

Wellenwiderstands-Messungen für IEEE 100BASE-T1

Dr.-Ing. Kerstin Siebert, EMC Test NRW GmbH
Jan Loos, EMC Test NRW GmbH
Jörg Bärenfänger, EMC Test NRW GmbH

1 Einleitung

Bereits heute stoßen Programmierer von Fahrzeugapplikationen vielfach an die Grenzen der Datenraten der automobilen Bussysteme, wie LIN, CAN und FlexRay mit maximal 10 Mbit/s. Für zukünftige Anwendungen, wie sie u.a. für das autonome Fahren benötigt werden, sind noch weit höhere Datenraten nötig. Einen Anfang in diese Richtung wurde mit der Entwicklung von BroadR-Reach™ gemacht, was eine Datenrate von 100 Mbit/s ermöglicht. BroadR-Reach™ ist vom IEEE unter dem Namen IEEE 100BASE-T1 standardisiert. Die vollduplex Datenübertragung wird dabei über ungeschirmte Single-Twisted-Pair-Kabel (UTP) realisiert. Um dies zu ermöglichen kann zum einen nur eine maximale Leitungslänge von 15 m verwendet werden, und zum anderen wird die Bandbreite auf 33,3 MHz begrenzt. Außerdem muss der Kommunikationskanal, also Kabel und Stecker, verschiedene Anforderungen bezüglich der Signalintegrität und EMV erfüllen. Dazu werden u.a. Parameter zur Symmetrie bestimmt, sowie Wellenwiderstand, Einfüge- und Reflexionsdämpfung. Während alle anderen Parameter im Frequenzbereich bestimmt werden ist für die charakteristische Impedanz, den Wellenwiderstand, eine Messung im Zeitbereich spezifiziert [1].

In anderen gängigen Spezifikationen und Normen ist die Ermittlung des Wellenwiderstandes über Messungen im Frequenzbereich beschrieben. Nach EN50289-1-11 kann der mittlere Wellenwiderstand über die Ermittlung der Geschwindigkeit (EN 50289-1-7) und der Kapazität (EN 50289-1-5) bestimmt werden. Der Eingangswellenwiderstand wird nach EN50289-1-11 nach der Leerlauf-/Kurzschlussmethode gemessen. Diese gängigen Messmethoden zur Wellenwiderstandsbestimmung aus Spezifikationen und Normen werden in den folgenden Kapiteln analysiert und eine darüber hinaus gehende Weiterentwicklung zur Bestimmung des Wellenwiderstandes aufgezeigt. Die Vor- und Nachteile dieser Methoden werden theoretisch und am Beispiel von IEEE 100BASE-T1-Komponenten miteinander verglichen.

2 Wellenwiderstandsbestimmung im Zeitbereich

Für die Bestimmung des Wellenwiderstandes der Komponenten des IEEE 100BASE-T1-Kommunikationskanals ist in [1] eine TDR (Time Domain Reflectometry), also eine Messung im Zeitbereich spezifiziert.

2.1 TDR (Time Domain Reflectometry)

Bei der TDR wird ein Puls auf den Prüfling gesendet und die Reflexion an Wellenwiderstandsänderungen gemessen. Im Falle eines differentiellen Bussystems wie IEEE 100BASE-T1 besteht die Herausforderung darin einen differentiellen Puls zu

generieren. Eine TDR hat den Vorteil, dass Wellenwiderstandsänderungen durch das zeitlich versetzte Eintreffen der Reflexionen auch einfach örtlich aufgelöst visualisiert werden können. Zum Erkennen von kurzen Elementen mit verändertem Wellenwiderstand sind jedoch auch kurze Pulsanstiegszeiten notwendig.

