

Analyse der Störfestigkeit von Automotive Ethernet Kommunikationssystemen

M.Sc. Carina Austermann, Technische Universität Dortmund, Deutschland
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Technische Universität Dortmund, Deutschland

1 Einleitung

Die ansteigende Anzahl der elektronischen Systeme im Fahrzeug und die Art der Anwendungen erhöhen den Bedarf an robusten Kommunikationssystemen. Im Hinblick auf echtzeitfähige Anwendungen in teilautomatisierten oder vollautomatisierten Fahrzeugen ergeben sich hohe Anforderungen an die notwendige Datenrate und die Übertragungssicherheit der Kfz-Kommunikationssysteme. Um diese Aufgabe zu erfüllen wurde als neues Kommunikationssystem Automotive Ethernet entwickelt [1], welches heute meist mit einer Übertragungsrate von 100 Mbit/s eingesetzt wird. Das Datensignal wird über eine ungeschirmte verdrehte Leitung übertragen und mithilfe einer Amplitudenmodulation, bestehend aus drei verschiedenen Spannungspegeln, codiert [2]. Die hohe Datenrate führt zu einer relativ geringen Symboldauer und die Verwendung von ungeschirmten Leitungen begünstigt die Einkopplung von Störungen, die zu einer Beeinträchtigung der Kommunikation führen können. Für den Entwurf von Kommunikationssystemen im Fahrzeug ist damit eine Bewertung der Kommunikationsgüte und die Beurteilung von potentiellen Störsignalen von hoher Bedeutung.

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Bewertung der Störfestigkeit einer 100BASE-T1 Kommunikation. Es werden verschiedene Ansätze zur Bewertung der Kommunikation diskutiert, um eine Aussage anhand der Signale auf dem Physical Layer vorzunehmen. Im Anschluss werden Untersuchungsergebnisse zur Störfestigkeit einer realen Kommunikationsstrecke gegenüber differentieller Störpulse vorgestellt. Die Untersuchungen zeigen den Einfluss verschiedener Störsignale auf Bit- und Paketfehler in einer 100BASE-T1 Kommunikation.

2 Grundlagen zur Signalübertragung mit 100BASE-T1

In diesem Kapitel werden der Signalfluss und die Signalerzeugung einer 100BASE-T1 Übertragungsstrecke zwischen zwei Teilnehmern genauer betrachtet, um die Problematik und die Möglichkeiten der Bewertung der Kommunikation aufzuzeigen. 100BASE-T1 ist ein Vollduplex-Verfahren, sodass der Receiver und Transmitter eines Transceivers zeitgleich aktiv sind. Im Folgenden wird die Kommunikation von einem Transmitter zu einem Receiver exemplarisch erläutert. Der Signalfluss ist schematisch in Abbildung 1 dargestellt. Die zu übertragenden Nutzdaten werden in vier parallele Datensignale $TxD_n[3:0]$ unterteilt und so an den Transceiver übermittelt, sodass immer 4 Bits zeitgleich am Eingang des Transmitters vorliegen. Die Übermittlung der Eingangsdatensignale erfolgt mit einer Übertragungsrate von 25 MHz, sodass die Übertragungsgeschwindigkeit von $4 \cdot 25 \text{ MHz} = 100 \text{ MHz}$ für die gesamte Kommunikation erreicht wird. Die vier ankommenden Bits werden zunächst in einer 4 Bit-zu-3 Bit-Konvertierung umgruppiert, sodass Bittriple ($tx_data_n[2:0]$) entstehen. Diese werden mit einer Taktrate von $33\frac{1}{3} \text{ MHz}$ übertragen. Sollte die Anzahl der Eingangsbits kein Vielfaches von 3 sein, werden Stuffbits hinzugefügt, um die Umgruppierung zu ermöglichen. Das Signal $tx_data_n[2:0]$ wird zum

Scrambler übertragen. Das Ausgangssignal des Scramblers $Sd_n[2:0]$ wird durch eine Exklusiv-Oder-Verknüpfung der Nutzdatenbits $tx_data_n[2:0]$ und einer Pseudozufallssequenz $Sc_n[2:0]$ generiert (1).

