

Zeitbereichs-Nahfeld-Immunitätsprüfung auf PCB-Ebene

Dipl.-Ing. Mario Krause, Prof. Dr. -Ing. Marco Leone
OvG-Universität Magdeburg – Lehrstuhl Theoretische Elektrotechnik

1 Einleitung

Elektronische Systeme weisen immer höhere Taktraten und Verarbeitungsgeschwindigkeiten auf. Gleichzeitig werden Betriebs- und Signalspannungspegel reduziert, insbesondere in Hochgeschwindigkeits-Datenverarbeitungssystemen. Als Beispiel sei hier der LVDS-Standard (Low Voltage Differential Signal) genannt, bei dem die Differenz zwischen High und Low-Pegel nur 0,3 V beträgt. Somit sinkt das Signal-Rausch-Verhältnis und die Störempfindlichkeit nimmt zu. Die fehlerfreie Funktion eines Gerätes im Einklang mit geltenden EMV-Normen wird üblicherweise unter Fernfeldbedingungen in einer Absorberhalle oder im Freifeld (OATS) nachgewiesen. Besteht der Prüfling den Test nicht, liegen Störfrequenz und Feldstärke, bei denen es zu einer Funktionsbeeinträchtigung gekommen ist, vor. Jedoch lassen sich oftmals keine Informationen über die Lage kritischer Koppelpfade oder besonders empfindlicher Komponenten ableiten. Hier kann das Nahfeld-Immunitätsverfahren als zusätzliches diagnostisches Werkzeug hilfreich sein. Dabei wird mit einer relativ kleinen Antenne (Sonde), die von einem Störsignal gespeist wird, die Oberfläche des Prüflings abgetastet und Störereignisse aufgezeichnet. Während andere Autoren die Messergebnisse auf die Sonden-Eingangleistung beziehen, ist das Ziel der vorliegenden Arbeit, analog zu normgerechten Fernfeld-Messungen, die Feldstärkeamplitude am Prüfling zu kennen. Für harmonische (CW) Störsignale wurde in [2] eine entsprechende Kalibriermethode entwickelt, bei der die Sonde in einer Mini-TEM-Zelle vermessen wird. In der vorliegenden Veröffentlichung wird diese Kalibriermethode auf den Zeitbereich erweitert, sodass die Feldstärke beliebiger transientser Signale eingestellt werden kann. Um das Verfahren zu verifizieren, wird die eingekoppelte Spannung in eine Testleitung mit Messung und Simulation verglichen. Abschließend werden Messbeispiele gezeigt, bei denen das Bitfehlerverhältnis einer digitalen Übertragungsstrecke in Abhängigkeit der Übertragungsrate, Störfeldstärke und Wiederholungsrate eines Störsignals untersucht wird.

2 Messsystem

Abb. 1 zeigt das Nahfeldmesssystem mit Signalgenerator, Verstärker, Antenne, Prüfling und Bitfehlermesseinheit. Das elektromagnetische Störfeld wird von einer elektrisch kleinen Antenne (Sonde) erzeugt, die an einem Signalgenerator mit nachfolgendem Leistungsverstärker (10 W) angeschlossen ist. Als Sonde wird für die elektrische Beeinflussung eine kurze Stabantenne und für die magnetische Beeinflussung eine kleine Leitchleife verwendet. Der verwendete Positionierroboter hat eine Auflösung von einem Millimeter in allen drei Raumrichtungen und kann mit einer seriellen Schnittstelle zum Computer an jede Stelle über dem Prüfling bewegt werden. Die Störwirkung kann auf verschiedene Weise aufgezeichnet und bewertet werden. Eine Möglichkeit ist das Oszillographieren der ein- und ausgehenden Signale. In unserem Fall erfolgt die Messung des Bitfehlerverhältnisses einer digitalen Übertragungsstrecke, auf der eine Zufallsbitfolge übermittelt wird. Während der Messung werden die Feldstärke und Frequenz der Störgröße geändert und die Antennenposition und die Datenübertragungsgeschwindigkeit

keit in der Testleitung variiert. Die Sondenposition und alle Signalparameter können mittels Computer und GPIB Schnittstelle vollständig automatisiert eingestellt werden.

