

bordnetz

Fachmedium für professionelle Automobilelektronik

Sonderdruck



(Bild: Infinity – Fotolia)

Duell der Hochgeschwindigkeitssysteme

Bei der hochbitratigen Datenübertragung im Fahrzeug liefern sich im Bereich von 3 bis 12 Gbit/s zwei Übertragungssysteme ein spannendes Kopf-an-Kopf-Rennen: der differenzielle HSD-Standard (High Speed Data) und der koaxiale FAKRA-Standard (Fachkreis Automobil). Beide Systeme beweisen, dass die Übertragung via Kupferader(n) noch viel Potenzial bezüglich der Übertragungskapazität bietet. Doch welcher Standard behält im direkten Vergleich die Nase vorn?

Von Dr. Gunnar Armbrrecht, Stephan Kunz und Martin Zebhauser

In zukünftigen Fahrzeuggenerationen werden die Anforderungen an die Datenübertragungskä-näle im Hinblick auf Qualität und Robustheit weiter nach oben geschraubt. Insbesondere Infotainment-Anwendungen und Advanced Driver Assistance Systems (ADAS), digitale Kombiinstrumente inklusive Head-up Displays, Rear Seat Entertainment und Round View Systems treiben diese Entwicklung voran. Für viele dieser Systeme wird die LVDS-Übertragungstechnik (Low Voltage Differential Signaling) bezüglich der Übertragungskapazität in skaliertes

Form zum Einsatz kommen. Aufgrund der erhöhten Anzahl, in der solche Systeme verbaut werden, müssen die physischen Übertragungsmedien wie Steckverbinder- und Kabelkomponenten eine gesteigerte Leistungsfähigkeit bei deutlich reduziertem Gewicht, Bauraum und natürlich auch Kosten bereitstellen. Gerade den Steckverbindern kommt bei der Bauraumreduktion moderner Steuergeräte eine immer entscheidendere Bedeutung zu.

Dieser Beitrag soll zeigen, dass die elektrische Übertragung via Kupferader(n) noch viel Potenzial bezüglich der Übertragungskapazität bietet. Hierzu werden die beiden Automotive-Standards HSD (differenzielle Signale) und FAKRA (koaxial) einem direkten Vergleich unterzogen. Im Detail erfolgt die Gegenüberstellung von differenzieller und koaxialer Datenübertragung im Bereich von 3 bis 12 Gbit/s, da dieser Bereich, wie **Bild 1** zeigt, für die hochbitratige Datenübertragung in naher Zukunft besonders interessant sein wird.

Die unkomprimierten Netto-Datenraten für die Übertragung Bit für Bit auf einem Pixel-Link bei einer Farbtiefe von 24 bit und einer Bildwiederholrate von 60 Hz lassen sich einfach wie folgt abschätzen: Pixelanzahl \times 24 bit \times 60 Hz. Neben der High-Definition-(HD)-Auflösung mit 1280×720 Pixel, d.h. ungefähr 1 Mio. Pixel, sind heute vor allem Full-HD-Applikationen (1920×1080 Pixel) mit 2 Mio. Pixel gefragt. Zur Übertragung werden Datenraten von 1,5 Gbit/s bzw. 3 Gbit/s benötigt.

Die neueste Generation von sogenannten 4K-Displays besitzt hingegen eine Ultra-HD-(UHD)-Auflösung von 3840×2160 Pixel (8 Mio. Pixel) und damit die 4-fache Full-HD-Auflösung. Die Datenrate steigt hier auf 12 Gbit/s an. Als Übertragungsprotokoll für UHD kommt derzeit MHL 3.0 (Mobile High Definition Link) in Frage, das bei 6 Gbit/s UHD mit reduzierter Bildwiederholrate von 30 Hz überträgt. Weitere Protokolle (z.B. APIX Next) stehen in den Startlöchern.

Dass derartig hohe Auflösungen nicht nur für großflächige Displays im Home-Entertainment-Bereich interessant sind, zeigt auch ein Blick auf die Situation bei mobilen Endgeräten wie Tablets. Dort haben die Hersteller bereits heute Geräte mit Display-Auflösungen von bis zu 3 Mio. Pixel im Sortiment. Steigende Auflösungen und der Wunsch nach einer immer höheren Pixeldichte führen entsprechend zu höheren Datenraten – und ein Ende dieser Entwicklung ist nicht in Sicht.

