

Modellierung und messtechnische Parametrierung im Zeit- und Frequenzbereich von Überspannungsschutzelementen

Dipl.-Ing. Stanislav Scheier, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei,
Arbeitsgebiet Bordsysteme, Technische Universität Dortmund

1 Einleitung

Transiente Überspannungen wie Elektrostatische Entladungen (ESD) stellen eine ernstzunehmende Bedrohung für Automobil-, Industrie- und Verbraucherelektronik dar. Eine Entladung von Mensch oder Werkzeug kann ICs stören oder zerstören [1].

Verschiedene Strategien und Designrichtlinien zur Vermeidung von ESD Fehlern sind bekannt. Eine zuverlässige Maßnahme an IC-Pins mit hohen Datenraten ist die Bestückung des Systems mit spannungsselektiven Schutzelementen. Typische Vertreter dieser Schutzstrategie sind „Multi-Layer“-Varistoren (MLV) und „Transient Voltage Suppressor“-Dioden (TVS). Üblicherweise erfolgt die Beurteilung der Leistungsfähigkeit anhand der quasi-statischen I-U-Kennlinie, wie es der Ansatz in [1] (System Efficient ESD Design: SEED) vorschlägt. Der Übergang vom sperrenden in den leitenden Zustand ist jedoch von dynamischen Prozessen begleitet. Ausgeprägte Einschalteteffekte in Form von Spannungsüberhöhungen können in den ersten Nanosekunden beobachtet werden. Abbildung 1 stellt die Sprungantwort von TVS und MLV dar. Eine simulationsgestützte Dimensionierung von ESD-Schutzkonzepten erfordert Modelle, die diese Einschalteteffekte berücksichtigen.

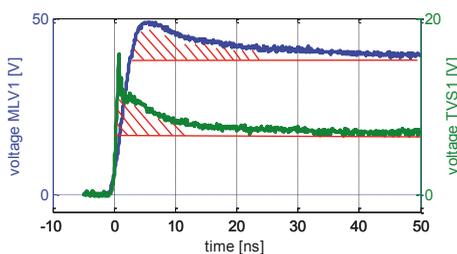


Abbildung 1: Gemessene Spannungsüberhöhung an einem MLV (blau) und einer TVS-Diode (grün) bei einer 100 V TLP Entladung mit 1,1 ns Anstiegszeit.

Im Bereich von Leistungsdioden ist der Effekt unter dem Namen "Forward Recovery" bekannt und entsprechende Modellierungsansätze wurden in [3] präsentiert. Eine Übertragung des Ansatzes auf TVS-Dioden wurde in [4] vorgestellt. Die Modellparametrierung erfolgte durch Zeitbereichsmessungen mit einem Transmission Line Pulser (TLP).

Für die nichtlineare I/U-Kennlinie ist bei MLV die ZnO-Keramik verantwortlich. Aufgrund von Herstellungsprozessen besteht die Keramik aus einzelnen ca. 1-100 μm großen Körnern. Das

Korninnere weist eine hohe Leitfähigkeit auf, während der Kornrand isolierend ist. Zwei aneinandergrenzende Körner formen eine Korngrenze, auch als Mikrovaristor bezeichnet. Die MLV-Keramik ist somit eine Reihen- und Parallelschaltung einzelner Mikrovaristoren. Die nicht-lineare I-U-Kennlinie ist ein Korngrenzenphänomen. Im Bändermodell wirkt sich eine Korngrenze wie eine Potentialbarriere aus. Ab einer Durchbruchsspannung (2,5 V bis 3,5 V für ZnO) wird die Potentialbarriere von Elektronen überwunden und ein rapider Stromanstieg ist zu beobachten. Die Höhe der Potentialbarriere ist zusätzlich zum Herstellungsprozess von der Bewegung der Minoritätsladungsträger (Löcher) abhängig. Diese Eigenschaft bewirkt eine dynamische Abnahme der Potentialbarriere in den ersten Nanosekunden und äußert sich in einer Spannungsüberhöhung bei Belastung mit Rechteckpulsen [11]. In [5] und [6] wurden das dynamische Verhalten von ZnO-Überspannungsableiter in Zeitbereich analysiert und Modellierungsmöglichkeiten vorgeschlagen. Eine detaillierte Untersuchung des Durchbruchs im Frequenzbereich wurde in [7] vorgestellt.