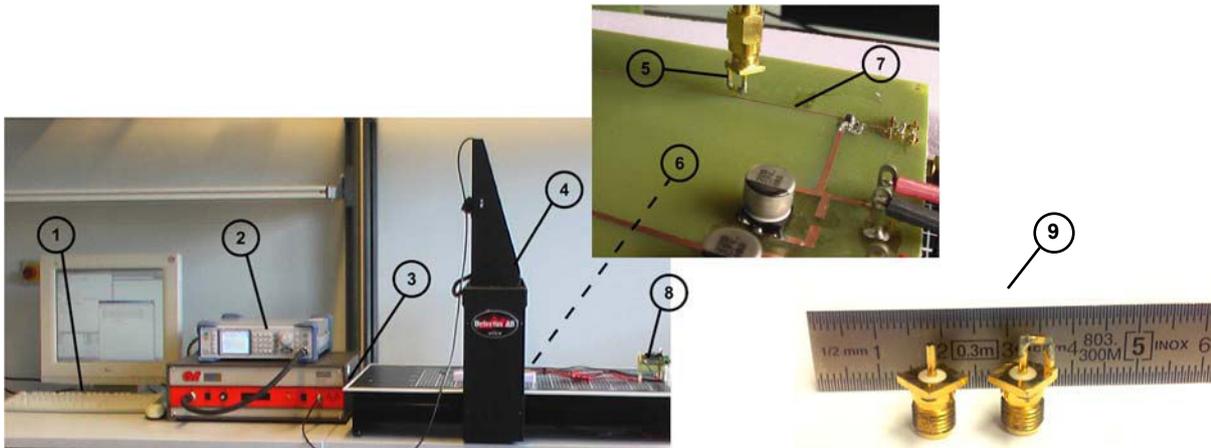


Abb. 1: Messsystem mit Rechner (1), Signalgenerator (2), Verstärker (3), Positionierroboter (4), Nahfeldsonde (5), Prüfling (6) mit Testleitung (7), Bitfehlermesseinheit (8), elektr. und magn.Nahfeldsonde (9)

3 Zeitbereichskalibrierung

Abb. 2 zeigt den Messaufbau für die Kalibrierung, bei der die Sonde innerhalb einer Mini-TEM-Zelle montiert wird.

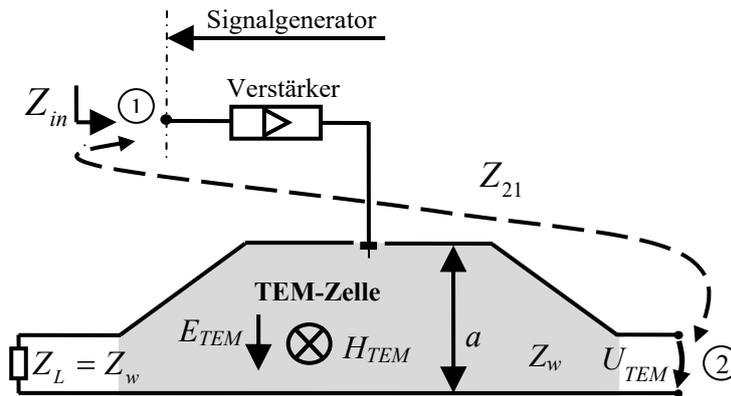


Abb. 2: Kalibrier-Messaufbau mit Nahfeldsonde in einer TEM-Zelle (schematisch)

Zunächst wird das Übertragungsverhalten der gesamten Signalstrecke inklusive Kabel, Verstärker und Antenne durch Messung der Transferimpedanz (Z_{21}) bestimmt. Dabei wird Port 1 des Netzwerkanalysators mit der Zuleitung an den Eingang des Verstärkers angeschlossen und Port 2 mit dem TEM-Zellenausgang. Auf der anderen Seite ist die TEM-Zelle mit ihrem Wellenwiderstand reflexionsfrei abgeschlossen. Mit Hilfe der Transferimpedanz kann der Zusammenhang zwischen Generatorspannung U_{gen} und elektrischem bzw. magnetischem Dipolmoment der Antenne p bzw. m aufgestellt werden [2]:

$$p = U_{Gen} \cdot \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot a}{Z_w \cdot Z_{in}}, \quad (1)$$

$$m = U_{Gen} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot Z_F \cdot a}{\mu \cdot Z_w \cdot Z_{in}}. \quad (2)$$