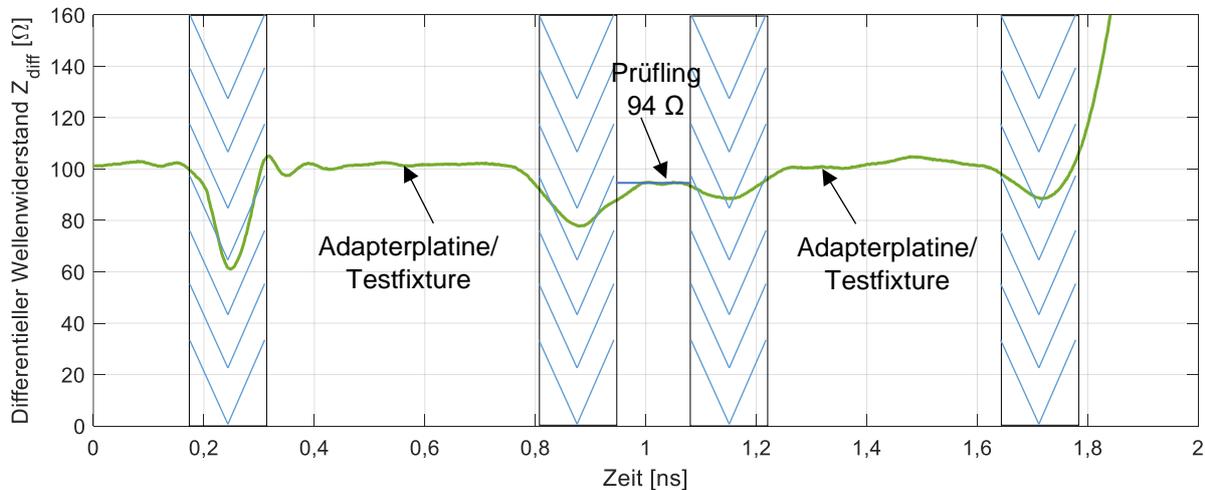


Bild 1: Differentielle TDR-Messergebnisse eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders mit einer Pulsanstiegszeit von 35 ps

Bild 1 zeigt die TDR-Messergebnisse eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders. Dabei beträgt die Anstiegszeit des differentiellen Pulses $T_A=35$ ps. Diese Anstiegszeit ist in den reflektierten Messergebnissen durch die Addition der Hin- und der Rücklaufzeit in der doppelten Länge an jeder Wellenwiderstandsänderung sichtbar. Das bedeutet, dass die Amplituden bei dieser Anstiegszeit erst frühestens $2T_A=70$ ps nach einer Wellenwiderstandsänderung ausgewertet werden können. Die schraffierten Bereiche zeigen Reflexionen durch Übergangsstellen. Auch bei kurzen Reflexionsstellen wirkt sich der Einfluss der Flanken über $4T_A=140$ ps aus; $2T_A=70$ ps Änderung in die eine Richtung plus $2T_A=70$ ps zurück (vgl. Bild 1 fallende und steigende Schraffur). Der Prüfling der mit Hin- und Rücklaufzeit $2T_{EUT}$ „sichtbar“ sein sollte, kann daher bei einer Pulsanstiegszeit von T_A nur über $2T_{EUT} - 2T_A$ (in diesem Fall ca. 137 ps) „gesehen“ werden. Bei längeren Pulsanstiegszeiten verkürzt sich die Sichtbarkeit entsprechend. Ab einer Pulsanstiegszeit von ca. 100 ps befindet sich der 2 cm lange Prüfling komplett im Flankenbereich und kann nicht mehr genau ausgewertet werden (vgl. Bild 2).

Bei der in [1] zur Prüflingsbewertung geforderten Pulsanstiegzeit von 700 ps zeigen sich Prüflinge in dieser Größenordnung nur noch als leichte Welle in den TDR-Messergebnissen, da die Flanke des Pulses im Bereich des Prüflings noch lange nicht beendet ist. Die Messergebnisse sind in einem solchen Fall von zwei Faktoren abhängig. Zum einen von der Länge des Prüflings, da je nach Prüflinglänge die Auswertung an einer anderen Stelle der Flanke und damit bei einer anderen Amplitude stattfindet (siehe Bild 2a). Und zum anderen vom benachbarten Wellenwiderstand, da die Flanke davon abhängig bei einer anderen Amplitude beginnt und somit auch bei einer anderen Amplitude ausgewertet wird (vgl. Bild 2b).