Diese Arbeit beschreibt eine Charakterisierungsmethode unter Kombination von Zeit- und Frequenzmessmethoden. Im Zeitbereich wird die quasi-statische I-U-Kennlinie des Bauelements bestimmt und mit entsprechenden Gleichungen approximiert. Messungen im Frequenzbereich bei verschiedenen DC-Vorspannungen geben detaillierte Auskunft über die frequenzabhängige Impedanz bis zum Durchbruchsbereich. Ein Verhaltensmodell wird abgeleitet und dessen nichtlineare Parameter werden identifiziert. Das Verhalten der nicht-linearen Parameter im Hochstrombereich wird mit der I-U-Kennlinie extrapoliert. Das Verfahren und dessen Vorteile werden an einem MLV demonstriert. Das parametrisierte Modell wird zur Simulation von ESD Ereignissen auf Systemebene verwendet. Die Verbesserung gegenüber einem einfachen Modell wird gezeigt und diskutiert.

2 Charakterisierung

2.1 Frequenzabhängige Impedanz

Zur Untersuchung der frequenzabhängigen Impedanz wurde eine Platine entwickelt und hergestellt. Der verwendete Agilent Impedanz Analysator E5061B (VNA) hat eine integrierte DC-Quelle und unterstützt Bias-Spannungen bis 40 V bzw. Ströme bis 100 mA. Das Bauelement wird in serieller 2-Port Konfiguration vermessen. Im Vergleich zu einer 1-Port Reflexionsmessung zeigt diese Konfiguration eine höhere Messdynamik. Die Konvertierung der S-Parameter in Impedanz erfolgt mit folgender Gleichung [8]:

$$Z_{MLV} = 100 \Omega \cdot \left(\frac{1 - S_{21}}{S_{21}} \right), \quad (1)$$

wobei 100Ω die Summe aus den internen Sender- und Empfängerimpedanzen von jeweils 50Ω ist. In der Messung wird ein Frequenzbereich von 10 kHz bis 1 GHz abgedeckt. Der Leistungspegel von -10 dBm verringert die Verzerrung im stark nichtlinearen

Durchbruchsbereich. Vor der Messung wird der Aufbau sorgfältig kalibriert. In einem Nachbearbeitungsschritt werden die Effekte der SMA-Anschlüsse und der Platine de-embedded. Die MLVs zeigen Degradationseffekte bei Dauerbelastung mit DC-Strom in Form von leichter Verschiebung der I-U-Kennlinie [7]. Eine Impedanz Analyse beginnend mit der höchsten DC-Vorspannung erzeugt die stärkste Degradation bereits bei der ersten Messung. Diese Maßnahme bewirkt einen in etwa gleichbleibenden Degradationsgrad bei den darauffolgenden Messungen mit kleineren DC-Vorspannungen. Eine bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse wird erreicht. Abbildung 2 (links) zeigt die Messergebnisse. Obwohl bei der Charakterisierung eine Schrittweite von 0.5 V verwendet wurde, sind zur besseren Übersicht nur die Impedanzverläufe für einige ausgewählte DC-Vorspannungen dargestellt.

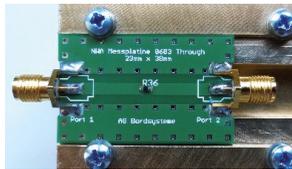
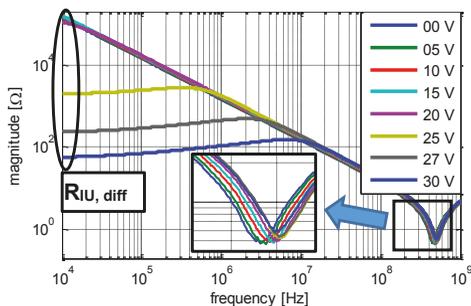


Abbildung 2: Gemessene Impedanz des MLV bei verschiedenen DC-Vorspannungen (links), Platine zur Untersuchung der Impedanz (oben)

Für kleine DC-Vorspannungen verhält sich der MLV wie ein idealer Kondensator. Die Impedanz nimmt bei kleinen Frequenzen für höhere DC-Vorspannungen ab. Dieses Verhalten entspricht der statischen I-U-Kennlinie. Ab der Durchbruchsspannung von ca. 25 V ist eine leichte Überhöhung der Impedanz im Bereich zwischen 10 kHz und der kapazitiven Grenzfrequenz zu beobachten. Der positive Phasenwinkel in diesem Bereich deutet induktives Verhalten an. Das Maximum befindet sich bei einigen MHz, diese Frequenz entspricht in etwa der Spannungsüberhöhung mit der Abklingzeit von ca. 20 ns im Zeitbereich (vgl. Abbildung 1). Zusätzlich verschiebt sich mit zunehmender Vorspannung die Resonanzstelle zu höheren Frequenzen.

