

APPLICATION NOTE

SINGLE PAIR ETHERNET FÜR ANWENDUNGEN IM INDUSTRIEBEREICH

1 ETHERNET – VON VIER ADERNPAAREN ZU EINEM

Beginnend in den frühen 1980er Jahren als Kommunikation zwischen Computernetzwerken, ist der Ethernet Standard heute das am meisten verwendete Protokoll in der Industrie-kommunikation. Kupferkabel mit 2-Paaren für Fast Ethernet und 4-Paar-Kabeln für Gigabit Ethernet sind die Kernelemente in Unternehmens- und Industrienetzwerken. Mit der neuen Single Pair Ethernet (SPE)-Technologie, die aus der Automobilindustrie stammt, sind viele neue Anwendungsfälle möglich, um analoge Sensoranwendungen oder industrielle Bussysteme zu ersetzen.



Abbildung 1: IP20 Version des SPE Steckverbinders gemäß IEC 63171-6

Im Jahr 2019 basieren etwa 59 % aller industriellen Kommunikationsprotokolle auf Ethernet. Dennoch ist auch noch ein hoher Prozentsatz von Feldbussystemen wie Profibus oder CC-Link (Control and Communication) im Einsatz. Viele Sensoren oder Aktoren innerhalb von Produktionsanlagen haben keine hohen Anforderungen an die Datenrate. Da die Entfernung zwischen diesen Geräten und den Feldswitches jedoch oft mehr als 200 m beträgt, stößt Ethernet mit einer maximalen Kabellänge von 100 m an seine Grenzen.

Neben der Kabellänge waren das (Kabel-)Gewicht, die mechanische Stabilität der Steckverbinder und die Reduzierung der Leiterplattengröße die Treiber, um neben dem RJ45-basierten Multi-Pair-Ethernet einen neuen Standard zu schaffen. Single Pair Ethernet (SPE) ist die perfekte Antwort auf diese Markt-anforderungen und ermöglicht die grenzenlose IP-basierte Kommunikation aus der Cloud zu jedem Sensor oder Aktor.

Diese Applikation Note beschreibt die Komponenten, die für Single Pair Ethernet vom Kabel bis zum PHY-Chip benötigt werden. Der Schwerpunkt wird auf das richtige EMI-Filterdesign für 10BASE-T1L und 100BASE-T1 und auf die Erfüllung der Kommunikations-sicherheitsanforderungen gemäß IEC 62368-1 gelegt. Dies wird in einer Leiterplatte demonstriert, um die Wirksamkeit der Komponenten zu charakterisieren.

2 SPE -KOMPONENTEN

Die neue „physical layer“ für SPE benötigt neue Komponenten wie Kabel, Steckverbinder, Induktive Bauteile, Halbleiter und Geräte. Die internationalen Normungs-organisationen und die dahinter stehenden Unternehmen haben in den letzten Jahren viel Zeit und Geld investiert, um all diese Teile verfügbar zu machen. Die wichtigsten Normen sind bereits öffentlich verfügbar oder befinden sich in der Endphase. Auch die ersten Komponenten sind bereits einsatzbereit, so dass der Entwurf neuer Geräte mit SPE-Konnektivität möglich ist.

Die elektrischen Anforderungen für Single Pair Ethernet sind in den folgenden IEEE-Normen festgelegt:

- IEEE802.3cg (10BASE-T1) mit Bandbreite von 0,1 bis 20 MHz und Reichweite bis 1000 m.
- IEEE802.3bw (100BASE-T1) mit Bandbreite von 0.3 bis 66 MHz und Reichweite bis 40 m.
- IEEE802.3bp, (1000BASE-T1) mit Bandbreite von 1 bis 600 MHz und Reichweite bis 40 m.

2.1 Kabel

Basierend auf der benötigten Übertragungsgeschwindigkeit und der Linklänge sind zwei grundlegende Arten von SPE-Kabeln verfügbar und standardisiert. Für 10 Mbit/s Netzwerke bis zu 1000 m Kabel spezifizieren diese Standards das Kabeldesign:

- IEC 61156-13 - SPE Datenkabel bis zu 20 MHz Bandbreite für feste Installation,
- IEC 61156-14 - SPE Datenkabel bis zu 20 MHz Bandbreite für flexiblere Installation.

Für 1 Gbit/s Netzwerke bis zu 40 m sind diese Standards verfügbar:

- IEC 61156-11 - SPE Datenkabel bis zu 600 MHz Bandbreite für feste Installation,
- IEC 61156-12 - SPE Datenkabel bis zu 600 MHz Bandbreite für flexiblere Installation.

Im Vergleich zu herkömmlichen Industrial-Ethernet-Kabeln der Kategorie 5e mit vier Paaren für die Übertragung von 1 Gbit/s sind Größe, Platz und Gewicht des Kabels deutlich reduziert.

Dimensionen	Industrial Ethernet Cat 5e (4x2x24 AWG)	SPE (1x2x22 AWG)	Einsparung
Außendurchmesser	7,8 mm	5,8 mm	26 %
Gewicht	79 kg/km	42 kg/km	47 %

Tabelle 1: Vergleich von Abmessung und Gewicht der SPE Kabel

Alle diese Kabel sind abgeschirmt, um den erforderlichen Übersprechwiderstand für den 40 m langen 1GBASE-T1- und den 1.000 m langen 10BASE-T1L-Kanal zu gewährleisten.

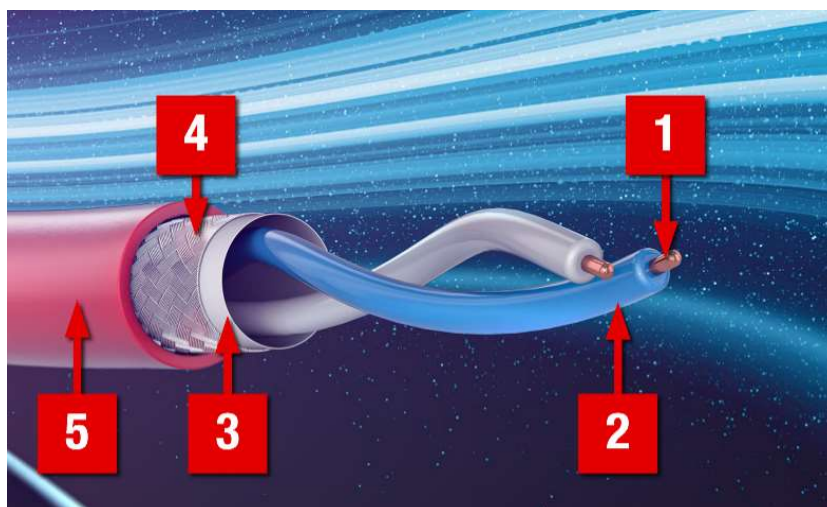


Abbildung 2: Design für ein typisches SPE Kabel (1-Kupferader, 2-Adernisolation, 3-Schirmfolie, 4-Geflechschirm, 5-Kabelmantel)

Je nach Anwendungsfall sind unterschiedliche Kabelmantel-materialien möglich. Der Kupferquerschnitt des Kabels muss entsprechend der benötigten Link-Länge und der Power-over-Data-Line (PoDL)-Anforderung gewählt werden. Für Link-Längen bis ca. 20 m sind typisch AWG26 und bis ca.



150 m AWG 22-Kupferquerschnitt eine perfekte Wahl. Für längere Link-Längen bis zu 1.000 m müssen AWG16 oder 18 Kabel verwendet werden.

Um die Übertragungsrate von 1 Gbit/s über ein einziges Paar zu realisieren, definieren die Standards hohe elektrische Eigenschaften für ein SPE-Kabel.

Dazu gehören die S-Parameter Einfügedämpfung (IL), Rückflusdämpfung (RL) und Alien Crosstalk (ANEXT) über einen Frequenzbereich bis zu 600 MHz.

Die Einfügedämpfung beschreibt das logarithmische Verhältnis zwischen der in das Kabel eingespeisten Leistung und der durch die Leitung übertragenen Leistung. Die hohen Anforderungen an die IL sind notwendig, um die langen Übertragungsstrecken der SPE zu realisieren.

