

Impedanzmessverfahren zur Charakterisierung von IEC-ESD-Generatoren zur Bildung präziser Verhaltensmodelle für die Simulation

Friedrich zur Nieden¹, Stephan Frei¹

(1) Technische Universität Dortmund, AG Bordsysteme, Friedrich-Wöhler-Weg 4, 44227 Dortmund

Zusammenfassung – Für die Simulation einer ESD-Prüfung sind genaue Modelle von ESD-Generatoren erforderlich. Um genaue Aussagen treffen zu können, müssen individuelle Unterschiede zwischen den nach IEC 61000-4-2 standardisierten Generatoren berücksichtigt werden, die das Testergebnis beeinflussen können. In diesem Beitrag wird eine neue Methode zur Charakterisierung und Modellierung von ESD-Generatoren vorgestellt. Die frequenzabhängigen individuellen Generatorimpedanzen werden potentialfrei unter Verwendung eines Stromsensors am Hochspannungsrelais und zwischen Entladespitze und Masse mit dem Netzwerkanalysator bestimmt. Die Messdaten können nach Anwendung von de-embedding-Verfahren und Überführung in ein approximiertes Zustandsraummodell für die Simulation komplexer Elektroniksysteme mit beliebigen Schaltungssimulationsprogrammen verwendet werden.

Abstract – Models of ESD generators according to IEC 61000-4-2 are required for failure simulations in order to predict e.g. the robustness of ICs or the performance of overvoltage protection elements. Due to significant variations between different generator types a flexible and fast method for individual characterization is needed. A new method is proposed here based on impedance measurements at the discharge relay and the discharge tip. A current probe for high frequencies is used to overcome the problem of missing ground reference connection of the network analyzer at the discharge relay. The measured two-port impedance data in frequency domain can be used, after de-embedding of the measurement equipment influence, to approximate a state space representation in order to create a model for time domain network analysis.

1 Einleitung

Integrierte Schaltungen werden in unterschiedlichen Konfigurationen verbaut, welche die ESD-Festigkeit maßgeblich beeinflussen. Deshalb ist eine Abschätzung der ESD-Festigkeit einer Elektronikkomponente in frühen Entwicklungsphasen schwierig. Ein ESD-Schutz kann unterdimensioniert sein, und das Produkt erfüllt nicht die gestellten Zuverlässigkeitsanforderungen, oder er kann auch überdimensioniert sein, und die Kosten sind zu hoch. Vor diesem Hintergrund gewinnt die Simulation einer ESD-Störfestigkeitsuntersuchung an Bedeutung, bei welcher maximale Belastungen einer Halbleiterkomponente durch ein Gesamtsystemmodell berechnet werden können. Eine Voraussetzung hierfür ist das Vorhandensein aller notwendigen Modelle wie Übertragungstrecken, IC-Eingänge, ESD-Schutzstrukturen und ESD-Generatoren.

Die Genauigkeit einer solchen Simulation ist abhängig von der Qualität der einzelnen Modelle

in der Simulationskette. Hinreichend genaue Modelle für wichtige Übertragungstrecken sind vorhanden. Auch die Modellierung von Schutzelementen und der thermischen Zerstörfestigkeit von IC-Eingangsstrukturen ist möglich [1][2]. Bei den ESD-Generatoren besteht noch Handlungsbedarf.

Der Einsatz von ESD-Generatoren unterschiedlicher Hersteller führt häufig zu Abweichungen bei ESD-Testergebnissen, obwohl alle Prüfmittel die Anforderungen des Standards erfüllen. Auch bei Entladungen über hochohmige Lastimpedanzen können oft große Unterschiede zwischen den Stromverläufen unterschiedlicher Generatoren festgestellt werden. So wurden Abweichungen von über 70 % zwischen den Spitzenstromamplituden gemessen [8]. Individuelle Modelle für die verschiedenen Generatortypen sind notwendig.

Die Anwendung von 3D-Simulationstechniken erlaubt grundsätzlich die Erstellung genauer Modelle von ESD-Generatoren. Durch die Abbildung

konstruktionsbedingter Details und Berücksichtigung von Materialparametern können Ströme und abgestrahlte Felder an nahezu beliebigen Punkten mit beispielsweise der Finite-Integral-Methode (FIT) oder mit der Finite-Differenzen-Methode (FDTD) berechnet werden [3][5][6][7]. Zur Reduzierung des enormen Modellierungs- und Berechnungsaufwandes werden häufig jedoch starke Vereinfachungen des Modells vorgenommen, wodurch die Genauigkeit der Simulationsergebnisse herabgesetzt wird.

Um die Simulationszeit zu reduzieren und um die Verbindung zu IC-Modellen herzustellen, werden häufig Netzwerkmodelle, die aus konzentrierten Elementen bestehen, verwendet. In [8] wurde ein Netzwerkmodell eines ESD-Generators auf Basis von Messungen des Stromverlaufs an unterschiedlichen nieder- und hochohmigen Lasten erstellt. Eine hohe Modellgenauigkeit ist damit zwar möglich, der Aufwand ist wegen der fehlenden Systematik bei der Auswahl der Modelltopologie und der Parameter jedoch sehr hoch.

Der Stromverlauf eines ESD-Generators kann exakt berechnet werden, wenn die Impedanzen an der Entladespitze und an den Relaiskontakten bekannt sind. Eine Messmethode wurde hierfür in [9] vorgeschlagen. Das Relais eines ESD-Generators wurde zerlegt und ein Netzwerkanalysator (NWA) mit den Relaiskontakten direkt verbunden. Aufgrund der fehlenden Masseverbindung der Relaiskontakte können Mantelströme die Messergebnisse stark verfälschen.

