

Analyse unterschiedlicher Modellierungsvarianten des „Direct Power Injection“ Verfahrens für die EMV Charakterisierung integrierter Schaltungen

U. Stürmer¹, S. Ritzmann^{1,2}, O. Jovic², and W. Wilkening²

¹Fraunhofer Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration, Gustav-Meyer-Allee 25, 13355 Berlin, Germany

²Robert Bosch GmbH, AE/EIM, Tübinger Straße 123, 72762 Reutlingen, Germany

Zusammenfassung. Dieser Beitrag analysiert zwei Ansätze zur Modellierung eines Teststandes zur Charakterisierung von integrierten Schaltungen mittels Direct Power Injection (DPI) auf einem Wafer. Die erste Variante ist zur Analyse bereits vorliegender integrierter Schaltungen nutzbar. Sie benötigt gemessene S-Parameterdaten, mit denen die an einem realen Messobjekt anliegenden Störspannungen frequenzabhängig bestimmt werden können. Die zweite Variante ist bereits anwendbar, bevor Silizium gefertigt worden ist. Sie modelliert einen Netzwerkanalysatorkanal der aus einer Signalquelle, einem Leistungsmesser und einem Verstärker mit nachgeschaltetem Richtkoppler und Entkoppelnetzwerken besteht. Zunächst werden die oben genannten verschiedenen Varianten der DPI-Streckenmodellierung dargestellt. Sie werden miteinander und anhand von Messdaten einer einfachen Teststruktur verglichen. Die Teststruktur besteht aus einem MOS-Transistor mit Arbeitswiderstand. Der Beitrag diskutiert Vor- und Nachteile der Varianten einschließlich Modellierungsaufwand und Simulationsgeschwindigkeit.

1 Einleitung

Die Zunahme elektromagnetischer Störquellen in der Umwelt, bei höherer Systemintegration auch innerhalb eines ICs sowie die niedrigeren Versorgungsspannungen neuer Halbleitertechnologien, benötigen sichere Entwurfsmethoden (first time right) zur Einhaltung der geforderten Störfestigkeit integrierter Schaltungen gegenüber HF-Störbeaufschlagung. Die Elektromagnetischen Interferenzen (EMI) entstehen dabei durch Demodulationseffekte an funktionalen und parasitären nichtlinearen Funktionseinheiten (pn-Übergängen) innerhalb einer integrierten Schaltung. Sie

führen zu Verzerrungen und Intermodulation, die sich dann in Arbeitspunktverschiebungen äußern. Gerade im Bereich der Automobil- und anderer sicherheitsrelevanter Anwendungen, wie der Medizin und der Luft- und Raumfahrttechnik, herrschen besonders hohe Anforderungen an die Störfestigkeit. Sie implizieren daher Störfestigkeitspegel in dem Normprüfverfahren Direkt Power Injection von bis zu 30 dBm an speziellen Pins. Dabei ist das Direct Power Injection Verfahren, bei dem das Teststörsignal kapazitiv auf ein zu untersuchendes Pin eingekoppelt wird, die Standardmethode zur Qualifizierung der Störfestigkeit integrierter Schaltungen. Die in der für dieses Messverfahren gültigen Norm IEC 62132-4 maximal zulässige Messstreckendämpfung von 3 dB bedeutet z.B. für ein Störsignal mit 5 V Spitzenwert eine Reduzierung durch die Dämpfung auf 3,55 V. Zur Erhöhung der Genauigkeit von EMI-Simulationen ist es daher sinnvoll entsprechende Modelle der DPI-Messstrecke bereitzustellen. Die in diesem Beitrag verwendeten DPI-Messaufbauten unterscheiden sich geringfügig von dem in der Norm vorgestellten Aufbau, da hier Messungen direkt auf einem Wafer stattfinden. Das bedeutet, das zu untersuchende Messobjekt wird über HF-Messspitzen in Ground-Signal-Ground Konfiguration auf dem Wafer kontaktiert, der sich auf einem Waferprober befindet (Abb. 1). Aufgrund der direkten Kontaktierung der integrierten Schaltung treten parasitäre Effekte des Gehäuses, der Bonddrähte oder der DPI-Prüfleiterplatte hier nicht auf.

Abschnitt 2 beschreibt die für diesen Beitrag verwendeten Messaufbauten detaillierter. Der folgende Abschnitt 3 stellt die verwendeten Modellvarianten vor, deren Vor- und Nachteile im Abschnitt 4 diskutiert werden.