Aufteilung des Datenstroms mit HSD

Um Abschätzungen zum Übertragungskanal durchzuführen, gehen wir davon aus, dass die Schaltungstechnik auf Basis bewährter LVDS-Halbleitertechnik bestehen bleibt. Das bedeutet, dass die Leistungstreiber als Differenzverstärker weiterhin in robuster Current-Mode-Logic-(CML)-Technik ausgeführt werden.

Wie in **Bild 2** dargestellt, kann eine solche Verstärkerstufe mit ihren zwei

Ausgängen prinzipiell ein differenzielles HSD-Paar mit 100Ω (links) oder auch ein koaxiales $50\text{-}\Omega$ -FAKRA-Kabel (rechts) treiben. Bei letzterem wird jedoch der zweite Ausgang nicht benötigt und muss über einen $50\text{-}\Omega$ -Widerstand reflexionsfrei auf Masse gelegt werden. Daher wird bei der koaxialen Übertragung von einer massebezogenen (single-ended) Übertragung gesprochen.

Eine solche Terminierung halbiert jedoch am Empfänger die Spannungsamplitude und führt gegenüber einem differenziellen Paar zu einer Dämpfungserhöhung um 6 dB. Zudem kann die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) eines FAKRA-Übertragungskanal im Vergleich zum HSD prinzipbedingt nie ein vergleichbares Niveau erreichen, da aufgrund des Verzichts auf die systeminhärente Symmetriedämpfung die Verkopplung zu Nachbarsystemen ausschließlich durch die Schirmdämpfung und nicht wie bei HSD durch die Kopplungsdämpfung (eine Kombination aus Symmetriedämpfung und Schirmdämpfung) sichergestellt wird. Anschaulich betrachtet, beschreibt die Symmetriedämpfung den Anteil des Rückstromes, der beim differenziellen Paar (HSD) über den zweiten Signalleiter und nicht wie bei der koaxialen Übertragung (FAKRA) über den Schirm zurückfließen muss. Diese Tatsache reduziert bei identischem Schirmaufbau die Verkopplung nach außen um typischerweise ca. 20 dB.

Das HSD-System basiert auf dem Sternvierer-Konzept, d.h. es werden gleich zwei voneinander entkoppelte

Bild 1. Vergleich der Auflösungen und resultierenden Datenraten moderner Displays. (Bild: Rosenberger)



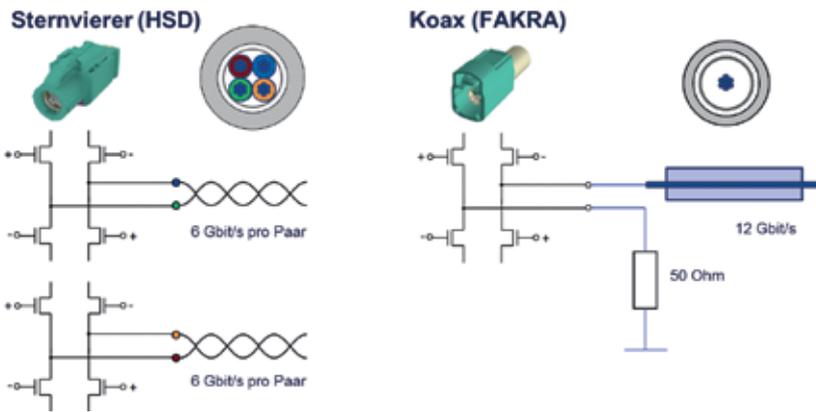


Bild 2. Beschaltung des Differenzverstärkers für beide Übertragungssysteme. (Bild: Rosenberger)

differenzielle Signalpaare in größtmöglicher Packungsdichte zur Verfügung gestellt. Es besteht damit im Gegensatz zur FAKRA-Übertragung die Möglichkeit einen hochbitratigen Datenstrom aufzuteilen. Am Beispiel einer UHD-Übertragung mit 12 Gbit/s bedeutet dies, dass jedes der beiden Paare des HSD nur 6 Gbit/s übertragen muss. Die Anforderungen an die Signalübertragung, insbesondere den Bandbreitenbedarf, werden somit reduziert. Ermöglicht wird dies durch das geringe Übersprechen (Crosstalk) zwischen den Paaren im Sternvierer, das typischerweise mit kleiner -30 dB derart niedrig ist, dass selbst zwei voneinander unabhängige Datenströme mit 6 Gbit/s ohne gegenseitige Beeinflussung übertragen werden können (siehe Bild 3). Einzige Anforderung ist, dass beide Datensignale mit vergleichbarer Amplitude vorliegen. Die Robustheit der Übertragung simultan auf beiden Paaren zeigt ein Experiment, bei dem auf einem Paar mit zehnfach größerer Signalamplitude gesendet wird. Erst dann ist ein kleiner Effekt auf dem Nachbarpaar im Übersprechen zum nahen (NEXT) als auch am fernen Ende (FEXT) sichtbar.