2.2 Nichtlineare I-U-Kennlinie

Die I-U-Kennlinie beschreibt das statische Verhalten eines nichtlinearen Bauelementes. Eine detaillierte Beschreibung eines Messaufbaus, der auch für hohe Ströme geeignet ist, ist in [2] und [9] zu finden. Im Wesentlichen werden zwei Messgeräte verwendet:

- Kennlinienschreiber (Source Meter Unit: SMU) für kleine Ströme,
- Transmission Line Pulser (TLP) für hohe Ströme.

Die Ergebnisse der Impedanz-Analyse von oben können auch in die I-U-Kennlinienform gebracht werden. Zu diesem Zweck wird eine weitere I-U-Kennlinie aus dem Realteil der

Impedanz ($R_{IU,diff}$) bei der kleinsten messbaren Frequenz von 10 kHz berechnet (vgl. Abbildung 2). Dieser differentielle Widerstand entspricht dem Kehrwert der Steigung von der I-U-Kennlinie. Aufgrund der seriellen Verschaltung im Messaufbau teilt sich die DC-Vorspannung (U_{VNA}) auf den MLV, den $50\ \Omega$ Sender und den $50\ \Omega$ Empfänger auf. Numerische Integration über DC-Vorspannung führt auf die I-U-Kennlinie des Gesamtaufbaus:

$$I_{MLV}(U_0) = \int_0^{U_0} \frac{1}{R_{IU,diff}(U_{VNA}) + 50\ \Omega + 50\ \Omega} dU_{VNA}. \quad (2)$$

Für die Spannung am MLV gilt:

$$U_{MLV} = U_{VNA} - I_{MLV} \cdot 100\ \Omega. \quad (3)$$

Abbildung 3 bestätigt eine gute Übereinstimmung der verschiedenen Messmethoden. Bei kleinen Strömen nimmt die Abweichung zwischen SMU und VNA Ergebnissen zunehmend zu. Dies ist auf begrenzte Messdynamik des VNA zurückzuführen. Die Ergebnisse der TLP-Messung geben das Verhalten bei hohen Strömen wieder.

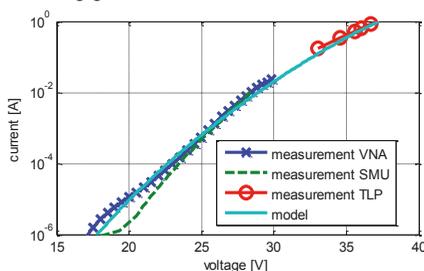


Abbildung 3: I-U-Kennlinien des MLV, Vergleich verschiedener Messverfahren

3 Modellierung und Parameterbestimmung

Die Ausgangslage für das hier entwickelte Modell bildet der einfache verhaltensbasierte Ansatz aus [2]. Er berücksichtigt die I-U-Kennlinie mit einem nichtlinearen Widerstand und die frequenzabhängige Impedanz mit einer linearen Induktivität und einer Kapazität. Dieses Modell wird mit einem Einschaltelement in Reihe zu der I-U-Kennlinie ergänzt. Ähnliche Ansätze sind unter [3] und [7] zu finden. Das Einschaltelement ist eine RL-Parallelschaltung. Abbildung 4 (oben) zeigt das entwickelte Modell. Die Elemente R_0 und L_0 sind auf die ZnO-Körner und die Bauelement-Kontakte zurückzuführen. Diese Eigenschaften sind linear. Die Kapazität $C_0(U)$ ist eine Summe aus der Gehäusekapazität aufgrund des Schichtaufbaus (ähnlich einem Vielschicht-Keramik-Kondensator [9]) und der Kapazität an jeder Korngrenze begründet mit der Ausbildung von Raumladungszonen (RLZ). Beide Größen sind aufgrund von Polarisationsmechanismen in ZnO-Keramik und Änderung der RLZ-Weite an einzelnen Korngrenzen spannungsabhängig. Die sogenannten Einschaltelemente $R_1(I)$, $L_1(I)$ und die I-U-Kennlinie $R_{IU}(I)$ sind Korngrenzenphänomene. Die Einschaltelemente modellieren die dynamische Änderung der Potentialbarriere.

