

S-Parametermessung zur Lokalisation von Störungen in Schirmen

M.Sc., Christian, Siebauer, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Leibniz Universität Hannover, Deutschland

Prof Dr.-Ing, Heyno, Garbe, Institut für Grundlagen der Elektrotechnik und Messtechnik, Leibniz Universität Hannover, Deutschland

1 Einleitung

Im Bereich der Elektromagnetischen Verträglichkeit ist Schirmung ein sehr wichtiges Thema. Dabei ist es von besonderer Bedeutung, dass diese vollständig abgeschlossen ist. Ist dies nicht der Fall, können elektromagnetische Felder zwischen geschirmten und äußeren Bereich ein- und ausdringen. Eine Überprüfung auf Schirm-Intaktheit kann mittels verschiedener Methoden erfolgen. In einer Arbeit von Baum [1] wurde untersucht wie man mit Hilfe von Drahtwicklungen, welche sowohl außen als auch innen am zu untersuchenden Schirmungsgehäuse angebracht werden, Risse in diesem detektieren und lokalisieren kann. Genutzt wird hierbei ein kurzer, steilflankiger Puls im Zeitbereich. In einer darauf aufbauenden Arbeit von Reiser [2] wurden Messungen im Frequenzbereich durchgeführt. Dazu wird eine Koaxialleitung so modifiziert und aufgetrennt, dass deren Außenleiter mit Flächenelektroden an das zu untersuchende metallische Gehäuse angebracht wird und der Innenleiter über die zu detektierende Störstelle (Schirmungsunterbrechung). Dadurch entsteht eine Streifenleitungsstruktur welche mit einem Messempfänger verbunden wird. Wird im Inneren des Gehäuses ein Erregerfeld erzeugt, dringt dieses durch die Störstellen nach außen und kann von der Streifenleitungsstruktur detektiert werden.

Die vorliegende Arbeit soll auf dem Prinzip der Erstellung einer Streifenleitungsstruktur aufbauen und eine Messmethode vorstellen, mit der sich Schirmungsunterbrechungen aber auch sich bildende kleinste Risse in Koaxialkabelschirmen und bedeckten Metallflächen, wie bspw. lackierten Gehäusen, detektieren lassen. Im Falle einer Untersuchung von Koaxialkabeln ist die Time-Domain Reflectometry (TDR) [3] bereits eine bewährte Methode, um Störungen, wie u. A. Unterbrechungen, Quetschungen oder Risse im Impedanzverlauf des Kabels zu detektieren und zusätzlich zu lokalisieren. Bei einer solchen TDR-Messung werden jedoch Messgeräte wie Speicheroszilloskope verwendet, welche eine sehr hohe Messbandbreite von DC bis in den zweistelligen GHz-Bereich aufweisen. Ziel dieser Arbeit ist es jedoch zum einen, eine Messsonde zu entwickeln, mit welcher die Oberfläche auf Störungen abgesucht werden kann und zum anderen die Vorteile einer TDR-Messung mittels Messgeräte mit geringerer Messbandbreite nachzubilden.

2 Nachbildung einer TDR-Messung

Die Motivation dieses Abschnittes ist es, eine TDR-Messung, welche mit einer breitbandigen Messung im Zeitbereich einhergeht, mittels einer S_{11} -Messung im Frequenzbereich nachzubilden. Die Vorteile hierbei sind die zumeist bessere Verfügbarkeit von Netzwerkanalysatoren in Laboren, ein Dynamikumfang von 120 dB und dass mit Netzwerkanalysatoren rauschärmere Messungen durchgeführt werden können. Zunächst soll die Funktionsweise einer TDR-Messung bei einer idealen ungestörten Koaxialleitung betrachtet werden. Zum Zeitpunkt t_0 wird ein steilflankiger Spannungssprung mit der Amplitude \hat{U} mittels eines Signalgenerators an die Koaxialleitung mit der Leitungsimpedanz Z_0 und der Länge L angelegt. Im theoretischen Falle einer unendlichen Signalgeneratorbandbreite bzw. unendlich kurzer Pulsanstiegszeit, entspricht der erzeugte Impuls einem Einheitssprung $u_e(t)$ mit der Amplitude \hat{U} .

