

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen



Nadine Simpfendoerfer, Swarnasree Banik

1. EINLEITUNG

Aufgrund der zunehmenden Anzahl elektronischer Geräte im öffentlichen Stromnetz und der Netzwerkkommunikation über Datenleitungen werden Maßnahmen zur Vermeidung gegenseitiger Störungen durch elektromagnetische Interferenzen immer relevanter. Der Schutz verdrahteter Schnittstellen vor transienten Überspannungen ist in diesem Zusammenhang besonders wichtig.

Filterschaltungen, die an den Schnittstellen der Geräte angebracht sind, dämpfen nicht nur Hochfrequenzemissionen und gewährleisten so den Funkfrequenzschutz, sondern reduzieren auch transiente Überspannungen direkt am Eingang eines Geräts so weit, dass die Gerätefunktionen nicht beeinträchtigt werden.

Grundsätzlich lassen sich folgende Schnittstellenvarianten unterscheiden, die jeweils ähnliche Filtertopologien erfordern:

- Netzschnittstellen, d. h. 230-V-Netzanschluss;
- Asymmetrische Signalschnittstellen;
- Symmetrische Signalschnittstellen.

Im vorliegenden Kontext sind mit Netzschnittstellen die Schnittstellen zwischen dem Stromversorgungsnetz und den Verbrauchern gemeint. Hier werden Netzfilter eingesetzt, die die Störungsemissionen von Geräten in das Stromversorgungsnetz dämpfen und ein Gerät vor Störungen aus dem Stromversorgungsnetz schützen.

Signalschnittstellenfilter sind für niedrigere Betriebsströme und -spannungen ausgelegt. Die Anforderungen an die Filter unterscheiden sich je nach Art der Signalübertragung, die symmetrisch über zwei Datenleitungen oder asymmetrisch über eine Datenleitung und Masse erfolgen kann. Auch wenn symmetrische Schnittstellen sich durch geringere Störemissionen und höhere Störfestigkeit auszeichnen, wird die Signalqualität dennoch auch hier durch transiente Störsignale sowie Gegentakt- und Gleichtaktstörungen beeinträchtigt.

In der vorliegenden Support Note wird die Struktur verschiedener Schnittstellenfilter beschrieben, die die Signalintegrität wahren und Geräte vor Spannungsspitzen schützen. Filterschaltbilder, Angaben zur Bauteilauswahl und

praktische Beispiele ermöglichen eine einfache Übertragung auf andere Netz- oder Signalschnittstellen. Im folgenden Abschnitt beschreiben wir zunächst die asymmetrische Signalschnittstelle.

2. EMV-FILTER EINER ASYMMETRISCHEN SIGNALSCHNITTSTELLE MIT TRANSIENTENSCHUTZ

Zwar benötigen unsymmetrische Signalschnittstellen nur eine Datenleitung pro Signal, doch sind die Anforderungen an Störemissionen und Störfestigkeit in der Regel höher als bei symmetrischen Signalschnittstellen. Abbildung 1 zeigt eine beispielhafte Filterschaltung zur Dämpfung von Störabstrahlungen und zur Sicherstellung der Störfestigkeit.

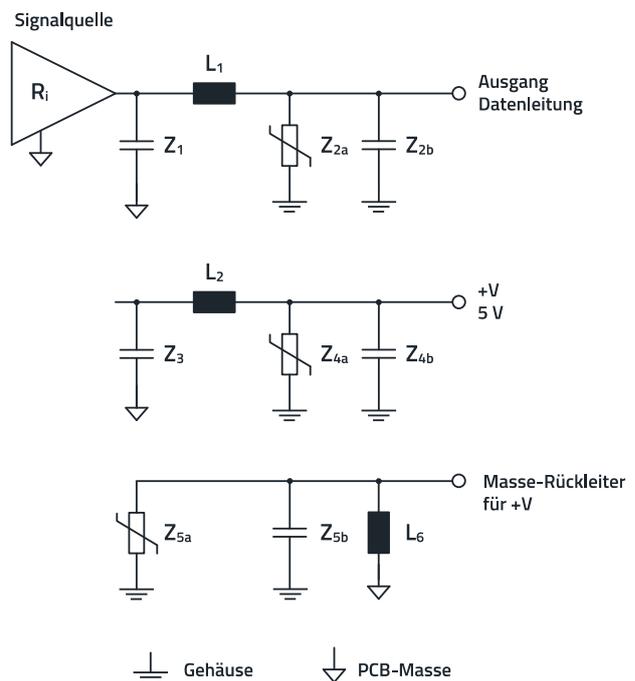


Abbildung 1: Filter für eine unsymmetrische Signalschnittstelle.

Im Folgenden betrachten wir eine Signalamplitude von $5 V_{PP}$ und eine digitale (Rechteck-)Signalfrequenz von 5 MHz auf der Datenleitung. Für die Impedanz langer Datensignalleitungen wird der Standardwert von 90Ω angenommen. An der Versorgungsspannungsleitung liegt eine Spannung von $5 V_{DC}$ bei 2 A an. Da die Anforderungen an die Filterschaltung für die Daten- und die

Versorgungsspannungsleitung sich unterscheiden, soll zunächst die Filterung der Datenleitung beschrieben werden.

2.1 Filterschaltung der Datenleitung

Um hochfrequente Störungen auf der Datenleitung abzuschwächen, bilden die beiden Impedanzen Z_1 und Z_{2b} in Abbildung 2 über ein π -Tiefpassfilter mit der Induktivität. Der Schutz von transienten Überspannungen wird durch eine Transientenschutzeinrichtung Z_{2a} gewährleistet.

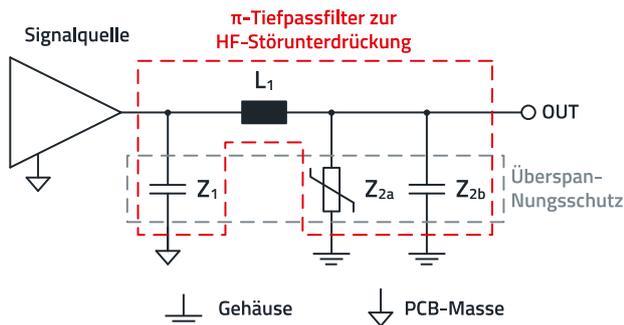


Abbildung 2: Filter mit Transientenschutz in der Datenleitung einer unsymmetrischen Signalschnittstelle.

Die BauteilAuswahl wird im Folgenden am Beispiel des oben beschriebenen Signaltriebers erläutert.

Schritt 1: Bestimmung von L_1

Zunächst wird L_1 dimensioniert und ausgewählt. Hierbei kann ein SMT-Ferrit oder ein HF-Ferrit verwendet werden. Weitere Informationen zur Verwendung von Induktivitäten oder SMT-Ferriten finden Sie in [ANP025](#) und [ANP129](#).