Correspondence to: U. Stürmer
(uwe.stuermer@izm.fraunhofer.de)

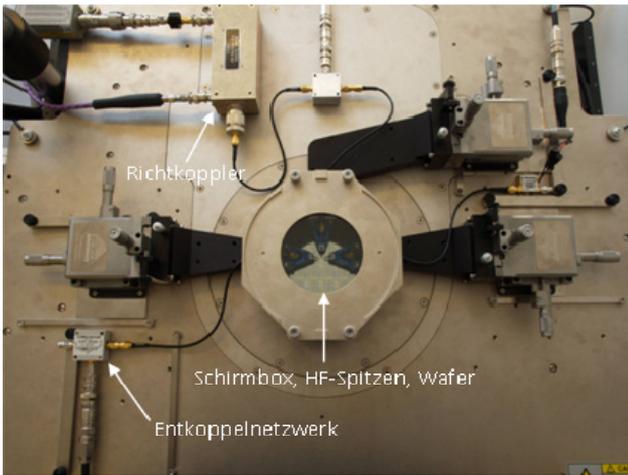


Abb. 1. Draufsicht DPI-Aufbau fr Wafer-Messungen mit Richtkoppler, Entkoppelnetzwerken und HF-Messspitzen.

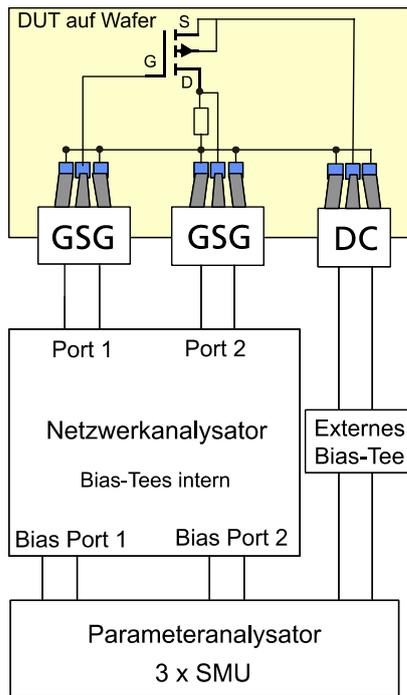


Abb. 2. Netzwerkanalysator – Messaufbau.

2 Messaufbauten

Zur Untersuchung der Störfestigkeit verschiedener Messobjekte (DUT – Device under Test) auf einem Wafer wurden zwei verschiedene Messanordnungen verwendet. Bei der ersten Messanordnung wurde ein Netzwerkanalysator (NWA) als Signalquelle genutzt und ein Parameteranalysator für die DC-Versorgung des Messobjektes. Die im NWA vorhandenen Entkoppelnetzwerke (Bias-Tees) dienen dazu, die HF-

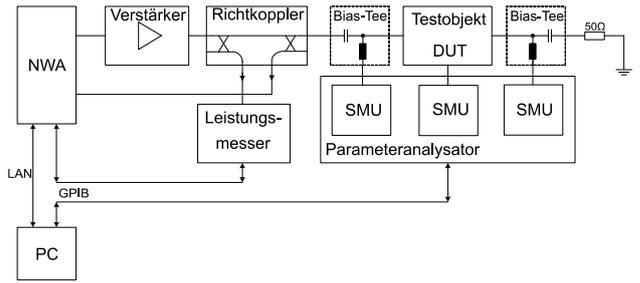


Abb. 3. Schematischer Aufbau des extern erweiterten Netzwerkanalysator Messsystems.

und DC-Signale zu überlagern, bzw. zu trennen. Dieses Verfahren nutzte Fiori (vgl. Fiori, 2002) für Störfestigkeitsuntersuchungen, um daraus, wie im folgenden Abschnitt beschrieben, die am Messobjekt anliegende Störspannung zu bestimmen. Dieser Aufbau ist in seiner prinzipiellen Struktur der Abb. 2 zu entnehmen.