$$Sd_n[2:0] = Sc_n[2:0] \oplus tx_data_n[2:0] \quad (1)$$

Die Zufallssequenz nutzt die selbe Übertragungsrate wie die Nutzdaten, sodass die Übertragungsgeschwindigkeit von $33\frac{1}{3}$ MHz konstant bleibt. Die Erzeugung der Pseudozufallssequenz erfolgt mithilfe eines linearen rückgekoppelten Schieberegisters und einem in der Spezifikation festgelegten Polynom [2]. Der Vorgang des Scramblings erfolgt unter anderem zur Verringerung des DC-Offsets in der Übertragung [3]. Diese Verarbeitung der Daten führt jedoch dazu, dass keine direkte Korrelation zwischen Eingangsdaten $TxD_n[3:0]$ und übertragenen Daten $Sd_n[2:0]$ ohne Kenntnis von $Sc_n[2:0]$ zu einem beliebigen Zeitpunkt möglich ist. Die Bittripel $Sd_n[2:0]$ werden im Anschluss jeweils einem ternären Symbolpaar zugeordnet, welches parallel mit einer Taktrate von $33\frac{1}{3}$ MHz übertragen wird. Mithilfe eines Multiplexers werden die Symbolpaare in ein serielles Signal konvertiert und es entsteht das charakteristische PAM3 Signal. Um die Übertragungsgeschwindigkeit zu erhalten müssen die Symbolpaare mit $66\frac{2}{3}$ MHz übertragen werden. Die Folge aus Symbolpaaren wird in zwei analoge Signale überführt, zwischen denen eine Phasendifferenz von 180° besteht., und über ein verdrehtes Leitungspaar übertragen. [3]

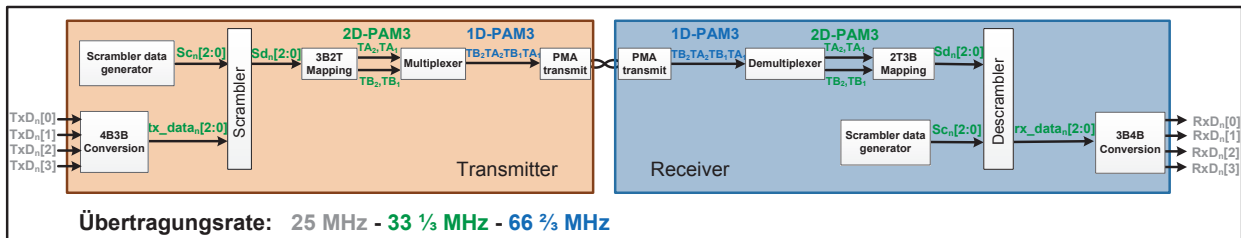


Abbildung 1: Schematische Darstellung der Signalverarbeitung einer 100BASE-T1 Übertragungstrecke

Auf dem verdrehten Leitungspaar befindet sich somit ein PAM3 Signal mit einer Symboldauer von 15 ns. Aufgrund des Vollduplex-Verfahrens werden in der Regel von den beiden angeschlossenen Teilnehmern zeitgleich Daten auf die Verbindungsleitung gelegt und es entsteht eine Überlagerung beider Signale, deren Phasendifferenz nicht spezifiziert ist. Der Receiver invertiert die zuvor beschriebene Signalverarbeitung, um schließlich vier parallel Ausgangssignale $RxD_n[3:0]$ zu generieren. Um das Descrambling korrekt durchzuführen, müssen Master und Slave zunächst synchronisiert werden, unabhängig davon, ob sie als Receiver oder Transmitter fungieren. Dazu wird während des Trainingsmodus beim Slave das lineare rückgekoppelte Schieberegister mit den aktuellen Einträgen belegt und während der Datenübertragung kontinuierlich eine Taktrekonstruktion durchgeführt, sodass beide Teilnehmer dieselbe Grundlage zum Scrambling und Descrambling besitzen. [3]

Die möglichen Signale, welche am realen System zur Überwachung genutzt werden können, sind $TxD_n[3:0]$, $RxD_n[3:0]$ und die Spannungen auf den verdrehten Leitungen. Aufgrund des Vollduplex-Verfahrens und des Scramblings kann jedoch eine Verbindung zwischen Eingangsdaten und Spannungspegeln auf dem Bus nur mit sehr großem Aufwand hergestellt werden. Die sich daraus ergebenden Untersuchungsmethoden der Kommunikationsqualität werden im Folgenden anhand eines realen Systems genauer analysiert.

3 Messaufbau einer 100BASE-T1 Kommunikationstrecke

Die verschiedenen Untersuchungen zur Kommunikationsgüte und Störfestigkeit von 100BASE-T1 werden anhand eines Laboraufbaus durchgeführt. Es wird eine Punkt-zu-

Punkt-Verbindung zwischen zwei 100BASE-T1 Transceivern aufgebaut. Dazu werden Automotive Ethernet Evaluationboards (DP83TC811EVM) [4] mit Automotive Ethernet Transceivern [5] von Texas Instruments verwendet. Die Ansteuerung der Evaluationboards erfolgt mit einem PC. Aufgrund des integrierten Media-Converters können Nutzdaten über den gewöhnlichen PC-Ethernetanschluss vorgegeben werden. Der schematische Messaufbau ist in Abbildung 2 dargestellt. Zur Messung eines einzelnen übertragene Frames, der von Teilnehmer 1 zu Teilnehmer 2 versendet wird, muss aufgrund des Vollduplex-Verfahrens eine Signaltrennung erfolgen. Die Trennung der überlagerten Sendesignale auf den Busleitungen erfolgt mit einem dafür vorgesehenen Board, auf Basis von Richtkopplern [6]. Damit ist eine Messung eines gesendeten Nutzsignals im Zeitbereich auf beiden Busleitungen mithilfe eines Oszilloskops möglich. In den dargestellten Untersuchungen werden die Nutzdaten unidirektional vom Slave zum Master übertragen. Der Abbruch eines Links ist damit einfach zu detektieren, da der Slave das Senden einstellt, sobald keine Verbindung mehr zum Master besteht. Neben den Spannungsamplituden auf den Busleitungen werden die $RxD_n[3:0]$ und $TxD_n[3:0]$ von Sender und Empfänger mithilfe eines Logic-Analyzers gemessen. Auf Basis dessen es möglich ist, Eingangs- und Ausgangsbitfolgen direkt miteinander zu vergleichen.