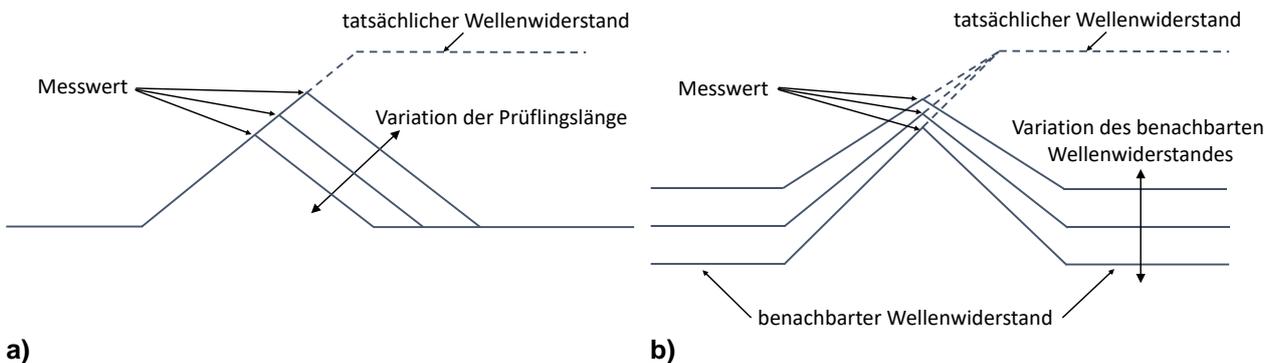


Bild 2: Fehlmessungen bei zu langen Pulsflanken bzw. zu kurzen Prüflingen und Einfluss a) der Prüflingslänge und b) benachbarter Wellenwiderstände auf die Fehlmessung

Für den Fall einer noch nicht beendeten Flanke ist das Messergebnis wie in Bild 2 dargestellt also genauer, je länger der Prüfling ist und je genauer der benachbarte Wellenwiderstand mit dem des Prüflings übereinstimmt.

Für die Auswertung mit einer Pulsanstiegszeit von 700 ps nach [1] bedeutet das ein variierendes Messergebnis, abhängig von den undefinierten Größen Prüflingslänge und Prüflingswellenwiderstand.

Andererseits stellt sich die Frage, in wie weit der Wellenwiderstand eines vergleichbar kurzen Steckverbinders, welcher mit einer Pulsanstiegszeit von 700 ps nicht exakt erfasst werden kann, die IEEE 100BASE-T1-Signalqualität beeinflusst. Ein Puls mit einer Anstiegszeit von 700 ps entspricht im Frequenzbereich einer Knickfrequenz von $1/\pi 700 \text{ ps} = 455 \text{ MHz}$ [6]. Dem gegenüber steht eine Bandbreitenbegrenzung des IEEE 100BASE-T1-Spektrums auf 33,3 MHz. Daher ist davon auszugehen, dass Reflexionen durch derart kurze Bauelemente die IEEE 100BASE-T1-Signalintegrität kaum beeinflussen.

Für die einzelne Vermessung von ca. 1 cm langen Steckern ist also eine Anstiegszeit der Pulsflanke im niedrigen ps-Bereich nötig, um Überlagerungen der Reflexion am Anfang des Steckers mit der nächsten Reflexion am Ende des Steckers differenzieren zu können. In Abhängigkeit vom Dielektrikum ergeben sich andere Geschwindigkeiten, so dass 1 cm in 33 ps bei Lichtgeschwindigkeit im blanken Draht bis ca. 55 ps im üblichen Koaxialkabel zurückgelegt wird. Dementsprechend sind die Pulsanstiegszeiten zu wählen, was allerdings große Herausforderungen an den differentiellen Pulsgenerator stellt. Neben der Anforderung an die Synchronität der beiden Pulse, muss eine exakte Amplitude entsprechend schnell nach der Flanke erreicht werden, was auch ein ebenso schnelles Abklingen von eventuellen Überschwingungen erfordert.

