wird aus einem Produktdatenblatt für Polyamidimid entnommen [17].

### 3.2 Messung der Teilentladungseinsetzspannung

Die Teilentladungseinsetzspannung wird an zehn Drillleiterproben bei einer bipolaren Pulsspannungsbelastung gemessen. Die hierzu benötigten Proben werden nach [16] gefertigt. Der Messaufbau ist in Abb. 11 dargestellt und an [10] angelehnt.

Die Daten der Ausgangsspannung des HV-SiC-Generators sind in Tab. 3 aufgeführt. Die Schädigungsparameter Spannung im eingeschwungenen Zustand  $U_a$ , Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  und Frequenz  $f$  lassen sich unabhängig voneinander einstellen.

Die Teilentladungseinsetzspannung wird gemessen, indem die Ausgangsspannung des Generators so lange erhöht wird, bis erste Teilentladungen detektiert werden. In Abb. 12 sind die Messergebnisse dargestellt. Die Mittelwerte der gemessenen Teilentladungsein- und -aussetzspannungen sind in Tab. 4 aufgelistet. Die niedrigste



**Abb. 11.** Messaufbau zur Bestimmung der Teilentladungseinsetzspannung

**Tab. 3.** Parameter der Ausgangsspannung des HV-SiC-Generators

Parameter	Wertebereich
Spannungsform	Bipolare Rechteckspannung
Spannung $U_a$	0 V...±1200 V
Anstiegszeit	40 ns...120 ns
Spannungsanstiegsgeschwindigkeit ( $du/dt$ )	10 kV/µs... 45 kV/µs
Frequenz	1 Hz...100 kHz

**Tab. 4.** Auftretende Spannungen in der Wicklung

Frequenz	Einsetzspannung	Aussetzspannung
10 kHz	950 V	896 V
20 kHz	956 V	832 V
40 kHz	947 V	773 V

gemessenen TE-Einsetzspannung liegt bei etwa 920 V und damit bemerkenswert nah an der theoretisch bestimmten Spannung von 922 V.

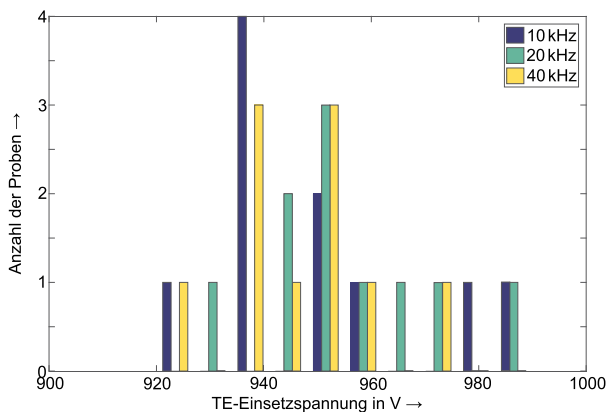
Die Teilentladungsaussetzspannungen weisen eine deutliche Frequenzabhängigkeit auf. Mögliche Ursachen für die Verringerung der Aussetzspannung bei hohen Frequenzen sind nicht abgeschlossene Rekombinationsprozesse nach jedem Schaltvorgang. Beim folgenden Puls ist die Wahrscheinlichkeit für das Vorhandensein eines initialen Ladungsträgers dementsprechend höher, was eine Teilentladung schon bei geringeren Spannungen begünstigt.

Der zeitliche Verlauf der Prüfspannung ist in Abb. 13 dargestellt. Auch hier findet ein Überschwingvorgang statt. Die gemessene Teilentladungseinsetzspannung entspricht der Spannung im eingeschwungenen Zustand  $U_a$ . Da es sich um eine bipolare Spannung handelt, lässt sich die maximale Spannung  $U_p$  mit