In dieser Arbeit liegt der Fokus auf dem Einfluss differentiell eingekoppelter Störpulse. Zur Einkopplung wird Direct Power Injection (DPI) verwendet. Diese Methode zur Untersuchung der Störfestigkeit von 100BASE-T1 wird in [2] und [7] detailliert erläutert. In den hier beschriebenen Messungen wird eine Platine verwendet, welche ein Störsignal mithilfe eines Kondensators mit $C_{DPI} = 470 \text{ pF}$ kapazitiv auf eine der beiden Busleitungen überträgt. Da die Einkopplung asymmetrisch erfolgt, ergibt sich ein differentielles Störsignal. Die Form des Störsignals wird mit einem Signalgenerator vorgegeben.

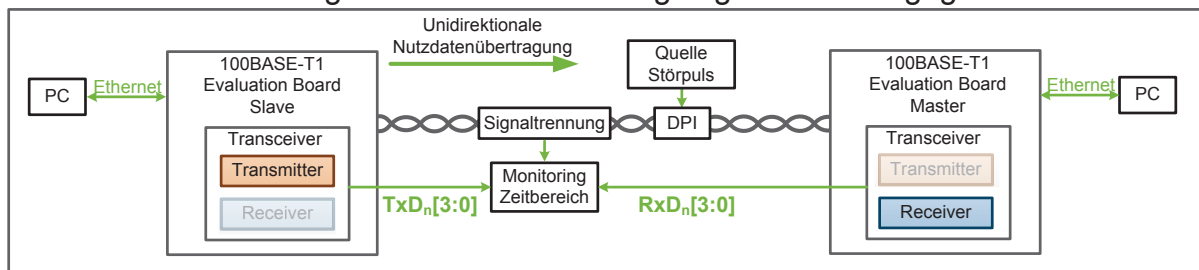


Abbildung 2: Schematische Darstellung des Messaufbaus

4 Bewertung einer 100BASE-T1 Kommunikation

In diesem Kapitel werden verschiedene Messergebnisse dargestellt, die mithilfe des im vorherigen Kapitel beschriebenen Messaufbaus ermittelt wurden. Die Ergebnisse werden im Hinblick auf die Nutzbarkeit für die Bewertung der Kommunikationsgüte analysiert. Zu Beginn wird das Augendiagramm einer Nutzdatenübertragung ohne Störsignaleinkopplung aufgenommen. Dazu werden die Signale auf den verdrehten Leitungen mithilfe der Richtkoppler separiert und gemessen. Die Messergebnisse des übertragenen Differenzsignals werden in Abbildung 3 visualisiert. Auf der linken Seite der Abbildung ist das klassische Augendiagramm des differentiellen Datensignals über zwei Symbolauern dargestellt. Die deutliche Trennung der drei unterschiedlichen Signalpegel und die Augenöffnung sind zu erkennen. In der rechten Abbildung ist ein Histogramm der Amplitudenverteilung zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung dargestellt. Auch hier sind die drei zulässigen Spannungsbereiche, entsprechend der PAM3, gut zu erkennen, so dass eine Bewertung der Signalqualität möglich ist.

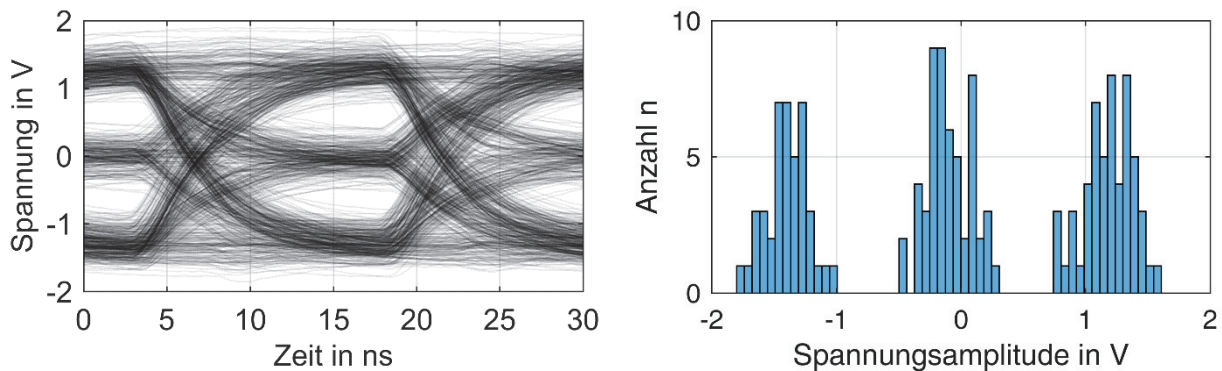


Abbildung 3: Augendiagramm ungestörter Kommunikation und Histogramm über die Verteilung der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung

In einer weiteren Untersuchung wird ein sinusförmiges Störsignal mit einer Frequenz von 20 MHz differentiell eingekoppelt und mit dem Nutzsignal überlagert, sodass es zu einem Abbruch des Links kommt. In Abbildung 4 ist das Augendiagramm des differentiellen Signalpegels auf der Kommunikationsleitung, bestehend aus der Überlagerung von Nutz- und Störsignal, dargestellt. In dieser Konfiguration ist keine Augenöffnung mehr zu erkennen, und die PAM3 lässt sich nur noch erahnen. In dem rechten Teil der Abbildung ist das Histogramm der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt dargestellt, bei dem die maximale Augenöffnung auftreten sollte. Im Vergleich zu Abbildung 3 sind die Spannungsamplituden nahezu gleichverteilt und es gibt keine eindeutige Trennung der Signalpegel. Die einzelnen Symbole können im Empfänger nicht mehr korrekt dekodiert werden, und es kommt zum Abbruch der Kommunikation.

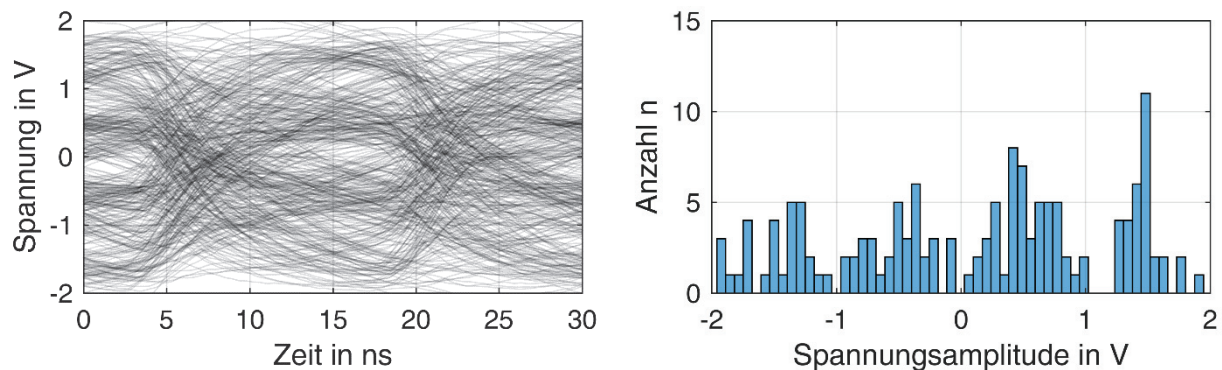


Abbildung 4: Augendiagramm gestörter Kommunikation und Histogramm über die Verteilung der Spannungsamplituden zum Zeitpunkt der größten Augenöffnung

Die Messungen der Signalverläufe im Zeitbereich zeigen sowohl die Möglichkeiten, als auch die Grenzen, die mit einer Bewertung anhand des Augendiagramms verbunden sind. Die Unterscheidung zwischen einer gestörten Kommunikation, die zu einem Abriss des Links führt, und einer ungestörten Kommunikation ist möglich. Zudem kann der auftretende Jitter in der Kommunikation quantifiziert werden. Die Störung eines einzelnen Symbols kann jedoch nicht eindeutig erkannt werden. Es ist ebenfalls möglich, dass im Augendiagramm Störungen unerkannt bleiben, da ein Störsignal das Nutzsignal auf einen der drei gültigen Pegel anheben oder absenken kann. Des Weiteren gibt es laut der Spezifikation keine Bedingung für eine fehlerfreie Übertragung anhand des Augendiagramms [2]. Das Augendiagramm kann somit als Indikator für eine gestörte Kommunikation dienen, liefert jedoch keine eindeutige Aussage darüber, ob einzelne Daten fehlerfrei übertragen werden.

Als alternative Bewertung der Kommunikation wird nun der Vergleich zwischen Eingangs- und Ausgangsdaten vorgenommen. Dazu werden RxD[3:0] und TxD[3:0] eines Datenframes zeitgleich gemessen und in einem anschließenden Schritt miteinander verglichen.