Um das Problem der fehlenden Massenabindung des Generatorrelais zu lösen, wurde eine neue Methode zur potentialfreien Messung von Impedanzen entwickelt. Für die Modellierung werden die Frequenzbereichsmessdaten anschließend approximiert und in eine Zustandsraumdarstellung überführt. Das Modell kann somit in beliebige Netzwerksimulationsprogramme eingebunden werden. Die Methode und Ergebnisse werden in dem Beitrag ausführlich vorgestellt.

2 Messprinzip

Die frequenzabhängige Impedanz muss für die Modellierung von ESD-Generatoren über eine große Bandbreite an zwei Punkten gemessen werden. Bei ESD-Generatoren fällt die gewählte Ladespannung zunächst über den Relaiskontakten ab. Beim anschließenden Schaltvorgang gibt es einen Spannungssprung im Relais von der Ladespannung auf 0 V. Der Stromverlauf im Relais kann äquivalent durch Anregung der Impedanz zwischen den Relaiskontakten mit einer

Sprungfunktion berechnet werden. Für die Modellierung können Effekte, die durch kurze Funken im Relais entstehen können, wegen kurzer Zeitkonstanten vernachlässigt werden. Der Strom, der durch die Entladespitze des Generators fließt, kann berechnet werden, wenn zusätzlich zur Impedanz zwischen den Relaiskontakten die Impedanz zwischen Entladespitze und der metallischen Koppelplatte bekannt ist. Ähnlich zu ESD-Testaufbauten ist das Referenzpotential durch die Metallplatte definiert. Während die Impedanzmessung an der Generatorspitze vergleichsweise einfach ist, bereitet eine genaue Messung der Impedanz zwischen den Relaiskontakten Probleme. Eine potentialfreie Messung ist notwendig, die durch einen sehr breitbandigen Stromsensor realisiert wird. Der gesamte Messaufbau für die Charakterisierung des ESD-Generators ist in Abbildung 1 dargestellt. Der entkoppelte NWA-Port 1 wird mit den Relaiskontakten verbunden. Das geschlossene Relais verbindet das Entladnetzwerk mit der Generatorspitze. Der zweite Port liegt an der Koppelplatte und kontaktiert die Entladespitze.

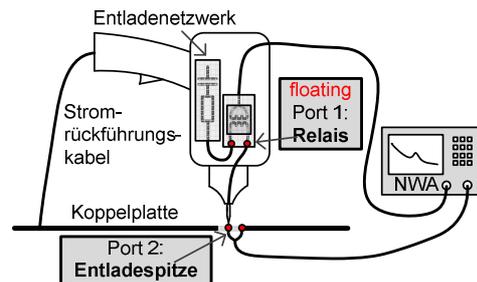


Abbildung 1: Aufbau zur Messung der Generatorimpedanz

3 Impedanz-Messmethoden

Portimpedanzen eines ESD-Generators können mit verschiedenen Verfahren gemessen werden. Diese werden hier zunächst vorgestellt und anschließend miteinander verglichen.

3.1 Direkte Messung

In [9] wurde ein 50 Ω NWA-Port direkt mit den Relaiskontakten des ESD-Generators verbunden. Ein zweiter NWA-Port wurde mit einem ESD-Stromtarget zur Messung der Generatorimpedanz an der Entladespitze verbunden. Die berechnete System-Sprungantwort aus den erhaltenen Frequenzbereichsdaten bildet den mit einem Oszilloskop gemessenen Stromverlauf des ESD-Generators gut nach. Die Messdaten der Generatorimpedanz werden jedoch durch den direkten Anschluss des Messgerätes an das Relais

über das Messkabel beeinflusst. Beim Anschluss des geschirmten Messkabels muss eine zusätzliche Impedanz durch auftretende Ströme auf dem Kabelmantel berücksichtigt werden. Der Einsatz von Ferriten kann auftretende Mantelströme nur teilweise reduzieren.

3.2 Potentialfreie Messung

Die potentialfreie Messung der Impedanz am Relais des ESD-Generators ohne direkte Verbindung mit dem Massepotential eines Messinstrumentes ist mit verschiedenen Methoden möglich. Nachfolgend werden mögliche Ansätze beschrieben und diskutiert.

3.2.1 Differenzielle Messung mit Messadapter

Eine Messmethode zur Bestimmung der Impedanzen von Antennen wurde in [10] vorgeschlagen. Zur symmetrischen Messung wird ein aus semi-rigid Kabeln angefertigter Messadapter verwendet, bei welchem die Außenleiter beider NWA-Ports miteinander verbunden sind. Unter Anwendung einer 2-Port-Kalibrationsmethode mit Port-Erweiterung liegt dann die Kalibrationsebene des NWA an den Adaptermessspitzen, welche bis zum Messobjekt geführt werden können. Die differentielle Impedanz ergibt sich aus den Gleichtaktimpedanzen zweier identischer Messobjekte. Durch eine symmetrische Anordnung der Messobjekte, d.h. zwei Generatoren vom gleichen Typ, würden auftretende Gleichtaktströme auf den Kabelschirmen kompensiert. Da die Generatorimpedanz auf das Potential einer Massefläche bezogen wird, wurde ein Versuchsaufbau mit einer rechtwinklig angeordneten Massefläche erstellt. Zwei Messobjekte können mit dem Zentrum je eines Flügels der rechtwinkligen Platte verbunden werden und differentielle S-Parameter gemessen werden.

3.2.2 Impedanzmessung mit zwei Stromsensoren

Die Impedanz an einem Punkt eines Netzwerkes kann auch potentialfrei mit einem NWA und zwei Stromsensoren gemessen werden [11]. Dabei sollten die Abmessungen der Stromsensoren möglichst gering sein, um die Messergebnisse durch Verkopplung nicht zu beeinflussen. Weiterhin muss das frequenzabhängige Übertragungsverhalten der Stromsensoren bei der Abschätzung der messbaren Dynamik berücksichtigt werden. Viele Stromsensoren sind für die Charakterisierung von ESD-Generatoren wegen einer Beschränkung der messbaren Bandbreite nicht geeignet. In diesem Beitrag wurden CT-1 und CT-6 Stromsensoren verwendet, welche für

die Messung von Signalen hoher Frequenzen bis 1 GHz geeignet sind und von den Gehäuseabmessungen klein sind.