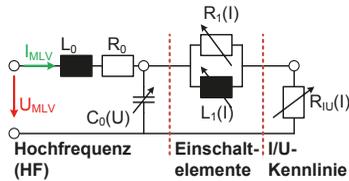
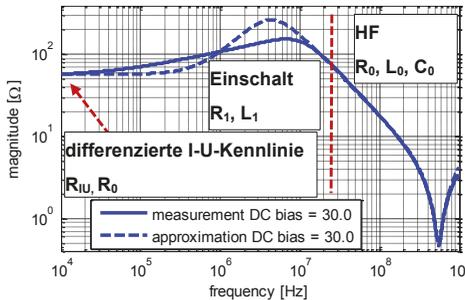


Abbildung 4: Approximation der Messergebnisse mit dem vorgestellten Modell (links), MLV Modell mit Berücksichtigung des Hochfrequenzverhaltens, Einschalt-elemente und I-U-Kennlinie (oben)

Für jede DC-Vorspannung wird die Impedanz des Modells an die Messung gefittet. Abbildung 4 (links) vergleicht die Ergebnisse bei 30 V. Eine hohe Genauigkeit wird im Hochfrequenzbereich erreicht. Aufgrund der Vereinfachungen bei der Modellierung der Einschalt-elemente kann das vorgestellte Modell das Verhalten nicht vollkommen abbilden. Der Anstieg der Impedanz ist etwas höher.

3.1 I-U-Kennlinie

Die I-U-Kennlinie des Schutz-elementes wird mit Bezug zu dem entwickelten Modell über den Widerstand R_0 und den nichtlinearen Widerstand R_{IU} nachgebildet. R_{IU} ist die bekannte Varistor-Gleichung und es folgt:

$$I_{MLV} = \left(\frac{U_{R_{IU}}}{U_{1A}} \right)^n, \quad I_{MLV} = \frac{U_{R_0}}{R_0}, \quad U_{MLV} = U_{R_0} + U_{R_{IU}}, \quad (4)$$

$$\Rightarrow U_{MLV} = U_{1A} \cdot (I_{MLV})^{\frac{1}{n}} + R_0 \cdot I_{MLV}$$

wobei U_{1A} die Spannung bei 1 A und n der Varistor-Exponent sind. Diese Parameter werden an die Messergebnisse gefittet. Dem Hochstromverhalten wird eine höhere Gewichtung zugewiesen. Abbildung 3 zeigt eine gute Übereinstimmung des Modells mit der Messung in allen relevanten Bereichen.

Wie in 2.2 angesprochen entspricht die DC-Vorspannung am VNA nicht dem Arbeitspunkt in Form von MLV Spannung und Strom. Der Arbeitspunkt kann auf der I-U-Kennlinie abgelesen werden. Die Ableitung muss gleich dem gemessenen Realteil der Impedanz ($R_{IU,diff}$) sein, wenn die Frequenz gegen null geht.

3.2 Einschaltregion

Die Einschalt-elemente R_1 und L_1 sind vom MLV Strom abhängig. Eine inverse Proportionalität wurde gemessen. Diese ist auf die Struktur aus mehreren parallelen Pfaden aus Mikrovaristoren zurückzuführen. Im Vordurchbruchsbereich sind nur einzelne Pfade im MLV aktiv, somit weisen die Einschalt-elemente hohe Werte auf. Im Hochstrombereich werden

hingegen alle Mikrovaristoren leitend, aufgrund der Parallelschaltung verringern sich die Werte. Folgende Gleichung ist ein einfacher verhaltensbasierter Ansatz:

$$R_1(I_{MLV}) = \frac{1}{cR1 \cdot I_{MLV} + 1/R_{1,Max}} + R_{1,Min} \quad (5)$$

$$L_1(I_{MLV}) = \frac{1}{cL1 \cdot I_{MLV} + 1/L_{1,Max}} + L_{1,Min}$$

wobei $cR1$, $cL2$ die Proportionalitätsfaktoren sind. Die Konstanten $R_{1,Max}$, $R_{1,Min}$ und $L_{1,Min}$ sind die maximalen und minimalen Werte der beiden Funktionen. Abbildung 5 (links) vergleicht die Approximation mit der Messung. Die Extrapolation wurde bis 20 A vorgenommen.