Die Rückflusdämpfung und die Impedanz des Kabels sind wichtig für das Reflexionsverhalten des Gesamtsystems. Reflexionen sind Interferenzen auf der Leitung. Diese Interferenzen können Sender und Empfänger stören. Um die Reflexionen zu minimieren, sollte das gesamte SPE-System die gleiche charakteristische Impedanz von 100 Ω und geringe RL Werte aufweisen.

Bei Kabeln mit mehr als einem Paar beschreibt das Übersprechen die zwischen den Paaren über induktive und kapazitive Kopplung übertragenen Signale. Dieses Übersprechen stört die eigentlichen Übertragungssignale auf der Leitung. SPE hat den Vorteil, dass es kein Übersprechen von anderen Paaren geben kann, aber SPE muss mit Alien Crosstalk umgehen können. ANEXT ist das Übersprechen von anderen Kabeln in der näheren Umgebung. Um die Übertragung vor störenden ANEXT Industrial SPE zu schützen, sollten Kabel mit einer kombinierten Folien- und Geflecht-schirmung ausgeführt werden.

Der Folienschirm entwickelt eine hohe Abschirmwirkung für hochfrequente elektromagnetische Felder. Der Geflechschirm wird zur mechanischen Stabilisierung und Abschirmung niederfrequenter elektromagnetischer Felder verwendet. Die Wirkung eines Geflechts hängt von der Dicke der einzelnen Drähte und vom Grad der Bedeckung ab. SPE-Kabel für den industriellen Bereich sollten eine Bedeckung von mindestens 85 % aufweisen. Das Geflecht eines Kabels definiert auch hauptsächlich die Werte für die Übertragungsimpedanz einer Kabelabschirmung.

Die Schirmwirkung eines Kabels wirkt in beide Richtungen, d.h. die Schirmdämpfung reduziert sowohl die Abstrahlung von Störungen des Kabelsignals als auch von Störungen anderer Geräte, die von außen auf das Kabel einwirken.

2.2 Steckverbinder

Für SPE werden völlig neue Arten von Steckverbindern benötigt. Diese Steckverbinder sind im Vergleich zu den typischen RJ45-Steckverbindern viel kleiner und bieten die gleiche Robustheit wie die oft verwendeten industriell gefertigten M12 D- und X-codierten Steckverbinder. Diese neue SPE-Schnittstelle ist in der Norm IEC 63171-6 definiert und umfasst verschiedene M8/M12-Versionen für sehr raue Industrieanwendungen und eine IP20-Schnittstelle für den Einsatz im Schaltschrank (siehe Abbildung 3). Alle diese Steckverbindertypen basieren auf den gleichen Grundkörper und verwenden ein robustes Stift- und Buchsen-kontaktsystem. Dieses modulare Designkonzept mit identischen Dateneinsätzen in allen Versionen ermöglicht das Stecken von IP20-Steckern in IP65/67-Buchsen zum Testen oder Einrichten.

Diese SPE-Steckverbinderreihe ist für 60 V DC bei 4 A @ 60 °C spezifiziert und somit sind die Steckverbinder für alle PoDL-Klassen vorbereitet. Für raue Industrieumgebungen mit starken EMV-Störungen hat der Steckverbinder ein 360°-Schirmgehäuse, um eine gute Schirmanbindung von der Kabelabschirmung zur Leiterplatte mit vier Schirmstiften zu erreichen. Diese THR-Lötstifte bieten auch eine robuste Verbindung zwischen den Buchsen und der Leiterplatte.



Abbildung 3: Unterschiedliche SPE Steckverbindertypen gemäß IEC 63171-6

Das Design der Steckverbinder-Steckseite ist absolut symmetrisch und die Kontakte sind parallel mit der gleichen Kontaktlänge angeordnet. Die HF-konforme Steckverbindertechnologie ermöglicht Signalübertragungen bis zu 1000BASE-T1.

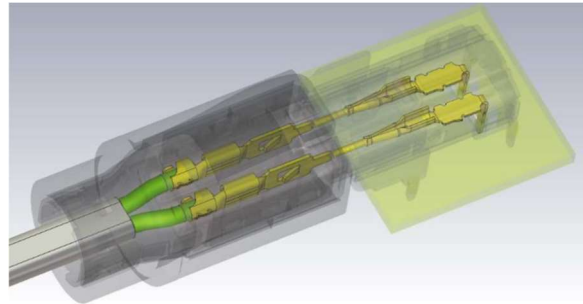


Abbildung 4: Parallel geführte und gleichlange Kontaktwege zur Vermeidung von Laufzeitunterschieden.

3 FILTER TOPOLOGIEN

Das MDI (Medium Dependent Interface) bildet die Verbindung zwischen Kabel und dem physischen Medium, dem PHY Chip, welcher aus Datensignalen Bits generiert und diese zur weiteren Verarbeitung weiterreicht.

Die passiven Bauelemente des MDI haben dabei verschiedene Aufgaben, wie die korrekte Weiterleitung von Datensignalen, Signal-Entstörung, galvanische Trennung oder auch Transport von elektrischer Energie im Falle von Power over Data Line (PoDL).

Um eine fehlerfreie Datenkommunikation zu gewährleisten, wurden in verschiedenen Normen der IEEE 802.3 Grenzwerte für Rückflussdämpfung und Mode Conversion Loss definiert.

Abbildung 5 illustriert die MDI Grenzwerte für 10BASE-T1 nach IEEE 802.3cg und 100BASE-T1 nach IEEE 802.3bw.

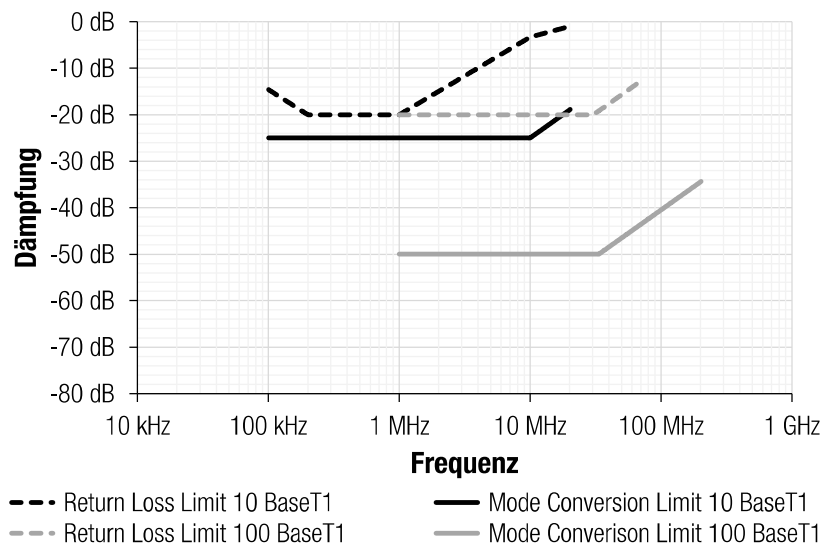


Abbildung 5: Grenzwerte für Rückflusdämpfung und Mode Conversion Loss für die for MDI 10BASE-T1 (schwarz) und 100BASE-T1 (grau)

3.1 Stand der Technik

Aus dem Automobilbereich kommend, gibt es bereits fertige Schaltbilder für Single Pair Ethernet für 100BASE-T1 (siehe Abbildung 6) mit einer Gleichtaktdrossel (engl. Common Mode Choke), zwei parallel geschalteten Kondensatoren und einem Terminierungsnetzwerk für Common Mode Störungen aus dem Kabel.