Für die Bestimmung der lokalen Impedanz an der Position der Stromsensoren werden zwei weitere Datensätze benötigt, die Transmissions- und Reflektions-S-Parameter enthalten und in einem gesonderten Kalibrationsaufbau gemessen werden. Die Berechnung der lokalen Impedanz erfolgt nach [11].

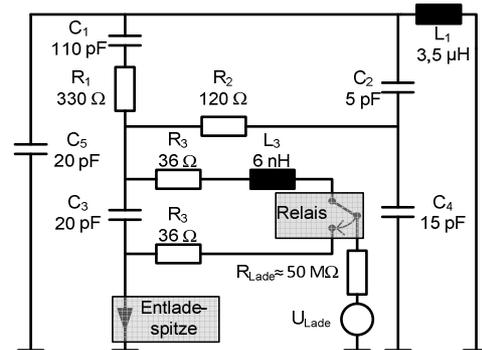


Abbildung 2: Ersatzschaltbild eines ESD Generator Modells nach [9] mit Ladewiderstand und Spannungsquelle

Das in Abbildung 2 gezeigte Netzwerk bildet das Verhalten eines Noiseken ESD-Generators nach [9]. Es wurde für Versuchszwecke auf einer Platine mit einem Quecksilber Reed-Relais und bedrahteten sowie SMD-Bauelementen nachgebaut. Über eine Spannungsquelle und einen großen Ladewiderstand kann das Versuchnetzwerk aufgeladen werden. Beim Auslösen des Reed-Relais fließt der Entladestrom durch einen Draht, welcher die Entladespitze darstellt. Dieser kann mit Stromsensoren und einem Oszilloskop gemessen werden. In Abbildung 3 werden 3 gemessene Entladungen mit dem simulierten Entladestrom verglichen. Die Ladespannung beträgt 5 V. Die gemessenen Kurven wurden für den Vergleich zu einer simulierten Entladung mit 1 kV Ladespannung mit dem Faktor 200 multipliziert.

In Abbildung 4 sind die mit der Stromsensormethode gemessenen und simulierten Impedanzen an der Entladespitze dargestellt. Die Kurven stimmen bis zu hohen Frequenzen gut überein. Der Einfluss der Stromsensoren auf den Testschaltkreis ist vernachlässigbar. Leichte Unterschiede zwischen den Kurven bei etwa 10 MHz sind auf Abweichungen der Bauteilwerte zurückzuführen und können in der Simulation durch Variation der Bauteilparameter nachvollzogen werden. Die Induktivität des Drahtes zur Entladespitze im Versuchsaufbau wird in der

Simulation nicht berücksichtigt und führt zu unterschiedlichen Kurvenverläufen oberhalb von 300 MHz.

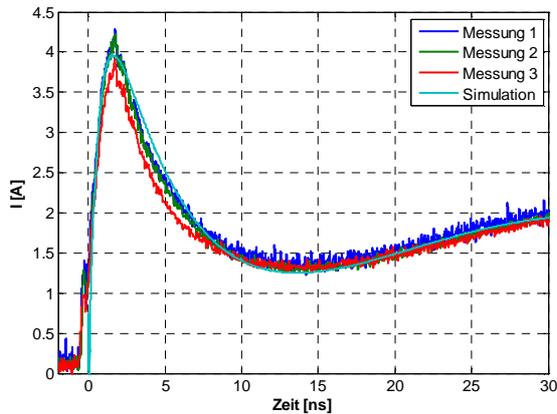


Abbildung 3: Vergleich simulierter und gemessener Entladekurven des Versuchsnetzwerks aus Abbildung 2

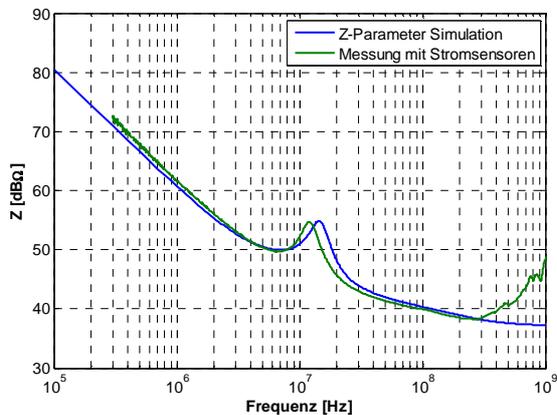


Abbildung 4: Vergleich der simulierten und gemessenen Impedanz an der Entladespitze des Netzwerkes aus Abbildung 2

3.2.3 Potentialfreie Impedanzmessung mit einem Stromsensor

Die frequenzabhängige Übertragungsfunktion eines Stromsensors kann durch ein de-embedding-Verfahren aus den Messdaten eliminiert werden. Für das de-embedding-Verfahren wird das genaue Übertragungsverhalten des Stromsensors benötigt. Durch Verwendung von Kettenparametern kann mit dem Datensatz T_{Trans} die gesuchte Generatorimpedanz am Relais T_{Relais} aus den Stromsensormessdaten T_{Mess} bestimmt werden (1).

$$T_{Relais} = T_{Trans}^{-1} T_{Mess} \quad (1)$$

Die de-embedding-Information des Stromsensors wird vor der Messung am Testobjekt mit dem NWA aufgenommen. Dazu ist ein gesonderter Messaufbau erforderlich, der in Abbildung 5 und Abbildung 6 dargestellt ist. Eine SMA-Buchse, die in eine Metallkoppelplatte eingebaut ist, wird mit einem Draht möglichst geringer Länge kurz-

geschlossen. Der Stromsensor und die SMA-Buchse werden mit dem NWA verbunden und die Übertragungsfunktion wird gemessen.