3 Normgerechte Wellenwiderstandsbestimmung im Frequenzbereich

Die Messung des Wellenwiderstandes im Frequenzbereich bietet gegenüber der Messung im Zeitbereich den Vorteil einer einfachen Analyse der Frequenzabhängigkeit der charakteristischen Impedanz (Wellenwiderstand). Dabei kann beobachtet werden, dass die charakteristische Impedanz erst ab etwa 10 kHz einen konstanten Wert annimmt. Frequenzunabhängige Werte für den Wellenwiderstand sind also erst oberhalb von 10 kHz zu messen.

Nach EN 50289-1-11 wird der mittlere Wellenwiderstand, welcher über die Geschwindigkeit und die Kapazität bestimmt wird, und der Eingangswellenwiderstand, welcher nach der Leerlauf-/Kurzschlussmethode gemessen wird, unterschieden. Dabei

wird bei symmetrischen Prüflingen, wie dem IEEE 100BASE-T1-Steckverbinder, ein Symmetrieübertrager („balun“) verwendet.

3.1 Kapazität / Geschwindigkeit

Nach EN 50289-1-11 kann der mittlere Wellenwiderstand über die Ermittlung der Geschwindigkeit (EN 50289-1-7) und der Kapazität (EN 50289-1-5) bestimmt werden.

3.1.1 Geschwindigkeit

Die komplexen modalen Streuparameter können in Betrag $|s|$ und Phase θ getrennt werden:

$$s_{m21} = |s_{m21}|e^{-j\theta_{m21}}$$

Bei Anpassung können aus der Phase der modalen Vorwärts-Transmissionsfaktoren θ_{m21} in Radiant und der Länge der Leitung l die modalen Geschwindigkeiten berechnet werden:

$$v_m = \frac{2\pi fl}{\theta_{m21}}$$

Die Phase muss zuvor in eine monoton fallende Form gebracht werden.

Wichtig ist dabei zu beachten, dass für den allgemeinen nicht angepassten Fall die Geschwindigkeit v_m nicht direkt aus der gemessenen Phase θ_{m21} berechnet werden kann, sondern aus der entsprechend [5] bereinigten modalen Ausbreitungsfunktion $e^{-\gamma_m l}$ berechnet werden muss (siehe Gleichung (3.30) in [5]). Dies ist zum Zweck der Wellenwiderstandsbestimmung immer der Fall, da nicht davon ausgegangen werden kann, dass eine wellenwiderstandsrichtige Anpassung stattfindet, wenn der Wellenwiderstand noch nicht bekannt ist.

3.1.2 Kapazität

Die differentielle Kapazität kann direkt zwischen den Leitern gemessen werden. Nach EN 50289-1-5 wird die Kapazität bei niedrigen Frequenzen von 400 Hz, 600 Hz und 1 kHz gemessen. Diese Ergebnisse können unter der Annahme einer konstanten Kapazität für die Berechnung des frequenzunabhängigen Wellenwiderstandswertes ab ca. 10 kHz verwendet werden. Die Kapazität selbst ist aber im inhomogenen und/oder polaren Medium frequenzabhängig, verursacht durch Polarisationsverluste. Bei der Bestimmung des „Hochfrequenz“-Wellenwiderstandes über die bei niedrigen Frequenzen gemessene Kapazität werden Polarisationsverluste nicht berücksichtigt, was im inhomogenen und/oder polaren Medium zu Fehlern führt.