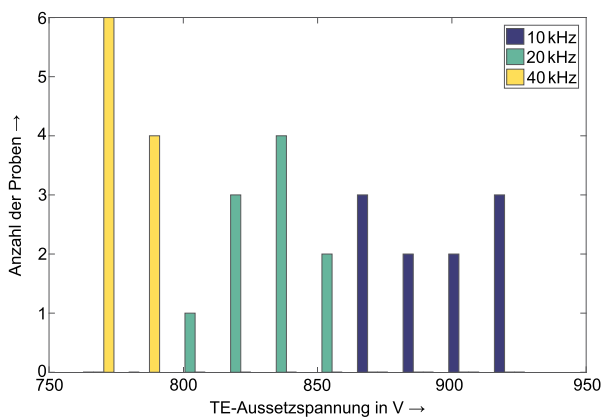
$$U_p = 2 \cdot F_O \cdot U_a - U_a \quad (10)$$

berechnen. Dabei ist  $F_O$  der Überschwingfaktor, welcher für die hier verwendeten Spannungsanstiegszeiten von  $t_r = 67$  µs einen Wert von 1,033 annimmt. Bei einer Spannung im eingeschwungenen Zustand von  $U_a = 1200$  V entspricht dies einer Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt = 29$  kV/µs.

Die gemessenen Teilentladungseinsetzspannungen liegen nur geringfügig über den Klemmspannungen und den simulierten Spannungen über eine Spule der hier betrachteten Maschine beim Betrieb an einem SiC-Umrichter mit 800 V. Die simulierten Spannungen zwischen zwei benachbarten Leitern liegen mit bis zu 427 V



(a) Teilentladungseinsetzspannungen.

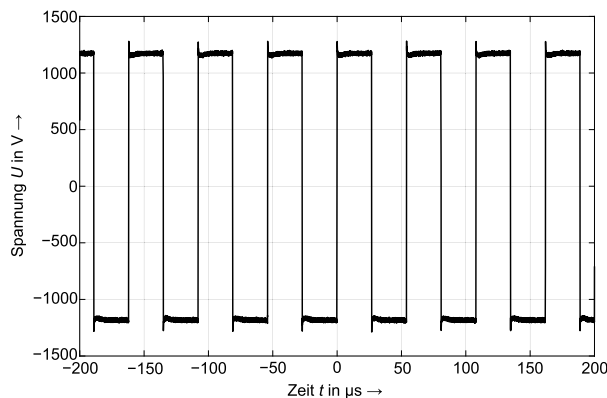


(b) Teilentladungsaussetzspannungen.

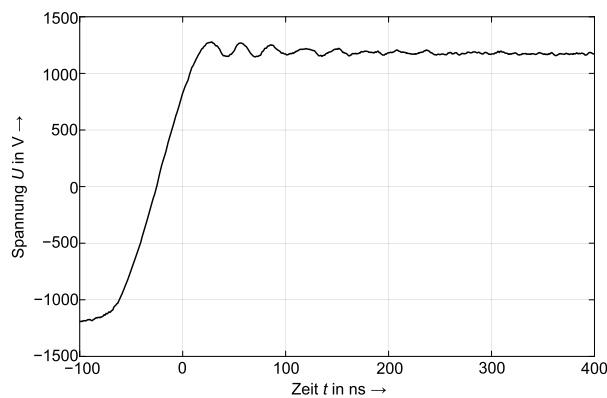
**Abb. 12. Gemessene Teilentladungsein- und -aussetzspannungen von zehn Drilleiterproben bei verschiedenen Frequenzen und einer Spannungsanstiegszeit von 67 ns (entspricht  $du/dt = 29 \text{ kV}/\mu\text{s}$  bei einem Spannungshub von  $\pm 1200 \text{ V}$ )**

deutlich niedriger als die ermittelten TE-Einsetzspannungen. Es ist allerdings zu berücksichtigen, dass die Messungen an nicht gealterten Proben bei Raumtemperatur durchgeführt werden. Nach [13] sind darum Sicherheitsfaktoren von 1,2 für die Alterung und 1,3 für die Betriebstemperatur der Wicklung zu berücksichtigen, welche durch Multiplikation einen Gesamtfaktor von 1,56 ergeben. Daraus errechnet sich für aufeinanderfolgende Leiter in der Nut eine Teilentladungseinsetzspannung von mindestens  $U = 666 \text{ V}$ , welche von allen Proben erreicht wird. Im Wickelkopf stehen jedoch Leiter verschiedener Wicklungsstränge in direkter Nachbarschaft zueinander. Hier kann die volle Zwischenkreisspannung zwischen unmittelbar benachbarten Leitern abfallen. Für eine Zwischenkreisspannung von 800 V dürfte die TE-Einsetzspannung der Proben 1248 V nicht unterschreiten, was jedoch bei allen Proben der Fall ist. Um eine stark beschleunigte Alterung des Isolierstoffsystems zu vermeiden gibt es hier zwei Möglichkeiten:

1. Verbesserte Leiterführung im Wickelkopf unter Berücksichtigung der auftretenden Potentialdifferenzen benachbarter Leiter und Einbringung zusätzlicher Isolierstoffe an den benötigten Stellen.
2. Verwendung von Isolierstoffen, welche Teilentladungen über die gesamte Betriebsdauer der Maschine standhalten können.



(a) Spannungsverlauf über mehrere Schaltperioden.



(b) Spannung während des Schaltvorganges.

**Abb. 13. Spannungsverlauf an den Prüflingsklemmen**

**4. Elektrische Alterung**

Werden Teilentladungen während des Betriebes zugelassen, so erfährt das Isolierstoffsystem eine elektrische Alterung. Diese tritt unabhängig davon auf ob teilentladungsresistente Materialien oder Standardisoliermaterialien verwendet werden. Die Alterung geschieht bei Standardmaterialien allerdings um ein Vielfaches schneller. Bei den im Folgenden durchgeführten Untersuchungen wird die elektrische Alterung an Standardlackdrähten vorgenommen um die grundlegenden Zusammenhänge zwischen Spannungsamplitude und Lebensdauer, beziehungsweise Frequenz und Lebensdauer zu charakterisieren. Nach [14] lässt sich die Anzahl  $N_d$  der Pulse bis zu einem Durchschlag bei elektrischer Alterung mittels

$$N_d = k_p \cdot U^{-m} \tag{11}$$

beschreiben. Dabei ist  $U$  die Spannung mit welcher die Probe belastet wird.  $k_p$  sowie  $m$  sind materialabhängige Konstanten. Dieser Zusammenhang unterstellt einen reziproken Zusammenhang zwischen der Lebensdauer und der Pulsfrequenz.

Bei einer konstanten Frequenz gilt für die Lebensdauer  $L$  dementsprechend

$$L = k \cdot U^{-m} \tag{12}$$

Gleichung (12) kann um eine Normierungsspannung  $U_0$  ergänzt werden, somit wird die Basis der Potenz dimensionslos [15]:

$$L = k \cdot \left(\frac{U}{U_0}\right)^{-m} \tag{13}$$

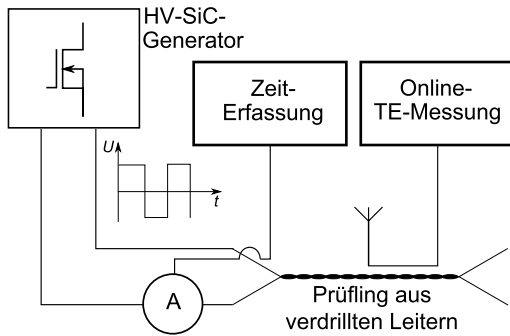


Abb. 14. Messaufbau für die Lebensdauerermessung

4.1 Messaufbau und -ablauf

Der Aufbau zur Ermittlung der Lebensdauer ist in Abb. 14 dargestellt. Die Prüflinge und der HV-SiC-Generator entsprechen den Komponenten für die Teilentladungsmessung. Das Messsystem zur Teilentladungsdetektion wird durch eine Zeiterfassung ergänzt. Der Zeitpunkt des Durchschlages wird dabei anhand des auftretenden Überstroms detektiert.