Elektrische Kanäle haben ein Gedächtnis

Die Kodierung setzt logische Bits (Null bzw. Eins) in physikalische Größen um. Eine sehr einfach zu implementierende Form der Kodierung ist die sogenannte NRZ-Kodierung, wobei NRZ für Non-Return-to-Zero steht. Wie Bild 4 zeigt, werden die Bits in Spannungspegel umgesetzt, so dass jeder Null z.B. der Wert -1 V und jeder Eins der Wert $+1$ V

zugewiesen wird. Diese beiden Spannungswerte liegen symmetrisch um Null und lassen beispielsweise in Kombination mit einer 8b/10b-Kodierung eine gleichanteilsfreie Übertragung zu. Dies ist wichtig, da auf diese Weise DC-Offsets zwischen den Steuergeräten durch kapazitive Kopplung der Signaladern für die Datenübertragung unerheblich werden. Darüber hinaus zeigt Bild 4, dass elektrische Leitungen (gleichgültig ob Sternvierer oder Koax) Energiespeicher sind und damit ein „Gedächtnis“ besitzen. Ein Umschalten des Spannungspegels am Eingang der Leitung führt nach Durchlaufen der Leitung nicht zu einem sofortigen Folgen des Spannungspegels am Ende der Leitung. Die Pegel vorangegangener Bits haben einen Einfluss auf den aktuellen Pegel, was sich im Augendiagramm als Symbol-Übersprechen oder Intersymbolinterferenz (ISI-Jitter) auswirkt und zu einer unerwünschten Reduktion der Augenöffnung sowohl in vertikaler als auch in horizontaler Richtung führt.

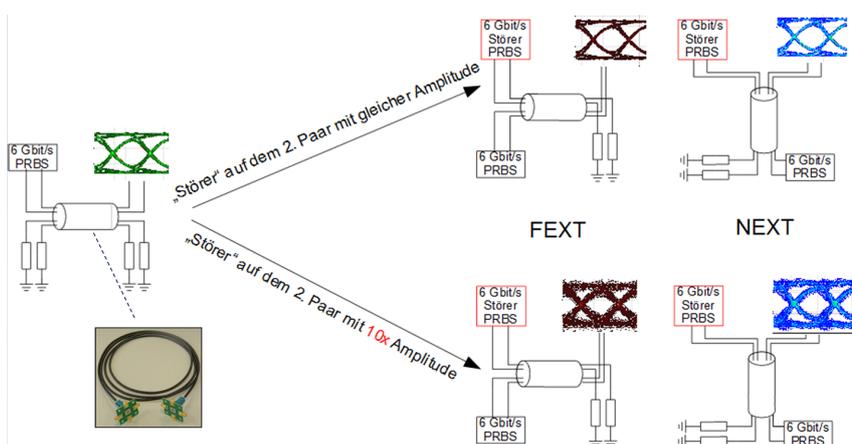


Bild 3. Auswirkungen des Übersprechens bei simultaner Nutzung beider HSD-Datenpaare. (Bild: Rosenberger)

Abschätzung des Bandbreite-Bedarfs

Gemäß Bild 5 besitzt ein NRZ-Signal eine über der Frequenz f abklingende Einhüllende des Spektrums mit Nullstellen bei ganzzahligen Vielfachen der Bitrate in Hz (f_{bit}), d.h. für 3 Gbit/s bei 3 GHz und Vielfachen davon. Theoretisch besitzt dieses Signal eine unendlich große Bandbreite. Allerdings befinden sich bereits 90 % der Energie in der ersten Hauptkeule. Die restlichen 10 % stecken in der Summe aller Nebenkeulen des Spektrums. Die Bandbreite, die tatsächlich benötigt wird, um ein NRZ-kodiertes Datensignal ohne Beeinträchtigung der Signalisierung zu übertragen, kann in guter Näherung über eine bewusste Begrenzung des Spektrums abgeschätzt werden.