Abbildung 5 zeigt die Verläufe der RxD- und TxD-Signale eines exemplarischen Datenframes. Für den einfacheren visuellen Vergleich der Daten wurde die Zeitverzögerung zwischen RxD und TxD, die durch die Signallaufzeiten entsteht, in der Darstellung entfernt. Für diese Messung wird mithilfe der DPI ein einzelner Störpuls eingekoppelt, der zu einem Symbolfehler, jedoch nicht zu einem Abbruch der Kommunikation führt. Der Symbolfehler ist daran zu erkennen, dass ein einzelnes Bit jeweils in RxD[0] und RxD[1] zum Zeitpunkt 2,8 μs fehlerhaft ist. Da ein Symbol 3 Bit repräsentiert, können zwischen 1 und 3 Bit im Empfangssignal fehlerhaft sein, abhängig von der Interpretation des Signals durch den Receiver. In RxD[2] und RxD[3] sind keine Bitfehler zu erkennen. In diesem Beispiel hat der Symbolfehler zu zwei fehlerhaft empfangenen Bits geführt. Die Überwachung aller acht Signalverläufe im Zeitbereich ist folglich notwendig, um alle Bitfehler detektieren zu können. Wie in Kapitel 2 erläutert, besitzen $\text{TxD}_n[3:0]$ und $\text{RxD}_n[3:0]$ eine Übertragungsrate von 25 MHz. Die unterschiedlichen Taktraten von Eingangs- und Ausgangsdaten sowie den Analogsignalen auf dem verdrehten Leitungspaar müssen bei der Überwachung und Beurteilung der Daten berücksichtigt werden.

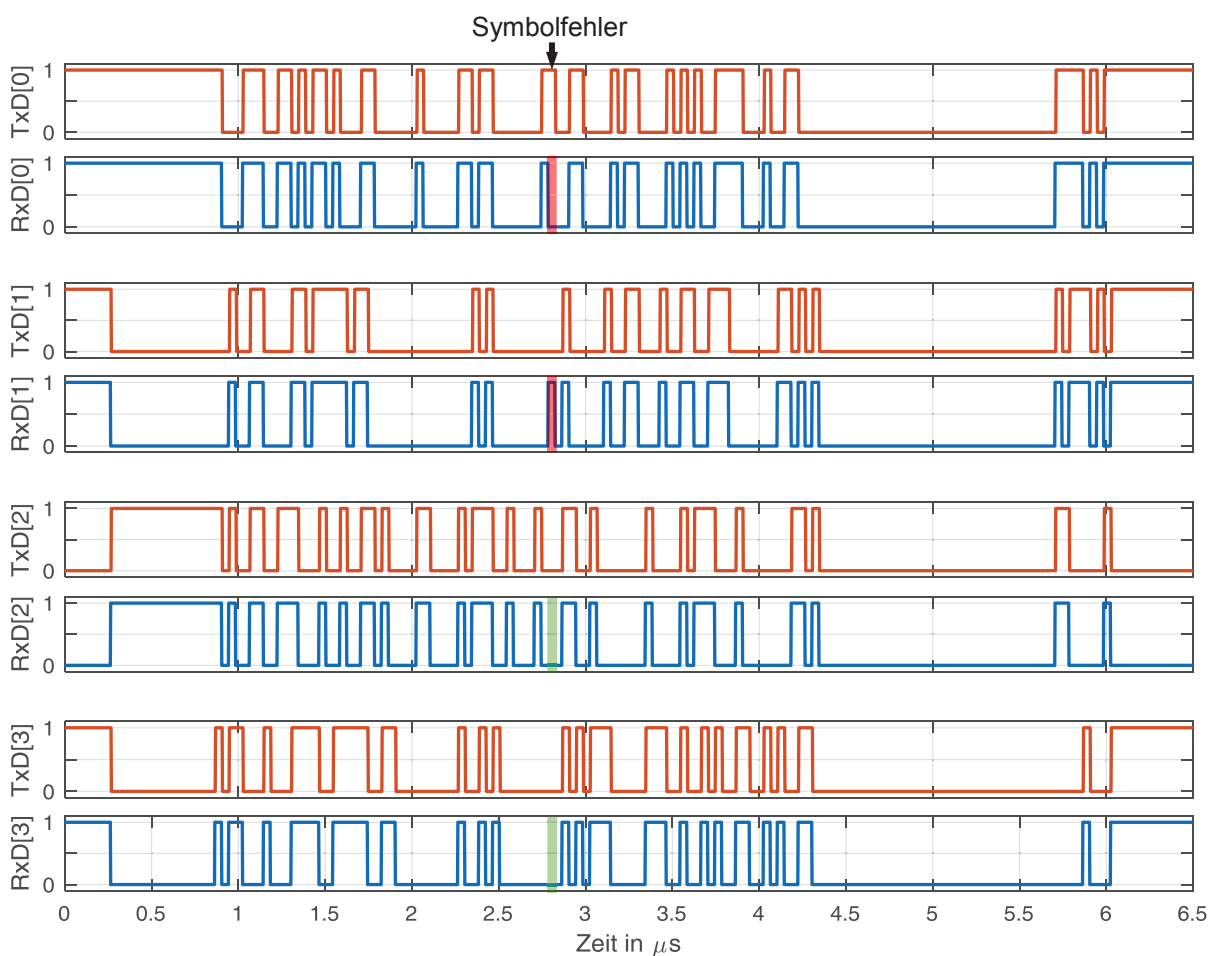


Abbildung 5: Vergleich von Eingangssignal $\text{TxD}[3:0]$ und Ausgangssignal $\text{RxD}[3:0]$ der Transceiver im Fall einer durch DPI gestörten Übertragungsstrecke