Da, abhängig vom Netzwerkanalysator, dieser nur eine relativ geringe Leistung zur Verfügung stellen kann, publizierten Kirchhof und Johannsmann (vgl. Kirchhof und Johannsmann, 1999, 2000) bereits vorher einen Messaufbau in dem zusätzlich zum NWA noch ein Verstärker, ein Richtkoppler und Entkoppelnetzwerke eingefügt sind. Der Richtkoppler ist notwendig, da zum einen durch den Verstärker nicht mehr der Reflexionsfaktor gemessen werden kann und zum anderen aufgrund der Nichtlinearität der Verstärkerkennlinie eine Kalibrierung auf die Vorwärtsleistung erfolgen muss. Aus diesem Grund wird zusätzlich ein Leistungsmesser benötigt. Der Richtkopplerausgang wird mit dem Leistungsmesser verbunden, während die reflektierte Welle auf den zweiten Port des NWA geleitet wird, um den Reflexionsfaktor bestimmen zu können. Dieses Messsystem wurde für diesen Beitrag erstmals für Messungen auf Waferebene angewendet (vgl. Ritzmann, 2007). Eine schematische Darstellung dieses extern erweiterten Netzwerkanalysator Messaufbaues ist Abb. 3 zu entnehmen.

Das eben vorgestellte extern erweiterte Netzwerkanalysator Messsystem kann dazu genutzt werden, um aus Messdaten eines realen Messobjektes die an diesem anliegende Spannung der Grundschwingung bestimmten zu können. Um dies zu ermöglichen ist es notwendig, die zum Messobjekt hinlaufende und von diesem zurücklaufende Welle nach Betrag und Phase zu messen. Aus diesem Grund wurde ein Netzwerkanalysator als Signalquelle genutzt. Aufgrund der Eigenschaft des Verstärkers, Signale nur in einer Richtung passieren zu lassen, kann die zurücklaufende Welle nicht mehr am selben Tor gemessen werden. Daher wird über einen Richtkoppler die zurücklaufende Welle ausgekoppelt und auf ein zweites NWA-Tor geleitet. Am zweiten Richtkoppleranschluss wird ein Leistungsmesser angeschlossen, um die hinlaufende Leistung zu ermitteln (Abb. 3). Diese wird benötigt, um die interne HF-Quelle des

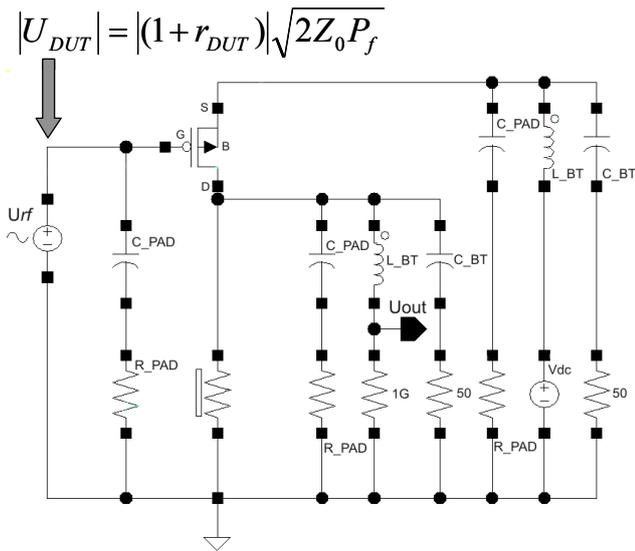


Abb. 4. Simulationsmodell mit U_{DUT} -Spannungsquelle gültig für NWA- und extern erweiterten NWA-Aufbau.

Netzwerkanalysators zu kalibrieren. Somit erhält man eine über der Frequenz stabile Leistung. Der Aufbau aus Netzwerkanalysator, Verstärker, Richtkoppler und Koppelnetzwerk entspricht der Nachbildung eines Kanals eines Netzwerkanalysators, mit dem der Reflexionsfaktor eines DUT bestimmt werden kann. Aufgrund der Verschaltung und der Nichtidealitäten der verschiedenen Komponenten des Messaufbaus entstehen unter anderem systematische Fehler, die durch Anwendung eines 3-Term-Fehlermodells korrigiert werden können.

Das heißt, dass der gemessene Reflexionsfaktor $r_{DUT,M}$, der dem vom NWA gemessenen S_{21} entspricht, mithilfe der folgenden Formel korrigiert wird

$$\Gamma_{DUT} = \frac{\Gamma_{DUT,M} - E_D}{(\Gamma_{DUT,M} - E_D)E_S - E_R} \quad (1)$$

Hierbei sind E_D der Richtschärfefehler, E_S die Quellenfehl-anpassung und E_R ist der Frequenzgangfehler (vgl. Gronau, 2001).