Dabei bezeichnet a die Septumhöhe der TEM-Zelle, Z_{in} die Eingangsimpedanz des Verstärkers inklusive Kabel, j die komplexe Einheit, ω die Kreisfrequenz und μ die Permeabilität. Für elektrisch kleine Sonden können die Feldgleichungen für den Hertzschen bzw. Fitzgeraldschen Dipol verwendet werden, um die relevanten Feldkomponenten unterhalb der Sonde E_r , H_θ (Kugelkoordinaten) zu berechnen [3]:

$$E_r(\omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot p(\omega) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot r^3}, \quad (3)$$

$$H_\theta(\omega) = \frac{1}{4 \cdot \pi} m(\omega) \cdot \frac{1}{r^3}. \quad (4)$$

Hierbei ist ϵ_0 die Permittivität des Vakuums und r der radiale Abstand zur Punktquelle. Für die realen, geometrisch ausgedehnten Sonden wird ein effektiver Abstand definiert, der mittels numerischer Feldsimulation ermittelt wird. Das zeitabhängige Dipolmoment erhält man über die inverse Fourier Transformation von Gl. (1). Beispielsweise für die elektrische Sonde ergibt sich:

$$p(t) = \frac{2 \cdot a}{Z_w} \cdot \mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{Z_{21}(\omega) \cdot U_{gen}(\omega)}{Z_{in}(\omega)} \right\}. \quad (5)$$

Der Term $1/j\omega$ in Gl. (3) führt bei der Transformation in den Zeitbereich zu einer Zeitintegration [5]:

$$\frac{1}{j\omega} F(j\omega) \bullet - \circ \int_0^t f(t') dt'. \quad (6)$$

Das zeitabhängige elektrische Feld der Sonde ergibt sich somit zu

$$E_r(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r^3 \epsilon_0} \int_0^t p(t') \cdot dt'. \quad (7)$$

In analoger Weise leitet sich die Zeitbereichslösung für das magnetische Dipolmoment und das magnetische Feld ab:

$$m(t) = \frac{2 \cdot Z_F \cdot a}{\mu \cdot Z_w} \cdot \int \left[\mathcal{F}^{-1} \left\{ \frac{Z_{21}(\omega) \cdot U_{gen}(\omega)}{Z_{in}(\omega)} \right\} \right] dt, \quad (8)$$

$$H_\theta(t) = \frac{1}{4 \cdot \pi} m(t) \cdot \frac{1}{r^3}. \quad (9)$$

Mit den Gleichungen (5), (7), (8) und (9) kann die zeitabhängige Feldstärke aus der Generatorspannung U_{gen} berechnet werden. Dabei ist das Übertragungsverhalten der gesamten Signalkette, inklusive Verstärker, Kabel und Antenne mit berücksichtigt.

3.1 Implementation

Bei der Berechnung der erforderlichen Fourier-Rücktransformationen (5) bzw. (8) muss stets der Zusammenhang zwischen Bandbreite und Auflösung im Zeit- und Frequenzbereich beachtet werden. Die transiente Generatorspannung $u_{gen}(t)$ wird mittels Oszilloskop im Zeitbereich gemessen, die Eingangs- und Transferimpedanz mit einem Netzwerkanalysator im Frequenzbereich. Für die folgenden Schritte muss $u_{gen}(t)$ mit N -Abtastwerten zunächst in den Frequenzbereich transformiert werden [5]:

$$U_{gen}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u_{gen}(n) \cdot e^{-j \cdot n \cdot \frac{2\pi \cdot k}{N}} \quad (10)$$

$U_{gen}(k)$ ist die transformierte Spannung, k die Frequenzschrittweite und $u_{gen}(n)$ das abgetastete Zeitsignal. Für die Frequenzachse und Amplitude muss die Skalierung $f = k \cdot f_s / N$ und $U_{gen}(f) = U_{gen}(k) / N$ durchgeführt werden. Die zeitliche Auflösung bestimmt die maximale Frequenz im Spektrum (Abb. 3).