Hierzu wird das Spektrum mittels Tiefpass-Filter mit variabler Eckfrequenz $f_{cut-off}$ begrenzt und die Auswirkung auf die vertikale Augenöffnung (Augenhöhe) ausgewertet. Erst ab einer Unterschreitung von $0,75 \times f_{bit}$ erfolgt eine signifikante Abnahme der Augenhöhe, die kontinuierlich voranschreitet, bis die Schwelle für die Mindestaugenöffnung gemäß Chipdatenblatt unterschritten ist und die Übertragung ausfallen kann. Die Abschätzung führt beispielsweise bei 3 Gbit/s zu einer Grenzfrequenz von 2,25 GHz. Frequenzanteile, die oberhalb dieser Frequenz liegen, haben dementsprechend keine nennenswerte Auswirkung auf den Parameter der Augenhöhe. Diese Darstellung ist mit Halbleiterherstellern abgestimmt und ermöglicht eine schnelle und einfache Abschätzung des Bandbreitenbedarfs eines Übertragungssystems. Für eine UHD-Übertragung mit 12 Gbit/s ergibt sich für eine

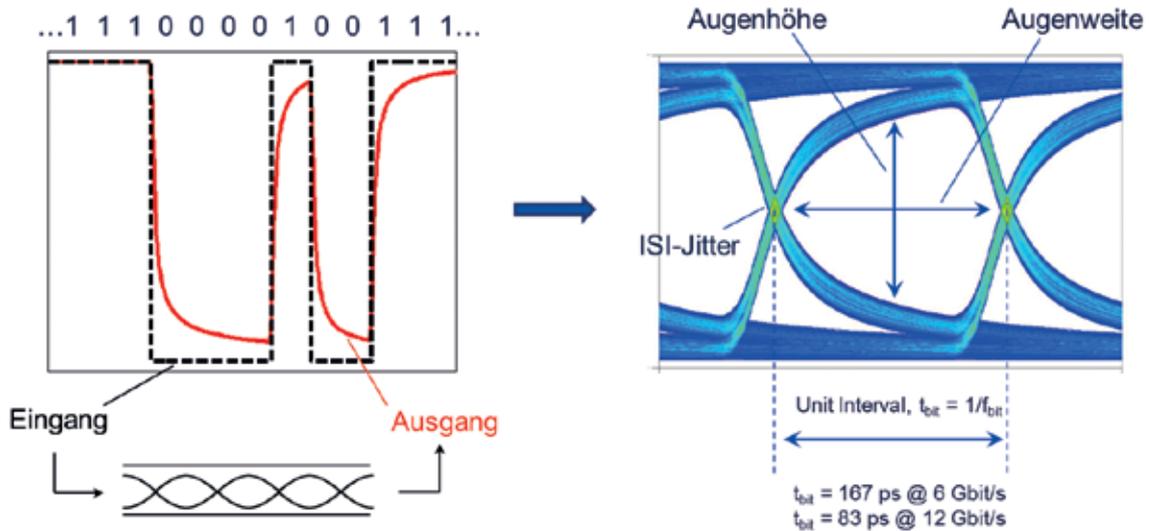


Bild 4. NRZ-Kodierung und Augendiagramm.

(Bild: Rosenberger)

Koax-Lösung (FAKRA) eine Mindestanforderung von 9 GHz bzw. für einen Sternvierer (HSD), der wie oben bereits beschrieben 2x6 Gbit/s überträgt, mindestens 4,5 GHz.

Einfügedämpfung der Leitungen

Für die hochbitratige Datenübertragung über Kupferleitungen, wie Koaxial- oder Sternviererleitungen, ist die Einfügedämpfung (Insertion Loss) von entscheidender Bedeutung. Aus diesem Grund zeigt Bild 6 einen Vergleich zwischen verschiedenen Kabeln mit unterschiedlichen Innenleiterquerschnitten auf 10 m Länge. Hauptinflussfaktoren für die Dämpfung sind neben den dielektrischen Verlusten und der reinen Leitfähigkeit des Leitermaterials insbesondere der Umfang des Innenleiters sowie die Stromdichteverteilungen auf dessen Oberfläche. Grundsätzlich gilt als Haupt-

forderung an die Leitungen zur Datenübertragung, dass die Einfügedämpfung über der Frequenz einen glatten Verlauf zeigt und keine frequenzselektiven Einbrüche aufweist.