Um neben dem Reflexionsfaktor des Messobjektes auch die anliegende Spannung berechnen zu können, muss die Leistung der hinlaufenden Welle am Messobjekt ermittelt werden. Da diese Leistung am Eingang des Richtkopplers bekannt ist, muss der Einfluss des Richtkopplers und des Kopplungsnetzwerkes berücksichtigt werden. Aufgrund von vorhandenen Schleifen im Signalfuss ergibt sich für die Leistung am Messobjekt folgende Formel

$$P_h = \left| \frac{S_{21r}}{1 - S_{22r} \cdot \Gamma_{DUT}} \right|^2 P'_h \quad (2)$$

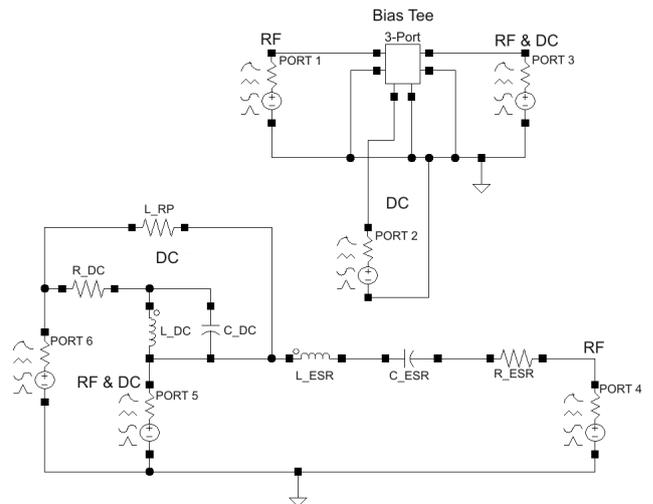


Abb. 5. Modelle des Entkoppelnetzwerkes in den unterschiedlichen Frequenzbereichen. Oben für hohe, unten für niedrigere Frequenzen. Die Knoten „DC“, „RF“ und „RF&DC“ bezeichnen die drei externen Anschlüsse.

P'_h ist dabei die am Eingang des Richtkopplers anliegende Leistung, die aus der am Eingang ausgekoppelten Leistung $P_{h,mess}$ und dem Richtkoeffizient K_{RK} resultiert

$$P'_h = P_{h,mess} + K_{RK} \quad (3)$$

Die folgende Gleichung gibt dann den Betrag der am Messobjekt anliegenden HF-Spannung U_{DUT} entsprechend Kirchhof und Johannsmann (vgl. Kirchhof und Johannsmann, 2000) an

$$|U_{DUT}| = |(1 + r_{DUT})| \sqrt{2Z_0 P_h} \quad (4)$$

Fiori (vgl. Fiori, 2002) nutzt in seiner oben genannten Arbeit, in der auf die Nachbildung des Netzwerkanalysator-kanals (Verstärker, Richtkoppler, Entkoppelnetzwerke), aufgrund geringer Störleistungen verzichtet wird, ebenfalls die für die am Messobjekt anliegende HF-Spannung hier angegebene Gleichung (4), aber ohne Korrektur der am Messobjekt anliegenden Leistung entsprechend der Gleichungen (2) und (3). Denn bei der Verwendung des NWA-Messaufbaus ergibt sich die Schwierigkeit, dass die internen Komponenten des NWA nicht zugänglich sind und somit nicht charakterisiert werden können für diese Korrekturmaßnahme, dies ist mit dem extern erweiterten NWA-Aufbau jedoch möglich.

3 Modellvarianten

Ausgehend von den beiden hier vorgestellten Messaufbauten ist es möglich verschiedene Modellvarianten der Messstrecke zu erzeugen.

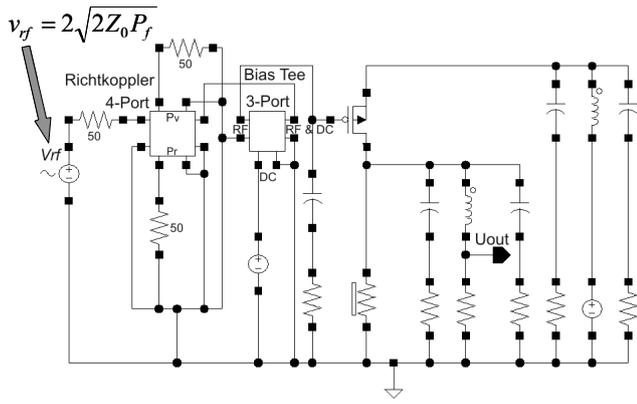


Abb. 6. Simulationsmodell mit Wellenquelle für extern erweiterten NWA-Aufbau.