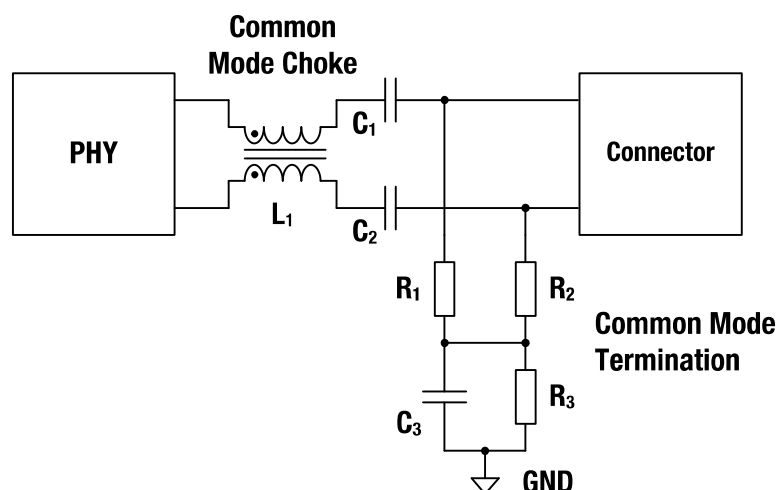


Abbildung 6: Single Pair Ethernet Schaltbild für Automotive Ethernet 100BASE-T1

Die Gleichtaktdrossel sorgt für die Filterung von störenden Common Mode Signalen und hilft auch die Mode Conversion Loss und die Rückflusssdämpfung in bestimmten Frequenzbereichen zu verbessern. Aufgrund der niedrigen unteren Grenzfrequenz bei 100BASE-T1 von 1 MHz, muss die Impedanz der Drossel in niedrigen Frequenzen hoch sein und gleichzeitig auch höhere Frequenzen bis 200 MHz abdecken. Die Anzahl der Wicklungen ist dementsprechend mehr und die Kerne größer.

Das Anpassungsnetzwerk gegen Masse (GND) besteht typischerweise aus drei Widerständen und einem Kondensator. Die beiden 1 k Ω - Widerstände (R_1 , R_2 in Abb. 6) schließen das Adernpaar symmetrisch zur Masse ab und reduzieren so störende Gleichtaktsignale. Der 100 nF-Kondensator (C_3) mit dem 100 k Ω -Ableitwiderstand (R_3) sorgt für die Entkopplung von Gleichströmen.

Die Kapazität der Koppel-Kondensatoren ist typischerweise 100 nF und die Isolationsspannung 50 V. Sie sind vergleichsweise klein und kostengünstig, weshalb sie bevorzugt im Automobilbereich mit Niederspannungsumgebung und maximal 15 m Leitungslänge zum Einsatz kommen.

3.2 Anforderungen an die Isolation

Außerhalb des Automobils gilt in der IEEE 802.3 für Signalsysteme die Isolationsanforderung nach IEC 62368-1, welche 1500 V AC für 60 Sekunden entspricht. Auch eine DC Spannung von 2250 V DC für 60 Sekunden, bzw. bestimmte Test-Spannungsimpulse sind erlaubt. Diese hohen Isolationsspannungen können von den 50 V Kondensatoren nicht eingehalten werden, weshalb alternative Lösungen gesucht werden müssen. Im folgenden Kapitel wird deshalb eine Lösung mit Übertrager beschrieben. Ausführliche Messungen und ein Vergleich mit Kondensatoren mit 2000 V Isolationsspannung folgt im Kapitel 3.7.

Der Frequenzbereich für SPE 100BASE-T1 liegt mit 1 - 66 MHz im Bereich von Gigabit Multipair Ethernet (1 - 62,5 MHz). Es liegt daher nahe, für SPE eine Schaltung zu entwerfen, die sich an das Schaltbild von Gigabit Ethernet anlehnt.

Das zentrale Element der Schaltung ist ein Signalübertrager, der für die galvanische Trennung sorgt und im Idealfall die Datensignale nicht beeinflusst. Der Übertrager ist an seinen Mittelpins jeweils mit Kondensatoren zu GND terminiert. Zur Common Mode Entstörung wird eine Gleichtaktdrossel eingesetzt. Um auch einen Schutz vor ESD Impulsen zu gewährleisten, ist zwischen Gleichtaktdrossel und PHY Chip eine TVS Diode platziert. Noch besser wird die ESD Entstörung, wenn sich die TVS Diode

zwischen Steckverbinder und Übertrager befindet. Um bei Hipot-Tests zwischen Signalpins und GND keinen Kurzschluss zu verursachen, muss die Diode jedoch dann während des Tests von GND getrennt sein. In Abbildung 7 ist der ganze Aufbau nochmal verdeutlicht.

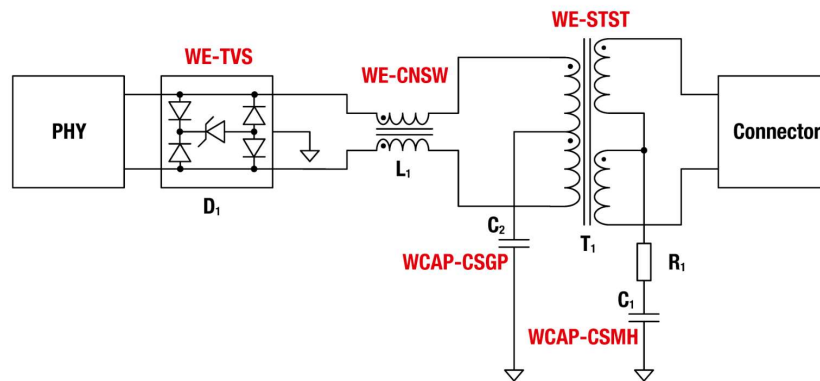


Abbildung 7: SPE Schaltbild mit Übertrager-Lösung

Im folgenden Kapitel wird näher auf die einzelnen Bestandteile der Schaltung eingegangen.

3.3 Galvanische Trennung mit Übertrager

Zur galvanischen Trennung bei Single Pair Ethernet wird der Signalübertrager 74930000 der Serie WE STST ausgewählt. Seine im Vergleich zu konventionell hergestellten LAN-Übertragern kompakte Bauform, zusammen mit hoher Induktivität von 350 μ H, bietet gute Signaleigenschaften auch in tieferen Frequenzen. Der Übertrager ist SMT bestückbar und wird zu 100 % automatisiert hergestellt.

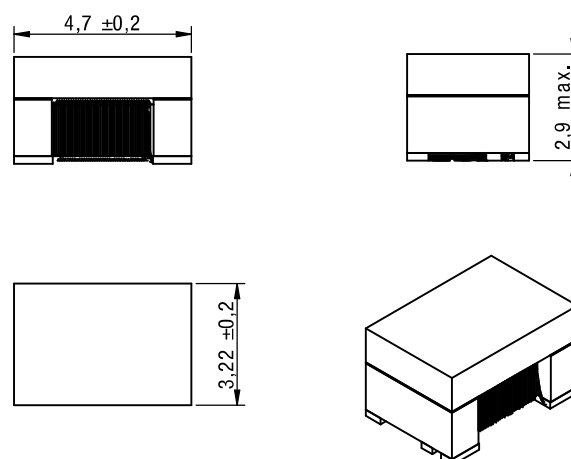


Abbildung 8: Mechanische Abmessungen WE-STST in der Bauform 4532

Der Übertrager besteht aus einem Kern aus MgZn, der bifilar von zwei Seiten bewickelt wird, d.h. Wicklungen von Primär und Sekundärseite liegen zur Signalkopplung übereinander. Die Isolation wird durch die Kunststoffummantelung der Drähte, jeweils primär- und sekundärseitig gewährleistet. Durch die direkte Kopplung und das Übersetzungsverhältnis von 1:1 werden differenzielle Signale übertragen mit nur sehr geringer Dämpfung, DC-Signale werden blockiert durch die galvanische Isolierung.

Für Single Pair Ethernet muss der Signalübertrager neben der galvanischen Trennung Daten im Frequenzbereich 0,1 MHz bis 20 MHz (10BASE-T1) und 1 MHz - 66 MHz (100BASE-T1) übertragen. Wie spätere Messungen zeigen, kann für 10BASE-T1 und 100BASE T1 derselbe Übertrager verwendet werden. Der Parameter für die Signalintegrität ist neben der Rückflusssdämpfung (Return Loss, RL) die Einfügedämpfung (Insertion Loss, IL). Über den gesamten Signalfrequenzbereich sollte die Einfügedämpfung -3 dB nicht unterschreiten. Insertion Loss- und Return Loss-Kurven für die WE-STST-Serie sind in Abbildung 9 zu sehen.