$$u_e(t) = \hat{U} \cdot \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ 1 & \text{für } t \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

Dieses Signal breitet sich nun als Spannungswelle $u_{\text{hin}}(z, t)$ mit endlicher Geschwindigkeit v entlang der Leitung aus. Die Größe z stellt hierbei die Position entlang der Leitung dar, mit dem Speisepunkt bei $z = 0$. Nach der Zeit t_L erreicht der Impuls das Ende der Leitung und wird abhängig von der Leitungsabschluss-Impedanz Z_{end} reflektiert. Es gilt für den reflektierten Spannungspuls u_{zur} gemäß der Leitungstheorie:

$$u_{\text{zur}}(L, t_L) = u_{\text{hin}}(L, t_L) \cdot \frac{Z_{\text{end}} - Z_0}{Z_{\text{end}} + Z_0} \quad (2)$$

Der reflektierte Spannungspuls bewegt sich nun mit gleicher Geschwindigkeit entlang der Leitung zurück zum Speisepunkt und erreicht diesen zum Zeitpunkt $t = 2t_L$. Mit Hilfe eines am Speisepunkt angeschlossenen Oszilloskops können anhand des zeitlichen Spannungsverlaufs Rückschlüsse auf die Länge der Leitung und deren Abschluss gezogen werden. Es gilt:

$$u(t) = u_{\text{hin}}(0, t) + u_{\text{zur}}(0, t) = \hat{U} + u_{\text{zur}}(0, t) \quad (3)$$

Die für die TDR-Messung interessante Spannung $u_{\text{zur}}(0, t)$ lässt sich ebenfalls als Faltung des Speisesignals, also des Einheitssprungs und der Systemantwort $h(t)$ des Kabels, darstellen.

$$u(t) = u_e(t) + u_e(t) * h_{\text{kabel}}(t) \quad (4)$$

Im Falle einer Leitung mit offenem Ende wird der sinnbildliche Verlauf in Bild 1(a) auf dem Oszilloskop sichtbar. Befindet sich an der Position $z_{\text{stör}}$ eine Störung der Leitungsimpedanz, bspw. durch eine Quetschung des Kabels, so wird der beispielhafte Verlauf in Bild 1(b) sichtbar. Hierbei tritt zum Zeitpunkt $t_{\text{stör}} = 2 \cdot v \cdot z_{\text{stör}}$ eine lokale Variation der Amplitude auf. Anhand der Form dieser Variation können Rückschlüsse auf die Art der Leitungsstörung geschlossen werden. Bei einer S_{11} -Messung mittels eines Netzwerkanalysators wird das zu untersuchende Kabel über das gesamte Messspektrum bei jedem Frequenzpunkt mit konstanter Amplitude angeregt und das Verhältnis aus gesendeter Spannungswelle und empfangener Spannungswelle gebildet.

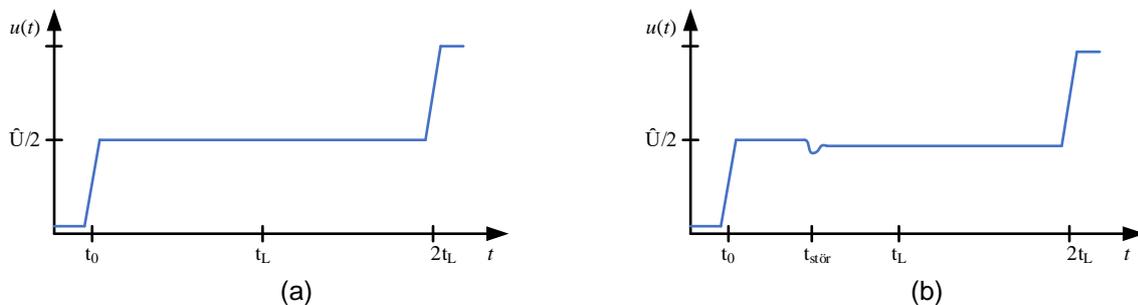


Bild 1: qualitativer TDR-Verlauf (a) ohne Störung und (b) mit Störung auf der Leitung

Im Frequenzbereich lässt sich diese Messung als Multiplikation einer konstanten Spannung mit der S_{11} -Übertragungsfunktion des Kabels ausdrücken.