Bei der Messung werden Einflüsse durch Spannung und Frequenz getrennt betrachtet. Dazu wird zunächst die Lebensdauer der Prüflinge bei einer festen Frequenz für fünf verschiedenen bipolaren Spannungen durchgeführt. Anschließend wird die Frequenz erhöht und das Vorgehen wiederholt. Insgesamt ergeben sich folgende Arbeitspunkte:

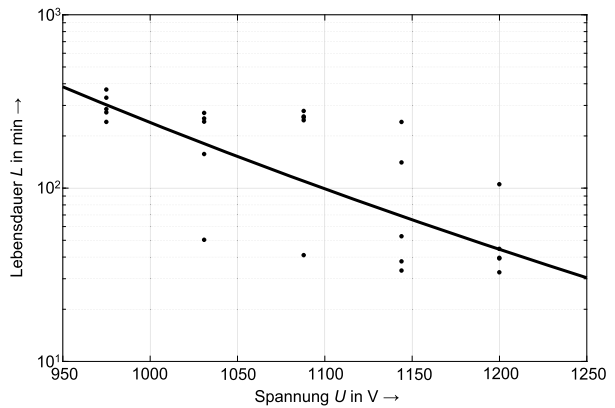
- Frequenz  $f = 10$  kHz bei Spannungen  $U_a = 975$  V, 1031 V, 1088 V, 1144 V und 1200 V.
- Frequenz  $f = 20$  kHz bei Spannungen  $U_a = 975$  V, 1031 V, 1088 V, 1144 V und 1200 V.
- Frequenz  $f = 40$  kHz bei Spannungen  $U_a = 975$  V, 1031 V, 1088 V, 1144 V und 1200 V.

Die Anstiegszeit der Spannung beträgt 67 ns, was einer Spannungsanstiegs geschwindigkeit  $du/dt = 29$  kV/ $\mu$ s bei  $U_a = 1200$  V entspricht. Für eine weitere Messreihe wird die Spannungsanstiegs geschwindigkeit  $du/dt$  erhöht, so dass die Anstiegszeit nur noch 43 ns beträgt. Das entspricht  $du/dt = 45$  kV/ $\mu$ s bei  $U_a = 1200$  V. Bei dieser Konfiguration werden in den folgenden Arbeitspunkten Messungen durchgeführt:

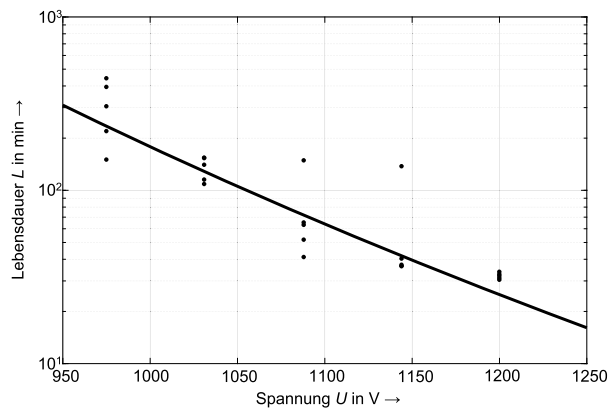
- Frequenz  $f = 20$  kHz bei Spannungen  $U_a = 975$  V, 1031 V, 1088 V, 1144 V und 1200 V.

Die niedrigste untersuchte Spannung wird mit 975 V um 24 V über dem Mittelwert der gemessenen Teilentladungseinsetzspannungen gewählt. Die höchste Spannung als die maximal zulässige Spannung des Generators von 1200 V. Dazwischen sind die Arbeitspunkte äquidistant verteilt. Für jeden Arbeitspunkt werden fünf Proben untersucht.

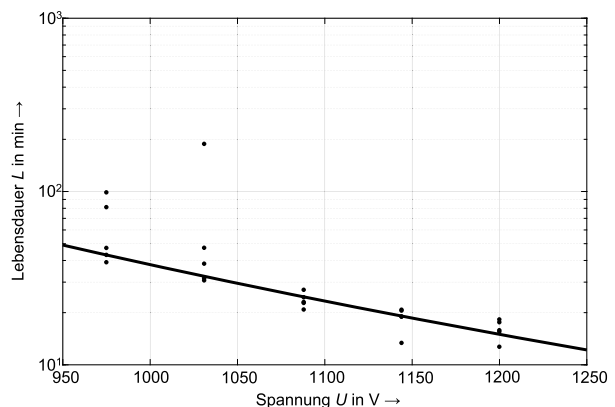
Da für die Arbeitspunkte bei 975 V nicht sicher davon ausgegangen werden kann, dass Teilentladungen stattfinden, wird dies mit dem Online-Messsystem überprüft. Sollten keine Teilentladungen gemessen werden, wird die Spannung kurzfristig erhöht bis Teilentladungen auftreten und dann wieder auf 975 V zurückgestellt. Da die Teilentladungsaussetzspannung geringer als die Einsetzspannung ist (vgl. Abb. 12 sowie [13]), erlöschen die Teilentladungen nicht selbstständig. Bei der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchung war dies für eine Probe der Fall.