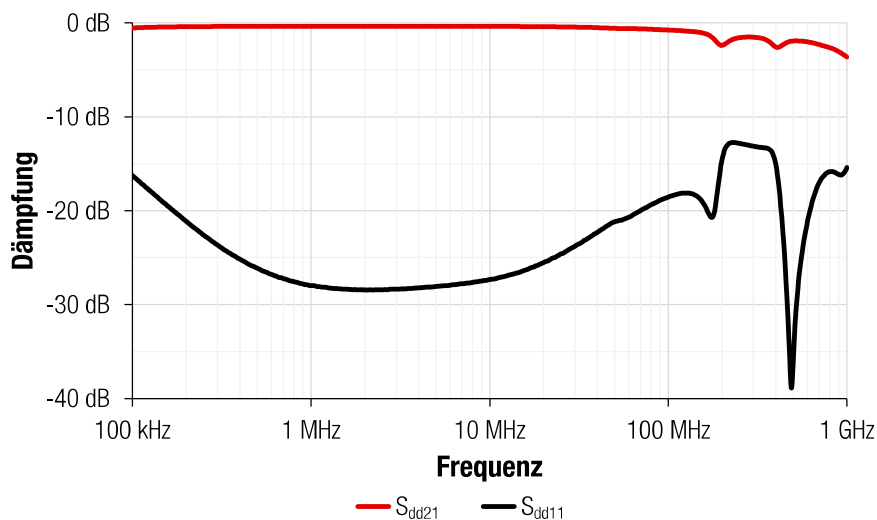


Abbildung 9: Einfügedämpfung (rot) und Rückflusssdämpfung (schwarz) von WE-STST 74930000

Nähere Informationen zur WE-STST sind in der [Support Note SN016](#) von Würth Elektronik zu finden.

3.4 Übertrager GND Anbindung

Das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis (CMRR) ist ein Parameter, der angibt, wie gut Gleichtaktsignale gefiltert werden. Obwohl es in der IEEE 802.3cg oder IEEE 802.3bw nicht definiert ist,

ist es wichtig, hier über den gesamten Frequenzbereich gute Werte zu erreichen, da Gleichtaktsignale die Hauptursache für Datenausfälle sind. Das CMRR des Übertragers hängt stark von der Zwischenwicklungskapazität des Übertragers ab. Die CMRR-Werte können deutlich verbessert werden, indem die Mittelanzapfung des Transformators mit Masse verbunden wird. Auf diese Weise bietet der GND-Anschluss der Mittelanzapfung einen hervorragenden niederohmigen Pfad für Gleichtaktsignale (siehe Abbildung 10).

Auf der Kabelseite besteht der GND-Anschluss aus einem Abschlusswiderstand, der mit einem 1 nF-Kondensator verbunden ist. Der Widerstand schließt das SPE-Signal mit 100 Ohm ab, während der Kondensator einen niederohmigen Pfad zu GND bietet und eine galvanische Trennung von 2 kV aufweist.

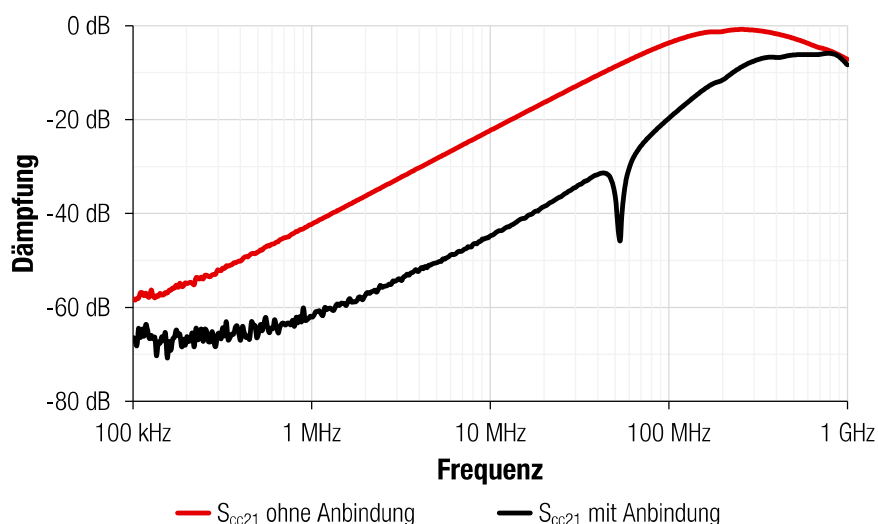


Abbildung 10: Common Mode Dämpfung der WE-STST 74930000 mit (schwarz) und ohne (grau) GND Anbindung des Übertragers

Der Kondensator C_2 am Mittelabgriff des Übertragers aus Abbildung 7 hat zwei Aufgaben. Zum einen verhindert er einen Kurzschluss der Offsetspannung zu GND, welche der PHY ausgibt und über die das Datensignal überlagert ist. Zum anderen gewährt er eine HF-Anbindung an Masse, damit Gleichtakt-Störungen über ihn gut abgeleitet werden. Die Symmetrierung der Signale um 0 V geschieht nach dem Übertrager, da er nur den Wechselspannungsanteil im Signal durchlässt und die DC Offsetspannung blockiert.

Außer von den Mittelpins hängt das Common Mode Verhalten des Übertragers auch von parasitären Effekten zwischen dessen Wicklungen ab. Durch aufeinanderliegende Wicklungen wird versucht die so genannte Streuinduktivität möglichst niedrig zu halten, dies erhöht jedoch die parasitäre Kapazität zwischen den Wicklungen. Durch die Wahl des Isolationsmaterials, die Anordnung der Wicklungen und andere konstruktive Maßnahmen können die parasitären Effekte auf ein Minimum reduziert werden, so dass der Transformator bis in den Hochfrequenzbereich von über 60 MHz eingesetzt werden kann.

3.5 Singelfilterung mit Gleichtaktdrossel

Das Ziel der Gleichtaktdrossel ist es, das Differenzsignal auszubalancieren, d.h. die Signalleistung in beiden Leitungen sollte gleich, aber mit entgegengesetztem Vorzeichen sein. Um dieses Ziel zu erreichen, sollte die Gleichtaktstörung entfernt werden, ohne die Integrität unseres Differenzsignals zu beeinträchtigen. Deshalb ist die Verwendung einer Gleichtaktdrossel mit großer Gleichtaktimpedanz und kleiner Gegentaktimpedanz im gewünschten Frequenzbereich notwendig.

Auf der Grundlage der Diagrammergebnisse und in Kenntnis der für jedes der Ethernet-Protokolle einzuhaltenden Grenzwerte, wird die WE-CNSW 744232222 für 100BASE-T1 gewählt. Die Drossel wird in einem 1206-Gehäuse geliefert und hat eine Impedanz von fast 45 Ω bei 1 MHz und 2200 Ω bei 100 MHz. Die Wahl der Gleichtaktdrossel hat ebenfalls einen Einfluss auf die Mode Conversion. Eine höhere Mode Conversion bedeutet, dass in einigen Frequenzbereichen ein Teil des Differenzsignals in ein störendes Gleichtaktsignal umgewandelt wird.

Je höher die Windungszahl einer Drossel mit der gleichen Wicklungstechnologie, desto höher (schlechter für die Signalintegrität) ist die Mode Conversion zwischen Differential- und Gleichtakt.

Eigenschaften	Testbedingung	Wert	Toleranz
Z	100 MHz	2200 Ω	$\pm 25 \%$
UR		20 V	Typ.
IR	$\Delta T = 20 \text{ K}$	200 mA	Max.
RDC	$T = 20 \text{ }^{\circ}\text{C}$	1200 m Ω	Max.