$$\underline{S}_{11}(\omega) = \hat{U} \cdot \underline{H}(\omega) \quad (5)$$

Im Falle eines Messbereichs von DC bis $f \rightarrow \infty$ erhält man bei der Transformation in den Zeitbereich eine Faltung zwischen einem Dirac-Impuls $\delta(t)$ und der Systemantwort des Kabels.

$$s_{11}(t) = \mathcal{F}^{-1}\{\underline{S}_{11}(\omega)\} = \hat{U} \cdot \delta(t) * h(t) \quad (6)$$

Durch den mathematischen Zusammenhang, dass sich die Sprungfunktion auch als Integral über einer Dirac-Funktion darstellen lässt, kann man das Messverhalten eines TDRs nachbilden durch Integration der inversen Fouriertransformation vom \underline{S}_{11} über die Zeit.

$$u(t) = \hat{U} \cdot \left(1 + \int s_{11}(t) dt \right) \quad (7)$$

3 Messung an Oberflächen

In diesem Kapitel wird eine Messanordnung beschrieben, mit der sich TDR-Messungen ebenfalls auf metallische Oberflächen anwenden lassen. Hierzu wird die Messanordnung aus der Arbeit von Reiser [2] herangezogen, bei der ein Koaxialkabel aufgetrennt und auf die zu untersuchende Oberfläche aufgebracht wurde, um eine Mikrostreifenleiterstruktur nachzubilden. Dieses Verfahren soll auch hier genutzt werden. Ein schematischer Aufbau für die Detektion von Rissen in, bspw. durch Lackierungen verdeckten, metallischen Oberflächen ist in Bild 2 dargestellt.

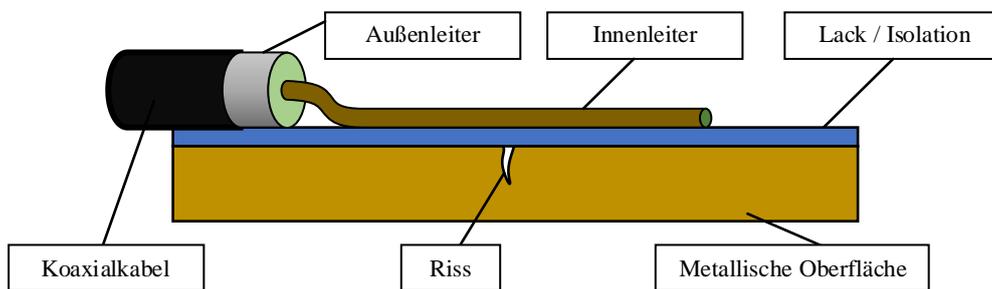


Bild 2: Schematischer Messaufbau

Der Innenleiter des Koaxialkabels wird über die Oberfläche gelegt und bildet in Kombination mit dem Isolator und der metallischen Fläche eine Mikrostreifenleitung. Für die notwendige Kontaktierung des Außenleiters mit der Metallfläche ist eine Möglichkeit, die Isolation mittels Prüfnadeln (Isolations-Piercings) punktuell zu durchstechen. Eine weitere Methode ist, wie ebenfalls in [2] beschrieben, eine kapazitive Kopplung mit der Metallfläche herzustellen, indem eine Kupferfläche auf die Isolation aufgebracht wird. Eine solche kapazitive Kopplung schränkt den nutzbaren Frequenzbereich ein, da sinnvolle Kopplungsimpedanzen für Frequenzen unterhalb von 1 GHz voraussichtlich nicht erreicht werden können.

Der qualitative Verlauf einer TDR-Messung des beschriebenen Aufbaus ist in Bild 3 gegeben. Im Bereich zwischen dem Messgerät und dem Speisepunkt der Messanordnung wird zunächst die Impedanz des Koaxialkabels angezeigt. Da am Speisepunkt die Koaxialkabelgeometrie in die des Leiterstreifens übergeht, wird an dieser Position eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Störstelle erscheinen. Im Bereich des Leiterstreifens wird anschließend die Impedanz der Metalloberfläche-Isolation-Innenleiter Anordnung sichtbar. Diese kann über- oder unterhalb von Z_0 liegen. Im Optimalfall sollte bei der Dimensionierung der Anordnungsgeometrie die Impedanz Z_0 angestrebt werden. An der Störstelle, in diesem Falle ein Riss in der Oberfläche, wird aufgrund des gestörten Stromflusses im Gehäusemetall ein schwach ausgeprägter positiver Impedanzsprung sichtbar. Nach einem weiteren ungestörten Bereich des Leiterstreifens, in welchem sich voraussichtlich die gleiche Impedanz wie vor der Störstelle einstellen wird, ist das offene Ende der Messanordnung eindeutig als starker positiver Impedanzsprung ablesbar.