Bei üblichen IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern ist von einem effektiv inhomogenen Medium auszugehen, da die relevanten Feldanteile über die gewöhnlich dünne Isolation hinausreichen und sich somit teilweise in Luft und teilweise im Dielektrikum, also im inhomogenen Medium befinden. Daher ist bei der Bestimmung des mittleren Wellenwiderstandes von IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern über die Messung einer „niederfrequenten“ Kapazität mit Fehlern zu rechnen.

3.2 Kurzschluss / Leerlauf

Die frequenzabhängige charakteristische Impedanz kann nach EN50289-1-11 als Eingangswellenwiderstand nach der Leerlauf-/Kurzschlussmethode gemessen werden.

$$Z_c = \sqrt{Z_{\text{open}} \cdot Z_{\text{short}}}$$

Bei der Bestimmung der Streuparameter bzw. Impedanzen bei Leerlauf und Kurzschluss am fernen Ende ist eine identische Position des Leerlaufes und des Kurzschlusses notwendig, damit die Resonanzstellen bei Leerlauf und bei Kurzschluss exakt bei derselben Frequenz auftreten und sich gegenseitig kompensieren. Dies ist in einem differentiellen Messaufbau immer mit kleinen Fehlern behaftet, da bei Realisierung des Kurzschlusses entweder kleine zusätzliche Längen eingebracht werden oder durch Zusammenlöten der parallelen Leiterenden eine kleine Verkürzung der Länge stattfindet. Selbst bei Verwendung von Kalibrierstandards für Kurzschluss und Leerlauf sind unter Umständen unterschiedliche Längen gegeben.

Diese kleinen Laufzeitunterschiede führen zu kleinen Verschiebungen der Resonanzstellen, was einen erheblichen Fehler im Bereich der Resonanzen verursacht. Insbesondere da die Resonanzstellen aufgrund ihrer extremen Werte besonders fehleranfällig sind.

Vorteilhaft ist bei besonders kurzen Prüflingen, wie IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern, dass die ersten Resonanzstellen erst bei höheren Frequenzen auftreten. Andererseits stellt sich die Frage, in wie weit die Messergebnisse bei Frequenzen, deren entsprechende Wellenlänge weit über der Prüflingslänge liegt, Aussagekraft für den Wellenwiderstand besitzen.

4 Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung

Alle oben beschriebenen Verfahren aus Spezifikationen und Normen zur Bestimmung des differentiellen Wellenwiderstandes haben verschiedene Einschränkungen, welche zum Beispiel bei IEEE 100BASE-T1-Steckverbindern schnell zu Fehlern im Messergebnis führen. Daher soll hier eine Herangehensweise beschrieben werden, welche einige dieser Einschränkungen umgeht und dadurch die Fehleranfälligkeit bei der Bestimmung des Wellenwiderstandes verringert.

Die bei Messungen im Frequenzbereich vorgesehene Verwendung von Symmetrieübertragern ist immer nur für einen begrenzten Frequenzbereich einsetzbar. Nach [2] und [3] können die S-Parameter symmetrischer Elemente aber auch ohne Symmetrieübertrager mit einem Netzwerkanalysator (NWA) gemessen werden. Das hat den Vorteil, dass die Parameter über einen breiten Frequenzbereich gemessen werden können.

Bei Messung der nodalen Streuparameter ohne Symmetrieübertrager muss zunächst eine Transformation in modale Streuparameter erfolgen. Die, im 50 Ω -System gemessenen, nodalen Streuparameter werden mit der unabhängig vom Wellenwiderstand gültigen 4-Tor-Transformationsmatrix [4]

$$\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

in modale Streuparameter umgerechnet [4]:

$$\mathbf{S}_{\text{modal}} = \mathbf{M}\mathbf{S}_{\text{nodal}}\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} S_{dd11} & S_{dd12} & S_{dc11} & S_{dc12} \\ S_{dd21} & S_{dd22} & S_{dc21} & S_{dc22} \\ S_{cd11} & S_{cd12} & S_{cc11} & S_{cc12} \\ S_{cd21} & S_{cd22} & S_{cc21} & S_{cc22} \end{bmatrix}$$