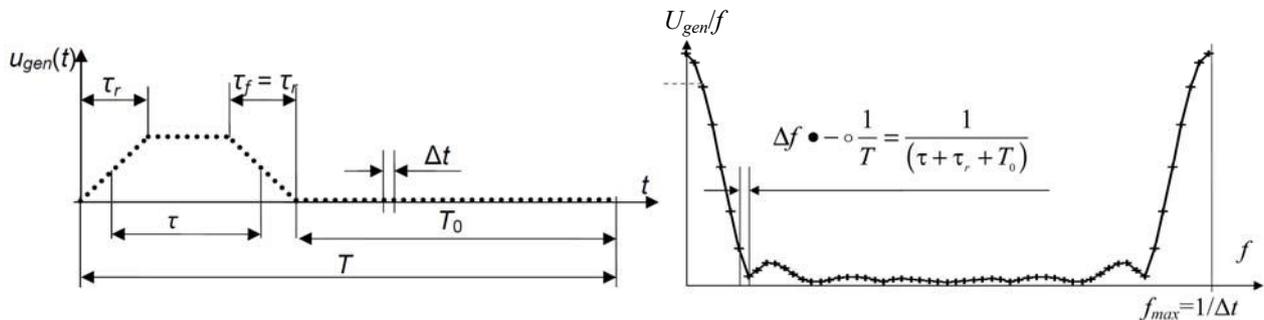


Abb. 3 links: Impulssignal mit Anstiegs- Halte- und Fallzeit τ_r , τ , τ_f , Rechts: Amplitudendichtespektrum eines nicht-periodischen Trapezpulses

Umgekehrt bestimmt die Gesamtdauer des Zeitsignals die Auflösung im Frequenzbereich. Um die gleiche Frequenzschrittweite von Spannung und Impedanz zu haben, kann das Signal interpoliert und neu abgetastet werden. Nachdem Spannung und Impedanz mit gleicher Frequenzschrittweite vorliegen, können beide Größen nach Gl. (5) bzw. (8) miteinander multipliziert und anschließend der inversen Fourier-Transformation (IDFT) unterzogen werden:

$$u_{gen}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U_{gen}(k) \cdot e^{j \cdot n \cdot \frac{2\pi \cdot k}{N}} \quad (11)$$

Die Zeitachse und Amplitude erhält man mit den folgenden Normierungen $t = n / f_s$ und $u_{gen}(t) = u_{gen}(n) \cdot N$. Bei der magnetischen Feldsonde wird analog vorgegangen.

3.2 Verifikation

Um die beschriebene Kalibrieremethode zu validieren, wird die in eine Testleitung eingekoppelte Spannung gemessen und mit einer Referenzsimulation verglichen. Die Leitung ist beidseitig abgeschlossen durch einen Abschlusswiderstand auf der einen und durch die Oszilloskop-Eingangsimpedanz auf der anderen Seite (Abb. 4) [2]. Als Referenz dient eine numerische 3D-Feldsimulation (Abb. 4 rechts) mit der Momentenmethode (Concept). Für den direkten Vergleich von Mess- und Simulationsergebnis wird die eingekoppelte Spannung auf die anregende Feldstärke bezogen. Hierzu betrachten wir das Dipolmoment p der Antenne, das sich bei einem kurzen Monopol aus dem Antennenstrom I_{Ant} ergibt zu:

$$p = I_{Ant} \cdot h \quad (12)$$

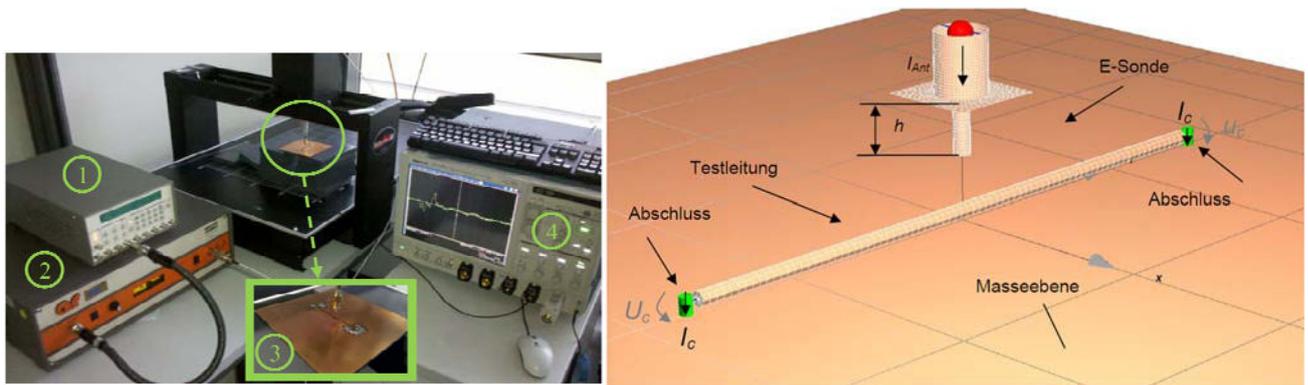


Abb. 4 links: Messaufbau für die Verifikation (1: Pulsgenerator, 2: Leistungsverstärker, 3: Testleitung, 4: Oszilloskop), Rechts: Simulationsmodell für die Referenzsimulation zur Validierung.