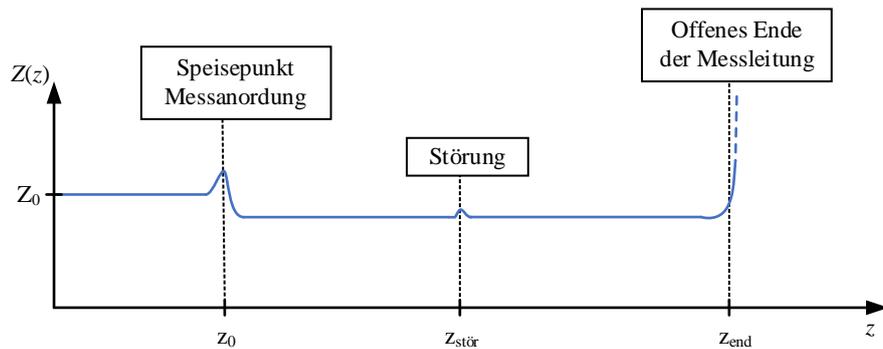


Bild 3: qualitativer Impedanzverlauf der Messanordnung mit Störstelle

4 Messaufbau

In diesem Kapitel werden auf Basis des idealen Messaufbaus ein Proof-of-Concept Sensor gefertigt und Messungen mit diesem durchgeführt. Als Testfläche wird eine Kupferplatte ohne Lackierung verwendet, in die eine Nut eingefräst wurde. Der Sensor wird in Form einer doppelseitigen Platine realisiert, dabei stellt das Platinenmaterial (FR4) stellvertretend die Lackierung dar. Neben der vorgestellten S_{11} -TDR-Messung sollen zusätzlich weitere Messmethoden getestet werden, weshalb der Sensor über zwei Messtreifen verfügt anstelle von einem. Die hier präsentierten Messergebnisse stammen jedoch aus dem Betrieb mit einem Streifenleiter. Für die Kontaktierung der Kupferplatte befindet sich ein metallischer Patch auf der Unterseite der Platine. SMA-Printbuchsen werden für den Übergang von Koaxialkabel auf Mikrostreifen verwendet, wobei für die Kontaktierung des Patches der Innenleiter durch die Platine geführt wird. In Bild 4 ist das Design des Sensors dargestellt. Die Dimensionierung der Parameter erfolgt gemäß der Gl. (8) zur Berechnung der Impedanz einer Streifenleitung [4]. Die Streifenleiterbeinchen weisen eine Länge von 10 cm auf.

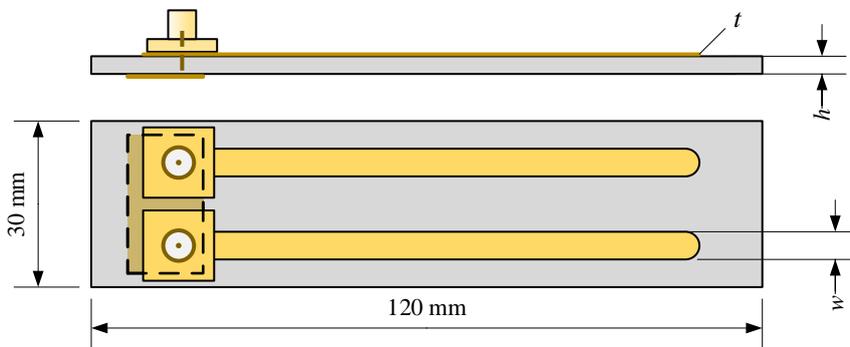


Bild 4: Aufbau des Proof-of-Concept Sensors

$$Z = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \cdot \ln\left(\frac{5,98 \cdot h}{0,8 \cdot w + t}\right) \quad (8)$$