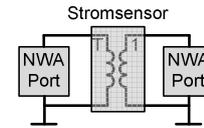


Abbildung 5: Aufbau zur Messung der de-embedding-Information

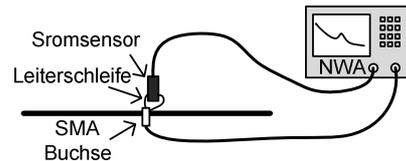


Abbildung 6: Messaufbau mit Leiterschleife

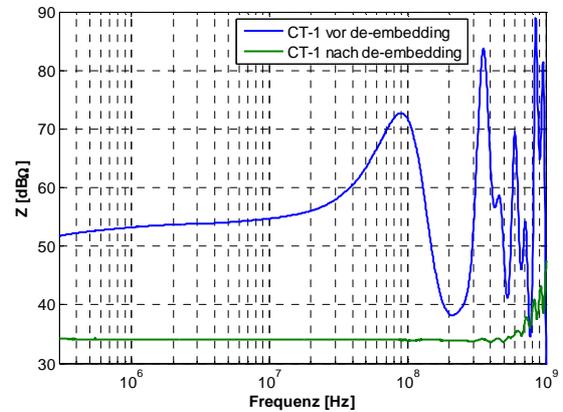


Abbildung 7: Gemessene Impedanz mit dem CT-1 Stromsensor vor und nach dem de-embedding

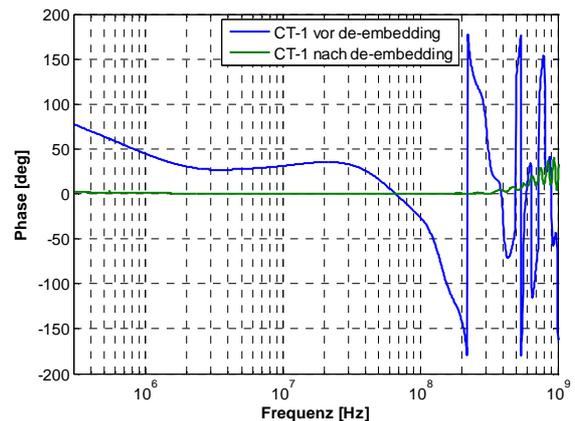


Abbildung 8: Gemessene Phase mit dem CT-1 Stromsensor vor und nach dem De-embedding

Die mit einem CT-1 Stromsensor gemessene Impedanz und Phase ist in Abbildung 7 und Abbildung 8 vor und nach dem de-embedding dargestellt. Nach dem Extrahieren der Übertragungseigenschaften des Stromsensors wird eine Phase von 0° und 50Ω Impedanz des

Messinstrumentes mit geringen Abweichungen bis hin zu fast 1 GHz angezeigt.

3.3 Vergleich und Diskussion der Verfahren

Die Charakterisierung von ESD-Generatoren ist mit den vorgestellten Ansätzen zur potentialfreien Messung möglich. Die Anwendbarkeit der Verfahren wird nachfolgend diskutiert.

Zur Messung der Impedanz mit einem Messadapter nach [10] müssten zwei identische ESD-Generatoren im 90° Winkel zueinander mit einer rechtwinkligen Massefläche verbunden werden. Die Kontakte des Messadapters müssten für die differentielle Messung je mit den Relaiskontakten eines Generators verbunden werden. Für die Kontaktierung müsste zudem die Verbindung der Außenleiter des Messadapters wegen der Abmessung der Testobjekte auf einer Länge von etwa 10 cm aufgetrennt werden. Die Messspitzen wären bei der praktischen Anwendung separiert, was wiederum zu Messfehlern führen würde. Die 90°-Anordnung der Masseflächen führt weiterhin zu einer nicht repräsentativen Verteilung der Spiegelströme.

Eine bessere Entkopplung des Messinstruments vom Messobjekt wird durch den Einsatz von Stromsensoren ermöglicht. Dabei ist die Qualität der Kalibrationsdatensätze für die Stromsensormethode sehr wichtig. Für die Berechnung der Impedanz werden zwei weitere Kalibrationsdatensätze benötigt, welche zunächst in zwei Konfigurationen eines separaten Testaufbaus gemessen werden müssen. Die an untersuchten Testobjekten gewonnenen Ergebnisse bestätigen die Einsetzbarkeit der verwendeten Sensoren zur Charakterisierung von ESD-Generatoren. Für die Messung der Impedanz am Relais müssten zwei Stromsensoren mit den Relaiskontakten verbunden werden. Die Abmessungen des Relaiskörpers erschweren eine niederimpedante und ortsnahe Kontaktierung mehrerer Stromsensoren mit den Relaiskontakten.

Bei einer Impedanzmessung mit nur einem Stromsensor ist der Einfluss des Sensors auf die Messung gegenüber der Methode mit 2 Sensoren geringer. Durch die Anwendung einer de-embedding Methode kann dieser weitgehend extrahiert werden. Ein einzelner Stromsensor mit geringen Abmessungen kann zudem gut in einen Messaufbau eingebracht werden. Diese Methode wird hier zur Charakterisierung von ESD-Generatoren eingesetzt.

4 Modellierung beliebiger gemessener Impedanzverläufe

S-Parameter können im Frequenzbereich unter Anwendung von Vector Fitting Algorithmen in ein Zustandsraummodell überführt werden [12]. In dieser Darstellung wird die Beziehung von Eingangs- und Ausgangsgrößen eines linearen Systems durch ein Differenzialgleichungssystem erster Ordnung beschrieben (2) (3).