Zur Bestimmung des differentiellen Wellenwiderstandes kann die obere linke 2x2-Teilmatrix verwendet werden. Diese beschreibt ein differentielles Zweitor, welches leicht von Software, die zur systemtheoretischen Analyse geeignet ist, weiterverarbeitet werden kann. Welche mathematische Auswertung dann herangezogen wird, beeinflusst das Messergebnis nur noch im numerischen Bereich, die Unterschiede sind also vernachlässigbar. Entweder kann zum Beispiel eine Auswertung über die Kettenparameter stattfinden, oder die in Abschnitt 3.2 beschriebene Leerlauf-/Kurzschlussmethode simuliert werden. Durch die Verwertung nur einer einzigen 4-Port-Messung entfallen die oben beschriebenen konstruktiven Fehlerquellen bei der Realisierung des exakt gleich langen differentiellen Kurzschlusses und Leerlaufs. Der nach dieser Methode bestimmte frequenzabhängige Wellenwiderstand eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders ist in Bild 3 dargestellt.

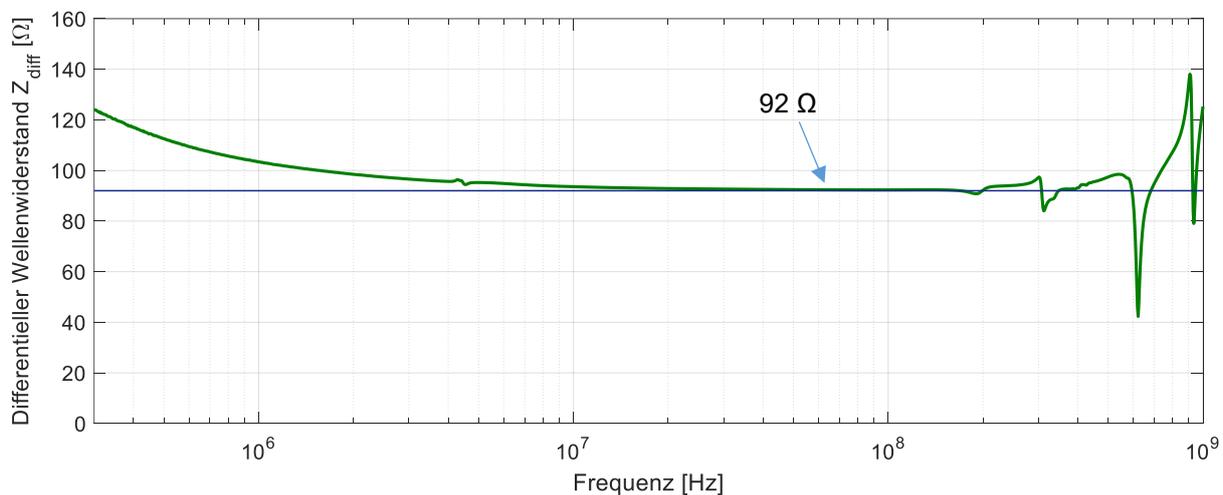


Bild 3: Differentieller frequenzabhängiger Wellenwiderstand eines ca. 2 cm langen IEEE 100BASE-T1-Steckverbinders nach der Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung

Während die in Kapitel 2 beschriebenen TDR-Messungen mit einer Pulsanstiegszeit von 35 ps einen Wellenwiderstandswert von ca. 94 Ω ergeben, kann bei der Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung in Bild 3 im konstanten Bereich ein Wellenwiderstand von ca. 92 Ω abgelesen werden. Die Abweichung dieser Messergebnisse liegt durchaus im Bereich der zu erwartenden Toleranzen, obwohl die Auswertung im Frequenzbereich bei ungleich niedrigeren Frequenzen stattfindet. Der Zeitbereichspuls mit einer Anstiegszeit von 35 ps beinhaltet relevante Frequenzanteile bis in den 10 GHz-Bereich, während die Auswertung in Bild 3 im 10 MHz-Bereich zu vergleichbaren Ergebnissen führt. Wiederum stellt sich die Frage, in wie weit die Messergebnisse bei Frequenzen, deren entsprechende Wellenlänge weit über der Prüflingslänge liegt, Aussagekraft für den Wellenwiderstand besitzen. Dazu ist zunächst eine Übereinstimmung im Bereich der zu erwartenden Toleranzen zwischen den Messergebnissen aus Bild 1 und Bild 3 festzuhalten.