3.1 Modellierung mit Hilfe vorliegender Messdaten eines realen DUT

Es besteht die Möglichkeit, die im vorherigen Abschnitt angegebene Gleichung (4) der am Messobjekt anliegenden HF-Spannung in Simulationen zu nutzen. Die Einflüsse der Messstrecke sind bereits in der Formel durch die Berücksichtigung des 3-Term-Fehlermodells und der Leistungskorrektur (nur extern erweiterter Aufbau) weitgehend beschrieben. Die durch die Messungen am realen Messobjekt erzeugten frequenzpunktbezogenen HF-Spannungen der Grundschwingung können somit direkt in einer Simulation frequenzpunktabhängig verwendet werden. Abbildung 4 stellt dies an dem in diesem Beitrag als Messobjekt verwendeten PMOS-Transistor dar. Zu erkennen ist die Spannungsquelle U_{rf} in der die frequenzabhängigen DUT-Spannungswerte eingelesen werden. Zusätzlich sind hier die Anschlussstrukturen auf dem Wafer und die verwendeten Entkoppelnetzwerke modelliert worden.

3.2 Modellierung mit Hilfe einer Wellenquelle und S-Parameterblöcken

Das Modell einer Wellenquelle (vgl. Gronau, 2001), die in einer Simulation eine konstante Vorwärtsleistung generiert lautet

$$v_{rf} = 2\sqrt{2Z_0P_h} \quad (5)$$

Diese ist auch Teil der in Gleichung (4) angegebenen HF-Spannung am Messobjekt, dort erweitert um die Messstreckenverluste. Wird nun diese Wellenquelle genutzt, um in einem Modell eine konstante Vorwärtsleistung zu erzeugen, muss dieser eine Modellierung der Messstrecke folgen. Dies ist unter Spectre (vgl. Spectre, 2008) möglich mit Streuparameterblöcken, die aus gemessenen S-Parameterdaten erzeugt werden. Diese sogenannten NPort Modelle modellieren das Zeitverhalten mittels der Sprungantwort. Dazu ist es notwendig, eine mindestens dreimal größere Bandbreite zu erfassen,

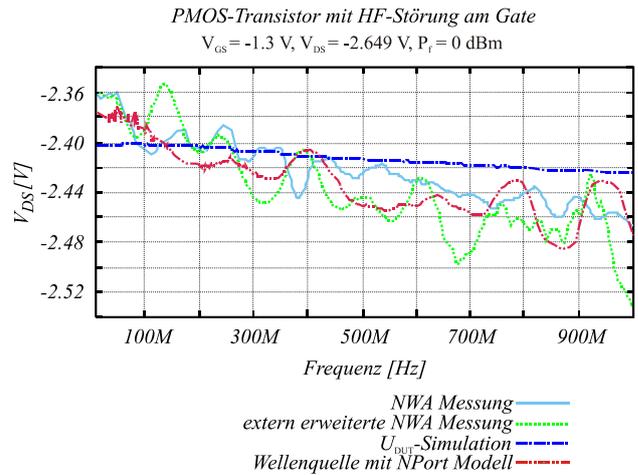


Abb. 7. Vergleich der Messaufbauten und Modellvarianten anhand der Frequenzabhängigkeit des Arbeitspunkts eines PMOS-Transistor unter Störbeaufschlagung.

sen, als die maximal im zu modellierenden Bereich auftretende Frequenz. Dies ist aufgrund der Begrenzung der DPI-Methode auf einen Frequenzbereich bis maximal 1 GHz mittels des verwendeten Netzwerkanalysators möglich. Problematisch ist hingegen die Beschreibung im unteren Frequenzbereich. Die Streuparametermessungen können mit dem verwendeten Netzwerkanalysator E8361A erst ab einer Frequenz von 10 MHz beginnen. Unterhalb dieses Bereiches extrapolieren diese NPort Modelle das Verhalten linear, was im Bezug auf das Entkoppelnetzwerk durch die dort vorhandene Kapazität im Transmissionspfad und Induktivität im Gleichstrompfad zu Fehlern führt. Diese bestehen darin, dass bei Extrapolation im Transmissionszweig ein Wert von 1 entsteht und im Gleichstromzweig ein Wert nahe 0. Um dies zu umgehen, wurde ein 4-Port Modell für den Richtkoppler und ein 3-Port Modell für das Entkoppelnetzwerk erstellt. Um den Bereich unterhalb der 10 MHz für das Entkoppelnetzwerk zu beschreiben, wurde dieses mit Ersatzschaltbildern die auch das parasitäre Verhalten einer Kapazität (ESR) und einer Induktivität darstellen, modelliert. Dies zeigt die Abb. 5.