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A} \cdot x(t) + \mathbf{B} \cdot u(t) \quad (2)$$

$$i(t) = \mathbf{C} \cdot x(t) + \mathbf{D} \cdot u(t) \quad (3)$$

Die Dimension der Matrizen \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} und \mathbf{D} wird durch die Ordnung n des Zustandsraummodells und der Anzahl der Ports p bestimmt. Es ergeben sich die folgenden Matrixdimensionen.

- $\mathbf{A}[n, n]$, $\mathbf{B}[n, p]$
- $\mathbf{C}[p, n]$, $\mathbf{D}[p, p]$

Ein VHDL-AMS Modell mit zwei Ports besteht aus 4 *terminals* P_1 , P_2 , P_3 und P_4 . Die Spannung u_p und i_p ist zwischen je 2 *terminals* definiert, die in der *architecture* des Modells definiert werden („quantity $u1$ across $i1$ through $P1$ to $P2$ “). Die Zustandsvariablen werden als *quantity* x_n mit dem Datentyp *real* deklariert. Das Gleichungssystem kann für zwei Zustandsvariablen mit den folgenden Zeilen implementiert werden.

$$x1' \text{dot} == A(1,1)*x1 + A(1,2)*x2 + B(1,1)*u1 + B(1,2)*u2 ; \quad (4)$$

$$x2' \text{dot} == A(2,1)*x1 + A(2,2)*x2 + B(2,1)*u1 + B(2,2)*u2 ; \quad (5)$$

$$i1 == C(1,1)*x1 + C(1,2)*x2 + D(1,1)*u1 + D(1,2)*u2 ; \quad (6)$$

$$i2 == C(2,1)*x1 + C(2,2)*x2 + D(2,1)*u1 + D(2,2)*u2 ; \quad (7)$$

Die Ports des Modells sind identisch mit den gewählten Ports für die S-Parameter Datensätze. Für die Zeitbereichssimulation wird das System mit einer Spannungsquelle verbunden, die das System mit einem Spannungssprung anregt. Über die Amplitude des Spannungssprungs kann die Ladespannung des Modells eingestellt werden. Der Modellierungsansatz kann durch eine Beschreibung der Systemzustandsgrößen mit gesteuerten Stromquellen analog auch als SPICE-Modell implementiert werden.

5 Verifikation der Messmethode

Die in 3.2.3 vorgestellte Methode wurde zunächst durch Simulationen mit idealen Daten verifiziert. Der nach der IEC-Norm spezifizierte Entladestrom eines ESD-Generators kann mit dem in Abbildung 2 dargestellten Netzwerk modelliert werden. Für die Simulation im Zeitbereich können

Ladespannungen als Anfangsbedingungen den konzentrierten Kondensatormodellen zugeordnet werden, oder eine Sprungfunktion kann als Anregung des Netzwerks verwendet werden. Eine weitere Möglichkeit bietet die Aufladung der Elemente mit einer Spannungsquelle und Entladung über einen Schalter, der das Schalten des Relais nachbildet.

Für die Simulation der Impedanzen im Frequenzbereich wird nach dem in Kapitel 2 beschriebenen Messprinzip ein Port an der Position des Relais und ein weiterer Port mit dem Knoten, der die Entladespitze des Netzwerks nachbildet, verbunden. Die Positionen sind im Schaltbild in Abbildung 9 eingezeichnet.

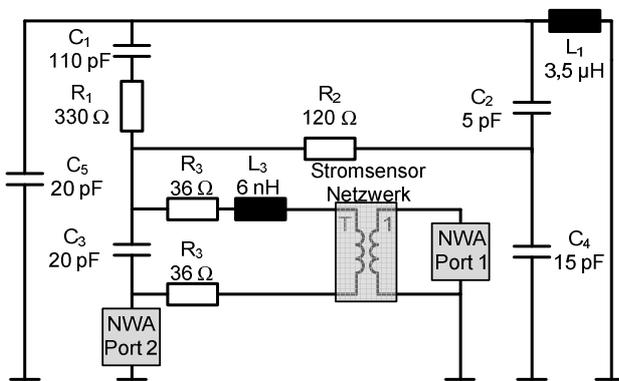


Abbildung 9: Schaltbild des Beispielnetzwerkes mit Stromsensor

Die unter Vernachlässigung des Stromsensornetzwerks simulierte Impedanz der Schaltung sind in Abbildung 11 und Abbildung 12 dargestellt. Die simulierten Kurven weisen Unterschiede auf. Bis zu etwa 7 MHz werden die Kurven von den verteilten Kapazitäten des Netzwerks dominiert. Das erste Minimum der Kurven bei 7 MHz wird durch den Widerstand R_3 bestimmt. Die Resonanz oberhalb von 10 MHz reagiert auf kleinste Änderungen von C_3 , C_4 , C_5 und der Induktivität L_1 , welche das Stromrückführungskabel nachbildet.

Der Einfluss des Stromsensors in der Messung kann in der Simulation durch ein Transformatormodell mit zusätzlichen induktiven und kapazitiven Elementen nachgebildet werden. Für die Verifizierung der Methode wurden die S-Parameter des Stromsensornetzwerks mit dem Aufbau aus Abbildung 5 simuliert, um den Datensatz T_{Trans} für das De-embedding zu erhalten. Im zweiten Schritt wurde das Stromsensornetzwerk mit dem ESD-Generator-Modell an der Stelle des Relais verbunden. Der Aufbau ist in Abbildung 9 dargestellt und ermöglicht die Simulation des

Datensatzes T_{Mess} . Die gesuchten S-Parameter können im dritten Schritt mit Gleichung (1) berechnet werden. Real- und Imaginärteile von T_{Relais} werden korrekt aus dem Datensatz T_{Mess} , bei welchem die Informationen des gesuchten Netzwerks und die des Stromsensornetzwerks überlagert sind, erhalten. T_{Relais} wird für die Simulation des Entladestroms mit einer Sprungfunktion angeregt. Die Kurve wird in Abbildung 10 mit der Zeitbereichssimulation ohne Stromsensornetzwerk gezeigt. Die Referenzkurve wurde wie in Abbildung 2 dargestellt simuliert, indem das ESD-Generator-Modellnetzwerk über eine Spannungsquelle aufgeladen und durch Schließen eines Schalters entladen wurde. Beide Kurven sind identisch.