Das Antennendipolmoment p kann mit einer Messung in einer TEM-Zelle ermittelt werden. Der benötigte Messaufbau ist in Abb. 5 schematisch dargestellt.

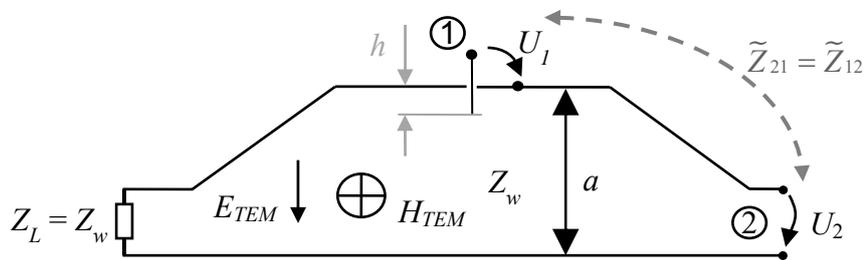


Abb. 5: Messaufbau für die Bestimmung des Sonden-Dipolmomentes mit Hilfe einer TEM-Zelle

Unter der Voraussetzung, dass die TEM-Zelle ein lineares und passives Verhalten aufweist, ist die Transferimpedanz zwischen Port 1 und 2 in reziproker Weise definiert:

$$\tilde{Z}_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = \tilde{Z}_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} . \quad (13)$$

Dabei bezeichnen U_1, I_1 Spannung und Strom an den Sondenanschlüssen und U_2, I_2 die TEM-Zellen-Spannung bzw. den Strom. Die Tilde über der Transferimpedanz weist darauf hin, dass es sich hierbei um das Transferverhalten der Sonde in der der TEM-Zelle handelt, ohne die restliche Signalstrecke mit Kabel und Verstärker (Abb. 2). Die Leerlauf-Empfangsspannung der Sonde in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke E lässt sich über die Antennenhöhe wie folgt berechnen [6]:

$$U_1|_{I_1=0} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot h . \quad (14)$$

Das elektrische Feld innerhalb der TEM-Zelle ist durch die Septumhöhe a und die Spannung am Port 2 einfach gegeben zu

$$E_{TEM} = \frac{U_2}{a} = \frac{I_2 \cdot Z_w}{a} . \quad (15)$$

Mit den Gleichungen (14) und (15) kann die Spannung U_1 in Gl. (13) ersetzt werden:

$$\tilde{Z}_{12} = \frac{Z_w \cdot h}{2 \cdot a} . \quad (16)$$

Durch Einsetzen von (16) in (13) kann unter Verwendung von (12) das Sonden-Dipolmoment p in Abhängigkeit der Generatorspannung, TEM-Zellenhöhe und Wellenwiderstand ausgedrückt werden:

$$p = \frac{2 \cdot U_2 \cdot a}{Z_w} \quad (17)$$

Als Ergebnis der numerischen Simulation wird zunächst die auf den Antennenstrom normierte Frequenzbereichsantwort der Lastspannung ermittelt:

$$F(\omega) = \frac{U_c(\omega)}{I_{Probe}(\omega)}. \quad (18)$$

Unter Verwendung von (12) erhält man die auf das anregende Dipolmoment p bezogene Frequenzantwort der eingekoppelten Lastspannung zu

$$U_c(\omega) = F(\omega) \cdot \frac{p}{h}. \quad (19)$$

Die zeitabhängige eingekoppelte Spannung erhält man schließlich nach Durchführung einer inversen Fouriertransformation von Gl. (19).

Der Vergleich zwischen Mess- und Simulationsergebnis für die eingekoppelte Lastspannung in Abb. 6 (links) zeigt eine gute Übereinstimmung. Die relative Amplitudenabweichung liegt unter 20 %. Der anregende Generatorpuls und das Signal am Verstärker Ausgang ist in Abb. 6 rechts zu sehen.