Tabelle 2: Elektrische Eigenschaften der stromkompensierten Drossel WE-CNSW 744232222

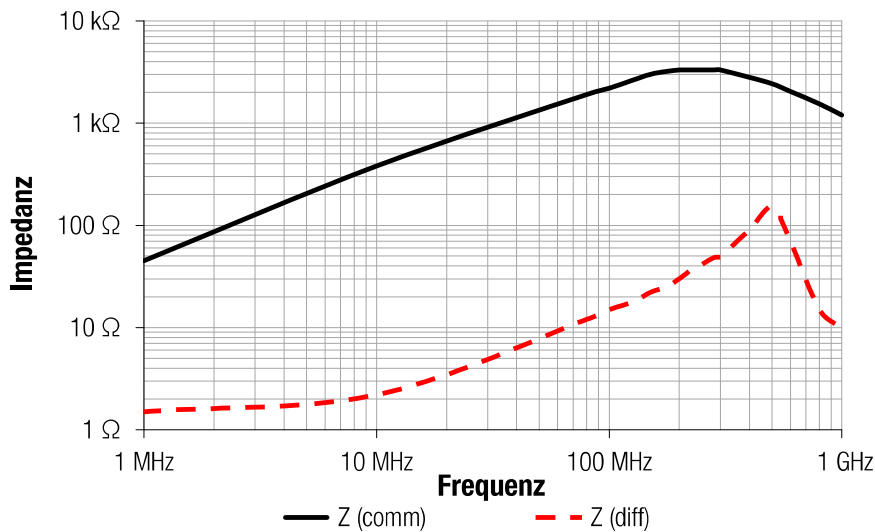


Abbildung 11: Common Mode Impedanz und Differential Mode Impedanz WE-CNSW 744232222

3.6 ESD Unterdrückung

TVS-Dioden können Überspannungen auf ein Niveau senken, das für ICs unkritisch ist und das nicht dazu führt, dass sich Störsignale in andere Leiterbahnen einkoppeln. Neben der Klemmwirkung sollten die TVS-Dioden das Datensignal nicht beeinflussen.

Um sicherzustellen, dass das SPE-Datensignal nicht gestört wird, sollte die parasitäre Kapazität der TVS-Diode 2 pF nicht überschreiten.

Für SPE-Systeme aus der Serie WE-TVS Super Speed der Artikel 824012823 gewählt, der mit den beiden Pins für den Signaleingang (IO1 und IO2) verbunden werden kann. Er wird mit einer Gehäusegröße von 1,2 mm · 1,0 mm geliefert. Die Diode eignet sich für Datensignale < 3,3 VPeak mit einer Eingangskapazität von 0,27 pF.

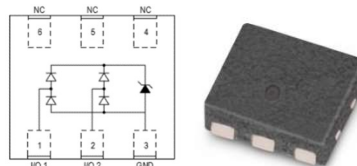


Abbildung 12: TVS Diode mit Schaltung (links) und Produktbild (rechts)

Bei 10 GHz (also weit höher als die geforderten 66 MHz) beträgt der IL-Wert -1,57 dB. Die TVS-Diode ist für das Datensignal also nahezu unsichtbar.

Abbildung 13 zeigt das Klemmverhalten während eines ESD-Events. Transmission Line Pulse (TLP) ist eine Prüfmethode zur Simulation von Lasten, die eine kurze Pulsbreite und Anstiegszeit haben. Diese sind denen von ESD-Ereignissen ähnlich. In unserem Fall bedeutet es, von 0 A bis 13,5 A mit 100 ns-Impulsen zu schalten. Zum Beispiel erzeugt ein 4 kV ESD-Impuls nach IEC 61000-4-2 nach 30 ns einen Strom von 8 A. Daraus ergibt sich eine Klemmspannung von 6 V nach der TVS-Diode. Der IC hat also nur eine Spannung von 6 V statt 4 kV am Signalpin.

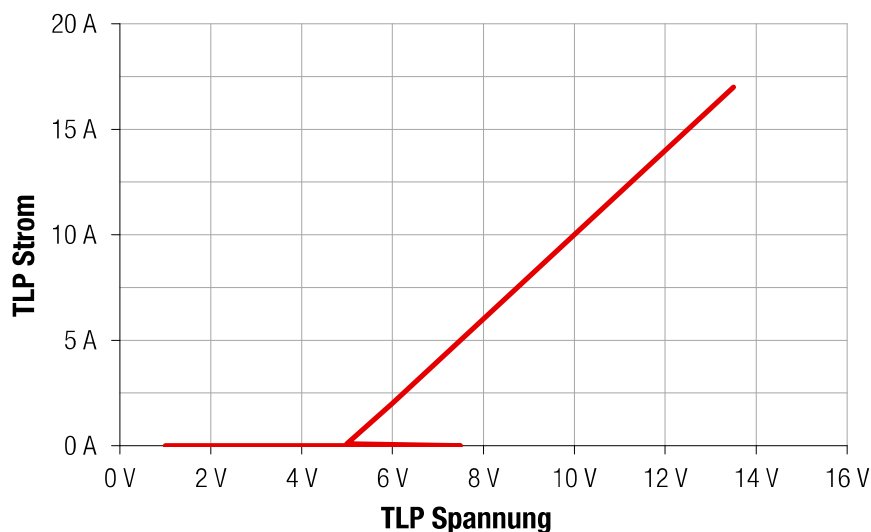


Abbildung 13: Transmission-Line-Puls (TLP) Messung

Im Allgemeinen ist es am Besten, die TVS-Diode so nahe wie möglich am Stecker zu platzieren, denn der hochfrequente ESD-Impuls kann leicht in andere Signalleitungen eingekoppelt werden. Während eines Highpot-Tests wird die TVS-Diode jedoch getriggert und schaltet in den niederohmigen Modus. Um bei Hipot-Tests zwischen Signalpins und GND daher keinen Kurzschluss und eine Zerstörung der Diode durch den Stromfluss zu verursachen, wird die Diode entweder zwischen Übertrager und PHY platziert oder (wenn sie zwischen Buchse und Übertrager platziert ist) während des Tests von GND getrennt.

3.7 Vergleich SPE automotive vs. SPE industrial

Um die Performance der Übertragerschaltung beurteilen zu können, wird sie in folgendem Abschnitt zwei weiteren Schaltungen gegenübergestellt. Variante 2 verwendet zur galvanischen Trennung 50 V Kondensatoren mit 100 nF, welche bei Automotive Ethernet Anwendung finden. Für Variante 3 werden

2 kV Kondensatoren mit 100 nF eingesetzt. Die hohen Anforderungen zum einen an die Rückflussdämpfung bei 10BASE T1, zum anderen an den Mode Conversion Loss bei 100BASE-T1, führen zu unterschiedlichen Designausführungen der jeweiligen Variante. Die Unterschiede zwischen 10BASE-T1 und 100BASE T1 Designs sind vor allem das Vorhandensein bzw. Fehlen von Gleichtaktdrosseln zur Common Mode Filterung.

Wird die 10BASE-T1 Schaltung mit zwei parallelen Kondensatoren verwendet, wird sie wie in Kapitel 3.1 beschrieben aufgebaut.

Weil die Signalfrequenz im Falle von 10BASE-T1 mit 100 kHz vergleichsweise niedrig ist, muss auch eine Gleichtaktdrossel mit einer niedrigen Resonanzfrequenz gewählt werden. Die Gleichtaktdrossel 744272222 aus der Serie WE-SL5 wird ausgewählt, denn sie sorgt nicht nur für die Common Mode Unterdrückung, sondern hat auch einen positiven Einfluss auf Return Loss und Mode Conversion Loss. Aufgrund der niedrigen Grenzfrequenz sind Abmessungen (10 mm x 8.7 mm) und Induktivitätswert ($2 \cdot 2200 \mu\text{H}$) der Gleichtaktdrossel dementsprechend groß. Abbildung 14 zeigt den Impedanzverlauf von 744272222 über die Frequenz.