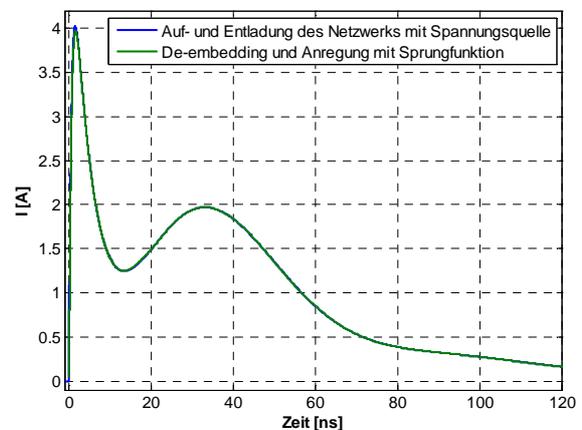


Abbildung 10: Vergleich der simulierten Entladekurven im Zeitbereich

6 Anwendung auf Noiseken ESD-Generator

Die vorgestellte Methode zur Charakterisierung und Modellierung wurde an einem Noiseken TC-815R ESD-Generator angewendet. Die Messungen wurden mit dem Aufbau, der in Abbildung 1 gezeigt wird, durchgeführt. Für die Kontaktierung des NWA mit dem Versuchsobjekt wurde das Relais aufgeschnitten und die Relaiskontakte mit einem möglichst kurzen Draht durch den Stromsensor kurzgeschlossen. Der zweite NWA-Anschluss erfolgt über den Kontakt des inneren Leiters einer SMA-Buchse mit der ESD-Generatorspitze. Während der Messung muss das Stromrückführungskabel des ESD-Generators mit der Metallplatte, in welche die SMA-Buchse eingebaut ist, verbunden sein. Die 2-Port-S-Parameter können durch de-embedding berechnet werden. Die gemessenen Kurven werden in Abbildung 11 und Abbildung 12 den simulierten Kurven des aus konzentrierten Elementen aufgebauten Noiseken-Modells gegenübergestellt.

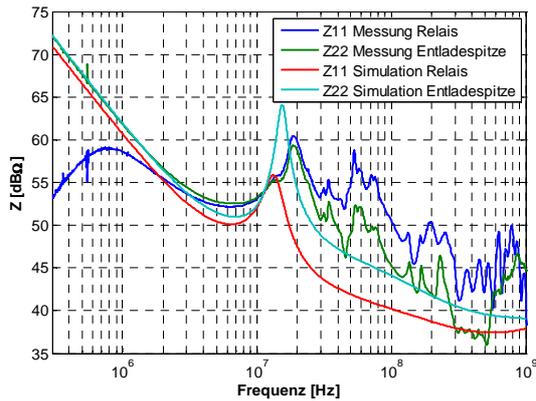


Abbildung 11: Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Impedanzbeträgen

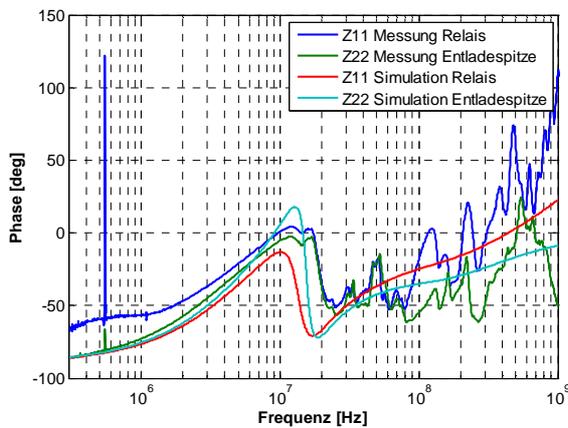


Abbildung 12: Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Phasen

Für tiefe Frequenzen ist der Einfluss des CT-1 Stromsensors auf die gemessenen Z11-Parameter sichtbar. In diesem Bereich kann die Impedanz wegen der unteren Grenzfrequenz des Sensors nicht korrekt gemessen werden. Für tiefe Frequenzen ist die Kapazität des Entladenetzes dominant. Bis zu einer Frequenz von etwa 20 MHz sind die gemessenen Kurven bei Vernachlässigung des Messfehlers ähnlich. Die ersten Nanosekunden des Entladestroms werden von der Impedanz im Bereich von 50 MHz bis zu 1 GHz bestimmt. In diesem Bereich treten die größten Unterschiede zwischen den an Port 1 und Port 2 gemessenen Kurven auf. In Abbildung 12 können ähnliche Verläufe der gemessenen und simulierten Phasen beobachtet werden.

6.1 Modellierung

Aus den in Abbildung 11 und Abbildung 12 gezeigten Messdaten wurde ein Zustandsraummodell erstellt. Die Ordnung des Modells beträgt 24 bei einer Bandbreite bis zu 1 GHz.

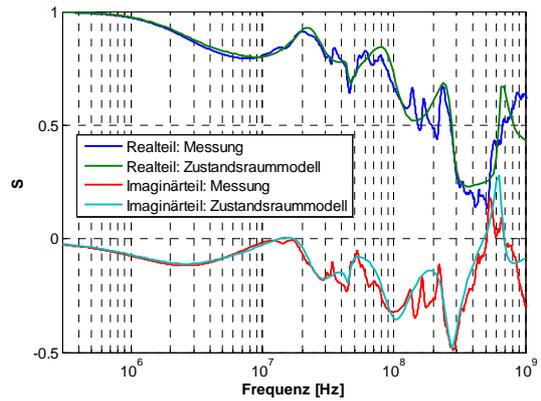


Abbildung 13: Approximation der Messdaten

Die approximierten und gemessenen Kurven sind in Abbildung 13 exemplarisch für S22-Parameter dargestellt. Das Modell bildet den Verlauf der Real- und Imaginärteile gut nach.