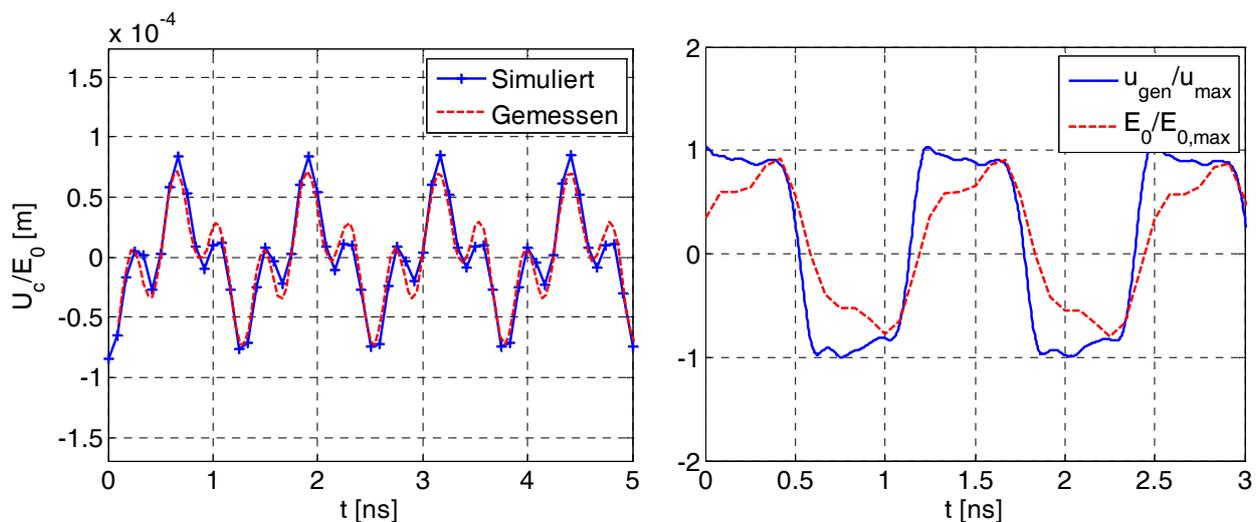


Abb. 6 links: Vergleich von gemessener und simulierter, eingekoppelter Lastspannung zur Validierung der Kalibrierung im Zeitbereich ($E_0 = 2 \text{ kV/m}$), Rechts: Generatorsignal und Feldstärke, gemessen am TEM-Zellenausgang.

4 Anwendungsbeispiel

Die Zeitbereichs-Nahfeldimmunitätsprüfung wird an einer kommerziellen FR-4-Leiterplatte mit Übertragungsleitung und 2 CMOS Schaltkreisen (single inverter) durchgeführt.

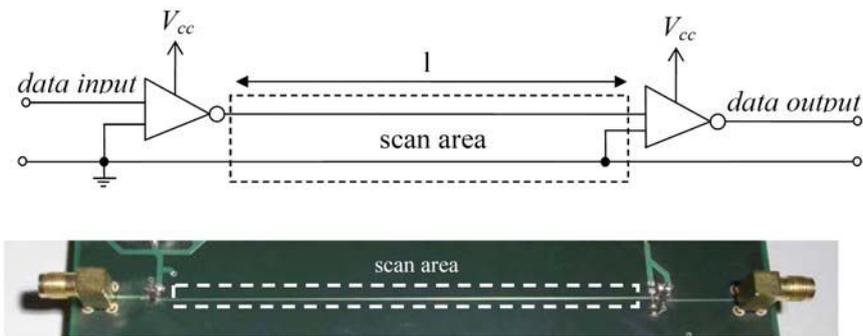


Abb. 7: Leiterplatte mit Übertragungsleitung und gescanntem Bereich

Die Versorgungsspannung der Schaltung beträgt 1,8 V, die Leitungslänge ist 110 mm und der Wellenwiderstand $Z_w = 100 \Omega$. Die Leitung ist an beiden Seiten infolge der Inverter-Eingangsimpedanzen fehlangepasst, was die Sensitivität der Übertragungsstrecke durch Leitungsresonanzen erhöht. Als Testsignal wird eine Zufallsbitfolge mit 2047 bit Wortlänge übermittelt, erzeugt von einem linear rückgekoppelten Schieberegister. Als Störsignal wurde ein Trapezpuls mit einer Anstiegszeit von 0,1 ns verwendet. Als Messgröße dient das Bitfehlerverhältnis (BER, bit error ratio), definiert als das Verhältnis aus fehlerhaften zu insgesamt übertragenen Bits. Abb. 8 (links) zeigt die gemessenen Resultate in Abhängigkeit der elektrischen Störfeldamplitude E_0 für verschiedene Signalübertragungsgeschwindigkeiten. In Abb.8 (rechts) ist das BER bei magnetischer Störung in Abhängigkeit der Repetitionsrate des Störsignals aufgetragen. Zum Vergleich dient das Ergebnis bei CW-Anregung.