Da drei Bits als ein Symbolpaar übertragen werden, gilt der Zusammenhang $n_{\text{Bit}} = 3 \cdot n_{\text{Sym}}$ für die Anzahl übertragener Symbole n_{Sym} und Bits n_{Bit} . Wird ein Bitfehler zum Zeitpunkt t_{RxD} erkannt, kann mit (2) der Zeitpunkt des Symbolfehlers t_{Sym} bestimmt werden. Dabei werden sowohl t_{Sym} als auch t_{RxD} relativ zum Beginn des übertragenen Frames angegeben.

$$t_{\text{Sym}} = \frac{n_{\text{Bit}}}{3} \cdot \frac{1}{66\frac{2}{3} \text{ MHz}} = \frac{t_{\text{RxD}} \cdot 4}{3} \cdot \frac{25 \text{ MHz}}{66\frac{2}{3} \text{ MHz}} \quad (2)$$

Es ist somit möglich das Analogsignal auf dem verdrehten Leitungspaar dem Digitalsignal zuzuordnen und den Zeitpunkt fehlerhafter Übertragung zu ermitteln, wenn beide Signale zeitgleich gemessen werden.

4.1 Untersuchung der Störfestigkeit gegenüber pulsförmigen Störungen

Da 100BASE-T1 das Differenzsignal des Leiterpaars als Nutzsignal verwendet, ist das Kommunikationssystem besonders anfällig gegenüber differentiellen Störsignalen. Die zuvor beschriebene Auswertemethodik wird nun verwendet, um das differentielle rechteckförmige Störsignal mit minimaler Amplitude und Pulsbreite zu ermitteln, welches zu einem Bitfehler führt. Symbolfehler und damit Bitfehler werden durch den Vergleich von $RxD_n[3:0]$ und $TxD_n[3:0]$ detektiert. Die Parameter der Rechteckpulse, Amplitude U_p und Pulsbreite t_p , werden variiert und der Einfluss auf die Kommunikation ausgewertet. Die Störung wird durch DPI differentiell eingekoppelt und mit einem Nutzdatenframe überlagert. In Abbildung 6 ist der Bereich, der zu einem Fehler führt, in Abhängigkeit von der Pulsbreite und der Amplitude des differentiellen Störpulses für 100BASE-T1 und CAN-FD eingezeichnet. Ein Symbolfehler kann aus bis zu 3 falsch empfangenen Bits bestehen. Die minimale Breite des Störpulses muss 9 ns (60% der Symbolbreite) betragen und eine minimale Amplitude von $U_p = 600$ mV besitzen. Ob ein Symbol falsch detektiert wird, hängt jedoch nicht ausschließlich von den Parametern des Störpulses ab. Einfluss haben auch die Art des Symbols und der zeitliche Versatz von Störung und Symbol. Die Pulsparameter, die zu einem einzelnen Bitfehler in einer CAN-FD Kommunikation mit einer Übertragungsrate von 6 Mbit/s führen, sind ebenfalls in Abbildung 6 dargestellt. Die Untersuchungen eines CAN-FD Systems werden in [8] detailliert beschrieben. Die Ergebnisse zeigen, dass aufgrund der deutlich höheren Übertragungsgeschwindigkeit, schon kürzere Störpulse mit geringerer Amplitude zu Fehlern in der 100BASE-T1 Kommunikation führen, als in der CAN-FD Kommunikation.