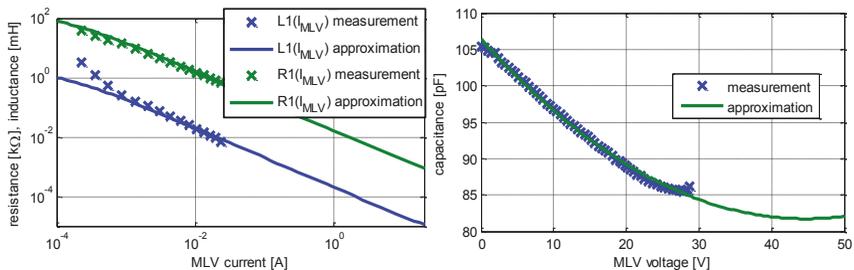


Abbildung 5: Einschaltetelemente als Funktionen des MLV Stromes (links), Kapazität als Funktion der MLV Spannung (rechts).

3.3 Hochfrequenzverhalten

Die Ergebnisse der Impedanzanalyse haben die Spannungsunabhängigkeit bzw. die Linearität der Parameter R_0 und L_0 bestätigt.

Abbildung 5 (rechts) zeigt die gemessene Kapazität. Wie erwartet tritt eine ausgeprägte Spannungsabhängigkeit auf. Die stetige Abnahme der Kapazität bis zur Durchbruchspannung deutet auf die Polarisationsmechanismen als Hauptursache. Es ist ein Minimum bei 27 V mit ca. 80 % des Nominalwertes vorhanden. Danach folgt ein leichter Anstieg, der weitere Verlauf ist jedoch nicht eindeutig. Nach dem Durchbruch dominieren die leitenden Strukturen das Gesamtverhalten, aus diesem Grund wird das Verhalten der Kapazität mit einem Polynom zweiten Grades approximiert (Abbildung 5 (rechts)).

3.4 Implementierung in VHDL-AMS

Eine Schwierigkeit bei der Implementierung entsteht aufgrund der parallelen Anordnung der Einschaltetelemente und deren Abhängigkeit vom Gesamtstrom und nicht von dem jeweiligen Zweigstrom (vgl. Abbildung 4 (oben)). Die Programmiersprache VHDL-AMS unterstützt eine direkte Implementierung dieses Verhaltens mit der Definition freier Quantities und wurde deswegen für simulationsbasierte Untersuchungen ausgewählt. Die nichtlineare I-U-Kennlinie und die Kapazität können in jedem Schaltungssimulator implementiert werden, der

gleichungsbasierte Schaltungsblöcke unterstützt.

4 Modellverifikation

TLP-Messergebnisse wurden zur Verifikation des entwickelten Modells herangezogen. Der TLP erzeugt rechteckige Pulse mit 1,1 ns Anstiegszeit. Der gesamte TLP-Messaufbau wurde in früheren Projekten modelliert und an verschiedenen Lasten bereits verifiziert [9]. Zur Veranschaulichung der erzielten Modellgenauigkeit wird ein einfaches MLV-Modell [2] ebenfalls verwendet. Die Ergebnisse für eine 100 V TLP Entladung sind in Abbildung 6 (links) zu sehen. Eine Spannung von 36 V wurde im eingeschwungenen, quasi-statischen Zustand gemessen. Der Spannungsüberschwinger ist mit 48 V ca. 33 % höher. Das einfache Modell kann dieses Verhalten nicht wiedergeben. Im Gegensatz dazu, folgt die Spannung am entwickelten Modell mit hoher Genauigkeit den Messergebnissen.

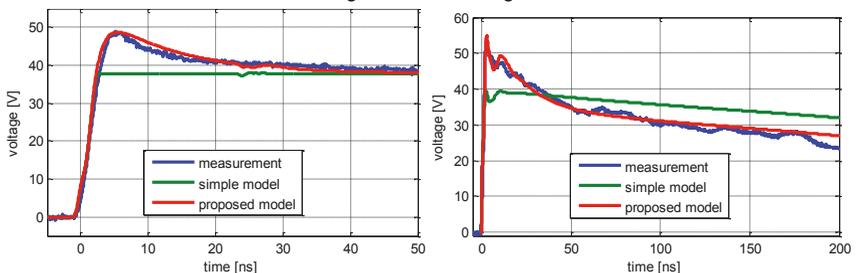


Abbildung 6: Vergleich zwischen Simulation mit dem entwickelten (rot) und einfachen (grün) Modellen und Messung bei einer 100 V TLP Entladung (links) und 1 kV IEC-Entladung (rechts)