Die Werte C_ESR und L_DC für die Parametrisierung dieses Ersatzschaltbildes wurden durch Messungen an einem Impedanzanalysator ermittelt. Alle weiteren Parameter wurden mit Hilfe einer Optimierung bestimmt, bei der auf den ersten Messwert der S-Parameterdaten des Entkoppelnetzwerkes optimiert wurde. Anschließend wurden die S-Parameterdaten des optimierten Ersatzschaltbildes für den unteren Frequenzbereich simulativ bestimmt und dann in das 3-Port-Modell für Frequenzen unterhalb von 10 MHz des Entkoppelnetzwerkes eingetragen. Somit beschreibt dieses 3-Port-Modell nun einen Frequenzbereich von nahezu 0 Hz bis 3 GHz. Das gesamte aus der Wellenquelle und den beiden Streuparameterblöcken (Richtkoppler +

Tabelle 1. Vor- und Nachteile der einzelnen DPI-Modelle.

	Vorteil	Nachteil
1A NWA-Aufbau mit Berechnung von U_{DUT}	<ul style="list-style-type: none"> – einfachster Messaufbau – exakte Kalibrierung möglich – Einsatz bei niedrigen Störleistungen – schnelle Messung – kurze Simulationszeit – kann für sehr hohe Frequenzen genutzt werden 	<ul style="list-style-type: none"> – keine Berücksichtigung der Leistungsverluste der Strecke, – Ausgangsspannung dadurch zu groß – Prototyp des Testobjektes erforderlich
1B Extern erweiterter NWA-Aufbau mit Berechnung von U_{DUT}	<ul style="list-style-type: none"> – Einsatz bei hohen Störleistungen – Streckenverluste werden mitberücksichtigt – kurze Simulationszeit 	<ul style="list-style-type: none"> – Frequenzbereich durch Aufbau begrenzt (Richtkoppler, Verstärker) – Prototyp des Testobjektes erforderlich
2 Wellenquelle mit S-Parametermodellen	<ul style="list-style-type: none"> – Methodisch erprobt (Messung S-Parameter) – Nutzung während des Entwurfsprozesses möglich 	<ul style="list-style-type: none"> – höherer Initialaufwand als Methoden 1A und 1B durch Messung S-Parameter für Richtkoppler und Entkoppelnetzwerke – minimal längere Simulationszeit als Methoden 1A und 1B

Koaxialleitung, Entkoppelnetzwerk + Koaxialleitung) zusammengesetzte Modell der Messstrecke zeigt Abb. 6.

Um die einzelnen Messaufbauten und Modellvarianten miteinander vergleichen zu können, zeigt Abb. 7 eine Gegenüberstellung. Dazu wurde an dem PMOS-Transistor eine HF-Störung von 0 dBm am Gate angelegt, der Gleichspannungsarbeitspunkt über Drain und Source beträgt ohne Störung $-2,649$ V. Zu sehen ist der frequenzabhängige Arbeitspunkt über der Drain-Source Strecke als Messung für den NWA-Aufbau (cyan) und den extern erweiterten NWA-Aufbau (grün), sowie die Simulation dieser Arbeitspunktverschiebung mit Hilfe des Großsignalmodells des PMOS-Transistor für das U_{DUT} -Modell entsprechend Gleichung (4) (blau) und für die Wellenquelle mit den NPort-Streckenmodellen (rot).