In Bild 6 ist die Einfügedämpfung über der Frequenz bis 6 GHz für fünf verschiedene Leitungen dargestellt. Hierbei werden zwei kommerziell verfügbare FAKRA-Leitungen mit einem Innenleiterquerschnitt von $0,4\text{ mm}^2$ bzw. $0,14\text{ mm}^2$ drei verschiedenen HSD-Leitungen mit jeweils $0,14\text{ mm}^2$ gegenübergestellt. Die HSD-Leitungen unterscheiden sich in ihrem Entwicklungsstand, beginnend bei einer weitverbreiteten Leitung bis zu 1,5 Gbit/s über eine verbesserte Version für bis zu 3 Gbit/s hin zu einer neuen Kabelkonstruktion für 6 Gbit/s. Die für 1,5 Gbit/s konzipierte Leitung fällt durch einen deutlichen Einbruch oberhalb von 2,5 GHz auf, was für den Einsatz bei

3 Gbit/s grenzwertig wäre. Die 3-Gbit/s-Leitung wurde daher optimiert und weist einen glatten Frequenzgang bis über 4,5 GHz hinaus auf. In einem weiteren Optimierungsschritt wurde die neue 6-Gbit/s-Version entwickelt, welche mit 23 dB bei 4,5 GHz gegenüber 28 dB bei der 3-Gbit/s-Leitung eine deutlich verbesserte Dämpfungskarakteristik besitzt.

Die beiden FAKRA-Kabel weisen mit ca. 12 dB (für $0,4\text{ mm}^2$) und ca. 21 dB (für $0,14\text{ mm}^2$) bei 4,5 GHz deutlich niedrigere Werte auf. Um jedoch für die Systembewertung zu einem fairen Vergleich zu kommen, werden beide Dämpfungskurven um 6 dB nach unten versetzt. Damit wird der oben bereits beschriebenen Spannungshalbierung gegenüber der differenziellen Übertragung Rechnung getragen. Nach der virtuellen Dämpfungserhöhung um 6 dB zeigt sich aus System Sicht, dass die $0,14\text{ mm}^2$ Koaxial-

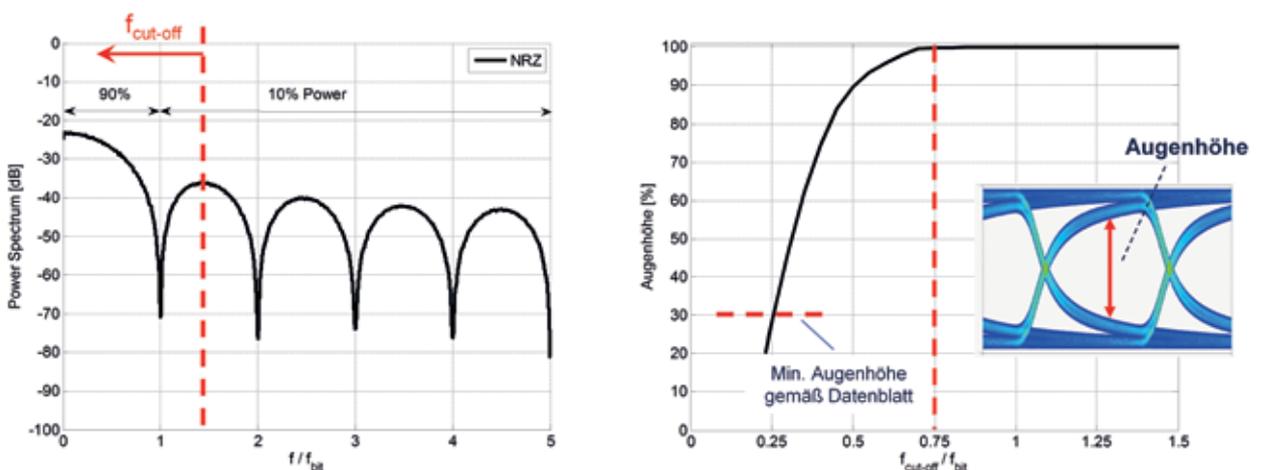


Bild 5. Abschätzung der Bandbreite eines NRZ-kodierten Datensignals.