Der ohmsche, bzw. resistive Anteil der Impedanz des SMT-Ferrits sollte bis zur fünften Harmonischen der Signalfrequenz so niedrig wie möglich sein, und die Impedanz sollte bei dieser Frequenz weniger als ein Zehntel der Systemimpedanz betragen, um das Nutzsignal nicht zu beeinträchtigen. Die fünfte Harmonische liegt in unserem Beispiel bei 25 MHz, da die Signalfrequenz ein 5-MHz-Rechtecksignal ist. Da die Systemimpedanz im Beispiel 90 Ω beträgt, sollte die Impedanz bei 25 MHz maximal etwa ein Zehntel betragen, d. h. höchstens 9 Ω .

Abbildung 3 zeigt eine typische Impedanzkurve, wie sie in den Datenblättern abgebildet ist. Geeignete Induktivitäten – im Beispiel ein SMT-Ferrit – können mit [REDEXPERT](#) ausgewählt werden.

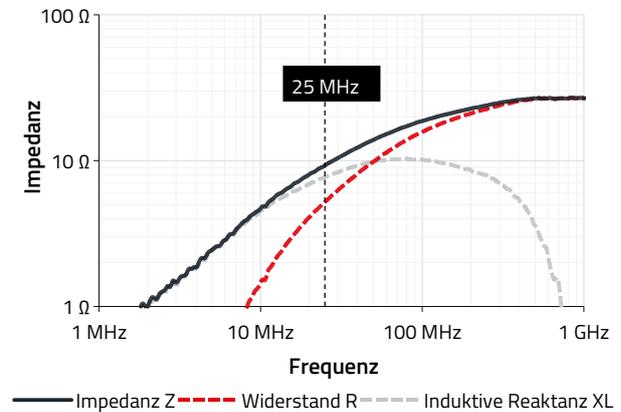


Abbildung 3: Impedanz Charakteristik WE-CBF SMT-Ferrit [74279273](#).

Aus Abbildung 3 lässt sich schließen, dass der WE-CBF SMT-Ferrit [74279273](#) hier verwendet werden kann, der resistive Anteil (R) der Impedanz (Z) beträgt bei 25 MHz ca. 6 Ω , die Impedanz (Z) beträgt 10 Ω .

Schritt 2: Bestimmung von Z_1

Z_1 ist ein Kondensator, der optional zur Dämpfung von Störfrequenzen im HF-Bereich über 500 MHz verwendet werden kann, die vom Treiber verursacht werden. Ausgehend von praktischen Erfahrungen sollte bei 500 MHz eine gewünschte Dämpfung von 10 dB erreicht werden, was einem Spannungsverhältnis von $V_{OUT}/V_{IN} = 0,316$ entspricht. Die Kondensatorimpedanz Z_1 (kapazitive Reaktanz) kann mithilfe des Spannungsteilers in Abbildung 4 bestimmt werden.

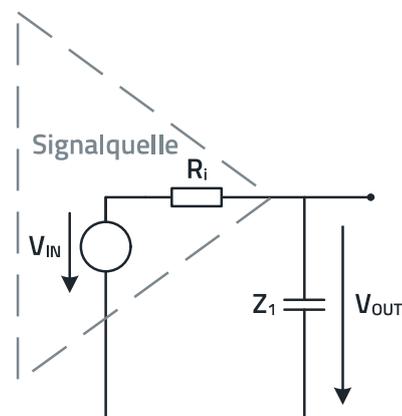


Abbildung 4: Spannungsteiler zur Berechnung des Kondensators Z_1 .

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_1}{R_i + Z_1} \quad (1)$$

Hierbei gilt:

- V_{OUT} ist die Spannung über dem Kondensator Z_1 (in V);
- V_{IN} ist die Gesamteingangsspannung der Schaltung (in V);
- V_{OUT}/V_{IN} ist das Spannungsverhältnis aus der Dämpfung;
- R_i ist der Innenwiderstand der Signalquelle oder die Systemimpedanz (in Ω);
- Z_1 ist die Kondensatorimpedanz (kapazitive Reaktanz, in Ω).

Bei gegebenem $R_i = 90 \Omega$ beträgt Z_1 nach der Gleichung 1 ungefähr 42Ω .

Als Nächstes kann der Kapazitätswert (C_{Z_1}), der für die Dämpfung bei $f = 500 \text{ MHz}$ erforderlich ist, wie folgt berechnet werden:

$$C_{Z_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_1} \quad (2)$$

Nun ersetzen wir die bekannten Werte in Gleichung 2:

$$C_{Z_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 500 \text{ MHz} \cdot 42 \Omega} \approx 7,5 \text{ pF}$$

Auf der Grundlage dieser Berechnungen ist der WCAP-CSGP **885012005040** MLCC-Kondensator mit einem Wert von 10 pF und einer Spannungsfestigkeit von 25 V geeignet. Hierbei handelt es sich um einen NPO-Keramikkondensator, der im Vergleich zu X7R-Keramikkondensatoren ein stabileres Spannungs- und Temperaturverhalten aufweist. Berücksichtigt man kritische Faktoren wie die Signalintegrität aufgrund der Grenzfrequenz des Filters und der kapazitiven Last, dann ist es wichtig, die parasitären Kapazitäten der Leiterbahnen und ggf. auch der Schnittstellensteckverbinder zu beachten.

Schritt 3: Bestimmung von Z_2

Z_2 besteht aus einem Bauteil für den Transientenschutz (Z_{2a}) und einem Kondensator (Z_{2b}), wobei die parasitäre Kapazität der Transientenschutzeinrichtung (z. B. eine TVS-Diode oder ein SMT-Varistor) ebenfalls zur Kapazität des π -Filters beiträgt. Wenn die Kapazität des Transientenschutzes hoch genug ist, um die erforderliche Dämpfung von 3 dB bei 25 MHz ($V_{OUT}/V_{IN} = 0,707$) zu erreichen, muss der Kondensator nicht verbaut werden.

Die Vorteile eines Varistors gegenüber einer TVS-Diode liegen in der höheren parasitären Kapazität, einer kürzeren

Reaktionszeit und der Eigenschaft, bei gleicher Bauteilgröße mehr Energie absorbieren zu können. Die Impedanz für die Auswahl von Z_2 ist analog und verwendet den folgenden Spannungsteiler bei V_{OUT}/V_{IN} und Z_{L_1} :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_2}{Z_{L_1} + Z_2} \quad (3)$$

Hierbei gilt:

- V_{OUT}/V_{IN} ist das Spannungsverhältnis aus der Dämpfung;
- Z_{L_1} ist die Impedanz des Ferrits bei 25 MHz mit $Z_{L_1} = 10 \Omega$;
- Z_2 gibt die Gesamtimpedanz von Z_{2a} und Z_{2b} (in Ω) an.