Zum Vergleich wurden weiterhin Messungen an einem nach [1] spezifizierten Kabel mit einer Länge von 10 m durchgeführt. Die Messergebnisse sind in Bild 4 dargestellt.

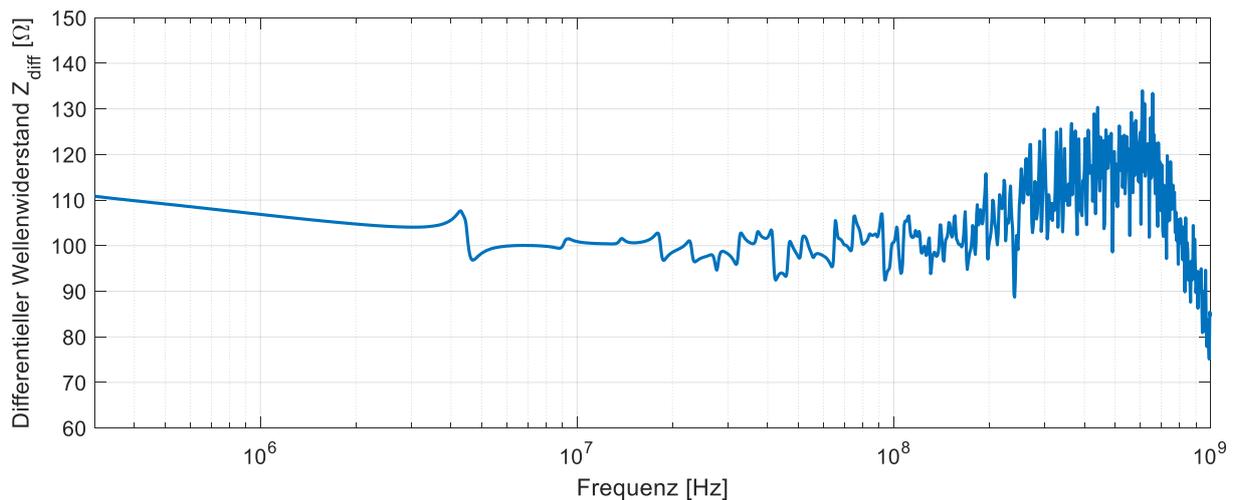


Bild 4: Differentieller frequenzabhängiger Wellenwiderstand eines 10 m langen IEEE 100BASE-T1-Kabels nach der Wellenwiderstandsbestimmung aus einer einzigen 4-Port-Messung

Bei der deutlich größeren Prüflingslänge von 10 m treten die ersten Resonanzen bereits im niedrigen MHz-Bereich auf. Im Bereich der Resonanzstellen treten große Amplitudenänderungen innerhalb weniger Frequenzschritte auf. Bei zu großer Messbandbreite und/oder zu wenigen Frequenzpunkten werden die exakten Amplituden nicht richtig erfasst. Dies führt zu Fehlern in diesen Bereichen, die sich im Frequenzverlauf der charakteristischen Impedanz zeigen. Durch die analytische Auswertung von nur einer 4-Port-Messung können diese sich aber weitgehend kompensieren, so dass um die Resonanzstellen herum nur vergleichsweise kleine Messfehler von um die $\pm 5...10 \Omega$ auftreten.