(a) Lebensdauer bei einer Frequenz von 10kHz.



(b) Lebensdauer bei einer Frequenz von 20kHz.



(c) Lebensdauer bei einer Frequenz von 40kHz.

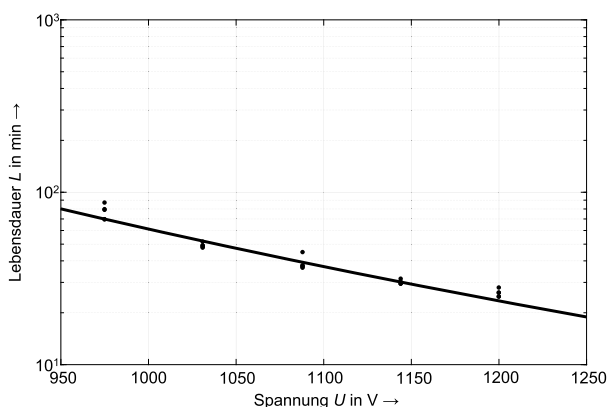
Abb. 15. Lebensdauern der Proben bei einer festen Anstiegszeit  $t_r = 67$  ns (max.  $du/dt = 29$  kV/ $\mu$ s) und variierender Amplitude sowie Frequenzen

4.2 Messergebnisse

Die erzielten Lebensdauern der Proben für die Anstiegszeit von 67 ns sind in Abb. 15 dargestellt. Die Punkte repräsentieren die einzelnen Proben. Die Linie repräsentiert die Lebensdauer nach (13). Die Parameter für die jeweilige Messreihe sind in Tab. 5 gegeben. In Abb. 15 ist eine große Streuung der gemessenen Lebensdauern innerhalb eines Arbeitspunktes zu erkennen. Außerdem finden sich für einzel-

Tab. 5. Identifizierte Parameter für Gl. (13)

Parameter	10 kHz	20 kHz	40 kHz
$t_r = 67$ ns			
$U_0$	915 V	922 V	571 V
k	9,03 h	9,8 h	12,5 h
m	9,3	12,8	5,3
$t_r = 43$ ns			
$U_0$		912 V	
k		9,3 h	
m		9,24	

Abb. 16. Lebensdauern der Proben bei einer festen Anstiegszeit  $t_r = 43$  ns (max.  $du/dt = 45$  kV/ $\mu$ s) und variierender Amplitude bei einer Frequenz von 20 kHz

ne Messpunkte Ausreißer. Die Lebensdauerformel (13) wurde darum mit robusten Schätzverfahren parametrisiert, welche Ausreißer mit einer geringeren Gewichtung berücksichtigt.

Für die verkürzte Anstiegszeit von 43 ns ergeben sich insbesondere bei geringeren Zwischenkreisspannungen verringerte Lebensdauern, wie in Abb. 16 dargestellt. Allerdings ergibt sich durch den schnelleren Schaltvorgang auch ein stärkeres Überschwingen. Der Überschwingfaktor beträgt in diesem Fall 1,088 statt 1,033.