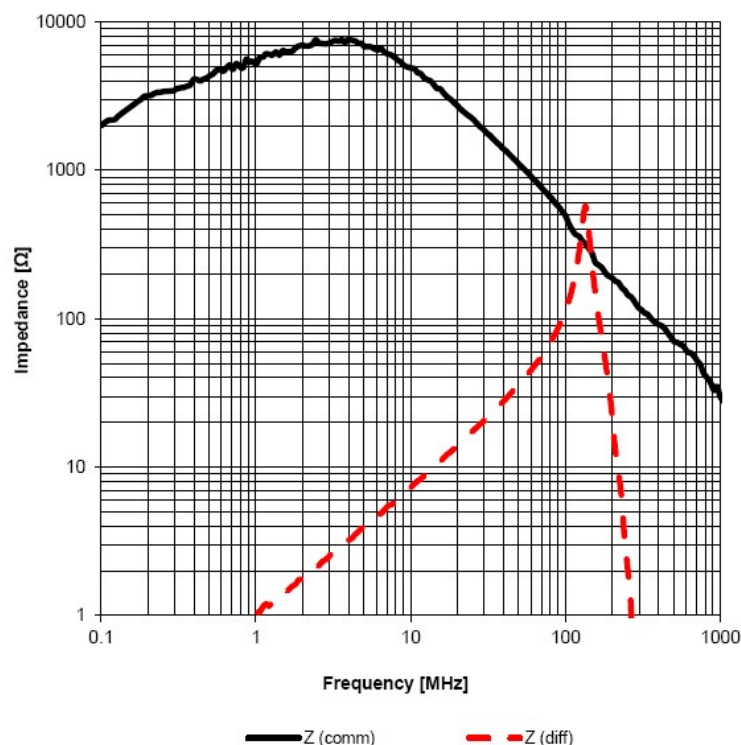


Abbildung 14: Common Mode und Differential Mode Impedanz der WE-SL5 744272222 für 10BASE-T1

Dass dieser Lösung gegenüberstehende Übertragerdesign wird in Abbildung 15 gezeigt. Im Unterschied zu Kapitel 3.3 wird für das 10 Mbit/s Design keine Gleichtaktdrossel benötigt. Der Grund ist die gute Störunterdrückung des Übertragers bei tiefen Frequenzen. Ein weiterer Unterschied ist ein zusätzlicher Kondensator C3 an den beiden Mittelpins. Durch diesen wird die Einfüge- und Rückflusssdämpfung bis in Frequenzen von 35 kHz signifikant verbessert, was sich an einem verbesserten Signalverhalten bemerkbar macht.

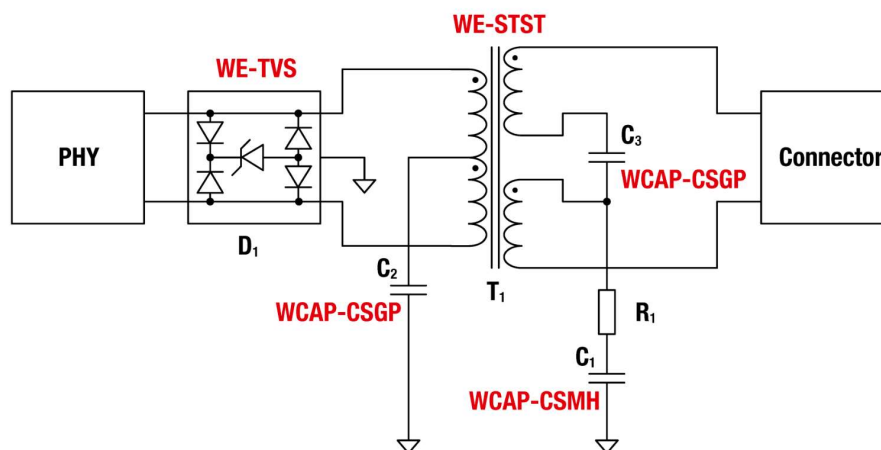
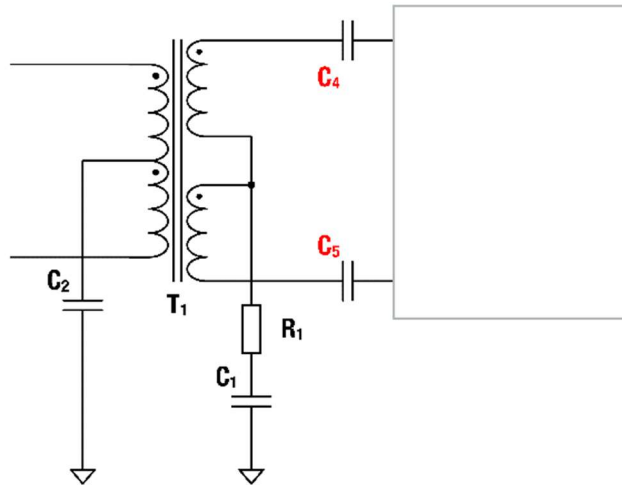


Abbildung 15: 10BASE-T1 Schaltung mit Übertrager

Da es nicht bei allen Übertragern möglich ist den Mittelpin zu teilen, kann alternativ zu C3 zwischen den Übertrager-Mittelpins auch zwei Kondensatoren an den äußeren Übertrager-Pins eingesetzt werden, um eine galvanische Isolierung zu erreichen. Dieser Aufbau vergrößert die Schaltung minimal, hat jedoch den Vorteil, dass bei einer Power over Dataline (PoDL) Applikation, die Spannung an beiden Kondensatoren nur zur Hälfte abfällt und dadurch eine DC-Sättigung verhindert wird. Werden nur Daten übertragen, sind Kondensatoren mit einer Isolierspannung von 25 V ausreichend, während bei PoDL eine Isolierspannung von 100 V notwendig wird.



**Abbildung 16: Kondensatoren C4 und C5 an den äußeren Übertragerpins als Alternative C3 zu Schaltung aus
Abbildung 15**

Neben der Isolierspannung der Kondensatoren ist deren Kapazität bei beiden Schaltbildern wichtig. Simulationen und Messungen ergeben einen Minimalwert von 100 nF um die Grenzwerte aus der IEEE802.3cg zu erfüllen. Jedoch erwähnt der Abschnitt „146.5.4.2 Transmitter output droop“ einen maximalen Spannungsabfall von 10 % zwischen 133,3 ns und 800 ns bei einem Testsignal des PHY-Chips. Um diese Anforderung zu erfüllen, können zwei Änderungen gemacht werden. Entweder die Induktivität des Übertragers wird vergrößert, was aber auch mit der Vergrößerung der Bauform miteingeht. Oder es werden Kondensatoren mit größeren Kapazitätswerten verwendet. Die zweite Möglichkeit ist platzsparender, kostengünstiger und einfacher zu vollziehen. In diesem Fall werden 470 nF Kondensatoren eingesetzt um den besten Kompromiss zwischen der Droop- und der Rückflussdämpfungs-Anforderung zu erzielen. Wie Abbildung 17 und die folgende Gleichung:

$$U_{\Delta\%} = \frac{100\%}{V_{133ns}} \cdot (U_{133ns} - U_{800ns})$$

$$U_{\Delta\%} = \frac{100\%}{602.5\text{ mV}} \cdot (602.5\text{ mV} - 552\text{ mV}) = 8.3\%$$

zeigt, erreicht dieser Schaltungsaufbau einen Spannungsabfall von ca. 8,3 % und ist daher im Rahmen der Norm.

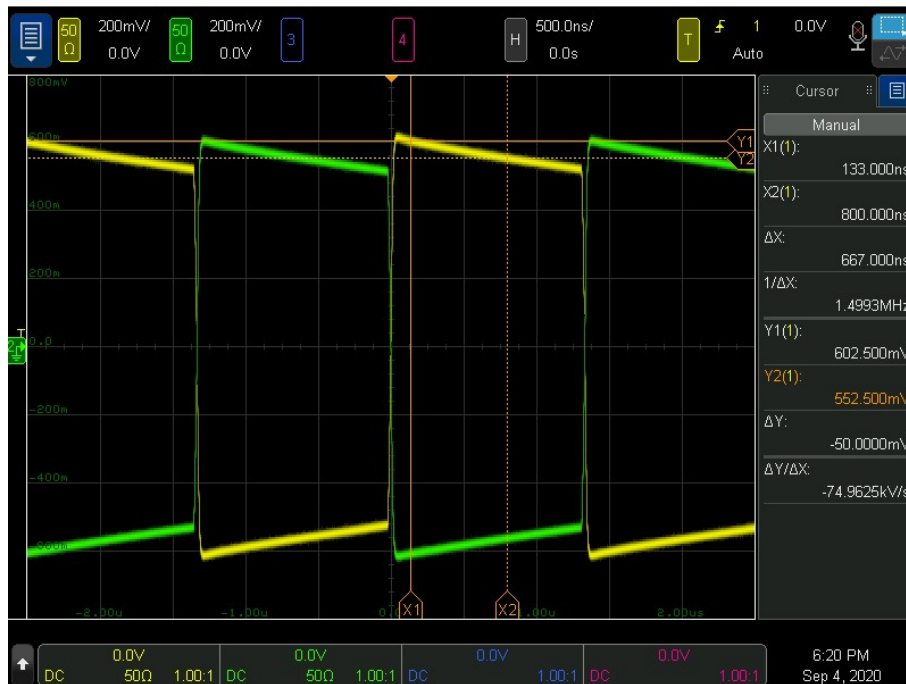
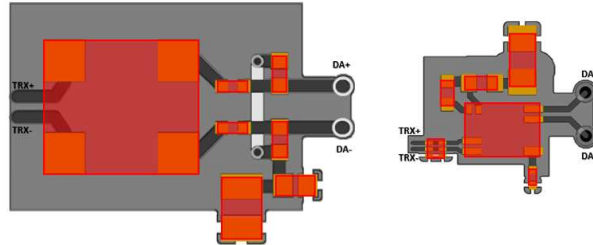