Daraus berechnen wir die für den SMT-Varistor erforderliche Impedanz und Kapazität:

- Impedanz des SMT-Varistors: $Z_2 \approx 25 \Omega$.
- Kapazität des SMT-Varistors: $C_{Z_2} \approx 250 \text{ pF}$.

Die Betriebsspannung des Varistors muss größer sein als die maximale Betriebsspannung des Systems, die sich hier auf 5 V beläuft.

Unter Einbeziehung eines Sicherheitspuffers von 15% beträgt die maximale Betriebsspannung des Varistors $V_{DC} > 5,75 \text{ V}$.

Auf der Grundlage dieses Wertes und des in der Anwendung verfügbaren Platzes wird ein SMT-Mehrschichtvaristor ausgewählt, der als Ausgangspunkt für die Entscheidung dient. Im vorliegenden Fall fällt die Wahl auf den Varistor WE-VS **82536040** (Tabelle 1), dessen Betriebsspannung (V_{DC}) mit $5,5 \text{ V}$ geringfügig unter der erforderlichen Betriebsspannung liegt. Nach Auswahl des Varistors wird anhand der folgenden Berechnungen bestimmt, ob die richtige Auswahl getroffen wurde oder nicht.

Gemäß Norm IEC/EN 61000-4-5 beträgt die Spannung des Prüfpulses für eine Überspannung zwischen Leitung und Erde $V_{SURGE} = 0,5 \text{ kV}$ und die Quellimpedanz ist 42Ω .

Eigenschaften		Prüfbedingungen	Wert	Einheit	Tol.
Betriebsspannung (AC)	V_{RMS}		4	V	max.
Betriebsspannung (DC)	V_{DC}		5,5	V	max.
Begrenzungsspannung (Sperr-) Spitzenpulsstrom	V_{Clamp}	1,0 A @ 8/20 μ s	21	V	max.
Energieaufnahme (Sperr-) Durchbruchspannung	I_{Peak}	8/20 μ s	30	A	max.
(Kanal-) Eingangskapazität	W_{max}	10/1000 μ s	0,1	J	max.
	V_{BR}	1 mA	8	V	$\pm 25\%$
	C_{Ch}	1000 kHz	200	pF	typ.

Tabelle 1: Elektrische Eigenschaften von WE-VS [82536040](#).

Zur Vereinfachung unserer Berechnung legen wir fest, dass die Klemmspannung während des Stromstoßes doppelt so hoch ist wie die Durchbruchspannung V_{BR} . Dieser Wert liegt geringfügig über der tatsächlichen Klemmspannung des Varistors bei dem gegebenen Stoßstrom (vgl. Diagramm für Nennstrom in Abhängigkeit von der Spannung im Datenblatt).

Näherungsweise: $V_{CLAMP} \sim 2 \cdot V_{BR}$

Die Varistorspannung (V_{VAR} oder V_{BR}) kann dem Varistor Datenblatt entnommen werden (siehe Tabelle 1).

Der Spitzenstrom des Varistors lässt sich wie folgt berechnen:

$$I_{CLAMP, MAX} = \frac{V_{SURGE} - 2 \cdot V_{BR}}{Z_{SOURCE}} \quad (4)$$

Hierbei gilt:

- $I_{CLAMP, MAX}$ ist der Spitzenstrom des Varistors (in A);
- V_{SURGE} ist die Prüfimpulsspannung für Überspannung (in V);
- V_{BR} ist die Varistor- oder Durchschlagspannung bei 1 mA (in V);
- Z_{SOURCE} ist die Quellimpedanz gemäß IEC/EN 61000-4-5 (in Ω).

Nun ersetzen wir die bekannten Werte in Gleichung 4:

$$I_{CLAMP, MAX} = \frac{500 \text{ V} - 16 \text{ V}}{42 \Omega} = 11,52 \text{ A}$$

Unter Berücksichtigung der Varistortoleranz von 25 % beträgt der maximale Klemmstrom 11,62 A und liegt damit unter dem maximalen Spitzenstrom des Varistors (30 A).

Berechnung von Energieverbrauch und Leistungsverlust

Zur Vereinfachung unserer Berechnung gehen wir davon aus, dass der Impuls ein Rechtecksignal mit einer Impulsdauer von 20 μ s und einem maximalen Klemmstrom von 11,6 A ist. Danach kann die Energie mit der doppelten Durchschlagspannung und $I_{CLAMP, MAX}$ berechnet werden:

$$W_{MAX} = 2 \cdot V_{BR} \cdot I_{CLAMP, MAX} \cdot 20 \mu\text{s} \quad (5)$$

Hierbei gilt:

- $I_{CLAMP, MAX}$ ist der maximale Klemmstrom;
- V_{BR} ist die Varistor- oder Durchschlagspannung bei 1 mA (V);
- W_{MAX} ist der Energieverbrauch des Varistors (J).

Nun ersetzen wir die bekannten Werte in Gleichung 5:

$$W_{MAX} = 2 \cdot 8 \text{ V} \cdot 11,6 \text{ A} \cdot 20 \mu\text{s} = 3,7 \text{ mJ}$$

Für das obige Beispiel kann der SMT-Varistor WE-VS [82536040](#) mit einer Kapazität von 200 pF für Z_{2a} verwendet werden.

Um die notwendige Kapazität zu erreichen, wird in diesem Fall für Z_{2b} zusätzlich ein Kondensator mit 47 pF in der Größe 0805 verwendet. Wir entscheiden uns für den Kondensator WCAP-CSGP [885012007080](#).

2.2 Filterschaltung der Versorgungsspannungsleitung

In diesem Abschnitt entwickeln wir das Filter für die Versorgungsspannungsleitung, wie in Abbildung 5 gezeigt.

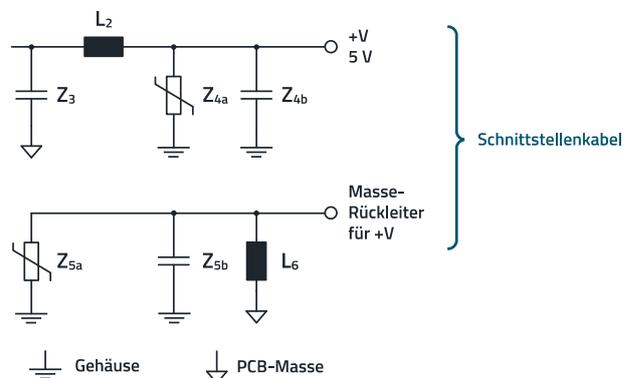


Abbildung 5: Netzfilter für eine unsymmetrische Signalschnittstelle.

Im Allgemeinen werden Transienten an Schnittstellen gegen Gehäuse gefiltert, was durch das Gehäusesymbol dargestellt wird.