Tabelle 1: Dimensionierung des Sensors

Parameter	h	w	t	ϵ_r
Betrag	1,55 mm	2,8 mm	0,05 mm	4,4

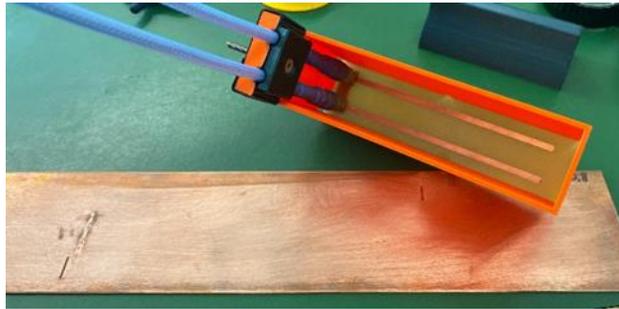
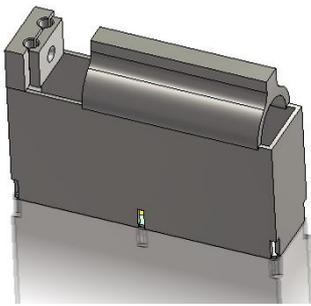


Bild 5: CAD-Modell Sondenhalter (links) und Sonde im Halter (rechts)

Ergänzend zum Sensor wurde außerdem eine Anpressvorrichtung aus Kunststoff (PLA) gefertigt, welche mehrere Funktionen erfüllen soll. Zum einen soll sichergestellt werden, dass die Sonde mit einer gleichmäßigen Kraftverteilung auf die Kupferplatte gedrückt wird. Eine Zugentlastung soll die nur oberflächlich angelöteten SMA-Buchsen vor Kraftereinwirkungen des Koaxialkabels schützen. Außerdem wird der Abstand zwischen der Streifenleitung und der eigenen Hand vergrößert, um die Auswirkungen des eigenen Körpers auf das Nahfeld des Sensors, während des manuellen Anpressens, zu verringern. In Bild 5 ist das CAD-Modell (links) des Sondenhalters, sowie der sich im Halter befindliche gefertigte Sensor (rechts) dargestellt.

5 Messergebnisse und Simulation

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse vorgestellt und mit einem Leitungsmodell verglichen. Die Störung, welche untersucht wird, ist eine 0,8 mm tief ausgefräste Tasche, im folgenden Riss genannt, in einer 1 mm dicken Kupferplatte. Die Breite des Risses beträgt 10 mm und die Länge 1 mm. Als Messgerät wird ein Agilent N5222A Netzwerkanalysator verwendet und auf das Ende der koaxialen Zuleitung kalibriert. Der vermessene Frequenzbereich beträgt 10 MHz bis 18 GHz. Gemäß Gl. (7) wird das komplexwertige $\underline{S}_{11}(\omega)$ Spektrum mittels IFFT in den Zeitbereich transformiert, integriert und mit einem Offset von $\tilde{U} = 1$ V addiert. Für eine bessere Ablesbarkeit wird der Verlauf mittels eines Tiefpassfilters zusätzlich geglättet. In Bild 6 sind 10 Referenzmessungen ohne Riss (links) und 10 Messungen mit dem Riss mittig der Sonde (rechts) dargestellt.