Abbildung 17: Messung am Oszilloskop: Der Spannungsabfall auf dem Signal-Plateau beschreibt den Voltage Droop

Abbildung 18 illustriert die Größenunterschiede der unterschiedlichen Schaltungen. Die Gleichtaktdrossel nimmt bei den beiden 10 MBit Designs mit Kondensator am meisten Platz auf der PCB ein. Relativ groß sind auch die 2 kV Kondensatoren mit 100 nF.

50 V Kondensator Lösung

Übertrager Lösung



2 kV Kondensator Lösung

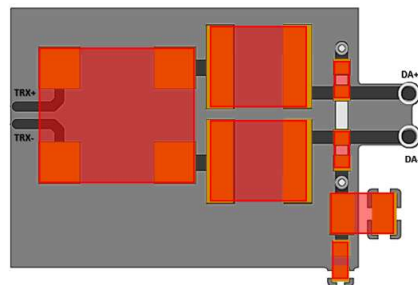


Abbildung 18: SPE Footprints der verschiedenen Varianten der galvanischen Trennung. Links oben mit 50 V Kondensatoren, rechts oben das Übertragerdesign, unten mit 2000 V Kondensatoren

3.8 10BASE-T1 Messung

Wie die RL Messung in Abbildung 19 zeigt, liegen die Werte welche die Kondensator Lösungen darstellen (im Bild grau gestrichelt und schwarz gepunktet) fast genau übereinander. Die RL Messwerte bei beiden Kondensator-Lösungen kommen der IEEE Grenzlinie zwischen 100 kHz und 200 kHz sehr nahe. Deutlich bessere Werte erreicht das Übertragerdesign (rote Kurve), das auch bei höheren Frequenzen ab 5 MHz bessere Ergebnisse als die Kondensator-lösung erzielt.

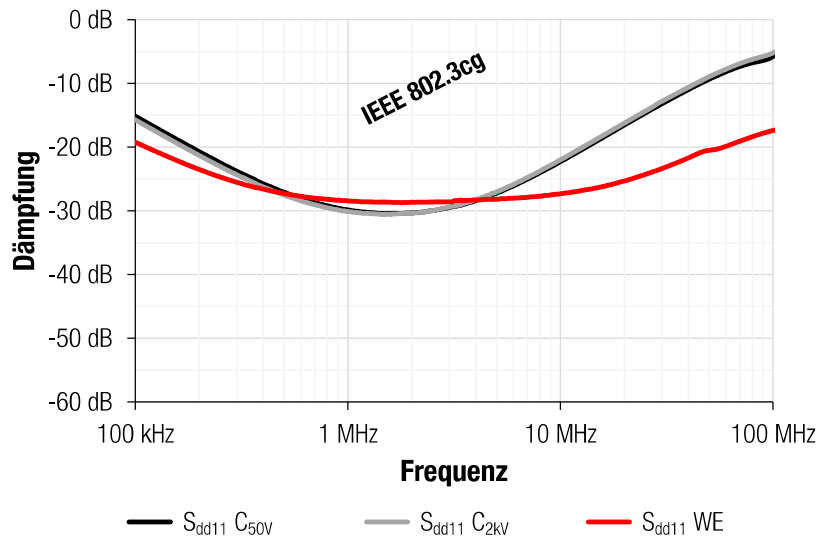


Abbildung 19: 10BASE-T1 Rückflussdämpfung mit 50 V Kondensatoren (grau), 2000 V Kondensatoren (schwarz) und Übertragern (rot)

Für den Mode Conversion Loss zeigen alle drei Messungen sehr gute Werte. Dies ist daran ersichtlich, dass der Abstand zwischen Soll- und Ist-Werten stets zwischen 30 und 40 dB ist. Die Kondensatorlösungen sind noch etwas besser in Frequenzen zwischen 0,1 und 6 MHz, während die Übertragerlösung zwischen 6 und 20 MHz bessere Ergebnisse erzielt.

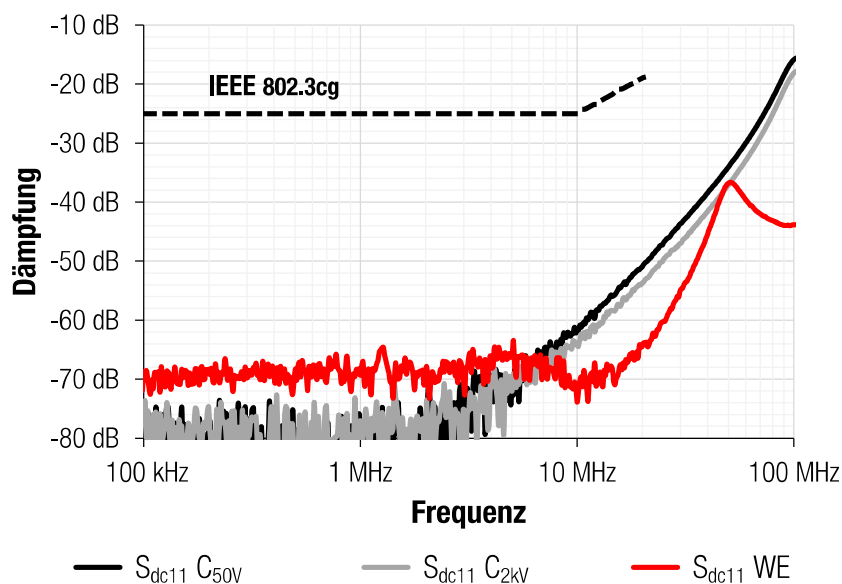
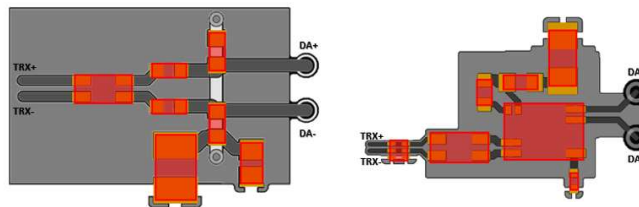


Abbildung 20: 10BASE-T1 Mode Conversion Loss Messung

3.9 100BASE-T1 Aufbau

Das 50 V Kondensator Design entspricht wie schon bei 10BASE T1 dem Schaltbild aus Kapitel 3.1. Die Gleichtaktdrossel kann im Vergleich zum 10BASE-T1 Design wesentlich kleiner dimensioniert werden, da eine Entstörung in tiefen Frequenzen zwischen 0,1 und 1 MHz nicht vorgeschrieben ist. Durch die Größenreduzierung der Gleichtaktdrossel ist die 50 V Lösung die kompakteste aller drei Designs. Wenn auch wegen der kleineren Drossel deutlich verkleinert, bleibt das Footprint des 2 kV Kondensator-Designs das flächenmäßig größte aller Designs (siehe Abbildung 21). Bis auf die großen Kondensatoren gibt es keine Unterschiede zum 50 V Automotive Ethernet Design. Anders als bei 10BASE-T1 ist beim Übertrager-Design eine Gleichtaktdrossel zur Entstörung in Frequenzen bis 200 MHz nötig. Das Schaltbild entspricht dem in Kapitel 3.3. Die Gleichtaktdrossel unterdrückt in den höheren Frequenzen sowohl die Mode Conversion als auch Gleichtaktsignale. Auf die Ergebnisse wird im nächsten Kapitel „100BASE-T1 Messung“ näher eingegangen.