Eine weitere Verifikation erfolgt mit einem NoiseKen ESD-Generator, konform zu dem IEC 61000-4-2 Standard. Im Gegensatz zu einem TLP-Puls ist die doppeltexponentielle IEC Entladung deutlich komplexer und der Anfangspuls hat eine erheblich höhere Amplitude. Das Modell des NoiseKen ESD-Generators wurde in [10] vorgestellt und verifiziert. In Abbildung 6 (rechts) ist zu sehen, dass das entwickelte MLV-Modell den Verlauf der Klemmspannung mit hoher Genauigkeit wiedergibt. Unerwartet ist die simulierte Klemmspannung bei dem entwickelten Modell nach circa 40 ns kleiner als bei dem einfachen Modell. Dieser Trend setzt sich bis 200 ns fort. Die Ursache liegt in der Stromform der IEC-Entladung. Der Maximum des zweiten Peaks liegt bei ca. 30 ns, danach nimmt der Strom kontinuierlich ab und erzeugt somit einen negativen Spannungsabfall an der Induktivität des Einschaltelementes.

5 Zusammenfassung

Simulationsbasierte Optimierungsverfahren der Störfestigkeit gegen transiente Überspannung gewinnen an Attraktivität. Sie erfordern akkurate Modelle von nichtlinearen spannungsselektiven Schutzelementen. Die Einschalteneffekte an TVS und MLV müssen im Modell berücksichtigt werden. Diese Arbeit beschreibt eine Charakterisierungsmethode unter

Kombination von Zeit- und Frequenzmessverfahren und wendet es auf einen MLV an. Die nichtlinearen Eigenschaften von einem MLV wurden analysiert, ein Verhaltensmodell wurde vorgeschlagen und anhand der Messergebnisse parametrisiert. Das Modell wurde erfolgreich mit TLP und ESD Entladungen verifiziert. Die Charakterisierungsmethode kann unter geeigneter Wahl des Frequenzbereichs und des Strombereichs auf andere transiente Überspannungen wie Burst und Surge übertragen werden.

6 Danksagung

Diese Arbeit wurde im Rahmen des CATRENE-Projekts CA310 EM4EM (Electromagnetic Reliability and Electronic Systems for Electro Mobility) durchgeführt. Diese individuelle Forschung wurde durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung unter der Nummer 16 M3092 I gefördert. Die Autoren sind allein für den Inhalt verantwortlich.

Literaturangaben

- [1] Industry Council on ESD Target Levels: White Paper 3, System Level ESD, Part I: Common Misconception and Recommended Basic Approaches, October 2010
- [2] Arndt, B.; zur Nieden, F.; Kremer, F.; Cao, Y.; Edenhofer, J.; Frei, S.: "Modellierung und Simulation von ESD-Schutzelementen mit VHDL-AMS," EMV-Düsseldorf 2010
- [3] Liang, Y.-C.; Gosbell, V.J., "Diode forward and reverse recovery model for power electronic SPICE simulations," IEEE Transactions on Power Electronics, 1990
- [4] Johnsson, D.; Gossner, H., "Study of system ESD codesign of a realistic mobile board," EOS/ESD-Symposium, 2011
- [5] Schmidt, W.; Meppelink, J.; Richter, B.; Feser, K.; Kehl, L.E.; Qui, D., "Behaviour of MO-surge-arrester blocks to fast transients," IEEE Transactions on Power Delivery, 1989
- [6] IEEE Working Group 3.4.11, "Modeling of metal oxide surge arresters," IEEE Transactions on Power Delivery, 1992
- [7] Widemann, C.; Scheier, S.; Werner, J.; Frei, S.; Mathis, W.; "Behavioral Modeling and Simulation of Multi-Layer Varistors Utilizing Hardware Description Languages," EMC Europe, 2014
- [8] Agilent Technologies, "Impedance Measurements Evaluating EMC Components with DC Bias Superimposed," Application Note 2009
- [9] Scheier, S.; Frei, S., "Characterization and modeling of ESD-behavior of multi layer ceramic capacitors," EMC Europe, 2013
- [10] Zur Nieden, F.; Arndt, B.; Kremer, F.; Cao, Y.; Edenhofer, J.; Frei, S.; "Vergleichbarkeit von ESD-Prüfungen auf IC- und Systemebene oder welchen Einfluss hat eine Reduzierung der IC-ESD-Festigkeit auf die Systemfestigkeit?" EMV Düsseldorf, 2010.
- [11] Rossinelli, M.; Greuter, F., „Zinkoxid-Varistoren: Herstellung und elektrische Eigenschaften“, ETG-Fachbericht Nr. 29, Baden-Baden, VDE-Verlag, 1989