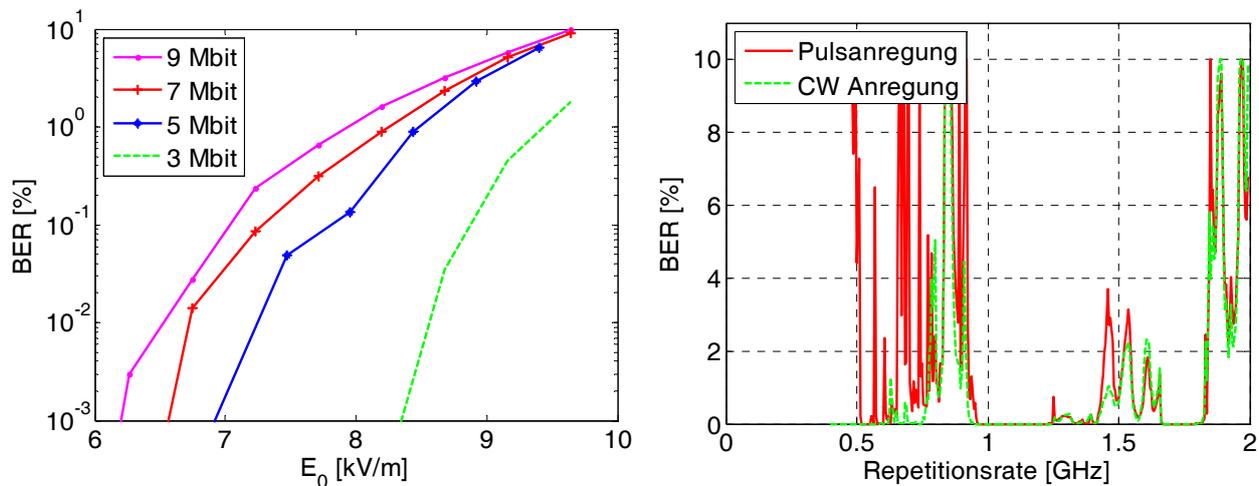


Abb. 8 Links: Bitfehlerverhältnis für verschiedene Übertragungsraten in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke E_0 (Repetitionsrate 850 MHz). Rechts: Bitfehlerverhältnis (7 Mbit/s) in Abhängigkeit der Repetitionsrate, bei magnetischer Störung mit Amplitude 15 A/m bei CW- und Pulsbeeinflussung.

Das mit der verwendeten Bitfehlermessung maximal messbare Bitfehlerverhältnis beträgt 10 %, was in der Praxis einem totalen Informationsverlust entspricht. Abb. 8 links zeigt, dass das Bitfehlerverhältnis mit steigender Feldstärke und mit steigender Datenrate anwächst. In Abb. 8 rechts fällt auf, dass der Bitfehler an den Resonanzfrequenzen der Leitung maximal wird. Die erste Leitungsresonanz liegt bei ca. 850 MHz bei einer relativen Permittivität von 4,3 des Leiterplattenmaterials. Die Abweichung bei der 2. und 3. Resonanz ist mit der frequenzabhängigen Permittivität des Platinenmaterials FR-4 zu erklären. Weiterhin ist erkennbar, dass bei Anregung mit Pulsen auch Bitfehler bereits unterhalb der ersten Leitungsresonanz auftreten. Ursache sind hier die Harmonischen aus denen sich der Trapezpuls zusammensetzt. Die zum Vergleich aufgetragenen Er-

gebnisse bei einer reinen CW-Störung zeigen ein weitaus geringeres Störpotenzial. Abb. 9 (links) zeigt eine Auswertung des Bitfehlerverhältnisses in Abhängigkeit der Sondenposition entlang der Leitung. Es wird deutlich, dass die Störwirkung bei einer Repetitionsrate nahe der Resonanzfrequenz der Leitung stark von der Sondenposition abhängig ist. Dabei verhalten sich elektrische und magnetische Beeinflussung komplementär zueinander, was durch die Verschiebung der Spannungs- und Stromverteilung um ein Viertel der Leitungswellenlänge zu erklären ist. Die Abhängigkeit von Sondenposition und Repetitionsrate des Störsignals ist in Abb. 9 (rechts) aufgetragen.