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen

Um eine Verbindung zwischen dem negativen Draht (GND der USB-Kabelleitung) und der Funktionserde (GND der Leiterplatte) herzustellen, ohne auf eine Dämpfung der vom Kabel ausgehenden Störungen verzichten zu müssen, wird zwischen Gehäusemasse und GND ein SMT-Ferrit eingesetzt. Der Kondensator Z_{5b} und die parasitäre Kapazität von Z_{5a} leiten die HF-Emission bzw. die Transienten Spannungen ab, die vom Kabel zur Gehäusemasse gelangen.

Schritt 1: Bestimmung von Z_3

In der Regel wird hier ein Abblockkondensator mit einer Kapazität von 100 nF verwendet. Hier sollte ein X7R-Keramikkondensator mit ausreichend hoher Nennspannung genutzt werden, um einen Spannungsbias-Effekt zu vermeiden, durch den andernfalls zu viel Kapazität verloren ginge.

Schritt 2: Bestimmung von Z_4 und Z_5

Z_{4a} ist ein SMT-Varistor mit $C_{Ch} = 200$ pF.

Zur Erreichung der erforderlichen Filterkapazität wird üblicherweise ein Zusatzkondensator mit 100 nF für Z_{4b} verwendet. Dabei sollte es sich um den gleichen Kondensatortyp wie bei Z_3 handeln. Zudem sollte Z_{5a} das gleiche Bauteil wie Z_{4a} und Z_{5b} das gleiche Bauteil wie Z_{4b} sein.

Schritt 3: Bestimmung von L_2 und L_6

L_2 und L_6 sind SMT-Ferrite, bei denen zunächst der Nennstrom beachtet werden sollte. Dieser muss größer als das Doppelte des Ausgangsstroms sein. In unserem Beispiel entspricht dies $2 \cdot 2 \text{ A} = 4 \text{ A}$. Mindestnennstrom des SMT-Ferrits: $I_r = 4 \text{ A}$

Versorgungsspannungsleitungen haben keine Grenzfrequenz und eine sehr niedrige Quellimpedanz Z_{OUT} von ca. 2 bis 9 Ω . Da die Störquelle die +V-Leitung ist, erzeugen alle anderen HF-Quellen auf der Elektronikplatine Störungen im +V-Netz, die berücksichtigt werden müssen. Das bedeutet, dass die Impedanz Z_{L2} oder Z_{L6} im gesamten erforderlichen Frequenzbereich (typ. 30 MHz bis 1 GHz) möglichst hoch sein sollte, um eine ausreichend starke Dämpfung zu erzielen. Die Auswahl des geeigneten

SMT-Ferrits sollte mit **REDEXPERT** vorgenommen werden, um die passende Impedanz über den relevanten Frequenzbereich zu erhalten. Der hier ausgewählte Ferrit ist WE-CBF SMT EMI Suppression Ferrite Bead **74279252**. Das Impedanz Diagramm ist in Abbildung 6 dargestellt, die elektrischen Eigenschaften aus dem Datenblatt in Tabelle 2.

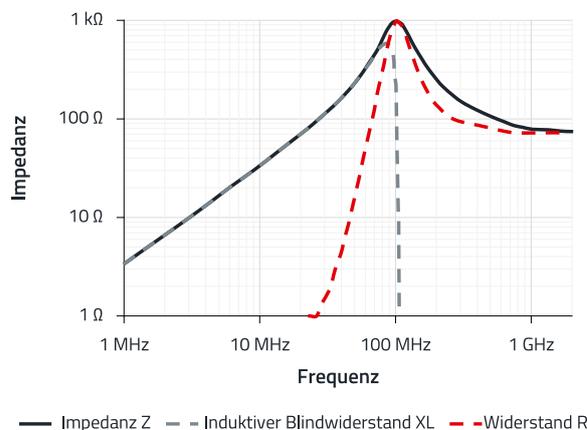


Abbildung 6: Impedanzcharakteristik des SMT-Ferrits CBF 74279252.

Eigenschaften		Prüfbedingungen	Wert	Einheit	Tol.
Impedanz @ 100 MHz	Z	100 MHz	880	Ω	$\pm 25\%$
Maximale Impedanz	Z_{max}	108 MHz	940	Ω	typ.
Nennstrom 1	I_{R1}	$\Delta T = 20 \text{ K}$	3000	mA	max.
Nennstrom 2	I_{R2}	$\Delta T = 40 \text{ K}$	4000	mA	max.
DC-Widerstand	R_{DC}	@ 20 °C	0,035	Ω	max.
Typ	Hochstrom				

Tabelle 2: Elektrische Eigenschaften des SMT-Ferrits CBF 74279252.

Anmerkung zur elektrischen Erdung

Anders als bei der Erdung zur elektrischen Sicherheit im Sinne der Niederspannungsrichtlinie ist die Masse ein Bezugspunkt für hochfrequente Signale im Sinne der EMV. Dementsprechend muss die Referenzmasse eine niedrige Impedanz aufweisen und frei von hochfrequenten „Offset-Signalen“ sein und einen Bezugspunkt für Filter und TVS-Bauteile bilden. Am besten eignet sich ein gut leitendes Metallgehäuse.

3. EMV-FILTER EINER SYMMETRISCHEN SIGNALSCHNITTSTELLE MIT TRANSIENTENSCHUTZ

Symmetrische Signalschnittstellen verwenden differentielle Signalleitungen, um Informationen zu übertragen und Gleichtaktstörungen zu dämpfen. Allerdings sind auch diese Schnittstellen anfällig für elektromagnetische Störungen und die Kopplung von transienten Spannungen und -strömen. Um unerwünschte Störungen zu reduzieren, die die Signalqualität und den Systembetrieb beeinträchtigen können, ist eine zusätzliche Filterung der Schnittstelle unumgänglich. Ein gutes EMV-Filter reduziert elektromagnetische Emissionen von der Signalquelle zum Kabel und umgekehrt, begrenzt externe Störimpulse auf ein tolerierbares Maß und hat lediglich einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Signalintegrität der Schnittstelle.

Abbildung 7 zeigt eine mögliche Filterschaltung für eine symmetrische Signalschnittstelle. Die Schaltung verwendet einen stromkompensierten Tiefpassfilter, um das Signal im Gegentakt passieren zu lassen und gleichzeitig Gleichtaktkomponenten zu dämpfen.