(Bild: Rosenberger)

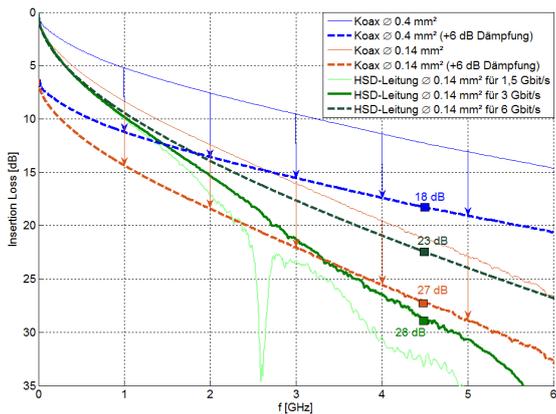


Bild 6. Vergleich der Einfügedämpfung von Koaxial- und HSD-Leitungen.

(Bild: Rosenberger)

leitung mit 27 dB keinen Dämpfungsvorteil mehr gegenüber der optimierten 0,14-mm²-HSD-Leitung mit 23 dB besitzt. Nur bei dämpfungsarmen Leitungskonstruktionen, wie der hier betrachteten 0,4-mm²-Version, kann die Koaxialleitung mit 18 dB punkten.

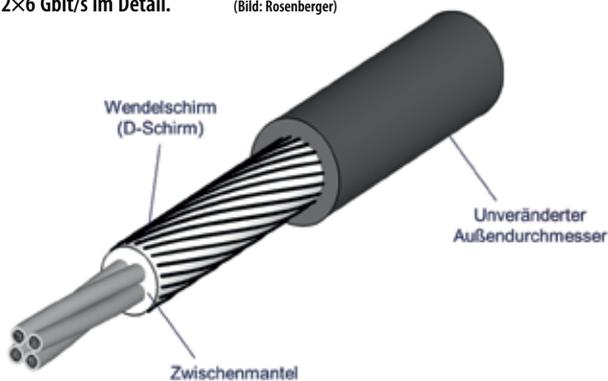
HSD-Leitung: Konstruktion und Schirmdämpfung

In der aktuellen HSD-Generation werden ausschließlich Leitungen verbaut, deren Schirm aus einer Kombination aus Folie und Geflecht besteht. Es ist jedoch bekannt, dass diese Art der Schirmkonstruktion nicht optimal für höchste Biege-Wechselbelastung ist. Zudem hat sich herausgestellt, dass für minimale Leitungsdämpfung die Signalleiter weiter vom Schirm weg in Richtung der Kabelmitte rutschen müssen.

Diese beiden Punkte greift die neuartige Leitungskonstruktion für 2x6 Gbit/s, wie sie in **Bild 7** dargestellt ist, auf und löst sie, indem der Sternvierer-Innenleitervorbund zunächst mit einem Zwischenmantel umgeben wird.

Bild 7. Aufbau der neuen HSD-Leitung für 2x6 Gbit/s im Detail.

(Bild: Rosenberger)



schirm bestehend aus einer Umspinnung einzelner Schirmdrähte aufzubringen. Bei Schlaglängengleichheit zwischen Innenleiter-Verseilung und Umspinnung tritt Dämpfungsminimum ein, da Bild-

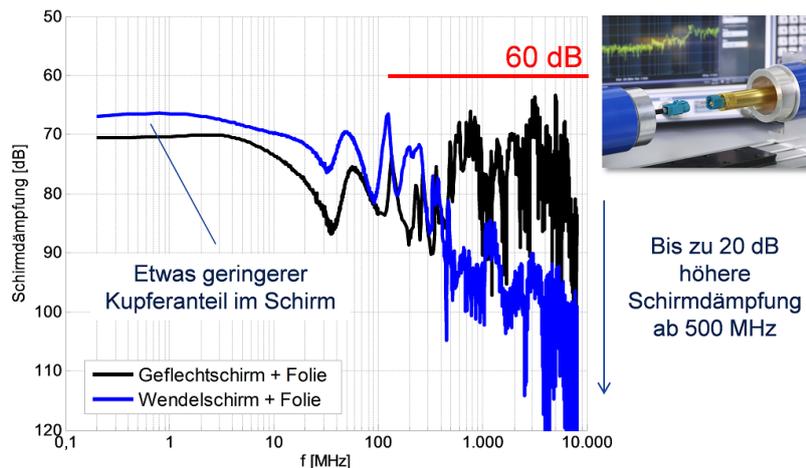


Bild 8. Vergleich der Schirmdämpfung gemäß IEC 62153-4-4.