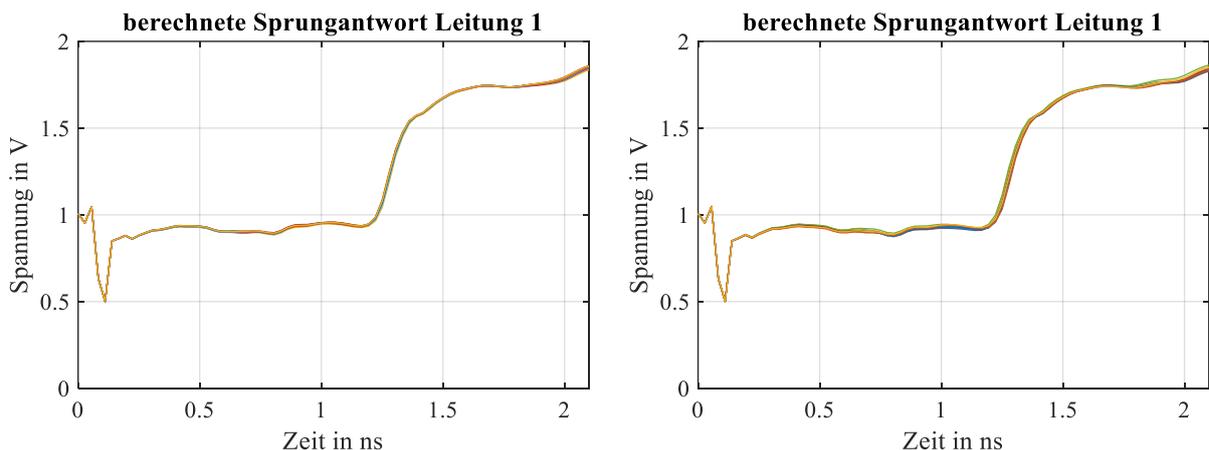


Bild 6: berechnete Sprungantwort ohne Riss (links) und mit Riss (rechts)

Der zeitliche Verlauf startet aufgrund der Kalibrierung am Ende des Koaxialkabels direkt mit der Impedanzstörung des Speisepunktes. Im Bereich zwischen 0,2 ns und 1,1 ns ist der näherungsweise konstante Verlauf der Sensorstreifenleitung sichtbar. Bei etwa 1,2 ns erzeugt das offene Ende des Sensors einen positiven Amplitudensprung. Im direkten Vergleich ist die Störstelle, welche sich im Verlauf etwa mittig zwischen Speisepunkt und offenem Ende befinden sollte, noch nicht direkt erkennbar. Einzig fällt auf, dass die einzelnen Verläufe der Messungen

mit Riss etwas auseinandertriften. Während der Auswertung wurde deutlich, dass die besten Ergebnisse erzielt werden, wenn anstelle der Sprungantwort die Impulsantwort betrachtet wird, da hier die Messverläufe nicht auseinandertriften. Außerdem wird aus den 10 Referenzmessungen der Mittelwert gebildet und von den Messungen mit Riss abgezogen.

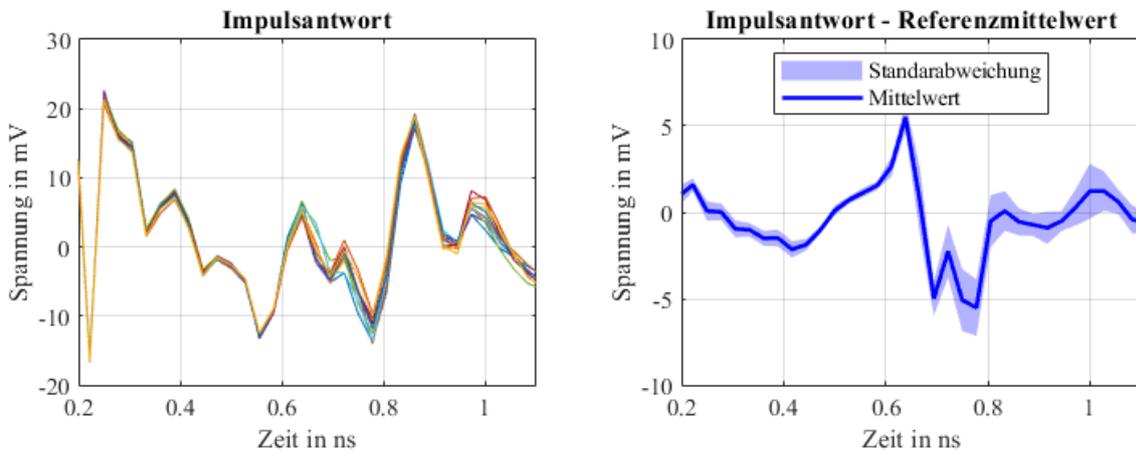


Bild 7: Berechnete Impulsantworten (links) und Differenz von Impulsantworten mit Referenz (rechts)

In Bild 7 sind für den zeitlichen Bereich zwischen Speisepunkt und Sensorende sowohl die Impulsantworten (links) als auch die Differenz der Impulsantworten von der Referenz (rechts) dargestellt. Die Impulsantwort ist noch mit zu vielen Störungen überlagert um daraus Rückschlüsse auf das Vorhandensein von Rissen ziehen zu können. Erst aus der Bildung der Differenz mit der Referenzmessung wird ein bipolarer Puls in der Mitte des Zeitfensters sichtbar. Dieser wird durch die Impedanzstörung des Risses hervorgerufen.