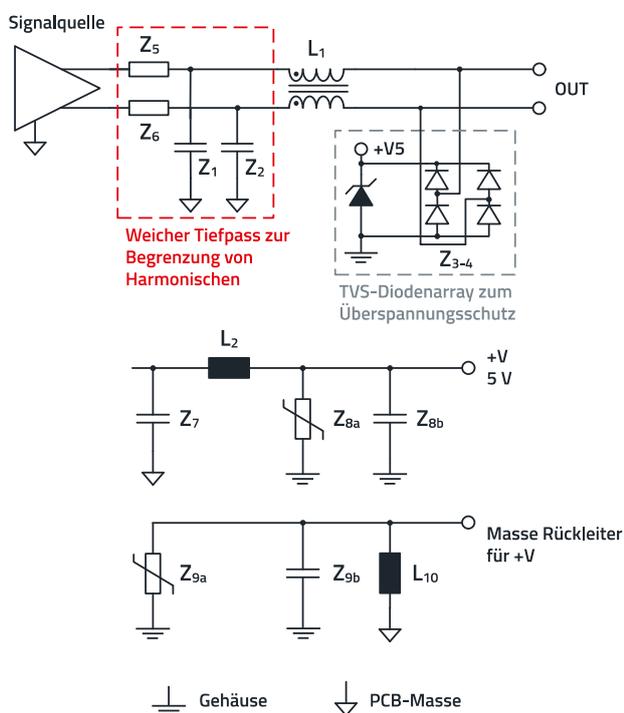


Abbildung 7: Filter mit Transientenschutz für eine symmetrische Signalschnittstelle.

Der symmetrische Tiefpassfilter lässt Gegentaktsignale, die die eigentlichen Informationen enthalten, ungehindert passieren. Dagegen werden Gleichtaktsignale, die Störkomponente des Signals, durch das Filter abgeschwächt oder gedämpft. Eine TVS-Diodenanordnung bietet Schutz vor

Transienten Spannungen. Dies sind plötzlich auftretende, unerwünschte Spannungsspitzen, die elektronische Bauteile beschädigen können. Wenn eine transiente Überspannung auftritt, begrenzen die TVS-Diode die Spannung und leiten den Strom des transienten Impulses vom Stromkreis nach Masse (Gehäuse) ab.

Im folgenden Abschnitt wird die Komponentenauswahl für eine USB 2.0-Schnittstelle exemplarisch beschrieben. USB 2.0 ist eine weit verbreitete Standardschnittstelle für die Daten- und Stromübertragung zwischen elektronischen Geräten. Die Schnittstelle bietet eine Signalbandbreite von ca. 240 MHz (480 Mbit/s) bei einer Impedanz von 90 Ω. Die Stromversorgung für USB 2.0 beträgt in der Regel +5 V mit einem Maximalstrom von 1 A.

3.1 BauteilAuswahl für eine USB 2.0-Schnittstelle

Schritt 1: Bestimmung von L₁

L₁ ist eine Induktivität mit hoher Impedanz für Gleichtaktstörungen, die Gegentaktsignale im relevanten Signalfrequenzbereich mit minimaler Dämpfung passieren lässt. Die Auswahl von L₁ ist entscheidend im Hinblick auf die Anforderungen an die Gegentakt- und Gleichtaktimpedanz. Um die Drossel L₁ anhand der Informationen im Datenblatt passend zum Schnittstellentyp auszuwählen und eine Beeinträchtigung der Signalübertragung zu vermeiden, sind die folgenden Parameter zu berücksichtigen:

System-/Schnittstellenimpedanz (Z_{SYSTEM}): Z_{SYSTEM} kann die Gestaltung des EMV-Filters beeinflussen. Entnehmen Sie die System-/Schnittstellenimpedanz dem Datenblatt oder den Produktspezifikationen.

Gegentaktimpedanz (Z_{DM}): Die Drosselimpedanz im Gegentaktmodus sollte bei der höchsten Frequenz innerhalb der Signalbandbreite weniger als ein Zehntel der Systemimpedanz (Z_{SYSTEM}) betragen. Dies gewährleistet eine minimale Dämpfung des Nutzsignals. Berechnen Sie die maximal zulässige Impedanz für L₁ im Gegentaktmodus:

$$Z_{DM, MAX} = \frac{Z_{SYSTEM}}{10} \quad (6)$$

Gleichtaktimpedanz (Z_{CM}): Z_{CM} sollte insbesondere in den Frequenzbereichen, in denen mit Störungen zu rechnen ist, möglichst hoch sein. Bei der Mittenfrequenz sollte Z_{CM} höher sein als Z_{SYSTEM}. Wählen Sie eine Drossel (L₁) mit hohem Z_{CM} insbesondere in den Frequenzen aus, in denen Störungen zu erwarten sind. Berücksichtigen Sie den Frequenzgang, die Strombelastbarkeit und weitere relevante Drosselparameter.

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen

Eine geeignete Drossel mit einer Gegentaktimpedanz $< Z_{DM, MAX}$ und einer hohen Gleichtaktimpedanz Z_{CM} ist für unsere Applikation das WE-CNSW HF SMT-Gleichtakt-Line-Filter [744233900](#).

Schritt 2: Bestimmung von Z_1 , Z_2 , Z_5 und Z_6

Die Kondensatoren (Z_1 , Z_2) und die passende Widerstände (Z_5 , Z_6) bilden einen „weichen“ Tiefpassfilter, mit dem vom Controller bzw. vom Signaltransceiver erzeugte Harmonische oder hochfrequente Störungen begrenzt werden. Die Werte der Widerstände hängen vom Signaltreiber und dessen Asymmetrie/Fehlanpassung ab und müssen entsprechend den Messergebnissen ausgewählt werden. Die Werte für Z_5 und Z_6 liegen in der Regel zwischen 3 und 10 Ω . Die Kondensatorwerte sind entsprechend auszuwählen; die Werte schwanken zwischen 2,2 und 10 pF. Ein typischer Wert für USB 2.0 ist 4,7 pF, beispielsweise der WCAP-CSGP-Keramikkondensator [885012005038](#).

Die Widerstände Z_5 und Z_6 (z. B. 3,3 Ω) werden in der Regel auch zur Reflexionsdämpfung und -filterung in Verbindung mit den Kondensatoren (Z_1 , Z_2) verwendet, um die Signalintegrität zu verbessern und damit Störungen zu reduzieren. Hier sollten funkfrequenztaugliche Typen mit kleiner Bauform zum Einsatz kommen.

Schritt 3: Bestimmung von Z_3 , Z_4 , L_2 , Z_7 und Z_8

Die TVS-Dioden (Z_3 , Z_4) und Bauteile wie L_2 , Z_7 und Z_8 bieten Schutz vor transienten Spannungsspitzen und Überspannungen. Für den richtigen Umgang mit Transientenströmen sollten Sie den Mindestnennstrom (I_r) von Bauteilen wie L_2 und dem SMT-Ferrit (Z_{9a}) berücksichtigen. L_2 , Z_7 und Z_8 werden für die Filterung bei niedrigen Grenzfrequenzen verwendet, die typischerweise unter 1 MHz liegen.