(Bild: Rosenberger)

ströme im Schirm nicht mehr gezwungen werden, zwischen den einzelnen Filamenten wechseln zu müssen.

Ein Vergleich von Geflecht- und Wendelschirm im Hinblick auf die Schirmdämpfung gemäß dem in IEC 62153-4-4 beschriebenen Messverfahren zeigt **Bild 8**. Bei tiefen Frequenzen bestimmt der Kupferanteil im Schirm praktisch ausschließlich die Schirmdämpfung. Da in diesem Fall

der Kupferanteil des Geflechschirms im Vergleich zum Muster mit Wendelschirm geringfügig höher gewählt wurde, ist somit auch die Schirmdämpfung in diesem Frequenzbereich etwas höher. Zu hohen Frequenzen oberhalb von 500 MHz besitzt die Wendelschirmlösung eine um bis zu 20 dB höhere Schirmdämpfung als die Geflechschirmvariante. Hierzu wird auch der Wendelschirm zusätzlich mit einer Folie kombiniert. Allerdings darf die Folie in diesem Fall außen auf dem Wendelschirm aufgebracht werden. Dies erleichtert im Allgemeinen den Konfektionsprozess, da die Folie in einem einzigen Schritt zusammen mit dem Außenmantel entfernt werden kann.

Grundsätzlich sind allerdings mit beiden Konstruktionen Schirmdämpfungen von mehr als 60 dB möglich, wobei die Wendelschirmvariante nicht nur sehr gute HF-Eigenschaften besitzt,

sondern derzeit auch die einzige HSD-Leitung ist, die den mit 100.000 Zyklen äußerst harten Biege-Wechseltest inklusive Torsion gemäß LV213-2 mit hoher Reserve besteht.

HSD-Steckverbinder: Impedanzlimit eingehalten

Neben einer geeigneten Kabelkonstruktion für 2x6 Gbit/s müssen aber auch die HSD-Steckverbinder diese Datenraten unterstützen. Üblicherweise werden Kabel-Stecker-Komponenten mittels Time-Domain Reflectometry (TDR) getestet. Unter der Annahme, dass die Kabelimpedanz sehr nah an der gewünschten Systemimpedanz von

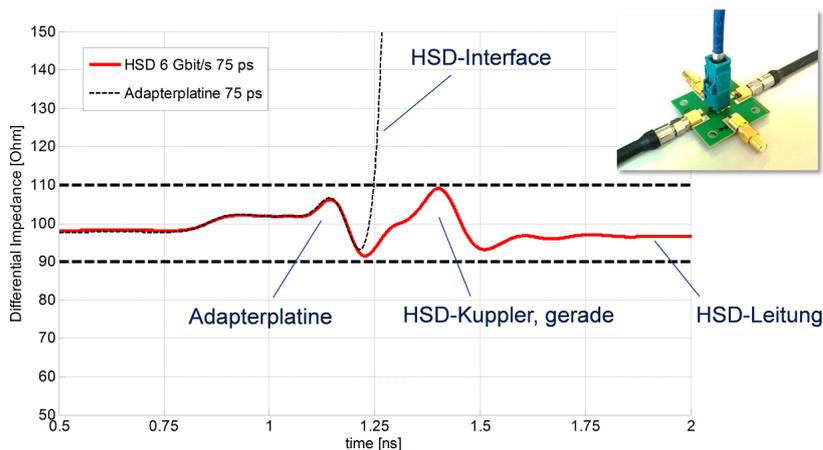


Bild 9. TDR-Impedanz eines HSD-Steckverbinders für 2x6 Gbit/s.

(Bild: Rosenberger)

100 Ω liegt, bestimmt in erster Linie der Steckverbinder die Reflexionsdämpfung (Return Loss) des Kanals, wohingegen sein Beitrag zur Einfügedämpfung im Gegensatz zu dem des Kabels eher von untergeordneter Bedeutung ist. Das Ziel dabei ist, die Impedanzabweichungen innerhalb eines Steckverbinders zeit- bzw. orts aufgelöst sichtbar zu machen und sicherzustellen, dass typische TDR-Impedanzlimits von $100 \Omega \pm 10 \Omega$ eingehalten werden. Die Definition des Testpulses geschieht hierbei über die Anstiegszeit t_r (Rise time) von 10 % auf 90 % der Signalamplitude und kann einfach über den folgenden Zusammenhang aus der bereits abgeleiteten Bandbreite abgeschätzt werden: $t_r = 0,35 / \text{Bandbreite}$. Das bedeutet, dass bei der Mindestbandbreite für 6 Gbit/s von 4,5 GHz eine Anstiegszeit von $t_r = 75$ ps gewählt werden sollte. Wie Bild 9 zeigt, erfüllt ein HSD-Steckverbinder diese Anforderung und ist somit für die Übertragung von 2x6 Gbit/s tauglich.