5 Zusammenfassung

Zur Charakterisierung von IEEE 100BASE-T1-Komponenten ist unter anderem eine TDR-Messung des Wellenwiderstandes vorgesehen. Diese hat den Vorteil, dass Wellenwiderstandsänderungen auch einfach örtlich aufgelöst visualisiert werden können, benötigt aber für die exakte Vermessung von 1...2 cm langen Steckern einen differentiellen Puls mit einer Anstiegszeit im niedrigen ps-Bereich. Dies stellt eine Herausforderung an die Messtechnik dar, so dass teures Messequipment benötigt wird. Allerdings ist zur Bewertung nur eine Anstiegszeit von 700 ps spezifiziert, womit die kurzen Steckverbinder nicht aufgelöst werden können. Dies führt zu verschiedenen Fehlern in den Messergebnissen.

Die verschiedenen Messungen der Wellenwiderstände im Frequenzbereich nach EN 50289-1-11 haben dagegen andere Nachteile. Bei der Bestimmung über die Geschwindigkeit muss wellenwiderstandsrichtig abgeschlossen werden, was bei zunächst unbekanntem Wellenwiderstand nicht möglich ist. Die Frequenzabhängigkeit der verwendeten Kapazität ist in inhomogenen Medien nicht vernachlässigbar, so dass auch hier Fehler auftreten. Weiterhin kommt es bei der Leerlauf-/Kurzschlussmethode konstruktiv leicht zu minimalen Abweichungen bei der Position des Leerlaufes und des Kurzschlusses, was zu erheblichen Fehlern in einem weiten Bereich um die Resonanzstellen führt, so dass nur sehr bedingt der Wellenwiderstand abgelesen werden kann.

Ein deutlich besseres Ergebnis wird erzielt, wenn nur eine 4-Port-Messung unter Verwendung von 50Ω-Abschlüssen durchgeführt wird und damit analytisch die differentielle Leerlauf-/Kurzschlussmethode simuliert wird. Der Einfluss der Resonanzstellen wird hierdurch deutlich verringert. Dennoch verbleibt, wie auch bei anderen Methoden, die größte Fehleranfälligkeit an den Resonanzstellen.

Ein Vergleich der Messergebnisse am Beispiel von IEEE 100BASE-T1-Komponenten zeigt eine gute Übereinstimmung der vorgestellten Methode mit einer steiflankigen TDR. Auch konnten bisher bei dieser Methode keine Einschränkungen bezüglich der Länge oder Eigenschaften des Prüflings festgestellt werden, wie es bei den anderen Methoden der Fall ist.

Danksagung

Die TDR-Messergebnisse in dieser Arbeit entstanden im Rahmen der vielfältigen engen Kooperationen der EMC Test NRW GmbH mit der TU Dortmund. An dieser Stelle soll ein herzlicher Dank ausgesprochen werden an Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei und Alexander Zeichner vom Arbeitsgebiet Bordsysteme der TU Dortmund für die Hilfe bei den TDR-Messungen.

Literaturangaben

- [1] Dr. B. Körber: IEEE 100BASE-T1 Definitions for Communication Channel, Version 1.0, OPEN Alliance, 2017
- [2] Rene Meys, Frederic Janssens: „Measuring the Impedance of Balanced Antennas by an S-Parameter Method“, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume 40, No. 6, December 1998
- [3] Keith Duncan Palmer, Mel W. van Rooyen: „Simple Broadband Measurement of Balanced Loads Using a Network Analyzer“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Volume 55, No. 1, February 2006
- [4] Christof Ziegler: „4-Tor-Netzwerkanalyse und On-Wafer-Messtechnik zur Bestimmung modaler Streuparameter bis 50 GHz“, Dissertation, Technische Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2003
- [5] Kerstin Siebert: „Entwicklung von Mehrleitermodellen für Signalintegritäts- und EMV-Analysen von Kfz-Bussystemen“, Dissertation, Technische Universität Dortmund, Dortmund, 2013
- [6] Joachim Specovius: Grundkurs Leistungselektronik, Vieweg+Teubner Verlag, ISBN: 978-3-8348-1307-7, 2010