## 5. Schlussfolgerung

In diesem Artikel wird gezeigt, dass hohe Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten ( $du/dt$ ), wie sie beispielsweise bei SiC-Umrichtern auftreten können, zu einem vermehrten Überschwingen der Spannung zwischen einzelnen Windungen im Wicklungssystem der Maschine führen können. Durch die Messung von Teilentladungseinsetzspannungen wird gezeigt, dass heutige Standardmaterialien bei diesen Spannungen Teilentladungen aufweisen. Die Restlebensdauer fällt unter diesen Bedingungen auf wenige Stunden. Teilentladungsresistente Materialien weisen, auch wenn Teilentladungen stattfinden, eine deutlich höhere Lebensdauer auf. Anhand von Lebensdauerermessungen an einem Standardlackdraht wird gezeigt, dass eine Erhöhung von Spannung und Frequenz zu einer deutlichen Verringerung der Lebensdauer führt. Für die untersuchten Proben hat sich die Lebensdauer, bei einer Erhöhung der Spannung von dem Niveau der Teilentladungseinsetzspannung

auf das 1,26-fache der Teilentladungseinsetzspannung, um eine Faktor von etwa Zehn verringert. Bei den Untersuchungen wird ebenfalls deutlich, dass eine Erhöhung der Frequenzen die Lebensdauer deutlicher als um den vorausgesagten reziproken Zusammenhang verringert. Wird die Frequenz von 20 kHz auf 40 kHz verdoppelt, sinkt die Lebensdauer beispielsweise bei einer Spannung von 975 V von 302 min auf 61,7 min. Auch eine Erhöhung der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit  $du/dt$  bei gleichbleibender Spannung im eingeschwungenen Zustand führt zu verringerten Lebensdauern.

**Hinweis des Verlags** Der Verlag bleibt in Hinblick auf geografische Zuordnungen und Gebietsbezeichnungen in veröffentlichten Karten und Institutsadressen neutral.

## Literatur

- Merkert, A., Krone, T., Mertens, A. (2014): Characterization and scalable modeling of power semiconductors for optimized design of traction inverters with Si- and SiC-devices. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(5), 2238–2245.
- Jung, C. (2017): Power up with 800-V systems: the benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles. *IEEE Electr. Mag.*, 5(1), 53–58.
- Ruf, A., Pauli, F., Schröder, M., Hameyer, K. (2018): Lebensdauermodellierung von nicht-teilentladungsresistenten Isoliersystemen elektrischer Maschinen in dynamischen Lastkollektiven. *E&I, Elektrotech. Inf.tech.*, 135(2), 131–144.
- Ruf, A. (2018): Thermische Ausnutzung von elektrischen Maschinen unter Berücksichtigung der Lebensdauer am Beispiel eines Traktionsantriebs. Aachen: Shaker. Dissertation IEM RWTH Aachen.
- Küchler, A. (2017): Hochspannungstechnik Grundlagen – Technologie – Anwendungen. 4. Aufl. Berlin: Springer.
- Lusuardi, L., Cavallini, A., Mancinelli, P., De La Calle Manuel, G., Martínez-Tarifa, J. M., Robles, G. (2016): Design criteria for inverter-fed type 1 motors. In *IEEE international conference on dielectrics (ICD)*, Montpellier (S. 605–608).
- Fabiani, D., Montanari, G. C., Contin, A. (2001): Aging acceleration of insulating materials for electrical machine windings supplied by PWM in the presence and in the absence of partial discharges. In *IEEE 7th international conference on solid dielectrics*, Eindhoven, Netherlands (S. 283–286).
- Kauffhold, M., Borner, G., Eberhardt, M., Speck, J. (1996): Failure mechnism of low voltage electric machines fed by pulse-controlled inverters. *IEEE Electr. Insul. Mag.*, 12(5), 9–15.
- Mahdavi, S., Hameyer, K. (2012): High frequency equivalent circuit model of the stator winding in electrical machines. In *XXth international conference on electrical machines (ICEM)*.
- Ruf, A., Paustenbach, J., Franck, D., Hameyer, K. (2017): A methodology to identify electrical ageing of winding insulation systems. In *International electric machines and drives conference (IEMDC)*, Miami, Florida, USA.
- Wang, L., Ho, C., Camnales, F., Jatskevich, J. (2010): High frequency cable and motor modeling of long-cable-fed induction motor drive systems. In *IEEE energy conversion congress and exposition*, Atlanta (S. 846–852).
- Kerkman, R., Leggate, D., Skibinski, G. (1996): Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients. In *IAS '96. Conference record of the 1996 IEEE industry applications conference thirty-first IAS annual meeting*, San Diego, CA, USA (Vol. 1, S. 143–152).
- DIN EN 60034-18-41:2014-11: Drehende elektrische Maschinen – Teil 18-41: Qualifizierung und Qualitätsprüfungen für teilentladungsfreie elektrische Isoliersysteme (Typ I) in drehenden elektrischen Maschinen, die von Spannungsumrichtern gespeist werden. IEC 60034-18-41:2014, Deutsche Fassung EN 60034-18-41:2014.
- Kauffhold, M. (1995): Elektrisches Verhalten der Windungsisolierung von Niederspannungsmaschinen bei Speisung durch Pulsrichter. VDI-Verlag Reihe 21. *Elektrotechnik* (Vol. 172). Düsseldorf: VDI-Verlag.
- Cygan, P., Laghari, J. R. (1990): Models for insulation aging under electrical and thermal multistress. *IEEE Trans. Electr. Insul.*, 25(5), 923–934.
- DIN EN 60172:2016-02: Prüfverfahren zur Bestimmung des Temperaturindex von Lackdrähten und bandumwickelten Drähten. IEC 60172:2015, Deutsche Fassung EN 60172:2015.
- KTK GmbH (2018): Material characteristics/Technical data Data sheet 521-2 Product: Polyamidimid PAI Torlon 5530 brown, 22.11.2018.