Das Duell geht weiter

Mit dem HSD- und dem FAKRA-System stehen den OEMs zwei ausgereifte Übertragungssysteme zur Verfügung. Obwohl das Duell der beiden Systeme im Hinblick auf ihre Eignung für die hochbitratige Datenübertragung keinen klarer Sieger hervorgebracht hat, besitzt das HSD-System für die Anforderungen der 12-Gbit/s-UHD-Übertragung aufgrund der Aufteilbarkeit der Datenströme in 2x6 Gbit/s aktuell Vorteile gegenüber einer koaxialen FAKRA-Lösung, bei der 12 Gbit/s direkt übertragen werden müssen. Dieses liegt allerdings, wie gezeigt, weniger an der

Einfügedämpfung von Koaxialleitungen, sondern vielmehr am FAKRA-Interface selber.

FAKRA-Steckverbinder basieren auf der SMB-Schnittstelle, die ursprünglich nur bis 4 GHz spezifiziert wurde. Aktuell laufen Bestrebungen, FAKRA-Steckverbinder bis 6 GHz zu spezifizieren und entsprechende Standards für die FAKRA-Komponenten aus den Systemanforderungen für 6- bzw. 12-Gbit/s-Anwendungen abzuleiten. In naher Zukunft scheinen daher Applikationen von Koaxialsystemen bis 6 Gbit/s möglich zu sein, wenn typische Schwierigkeiten der massebasierten Übertragung wie EMV und DC Offsets bereits frühzeitig in der Entwicklungsphase berücksichtigt und gelöst werden. Im Gegensatz dazu werden Rosenberger-HSD-Steckverbinder momentan für Anwendungen bis 3 Gbit/s im Fahrzeug verbaut. Darüber hinaus sind HSD-Kabel- und Steckverbinderkomponenten, wie dieser Beitrag zeigt, auch für die zukünftigen Anforderungen in Richtung UHD-Übertragung mit 12 Gbit/s (2x6 Gbit/s) technisch hervorragend geeignet.

Grundsätzlich ist anzumerken, dass LVDS-Systeme echte Hochfrequenzsys-

teme sind. Das bedeutet, dass bei der Übertragung von Chip zu Chip gedacht werden muss. Jede Komponente ist entscheidend für das Verhalten, insbesondere die Komponenten auf der Leiterplatte wie ESD-Dioden und Kopplkondensatoren. Abweichungen in der TDR-Impedanz von bis zu 50 Ω (!) sind hier derzeit bei aktuellen Implementierungen leider keine Seltenheit und können im Extremfall die Funktion der gesamten Übertragungstrecke in Frage stellen. Rosenberger steht den Kunden als Entwicklungspartner innerhalb des Produktlebenszyklus – beginnend bei der Konzept- und Design-Phase – zur Seite und unterstützt gerade die Steuergerätehersteller bei der Auslegung von HF-optimierten Signalpfaden auf der Leiterplatte. *ku*



Dr.-Ing. Gunnar Armbricht

leitet den Bereich „Advanced Research“ und ist stellvertretender Leiter der Forschung & Entwicklung bei Rosenberger Hochfrequenztechnik.



M.Eng. Stephan Kunz

ist Entwicklungsingenieur und Spezialist für Signalintegrität bei Rosenberger Hochfrequenztechnik.



Martin Zebhauser

ist Leiter des Produktmanagements und der Konstruktion des Geschäftsbereichs Automotive bei Rosenberger Hochfrequenztechnik.

Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG

Hauptstraße 1 • 83413 Fridolfing
P.O. Box 1260 • 84526 Tittmoning

Phone +49 (0)8684 18-0
Fax +49 (0)8684 18-1499

info@rosenberger.de • www.rosenberger.com
Certified by ISO /TS 16949 . ISO 9001 . ISO 14001