SMT-Ferritperle (L_2): Drossel für niedrige Grenzfrequenz; achten Sie auf einen angemessenen Mindestnennstrom I_r .

Zur breitbandigen Reduzierung von Störungen wird der SMD-Ferrit WE-CBF SMT EMI Suppression Ferrite Bead [742792032](#) eingesetzt (siehe Tabelle 3).

Eigenschaften		Prüfbedingungen	Wert	Einheit	Tol.
Impedanz @ 100 MHz	Z	100 MHz	400	Ω	$\pm 25\%$
Maximale Impedanz	Z_{max}	200 MHz	500	Ω	typ.
Nennstrom 1	I_{R1}	$\Delta T = 20$ K	300	mA	max.
Nennstrom 2	I_{R2}	$\Delta T = 40$ K	1500	mA	max.
DC-Widerstand	R_{DC}	@ 20 °C	0,3	Ω	max.
Typ	Breitband				

Tabelle 3: Elektrische Eigenschaften des SMT-Ferrits CBF [742792032](#).

Kondensatoren und Varistoren (Z_7 , Z_8): Z_7 ist ein Kondensator für die Filterung bei niedriger Grenzfrequenz, Z_8 ein SMT-Varistor für den Transientenschutz. Ein Beispiel für einen hier geeigneten Kondensator ist der Keramikkondensator WCAP-CSGP [885012206120](#), ein passender Varistor ist der WE-VS SMT-Varistor [82536040](#).

TVS-Dioden Anordnung (Z_3 , Z_4): TVS-Dioden Arrays (Transient Voltage Suppression Arrays) wie das Array WE-TVSDiode [8240136](#) der „High Speed“-Baureihe werden zum Schutz vor Transienten Spannungen an Signalleitungen eingesetzt. Es ist darauf zu achten, dass auch diese Bauelemente eine parasitäre Kapazität aufweisen, die entsprechend der Datenübertragungsrate, bzw. der Signalbandbreite nicht zu hoch werden darf. Die Angaben zur passenden Applikation sind in den Datenblättern angegeben.

Schritt 4: Bestimmung von Z_{9a} und Z_{9b}

Zwischen Gehäuse- und Kabelmasse (GND) werden zur hochfrequenten Entkopplung SMT-Ferrite (Z_{9a}) und SMT-Varistoren (Z_{9b}), z. B. [WE-CBF](#) SMT EMI Suppression Ferrite Bead) und z. B. [WE-VS](#) SMT-Varistor in Verbindung mit Kondensatoren eingesetzt. Dieser Filterbereich trägt zur Reduzierung von Gleichtaktstörungen bei und verbessert die Systemstabilität. Achten Sie darauf, dass die stromtragenden Bauteile mit dem notwendigen Mindestnennstrom (I_r) kompatibel sind.

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen

4. NETZFILTER MIT TRANSIENTENSCHUTZ

Im Folgenden betrachten wir ein Netzfilter der Schutzklasse I, d.h. mit Schutzleiter.

Das Schaltbild in Abbildung 8 enthält alle Bauteile, die für die Filterschaltung erforderlich sind. Die Drossel L_1 entkoppelt die Last, d. h. die Stromversorgung, vom Netz mit seiner Gleichtaktimpedanz. Das bedeutet, dass die Drossel mit Z_1/Z_6 und Z_2/Z_7 HF-technisch überbrückt wird, wenn die Bezugsmasse (PCB-Ground zu Housing) ein Störpotenzial aufweist. Allerdings sind Z_6 und Z_7 Kondensatoren mit niedriger Kapazität (normalerweise 200 bis 470 pF), die eingesetzt werden, um hochfrequente Harmonische des Schaltnetzteils zu dämpfen. Die beiden Kondensatoren sollten auf der Leiterplatte des Netzteils platziert werden, wenn der Anteil der Schaltharmonischen auf der Netzteilseite hoch ist oder die Bezugsmasse (Gehäusemasse) keinen hochfrequenzstabilen Bezugspunkt bildet.

Die Z_4 und Z_5 sind bereits teilweise durch die Streuinduktivität der Gleichtaktrossel L_1 abgedeckt; Z_4 und Z_5 können auch für eine zusätzliche Dämpfung im Frequenzbereich über 10 MHz sorgen.

Als Berechnungsbeispiel dient ein Netzfilter für eine Schnittstelle mit einer Netzfrequenz von 50 Hz und einer Spannung von 230 V_{AC}.

Nach DIN VDE 0701-0702 beträgt der maximal zulässige Ableitstrom als PE-Strom 3,5 mA für elektrische Geräte mit Nennspannungen bis 1000 V_{AC}/1500 V_{DC}. Aus Sicherheitsgründen wird im Beispiel ein maximaler Ableitstrom von $I_{LEAK} = 2,6$ mA angenommen, woraus sich die maximale Kapazität der Y-Kondensatoren ($C_{Y,MAX}$) bei der Netzfilterfrequenz $f = 50$ Hz und der potenziell ungünstigsten Spannung von $V_{MAINS} = 257$ V wie folgt errechnet:

$$C_{Y,MAX} = \frac{I_{LEAK}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{MAINS}} \quad (7)$$

Hierbei gilt:

- $C_{Y,MAX}$ ist die maximale Kapazität des Y-Kondensators (in F);
- I_{LEAK} ist der maximale Ableitstrom (in A);
- f ist die Netzfrequenz (in Hz);
- V_{MAINS} ist möglicher Maximalwert der Netzspannung (in V).

Einsetzen der bekannten Werte in Gleichung 7:

Der maximal mögliche Kapazitätswert des Y-Kondensators beträgt somit etwa 33 nF.