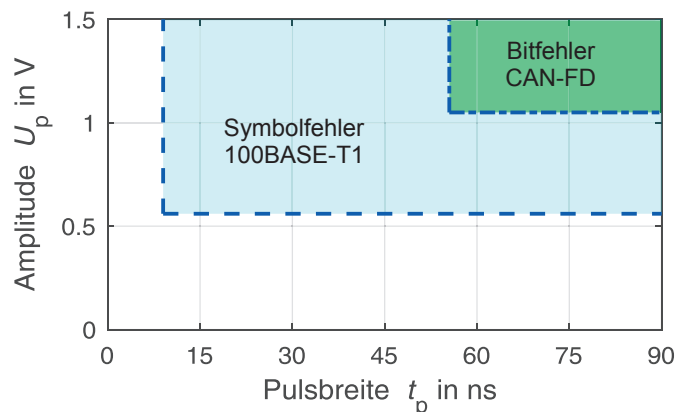


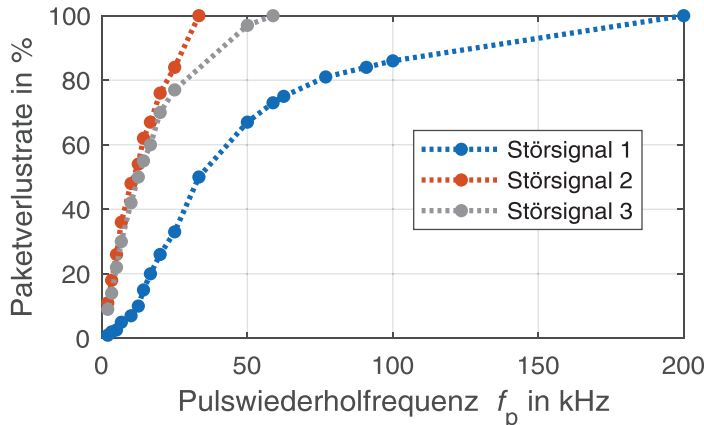
Abbildung 6: Vergleich der minimalen pulsförmigen Störung von CAN-FD (6 Mbit/s) und 100BASE-T1

Ob ein Symbol falsch detektiert wird, hängt jedoch nicht ausschließlich von den Parametern des Störpulses ab. Einfluss haben auch die Art des Symbols und der zeitliche Versatz von Störung und Symbol. Die Pulsparameter, die zu einem einzelnen Bitfehler in einer CAN-FD Kommunikation mit einer Übertragungsrate von 6 Mbit/s führen, sind ebenfalls in Abbildung 6 dargestellt. Die Untersuchungen eines CAN-FD Systems werden in [8] detailliert beschrieben. Die Ergebnisse zeigen, dass aufgrund der deutlich höheren Übertragungsgeschwindigkeit, schon kürzere Störpulse mit geringerer Amplitude zu Fehlern in der 100BASE-T1 Kommunikation führen, als in der CAN-FD Kommunikation.

4.2 Einfluss periodischer pulsförmiger Störsignale auf die Paketverlustraten einer 100BASE-T1 Kommunikation

In diesem Kapitel wird der Einfluss periodischer pulsförmiger Störsignale auf die Übertragung untersucht. Als Maß für die Qualität der Kommunikation wird die Paketverlustrate verwendet. Eine ähnliche Versuchsanordnung wurde bereits in [9] für 100BASE-TX verwendet und damit gewonnene Ergebnisse präsentiert. Zur Bestimmung der Paketverlustrate wird das Netzwerküberwachungstool iPerf2 [10] verwendet. Es werden in jeder Messung eine Datenmenge von 5 MByte auf Basis des UDP-Protokolls übermittelt und 3402 Pakete zwischen den beiden Teilnehmern versendet. In der ersten Untersuchung werden drei verschiedene Störpulse verwendet und die Auswirkungen auf die Paketverlustrate untersucht. Störsignal 1 weist die minimale Amplitude und minimale Pulsbreite auf, die einen Symbolfehler hervorruft. Die Störsignale 2 und 3 sind ebenfalls pulsförmige

Signale mit jeweils einer erhöhten Amplitude oder vergrößerter Pulsbreite. Der Einfluss der Pulswiederholfrequenz f_p und der verschiedenen Pulsformen auf die Paketverlustrate ist in Abbildung 7 dargestellt.



Störsignal	1	2	3
Pulsbreite t_p [ns]	9	9	14
Amplitude U_p [mV]	600	950	600

Abbildung 7: Einfluss verschiedener Pulsformen und Pulswiederholfrequenzen auf die Paketverlustrate

Es ist zu erkennen, dass die Paketverlustrate mit Erhöhung der Pulswiederholfrequenz deutlich ansteigt. Mit zunehmender Häufigkeit der Störung steigt die Wahrscheinlichkeit, dass die Störung ein Symbol so verändert, dass das Symbol im Receiver falsch detektiert wird. Sobald ein Bitfehler auftritt kommt es zu einem Fehler im CRC Code und das Paket wird verworfen. Es kann der Abbildung ebenfalls entnommen werden, dass die Paketverlustrate mit zunehmender Amplitude oder Pulsbreite des Störsignals schon bei geringeren Wiederholfrequenzen deutlich ansteigt und ein Abbruch der Kommunikation auftritt.

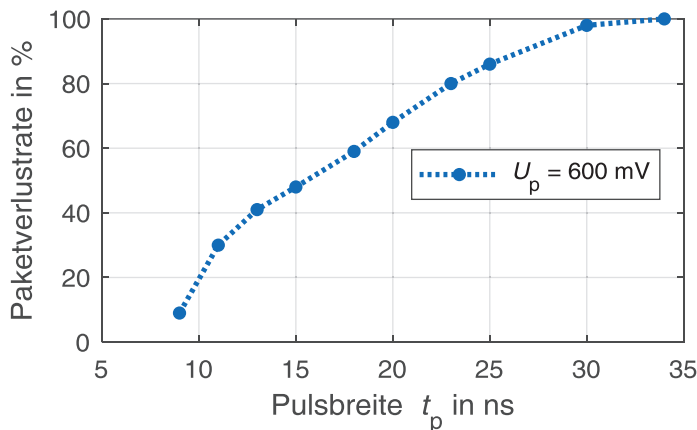


Abbildung 8: Paketverlustrate in Abhängigkeit der Pulsbreite mit konstanter Periodendauer $T_p = 100 \mu s$