Zur Kontrolle der Ergebnisse wird außerdem ein mathematisches Modell erstellt, welches, gemäß Bild 8 aus der Aneinanderreihung mehrerer idealer Leitungsstücke besteht. Zur Berechnung des S_{11} -Verhaltens des Netzwerkes werden die T-Parameter der Teilstücke miteinander multipliziert und das Gesamtergebnis in die S-Parametermatrix umgewandelt. Die Impedanz der Speisestelle wurde mit Hilfe eines TDRs (HP 54120B Oszilloskop) gemessen und die relative Permittivität ϵ_r wurde aus den Laufzeiten der Sonden-Messergebnisse bestimmt. Die Impedanz des Risses wird erneut mittels Gl. (8) und Tabelle 1 abgeschätzt, wobei die Substratdicke h um die Ristiefe von 0,8 mm erhöht wird.

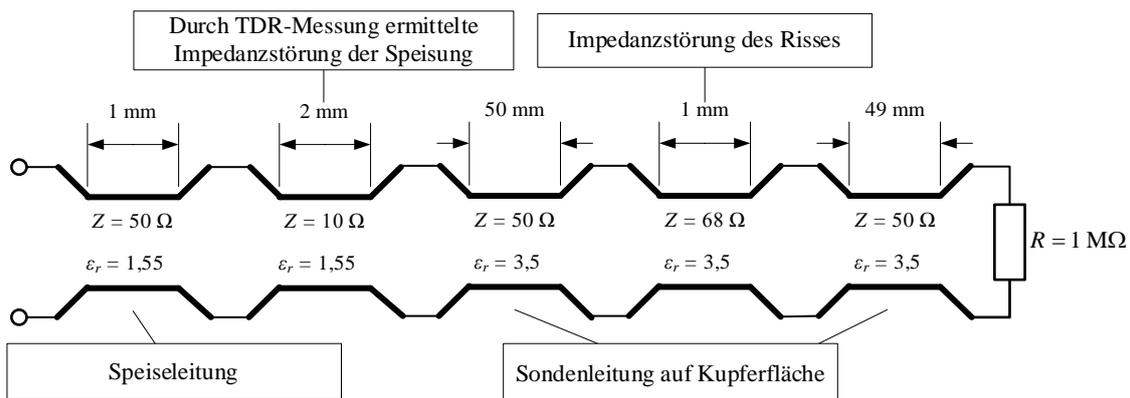


Bild 8: Transmission-Line Ersatzmodell des Versuchsaufbaus

Aus dem so gewonnenen S_{11} -Verhalten werden analog zum vorherigen Vorgehen die Impuls- und Sprungantwort berechnet. Ein Referenzverlauf ohne Riss wird ebenfalls berechnet. In Bild 9 ist sowohl die Sprungantwort (a), als auch Impulsantwort (b) und die Differenz der Impulsantwort von der Referenz (c) dargestellt. Die Sprungantwort zeigt den erwarteten Verlauf einer TDR-Messung, wobei die Störung, im Gegensatz zur Messung in Bild 6, direkt erkennbar ist. Vergleicht man die

Differenz zwischen Impulsantwort und Referenz des Ersatzmodells mit der Messung des Versuchsaufbaus, wird deutlich, dass die bipolare Pulsform der Messung tatsächlich vom Einfluss des Risses im Kupfer verursacht wird. Da der wichtige Informationsgehalt im hochfrequenten Signalanteil der lokalen Impedanzsprünge enthalten ist, wurde außerdem versucht, bei der Auswertung den Frequenzbereich weiter einzuschränken. Es zeigte sich, dass es auch mit eingeschränktem unterem Frequenzbereich, bspw. ab 2 GHz, weiterhin möglich war den Riss zu detektieren. Daher ist davon auszugehen, dass bei Messobjekten mit vorhandener Lackschicht, neben der Kontaktierung mittels Prüfnadeln, eine kapazitive Kopplung zur Detektion der Risse ebenfalls möglich ist.