**Autoren****Florian Pauli**

studierte Elektrotechnik an der RWTH Aachen, Deutschland, und schloss im April 2017 mit dem Master of Science ab. Seitdem arbeitet er als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich der Analyse, Charakterisierung und Auslegung von Isoliersystemen elektrischer Niederspannungsmaschinen.

**Ligu Yang**

studierte Materialwissenschaften an der RWTH Aachen und schloss im Oktober 2017 mit dem Master of Science ab. Nach ihrem Studium wurde sie wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen. Ihre Forschungsschwerpunkte sind beschleunigte Alterungen und Lebensdauern von Isoliersystemen elektrischer Maschinen.

**Michael Schröder**

studierte an der RWTH Aachen Elektrotechnik und schloss im Mai 2012 mit dem Diplom ab. Im Anschluss wurde er wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen. Von Oktober 2014 bis Oktober 2017 war er Gruppenleiter der Gruppe „Analyse und Design“ mit Forschungsthemen im Bereich der weich- und hartmagnetischen Materialien, Isolierstoffsystemen sowie dem strukturdynamischen und akustischen Verhalten

elektrischer Maschinen. Seit November 2017 ist er ein Oberingenieur des Instituts. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich des akustischen und strukturdynamischen Verhaltens elektrischer Maschinen unter dem Einfluss von Fertigungsabweichung.

**Kay Hameyer**

erwarb sein Diplom in Elektrotechnik von der Universität Hannover und promovierte an der Technischen Universität Berlin. Nach seinem Studium arbeitete er für die Robert Bosch GmbH in Stuttgart als Entwicklungsingenieur für permanentmagneterregte Servomotoren und Kraftfahrzeugbordnetzkomponenten. Bis 2004 war Dr. Hameyer Professor für Numerische Feldberechnungen und Elektrische Maschinen an der KU Leuven in Belgien. Seit 2004 ist er Professor und Leiter des Instituts für Elektrische Maschinen der RWTH Aachen. 2006 war er Vizedekan der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der RWTH Aachen und von 2007 bis 2009 Dekan der Fakultät. Seine Forschungsschwerpunkte liegen im Bereich der numerischen Feldberechnung und -optimierung, dem Entwurf und der Regelung elektrischer Maschinen, insbesondere von permanentmagneterregten Maschinen und Drehfeldmaschinen sowie der Entwicklung von Methoden für die virtuelle Realität. Seit vielen Jahren beschäftigt sich die Arbeit von Dr. Hameyer mit der Magnetschwebetechnik für Antriebssysteme, der elektromagnetischen Geräuschanregung elektrischer Maschinen und der Charakterisierung ferromagnetischer Materialien und Isolierstoffen. Er ist Autor von mehr als 350 Journal-Publikationen, mehr als 700 internationalen Konferenzveröffentlichungen und Autor von vier Büchern. Dr. Hameyer ist Mitglied im VDE, IEEE Senior Member und Fellow des IET.