6.2 Vergleich von Messung und Simulation im Zeitbereich

Der mit dem erstellten Modell simulierte Entladestrom ist in Abbildung 14 und Abbildung 15 für eine Anregung mit einem Spannungssprung der Amplitude von 1 kV dargestellt.

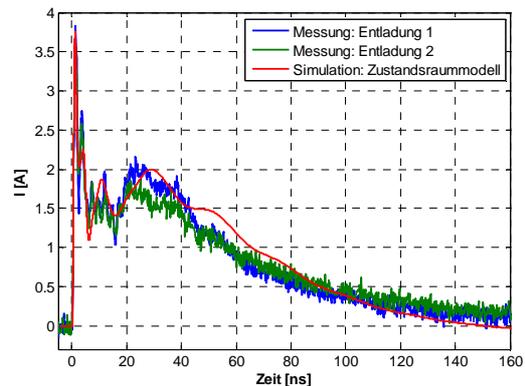


Abbildung 14: Vergleich von Messung und Simulation im Zeitbereich

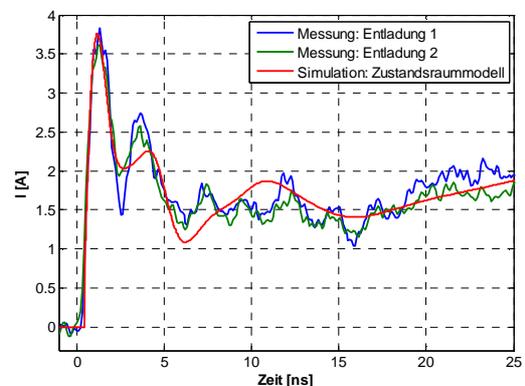


Abbildung 15: Vergleich von Messung und Simulation (erster Stromanstieg)

Der untersuchte ESD-Generator wurde für Messungen im Zeitbereich mit 10 V aufgeladen und der Stromverlauf über ein Stromtarget mit einem 2 GHz Oszilloskop aufgenommen. Für den Vergleich mit den von der Norm geforderten Anstiegszeiten und Amplituden für 1 kV Ladespannung wurden die Kurven in den Abbildungen mit dem Faktor 100 multipliziert. Die simulierten und gemessenen Kurven sind im Bereich des ersten Stromanstiegs fast identisch. Nach etwa 3 ns gibt es geringe Abweichungen. Das Modell bildet Minima und Maxima der Messdaten gut nach.

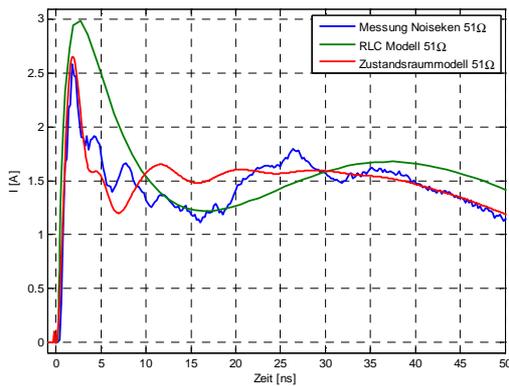


Abbildung 16: Vergleich von Messung und Simulation an 51 Ω

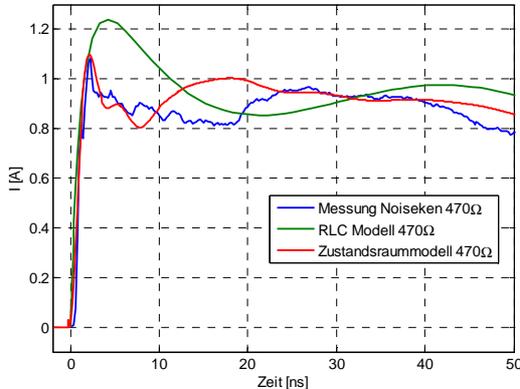


Abbildung 17: Vergleich von Messung und Simulation an 470 Ω

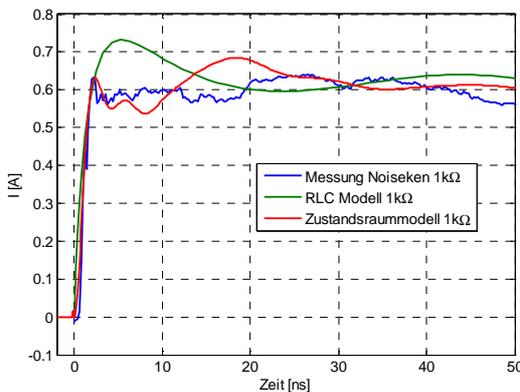


Abbildung 18: Vergleich von Messung und Simulation an 1 k Ω

In Abbildung 16, Abbildung 17 und Abbildung 18 wird das lastabhängige Verhalten der Modelle deutlich. Ein Noiseken-ESD-Generator wurde über ein Stromtarget entladen. In den Entladepfad wurden zusätzliche Widerstände eingebracht und der Strom bei einer Ladespannung von 40 V mit einem 6 GHz Oszilloskop gemessen. Die Messdaten wurden auf eine Ladespannung von 1 kV zur besseren Vergleichbarkeit mit der Norm mit dem Faktor 25 multipliziert. Die Simulationen mit dem in Abbildung 2 gezeigten RLC-Modell des Noiseken Generators und mit dem aus Messdaten erstellten Verhaltensmodell weisen deutliche Unterschiede auf. Die gemessenen Kurven stimmen gut mit der simulierten Kurve des Verhaltensmodells bei 51 Ω , 470 Ω und 1 k Ω Widerständen im Entladepfad überein.