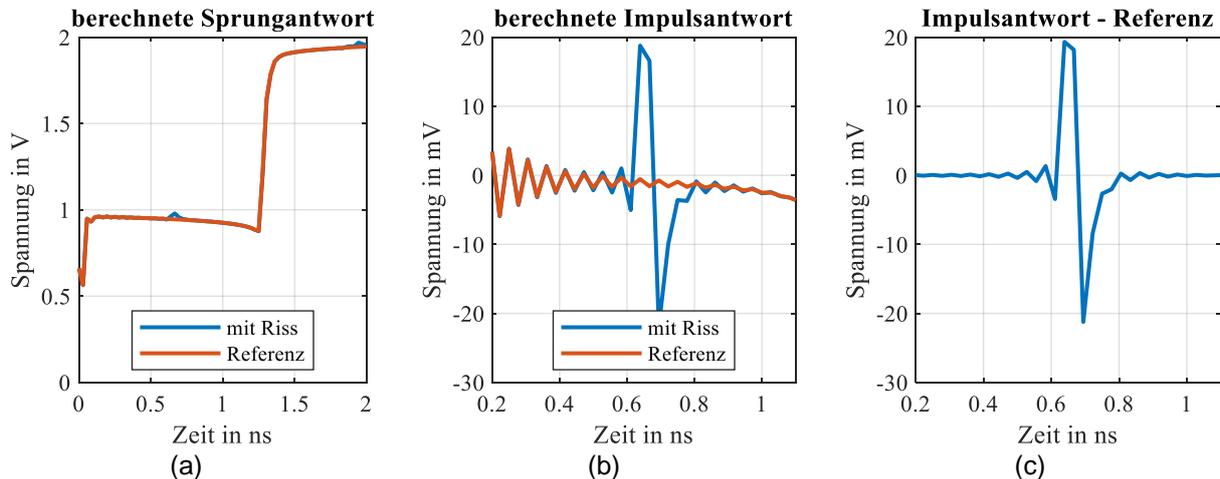


Bild 9: Aus Ersatzmodell berechnete Sprungantwort (a), Impulsantwort (b) und Differenz von Impulsantwort und Referenz (c)

6 Zusammenfassung

In dem vorgelegten Artikel wurde gezeigt, dass TDR-Messungen, welche eine gebräuchliche Methode zur Detektion von Leitungsstörungen sind, alternativ durch S_{11} -Messungen mittels eines Netzwerkanalysators nachgebildet werden können. Das geringe Rauschen und die hohe Messdynamik des Netzwerkanalysators kommen dabei der Messung zugute. Zusätzlich wurde eine Sonde entwickelt, um TDR-Messungen abseits von Koaxialkabeln durchzuführen, bspw. um Störungen in Schirmungsgehäusen zu detektieren. Dazu wird eine Streifenleitungsstruktur auf der zu untersuchenden Oberfläche aufgebracht. In der Arbeit wurde eine Testsonde in Form einer Platine gefertigt, um einen 0,8 mm tiefen Riss in einer Kupferplatte zu detektieren. Mit der Sonde war es möglich, diesen kleinen Riss im Kupfer zu detektieren. Ein Transmission-Line-Ersatzschaltbild bestätigte das Verhalten der Messungen.

Literaturangaben

- [1] C. E. Baum: Monitor for integrity of seams in a shield enclosure, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 30, no. 3, pp. 276-281, Aug. 1988, doi: 10.1109/15.3305.
- [2] Reiser, P: Steigerung der Empfindlichkeit bei Nah-Feld-Messungen an Metallgehäusen, EMV 2006 - Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, VDE-Verlag, pp. 245 – 252
- [3] Ida. Nathan: Engineering Electromagnetics, Springer-Verlag New York 2000, doi: 10.1007/978-1-4757-3287-0, pp. 1006
- [4] Bogatin E.: Signal and Power Integrity - Simplified (2nd. ed.). Prentice Hall PTR, USA., 2009, ISBN-13: 978-0-13-234979-6, pp. 264