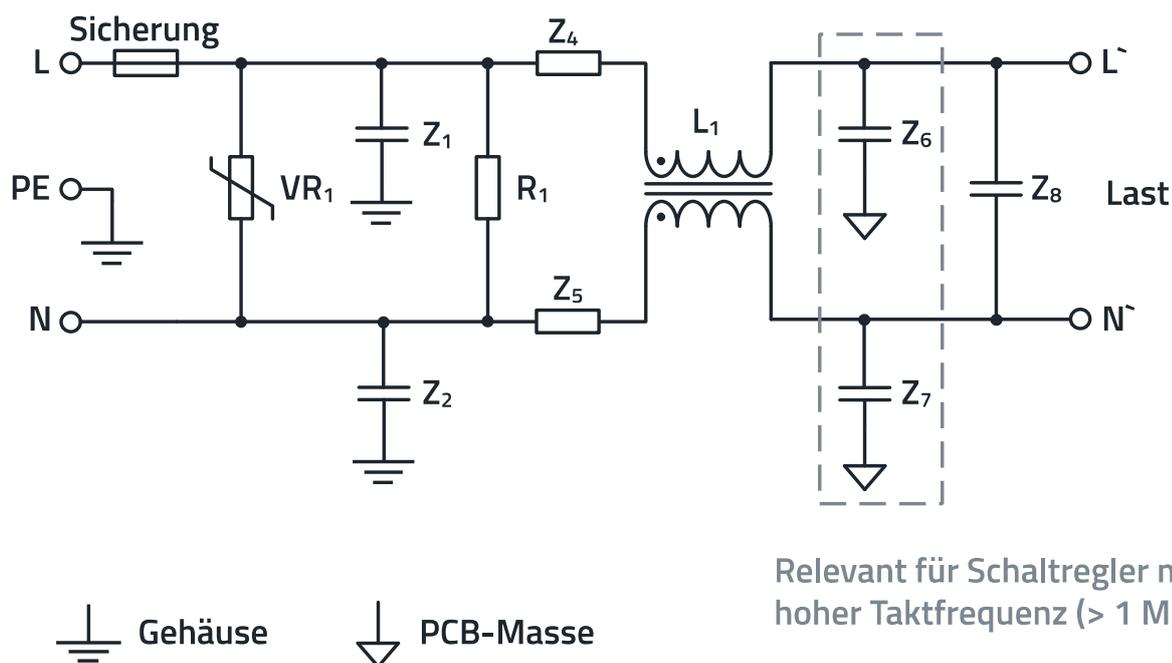


Abbildung 8: Schaltbild des Netzfilters mit Transientenschutz.

Schritt 1: Bestimmung von L_1

Für die Auslegung der Gleichtaktdrossel L_1 sind die Strombelastbarkeit (Nennstrom I_n) in Abhängigkeit von der Last, die maximale Umgebungstemperatur und der maximal zulässige Ableitstrom zu berücksichtigen.

Die Induktivität der Gleichtaktdrossel wird in Abhängigkeit von der Stromwellenform des AC/DC-Wandlers definiert. Für die Sinusstromaufnahme wird eine hohe Induktivität > 10 mH verwendet, während für die Nicht-Sinusstromaufnahme, wie z. B. bei einem Schaltregler, niedrige Induktivitäten im Bereich von 1 bis 10 mH eingesetzt werden. In unserem Beispiel erfolgt eine Sinusstromaufnahme, weswegen eine Gleichtaktdrossel mit 10 mH ausgewählt wird. Verwendet werden kann die stromkompensierte Netzdrossel WE CMB [744825410](#).

Im nächsten Schritt werden die Y-Kondensatoren Z_1 und Z_2 sowie der X-Kondensator Z_3 ausgewählt.

Schritt 2: Bestimmung von Z_1 , Z_2 und Z_3

Nach praktischer Erfahrung beträgt die erforderliche Mindestdämpfung bei 150 kHz 20 dB im Gegentaktmodus und 40 dB im Gleichtaktmodus. Gängige Werte für die Filtereckfrequenzen sind 15 kHz im Gegentaktmodus und 10 kHz im Gleichtaktmodus.

Die Eckfrequenz gibt die Frequenz an, bei der die Dämpfung eines Filters 3 dB beträgt. Unter Berücksichtigung der erforderlichen Eckfrequenzen und der benötigten Dämpfung lassen sich die Kapazitäten wie folgt berechnen:

$$C_X = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{C, DM}^2 \cdot L_{1, LEAK}} = 2,3 \mu F \quad (8)$$

Hierbei gilt:

- $f_{C, DM}$ ist die Eckfrequenz des Filters im Gegentaktmodus (in Hz);
- $f_{C, CM}$ ist die Eckfrequenz des Filters im Gleichtaktmodus (in Hz);
- L_1 ist die Induktivität der Gleichtaktdrossel (in H);
- $L_{1, LEAK}$ ist die Streuinduktivität in H, die sich aus $L_1/200$ (Erfahrungswert) ergibt.

Auf der Grundlage dieser Werte wird im vorliegenden Beispiel eine Kapazität von 2,2 μF für C_X und eine Kapazität von $3 \cdot 4,7$ nF = 14,1 nF für C_Y gewählt. Als Y-Kondensatoren werden MLCC-Sicherheitskondensatoren ([WCAP-CSSA-](#)

Entstörkondensatoren) verwendet. Diese Werte ergeben die in Abbildung 9 dargestellte Dämpfungskurve.

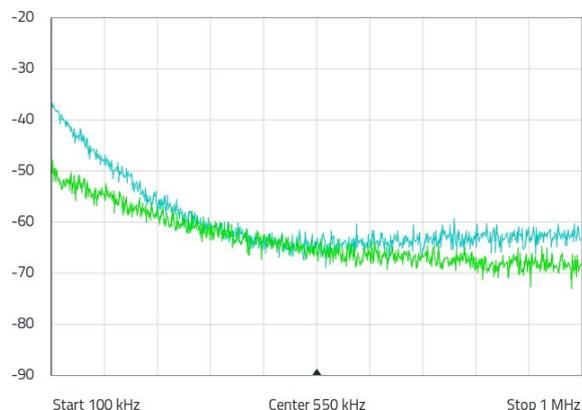


Abbildung 9: Dämpfung im Gegentaktmodus (grün) und im Gleichtaktmodus (blau) durch Z_1 , Z_2 und Z_3 .

Es ist ersichtlich, dass die erforderliche Dämpfung von 20 dB bei 150 kHz im Gegentaktmodus um 32 dB überschritten wird. Auch die Gleichtaktdämpfung von 40 dB bei 150 kHz wird mit 43 dB problemlos erreicht.

Zum Transientenschutz wird ein Disk-Varistor parallel zum X-Kondensator verwendet, der als Nächstes ausgewählt wird.

Schritt 3: Bestimmung von V_{R1}

Für das Auswahlverfahren gibt es verschiedene Herangehensweisen, wie beispielsweise empirische Tests ähnlicher Produkte, die Auswahl basierend auf den konkreten elektrischen Umgebungsbedingungen oder den Surge-Test nach der Norm IEC/EN 61000-4-5 als grundlegende EMV-Prüfung. Im Folgenden wird die Norm IEC/EN 61000-4-5 als Grundlage verwendet.

Bei der Auswahl des Disk-Varistors wird die maximale Betriebsspannung ($V_{DC/RMS}$) bestimmt. Aus Sicherheitsgründen erfolgt die Berechnung mit einem Puffer, der in der Regel 15 % über der Versorgungsspannung liegt. Bei einer Netzspannung von 230 V_{AC} beträgt die maximale Betriebsspannung $V_{RMS} = 264,5$ V_{AC}.

Wie Tabelle 4 belegt, hängt die Größe der Varistoren vom zu klemmenden Spitzenstrom ab. Je höher der Nennstrom, desto größer das Bauteil.

Nennstrom \leq	1 A	3 A	5 A	10 A	15 A
Durchmesser	5 mm	7 mm	10 mm	14 mm	20 mm

Tabelle 4: Verhältnis von Nennstrom zum Varistordurchmesser.