7 Diskussion

Die Ursache für Abweichungen zwischen den simulierten und gemessenen Kurven ist hauptsächlich auf Mess- und Approximationsfehler zurückzuführen. Das Einbringen des Stromsensors in den Aufbau am Relais beeinflusst die Messung für sehr hohe Frequenzen bei 1 GHz. Ein verbesserter Messaufbau und eine Erweiterung der de-embedding-Strategie könnten die Genauigkeit der S-Parameter im Bereich hoher Frequenzen steigern. Die durch die Charakteristik des Stromsensors verursachten Messfehler bei niedrigen Frequenzen sind auf numerische Probleme zurückzuführen, da die Signale in diesem Bereich sehr klein sind und von Rauschen überlagert werden. Die Kapazität des Entladenetzwerkes ist in diesem Bereich dominant und der Verlauf der Kurve kann extrapoliert werden. Das gezeigte Modell ist auf die Bandbreite von 1 GHz durch den Messaufbau beschränkt. Für manche Anwendungen sollten höhere Frequenzen durch das Modell abgebildet werden können. Hier ist die Induktivität des Stromrückführungskabels wichtig und könnte durch Extrapolation der Messdaten evtl. berücksichtigt werden. Breitbandigere geeignete Stromsensoren sind heute noch nicht verfügbar. Die Anwendung mehrerer verschiedener Stromsensoren für die Charakterisierung bestimmter Frequenzbänder ist ebenfalls denkbar. Die Qualität der de-embedding-Information wirkt sich auf das Messergebnis aus und könnte durch einen optimierten Aufbau verbessert werden. Weitere Fehler werden durch die Approximationsalgorithmen verursacht. Eine vollständige Nachbildung der Messdaten ist nicht möglich.

Die vorgestellte Methode kann auch für die Charakterisierung und Modellierung von anderen

Objekten wie Antennen oder Kabelsträngen angewendet werden, wo differentielle Messtechniken notwendig sind. Durch die Abbildung des Verhaltens als „black-box“ kann das Modell für weitere ESD-Anwendungen um zusätzliche Ports ergänzt werden. Beispielsweise könnte die Feld-einkopplung in Leiterstrukturen simuliert werden. Das Einbinden von Anfangsbedingungen bei den Zustandsvariablen ermöglicht eine Einstellung der Vorladung des Modells, sodass die Anregung mit einer Sprungfunktion entfällt.

8 Zusammenfassung

Individuelle Modelle von ESD-Generatoren werden für die Simulation von ESD-Prüfungen benötigt. In diesem Beitrag wird eine Methode zur Charakterisierung und Modellierung der individuellen Eigenschaften von ESD-Generatoren vorgestellt. Die Impedanzen, z.B. am Relais, können mit einem neuen Verfahren über einen großen Frequenzbereich potentialfrei gemessen werden. Ein Verhaltensmodell, welches für die Simulation im Zeitbereich geeignet ist, kann durch die Anwendung von Approximationsalgorithmen aufgebaut werden. Die Anwendung des Verfahrens an einem Noiseken ESD-Generator zeigen, dass die individuelle Quellimpedanz und der Entladestromverlauf gut abgebildet werden.

Danksagung

Die vorgestellten Arbeiten wurden durch eine Förderung des Deutschen Akademischen Austausch Dienstes (DAAD) unterstützt.

Literatur

- [1] B. Arndt, F. zur Nieden, F. Müller, J. Edenhofer und S. Frei, "Virtual ESD Testing of Automotive Electronic Systems", 2010 Asia Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Peking, April 2010.
- [2] Y. Cao, U. Glaser, J. Willemsen, F. Magrini, M. Mayerhofer, S. Frei und M. Stecher, ESD Simulation with Wunsch-Bell based Behavior Modeling Methodology, IEW, 2011.
- [3] F. zur Nieden, B. Arndt, J. Edenhofer und S. Frei, "Impact of setup and pulse generator on automotive component ESD testing results", 2010 Asia Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Peking, April 2010.
- [4] C. Qing, J. Koo, A. Nandy, und D. Pommerenke, "Advanced full wave ESD generator model for system level coupling simulation", IEEE International Symposium on EMC, Detroit, August 2008.
- [5] D. Liu, A. Nandy, D. Pommerenke, S. J. Kwon und K. H. Kim, "Full Wave Model for simulating a Noiseken ESD Generator", IEEE Electromagnetic Compatibility International Symposium, Austin, Oktober 2009.
- [6] K. Wang, D. Pommerenke, R. Chundru, T. Van Doren, J. L. Drewniak, und A. Shashindranath, "Numerical modeling of electrostatic discharge generators", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility Vol. 45, 2003.
- [7] S. Caniggia und F. Maradei, "Circuit and numerical modeling of electrostatic discharge generators", IEEE Transactions on Industry Applications VOL. 42, 2006.
- [8] F. zur Nieden, B. Arndt, J. Edenhofer und S. Frei; "Vergleich von ESD-System-Level Testmethoden"; ESD Forum, Berlin, Dezember 2009.
- [9] J. Koo, Q. Cai, G. Muchaidze, A. Martwick, K. Wang und D. J. Pommerenke, "Frequency-Domain Measurement Method for the Analysis of ESD Generators and Coupling", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 49, No. 3, August 2007.
- [10] K. D. Palmer und M. W. van Rooyen, "Simple Broadband Measurements of Balanced Loads Using a Network Analyzer", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, No. 1, Februar 2006.
- [11] G. Liu, Y. Ding, C. Chen, R. Kautz, J. L. Drewniak, D. J. Pommerenke und M. Y. Koledintseva, "A Dual-Current-Probe Method for Characterizing Common-Mode Loop Impedance", IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Vail, Colorado, USA, 20-22 Mai 2003.
- [12] B. Gustavsen und A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 3, pp. 1052-1061, Juli 1999.