50 V Kondensator Lösung Übertrager Lösung



2 kV Kondensator Lösung

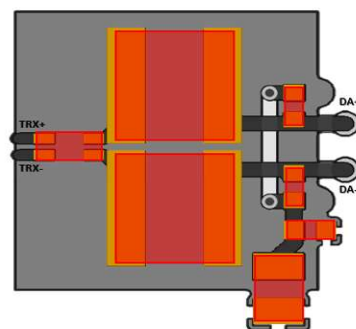


Abbildung 21: Größenvergleich verschiedener Footprints auf der Leiterplatte bei Single Pair Ethernet 100BASE-T1.

3.10 100BASE-T1 Messung

Bei der Messung der Rückflusdämpfung liegen die Werte in den Frequenzen zwischen 1 und 20 MHz bei der Übertragerlösung näher an der Soll-Kurve als bei den anderen beiden Designs, wobei die 2 kV Kondensator-Lösung noch die besten Resultate zeigt. Insgesamt befinden sich die Werte aller Messkurven in ausreichendem Abstand zur Return Loss Grenze (mindestens 3 dB).

Beim Mode Conversion Loss liegen die Messwerte beim Design mit den 50 V Kondensatoren ab 25 MHz sehr nahe am Limit der IEEE Norm und überschreitet es teilweise fast. Das Übertrager-Design und das der 2 kV Kondensatoren erweisen sich hier als bessere Alternative. Ihre Messkurven haben in diesem Frequenzbereich einen deutlich größeren Abstand zur Sollkurve (etwa 3 dB).

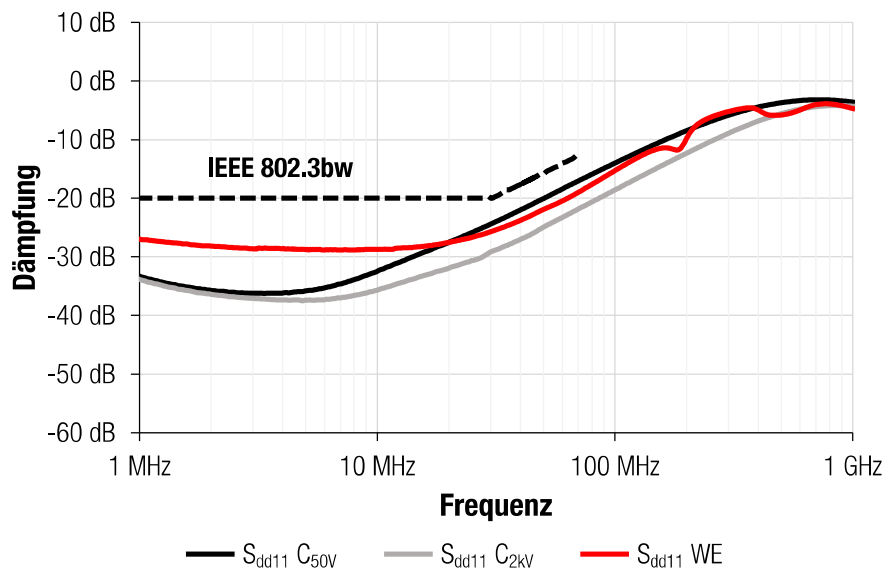


Abbildung 22: 100BASE-T1 Rückflusdämpfung

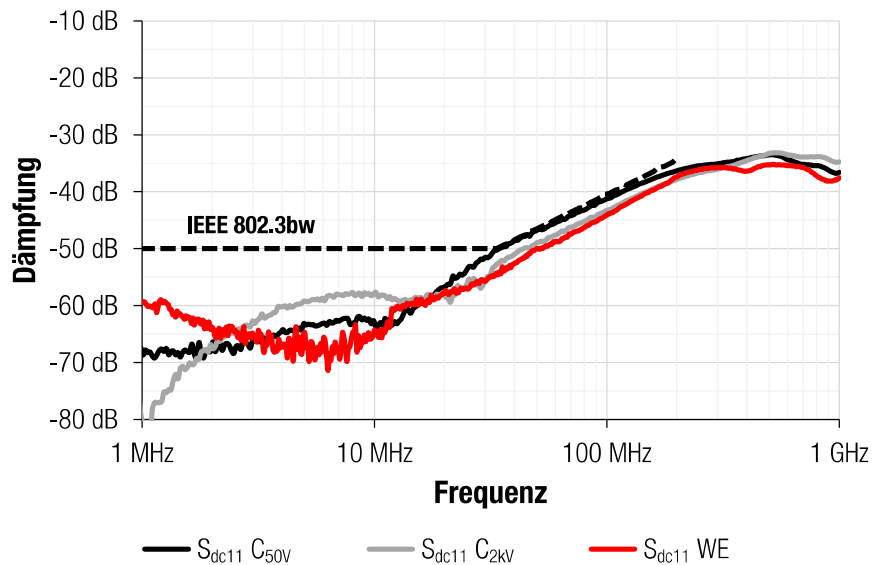


Abbildung 23: 100BASE-T1 Mode Conversion Loss Messung

4 ZUSAMMENFASSUNG / FAZIT

Bei beiden Kondensatorlösungen kann durch die erwartenden Bauteiltoleranzen nicht sichergestellt werden, dass der Return Loss der Schaltung den Anforderungen der IEEE 802.3cz für 10BASE-T1 entspricht. Zudem ist der Platzbedarf bei der Gleichtaktdrossel und auch im Fall der 2 kV Kondensator-Lösung sehr groß im Vergleich zur Übertragerlösung.

Bei den 100BASE-T1 Designs erweist sich die 50 V Kondensator Lösung als nur bedingt geeignet um die Mode Conversion Loss Anforderung bei Frequenzen > 30 MHz zu erfüllen. Selbst wenn die Tatsache der zwingenden galvanischen Trennung nach

IEC 62368-1 außer acht gelassen wird, ist die Übertragerlösung die kompakteste und von der Signalstabilität die am Besten geeignetste Lösung für Single Pair Ethernet, sowohl für 10BASE-T1, als auch für 100BASE-T1.



INDUSTRIAL
PARTNER
NETWORK

STÜCKLISTE/BOM

Beschreibung	Größe	Elektrische Eigenschaften	Hersteller	Artikelnummer
SPE Kabel IP20		4 A / 60 V _{DC} / 600 MHz	Harting	33280101001
SPE Buchse		4 A / 60 V _{DC} / 600 MHz	Harting	09452812800
TVS Diode	DFN1210	3,3 VDC; 0,18 pF	Würth Elektronik	824012823
Common Mode Choke	1206	Z = 2200 Ω @ 100 MHz	Würth Elektronik	744232222
Signal Übertrager	1812	2250 V(DC); 350 μH	Würth Elektronik	74930000
Kondensator 1	1206	1 nF, 2000 VDC	Würth Elektronik	885342208024
Kondensator 2	0402	100 nF ; 50 VDC	Würth Elektronik	885012205084
Kondensator 3	0603	470 nF ; 25 VDC	Würth Elektronik	885012206075
Widerstand	0603	100 Ω		---



INDUSTRIAL
PARTNER
NETWORK

DOKUMENT INFORMATIONEN



Dokument:

202103SPEAPPLIKATIONNOTESPE-INTEGRATIONV10DE_ANP085.DOCX

Datum: 2021-03-18

Version: 1.0 / A

URHEBERRECHTSHINWEIS

Dieses Dokument ist geistiges Eigentum des SPE Industrial Partner Network e.V., welchem auch das ausschließliche Urheberrecht daran zusteht. Inhaltliche Änderungen, die Vervielfältigung oder der Nachdruck dieses Dokumentes ist nur mit der ausdrücklichen Erlaubnis des SPE Industrial Partner Network e.V. gestattet.

Der SPE Industrial Partner Network e.V. behält sich das Recht vor, dieses Dokument vollständig oder teilweise zu ändern. Alle Marken- und Produktnamen sind Warenzeichen oder eingetragene Warenzeichen der jeweiligen Titelhälter.

KONTAKT

SPE Industrial Partner Network e.V.

Weher Straße 151

D-32369 Rahden

info@single-pair-ethernet.com

www.single-pair-ethernet.com