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen

Als Entscheidungsgrundlage dient der Disk-Varistor WE-VD **820443011E** mit einer maximalen Betriebsspannung von $V_{RMS} = 300\text{ V}$.

Einen Auszug aus dem Datenblatt ist in Tabelle 5 zu finden.

Eigenschaften		Prüfbedingungen	Wert	Einheit	Tol.
Betriebsspannung (AC)	V_{RMS}		300	V	max.
Betriebsspannung (DC)	V_{DC}		385	V	max.
Begrenzungsspannung	V_{Clamp}	50 A @ 8/20 μs	775	V	max.
(Sperr-) Spitzenstrom	I_{Peak}	8/20 μs	6000	A	max.
Leistungsabgabe	P_{Diss}		0,6	W	max.
Energieaufnahme	W_{max}	10/1000 μs	175	J	max.
Nennentladestrom	I_n		3	kA	max.
Gemessene Grenzspannung	V_{ML}		1200	V	max.
(Sperr-) Durchbruchspannung	V_{BR}	1 mA	470	V	$\pm 10\%$
(Kanal-) Eingangskapazität	C_{Ch}	1 kHz	420	pF	typ.

Tabelle 5: Elektrische Eigenschaften des Disk-Varistors WE-VD **820443011E**.

Gemäß Norm IEC/EN 61000-4-5 beträgt die Spannung des Prüfimpulses für den Surge-Test zwischen einem Leiter und einem Rückleiter $V_{SURGE} = 2\text{ kV}$ und die Quellenimpedanz beträgt $2\ \Omega$ für Niederspannungsnetzverbindungen zwischen stromführendem Leiter und Neutralleiter.

Die Durchschlagspannung (V_{VAR} oder V_{BR}) kann dem Datenblatt zum Varistor entnommen werden (siehe Tabelle 5). Der Spitzenstrom I_{PEAK} wird wie folgt berechnet:

$$I_{CLAMP, MAX} = \frac{V_{SURGE} - 2 \cdot V_{BR}}{Z_{SOURCE}} \quad (9)$$

Hierbei gilt:

- $I_{CLAMP, MAX}$ ist der Spitzenstrom des Varistors (in A);
- V_{SURGE} ist die Prüfimpulsspannung für Überspannung (in V);
- V_{BR} ist die Varistor- oder Durchschlagspannung bei 1 mA (in V);
- Z_{SOURCE} ist die Quellimpedanz gemäß IEC/EN 61000-4-5 (in Ω).

Mit Einsetzen der bekannten Werte in Gleichung 10 ergibt sich der zu klemmende Spitzenstrom:

$$I_{CLAMP, MAX} = \frac{2000\text{ V} - 940\text{ V}}{2\ \Omega} = 530\text{ A}$$

Zur Vereinfachung unserer Berechnung legen wir fest, dass die Klemmspannung während des Stromstoßes doppelt so hoch ist wie die Durchschlagspannung V_{BR} . Dieser Wert liegt geringfügig über der tatsächlichen Klemmspannung des Varistors bei Stoßstrom (vgl. Diagramm für Nennstrom in Abhängigkeit von der Spannung im Datenblatt).

Näherungsweise: $V_{CLAMP} \sim 2 V_{BR}$

Unter Berücksichtigung einer Toleranz von 10 % beträgt der maximale Klemmstrom 583 A und liegt damit unter dem maximalen Spitzenstrom des Varistors (6.000 A).

Berechnung von Energieverbrauch und Leistungsverlust:

Um die Berechnung weiter zu vereinfachen, wird angenommen, dass der Impuls ein Rechtecksignal ist, das über seine Dauer von 20 μs den maximalen Stromwert annimmt. Hiernach kann die Energie mit der doppelten Durchschlagspannung V_{BR} und $I_{CLAMP, MAX}$ berechnet werden:

$$W_{MAX} = 2 \cdot V_{BR} \cdot I_{CLAMP, MAX} \cdot 20\ \mu\text{s} \quad (10)$$

Hierbei gilt:

- $I_{CLAMP, MAX}$ ist der maximale Klemmstrom;
- V_{BR} ist die Varistordurchschlagspannung bei 1 mA (in V);
- W_{MAX} ist der Energieverbrauch des Varistors (in J).

Durch Einsetzen der bekannten Werte in Gleichung 11 ergibt sich die vom Varistor aufzunehmende Energie:

$$W_{MAX} = 2 \cdot 470\text{ V} \cdot 583\text{ A} \cdot 20\ \mu\text{s} = 11\text{ J}$$

Die Norm IEC/EN 61000-4-5 fordert während der Prüfung mindestens einen Surge-Impuls pro Minute. Der Varistor muss die Leistung ableiten können. Der Leistungsbedarf kann wie in Gleichung 12 dargestellt aus der Energie und der Zeit zwischen zwei Surge-Impulsen berechnet werden.

$$P = \frac{W_{MAX}}{T} \quad (11)$$

Hierbei gilt:

- P ist die vom Varistor abgeleitete Leistung (in W);
- W_{MAX} ist der Energieverbrauch des Varistors (in J);
- T ist die Zeit zwischen zwei Surge-Impulsen (in s).

Mit den bekannten Werten berechnet sich die Leistung nach Gleichung 12:

$$P = \frac{11 \text{ J}}{60 \text{ s}} = 183 \text{ mW}$$

Der Varistor wäre also auch für ein Surge-Intervall von 20 Sekunden geeignet, wobei die Leistung dann 549 mW entsprechen würde und immer noch unter der maximalen Verlustleistung des ausgewählten Varistors (600 mW) läge

5. FAZIT

Diese Support Note erläutert die Grundlagen der Transientenunterdrückung und der grundlegenden EMI-Filterung für Daten und Stromschnittstellen anhand praktischer Beispiele, die die besprochenen Prinzipien anwenden.

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen

WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht.

Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von www.we-online.com heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten werden

hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfälle ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt.

Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

NÜTZLICHE LINKS



Application Notes

www.we-online.com/appnotes



REDEXPERT Design Platform

www.we-online.com/redexpert



Toolbox

www.we-online.com/toolbox



Produkt Katalog

www.we-online.com/products

KONTAKT INFORMATION



appnotes@we-online.com

Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG

Max-Eyth-Str. 1 74638 Waldenburg Germany

www.we-online.com

SUPPORT NOTE

SN024 | Transientenunterdrückung an verschiedenen Schnittstellen

REVISIONSHISTORIE

Dokument Version	Veröffentlichungsdatum	Änderungen
SN024a	2025/08/20	Ursprüngliche Version der Support Note

Hinweis: Die aktuelle Version des Dokuments und das Veröffentlichungsdatum sind in der Fußzeile jeder Seite dieses Dokuments angegeben.