In einer weiteren Untersuchung wird der Einfluss der Pulsbreite auf die Paketverlustrate untersucht. Das pulsförmige Störsignal besitzt eine Amplitude von $U_p = 600 \text{ mV}$ und eine konstante Frequenz von $f_p = 10 \text{ kHz}$. Die Pulsbreite wird von $t_p = 9 \text{ ns}$ erhöht, bis eine Paketverlustrate von 100 % und somit ein Abbruch der Kommunikation erfolgt. Dies geschieht bei einer Pulsbreite von $t_p = 34 \text{ ns}$. Die Untersuchungen zeigen, dass durch die kurze

Symboldauer in der Übertragung schon periodische Störungen mit kurzen Pulsbreiten einen erheblichen Performanceverlust für die Kommunikation bedeuten.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde eine 100BASE-T1 Kommunikation analysiert. Ein EMV-Aufbau wurde dazu entwickelt und aufgebaut. Mithilfe des Aufbaus wurden Augendiagramme gemessen und ausgewertet. Der Einfluss von Störungen, die zum Abbruch einer Kommunikation führen, sind deutlich im Augendiagramm erkennbar, jedoch können einzelne Symbolfehler nicht mit dieser Methode erkannt werden. Der Vergleich von Eingangs- und Ausgangsdaten

hingegen liefert eine genaue Aussage darüber, ob ein Symbol im Receiver falsch detektiert wird. Im Fall eines falsch detektierten Symbols sind zwischen 1 und 3 Bitfehler in den Ausgangsdatenströmen zu erkennen. Diese Methode wurde verwendet, um den minimalen differentiellen Störpuls zu ermitteln, der notwendig ist, um einen Symbolfehler hervorzurufen. Mithilfe dieser identifizierten Parameter wurden weiteren Untersuchungen mit periodischen Störsignalen und größeren Datenmengen durchgeführt, sodass eine statistische Auswertung über die Paketverlustrate möglich ist. Es hat sich gezeigt, dass schon sehr geringe Pulsbreiten und Amplituden in Kombination mit einer hohen Wiederholfrequenz des Störpulses zu hohen Paketverlusten führen. In den hier untersuchten Konfigurationen gilt, dass 100BASE-T1 deutlich empfindlicher ist als CAN-FD.

Die ungeschirmte verdrehte Leitung begünstigt die Einkopplung von Störsignalen, die im Rahmen weiterer Arbeiten und anhand unterschiedlicher Konfigurationen analysiert werden sollte. Auf Basis der dargestellten Ergebnisse können nun verschiedene realitätsnahe Konfigurationen untersucht und bewertet werden.

Danksagung

Dieser Beitrag entstand im Rahmen des Projekts RobKom (Robuste Kommunikation in autonomen Elektrofahrzeugen) und wurde durch das BMBF (Bundesministerium für Bildung und Forschung) unter dem Förderkennzeichen 16EMO0380 finanziell unterstützt. Die Verantwortung für den Inhalt dieses Beitrags liegt ausschließlich bei den Autoren.

Literatur

- [1] OPEN ALLIANCE, *Channel and Components Requirements for 100BASE-T1 Automotive Ethernet* (2017)
- [2] IEEE Standard for Ethernet: Amendment 1: *Physical Layer Specifications and Management Parameters for 100 Mb/s Operation over a Single Balanced Twisted Pair Cable (100BASE-T1)*, IEEE Computer Society (2015)
- [3] K. Matheus und T. Königseder: *Automotive Ethernet*, Cambridge University Press (2014)
- [4] Texas Instruments: *DP83TC811EVM User's Guide* (2017)
- [5] Texas Instruments: *Data Sheet: DP83TC811R-Q1 Low Power Automotive PHY* (2018)
- [6] Rohde&Schwarz: *RT-ZF7 Automotive Ethernet T&D Fixture Manual*, (2019)
- [7] IEC 62132-4: Ed.1.0, *Integrated circuits – Measurement of electro-magnetic immunity– Part 4: Direct RF power injection method* (2006)
- [8] C. Austermann, S. Frei: *Impact of WBG-Semiconductors on Automotive Communication Networks*, EMC Europe, Barcelona, (2019)
- [9] S. Matsushima, T. Matsushima, T. Hisakado et al: *Trend of EMC standards for automotive network devices and communication quality of Ethernet in relation to parameters of pulse disturbances*. In: *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine* (2018), S. 46-50
- [10] J. Dugan, J. Estabrook, M. Gates, et al, *iPerf2*, Verfügbar unter: <https://iperf.fr/iperf-doc.php> (Zugriff am 07.11.2019)