Es ist eine gute Übereinstimmung zwischen den beiden Messmethoden zu erkennen. Unterschiede resultieren aus den verwendeten Kabeln, dem Richtkoppler und den Entkoppelnetzwerken, die im Netzwerkanalysator, gegenüber dem extern erweiterten NWA-Aufbau, eine höhere Güte aufweisen. Das Wellenquellenmodell mit Streuparameter Streckenmodellen zeigt in diesem Fall ein etwas besseres Ergebnis im Verlauf über der Frequenz als die Simulation mit der U_{DUT} -Spannung. Gründe hierfür liegen in der Gleichung (3), der

Richtkoppelfaktor K_{RK} wurde als konstanter Wert angenommen. Bei Berücksichtigung der Variation dieses Parameters des Richtkopplers über der Frequenz, sollte sich das Simulationsergebnis nochmals verbessern.

4 Vor- und Nachteile der DPI-Modellvarianten

Die vorgestellten Modellvarianten lassen sich grundsätzlich in zwei Klassen einteilen. Dies sind einerseits Modelle, für die Messdaten von Silizium zur Verfügung stehen müssen und andererseits Modelle, die es erlauben, bereits vorab, d.h. ohne Messdaten, Aussagen über das spätere reale Verhalten gegenüber EMV-Störungen zu treffen. Das U_{DUT} -Verfahren nach Gleichung (4) benötigt Daten eines Messobjektes, wohingegen die Wellenquelle mit S-Parametermodellen hiervon unabhängig ist. Vorteil dieses Modelltyps für die extern erweiterte Netzwerkanalysator Messanordnung ist die schnelle Modellierbarkeit und damit Anpassbarkeit an verschiedene Aufbauten. Weitere Vor- und Nachteile der einzelnen Varianten sind in Tabelle 1 zusammengefasst.

Hat also ein Nutzer das Ziel, DPI-Simulation mit hoher Genauigkeit durchgängig einzusetzen, so wird er die Messstrecke nach Ansatz 2 (s. Tabelle 1) modellieren.

Andernfalls, z.B. bei Simulation nur eines einzelnen Beispiels, sind die Ansätze 1A und 1B akzeptable Vorgehensweisen.

5 Zusammenfassung

In diesem Beitrag werden zwei unterschiedliche Herangehensweisen für die Modellierung eines DPI-Messaufbaus vorgestellt. Einerseits werden aus Messungen an einem realen Messobjekt vorliegende Messdaten genutzt, um daraus die an diesem Messobjekt anliegenden frequenzabhängigen Störspannung zu berechnen, die dann für eine Modellierung des DPI-Teststandes in Simulationen genutzt werden können. Zum anderen wird eine Modellierungsmöglichkeit mit Hilfe einer Wellenquelle und S-Parametermodellen für die Messstrecke aufgezeigt, die auch unterhalb des vom Netzwerkanalysator messbaren Frequenzbereiches eine Beschreibung durch diesen Modelltyp ermöglicht. Vorteil der beiden Modellvarianten ist die schnelle Adaptierbarkeit an Veränderungen des Messaufbaus, die gerade im industriellen Einsatz empfehlenswert ist. Weitere Vor- und Nachteile der Modellvarianten wurden tabellarisch aufgezeigt.

Danksagung. Die in diesem Beitrag vorgestellten Ergebnisse entstanden im Rahmen des MEDEA+ Projektes 2A701 PARACHUTE, gefördert vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (Förderkennzeichen: 01M3169B).

Literatur

- IEC 62132-4: Integrated Circuits-Measurements of Electromagnetic Immunity 150 kHz to 1 GHz-Part 4: Direct RF Power Injection Method, Int. Electro-Tech. Commiss. Standard IEC 62132, pp. 8–9, December 2004.
- Fiori, F.: A New Nonlinear Model of EMI-Induced Distortion Phenomena in Feedback CMOS Operational Amplifiers, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 44, 495–502, 2002.
- Johannsmann, F.: Messung und Modellierung der elektromagnetischen Beeinflussung mikroelektronischer Komponenten durch leitungsgeführte Störeinkopplungen, Universität-Gesamthochschule Paderborn, Diplomarbeit, 1999.
- Kirchhof, J., Johannsmann, F., und John, W.: Meßtechnische Charakterisierung von integrierten Schaltungen zur Erstellung von EMC-Verhaltensmodellen, EMV Düsseldorf, 2000.
- Ritzmann, S.: Analyse unterschiedlicher Modelle des RF-Direct Power Injection Verfahrens zur Bestimmung Elektromagnetischer Interferenzen integrierter Schaltungen, TU Berlin, 2007.
- Gronau, G.: Höchsthochfrequenztechnik, Springer Verlag, 2001.
- Spectre: Cadence Design Systems, Inc., www.cadence.com, 2008.