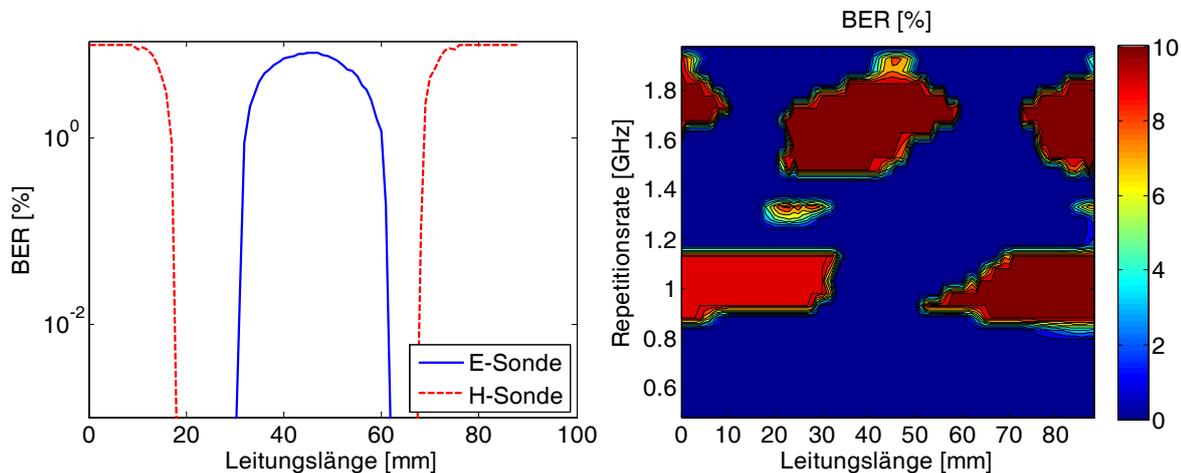


Abb. 9 Links: Bitfehlerverhältnis in Abhängigkeit der Sondenposition entlang der Leitung, bei elektrischer ($E_r = 7,5 \text{ kV/m}$) und magnetischer Beeinflussung ($H_\theta = 10 \text{ A/m}$), Repetitionsrate der Störgröße: 950 MHz, Datenrate 5 Mbit/s. Rechts: Empfindlichkeitsdiagramm bezüglich Sondenposition und Repetitionsrate ($H_\theta = 10 \text{ A/m}$, 5 Mbit/s).

5 Zusammenfassung

Das Nahfeld-Immunitätstestverfahren ist ein zusätzliches diagnostisches Werkzeug, um sensitive Bereiche und Koppelpfade auf Leiterplattebene zu lokalisieren und zu bewerten. Dabei ist es möglich, mit der entsprechenden Feldsonde die Empfindlichkeit gegenüber elektrischen und magnetischen Feldern separat zu testen. Eine Kalibriermethode wurde entwickelt, um Tests mit definierter Feldstärkeamplitude am Prüfling durchführen zu können. Dies ermöglicht eine reproduzierbare Bewertung des Störvermögens unterschiedlicher Impulsformen. Die Kalibriermethode wurde anhand exakter numerischer Feldsimulationen der Einkopplung in eine Leitung validiert. Die Anwendungsbeispiele veranschaulichen den Zusammenhang zwischen Störwirkung und Störfeldstärke, Repetitionsrate, Sondenposition und Signal-Datenrate anhand des Bitfehlerverhältnisses.

Referenzen

- [1] A. Alaeldine; J. Cordi; Perdiau; M. Ramdani and J.-L. Levant, "Predicting the Immunity of Integrated Circuits through Measurement Methods and Simulation Models," EMC Zurich, 2007
- [2] O. Kröning; M. Leone, "Nearfield-Immunity Scan on Printed Circuit Board Level with Suitable Calibration Method", EMC-Europe 2010, Wroclaw, Sept. 20106
- [3] C. Balanis, "Antenna Theory – Analysis and design", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1982
- [4] M. Werner, "Digitale Signalverarbeitung mit Matlab", Vieweg + Teubner Verlag, Fulda, 2012
- [5] N. Fliege, "Systemtheorie", B. G. Teubner Stuttgart, 1991
- [6] Meinke, Grundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2 Komponenten, 5. Edition, Springer, 1992