

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Andreas Nadler und Stefan Klein



01. EINLEITUNG

Ziel dieser Appnote ist es, dem Leser so kompakt wie möglich einen umfassenden Überblick der notwendigen Schritte hin zum passend dimensionierten Netzfilter zu geben. Hierbei wird ein diskreter 1-Stufen mit einem diskreten 2-Stufen Netzfilter mittels Berechnung, Simulation und Messung verglichen. Im weiteren Verlauf werden die unterschiedlichen Kernmaterialien von Stromkompenzierten Drosseln und deren Eigenschaften erläutert. Zudem widmet sich diese Appnote der Berechnung von: Varistoren, Leckströmen und Entladewiderständen. Diese Appnote setzt gewisse Grundkenntnisse von passiven Bauelementen, Filtern sowie EMV Messtechniken voraus.

02. PRECOMPLIANCE MESSAUFBAU

Grundlegend ist zwischen zwei verschiedenen Störstrompfaden zu unterscheiden: Gleichtakt (Common Mode, CM) sowie Gegentakt (Differential Mode, DM). In einer EMV Abnahmemessung werden grundsätzlich beide Störstrompfade gleichzeitig gemessen. Um einen Netzfilter auszulegen ist es vorteilhaft zuerst beide Strömpfade, CM und DM, getrennt messen zu können. Dazu wird eine LISN (Line Impedance Stabilization Network) benötigt, bei der die zwei Messausgänge (L_{RF} und N_{RF}) der LISN werden an den Analogeingängen 1 und 2 (50Ω) eines Oszilloskops angeschlossen. Anschließend nutzt man die Mathematikfunktion des Oszilloskops um die Störspannung für DM sowie CM zu bestimmen:

$$V_{DM} = \frac{V_{L_{RF}} - V_{N_{RF}}}{2} \quad (1)$$

$$V_{CM} = \frac{V_{L_{RF}} + V_{N_{RF}}}{2} \quad (2)$$

Für die Precompliance Messung wird ein Rohde&Schwarz RTA4004 mit 500 MHz analoger Bandbreite in Kombination mit der Desktop Software R&S EMI Debug Tool und einer CISPR16 LISN (Eigenbau) verwendet (Aufbau in Abbildung 2).

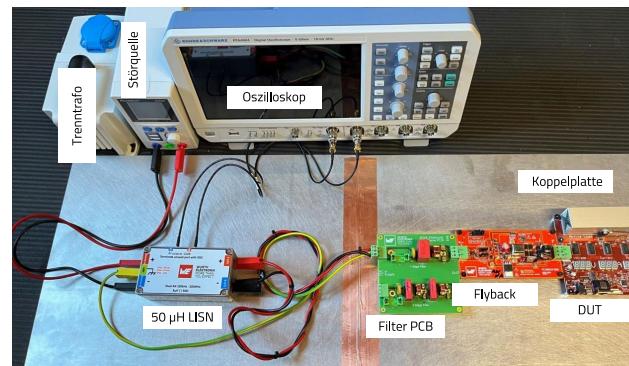


Abbildung 2: Precompliance Messaufbau mit Koppelplatte, LISN, DUT, Trenntrafo & Oszilloskop

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Zu beachten ist, dass die maximale vertikale Auflösung der Messeingänge des Oszilloskops optimal ausgenutzt wird, der Amplitudenmessbereich aber auch nicht übersteuert wird. Hat die erfasste Störspannung im Zeitbereich z.B. einen Peak to Peak Pegel von 85 mV, so sollte die vertikale Einstellung auf einen Endwert von 100 mV gesetzt werden, um die Empfindlichkeit des Oszilloskops maximal zu nutzen (Abbildung 3).



Abbildung 3: Die vertikale Auflösung bzw. Skala des Kanals wird optimal genutzt, somit erhält man die höchste Empfindlichkeit.

Mittels FFT (Fast-Fourier-Transformation) gelingt die Darstellung des Störspektrums in der Frequenzdomäne aus den Messdaten im Zeitbereich. Wenn möglich sollte die Y-Achse auf dB μ V eingestellt werden. Als nächstes wird das DUT (Device under Test) ohne Filter mit der LISN verbunden und das Störspektrum erfasst. Die höchsten Störpegel erhält man in der Regel bei maximaler Ausgangslast am DUT. Die Common und Differential Mode Störspektrern sind in Abbildung 4 und Abbildung 5 zu sehen.

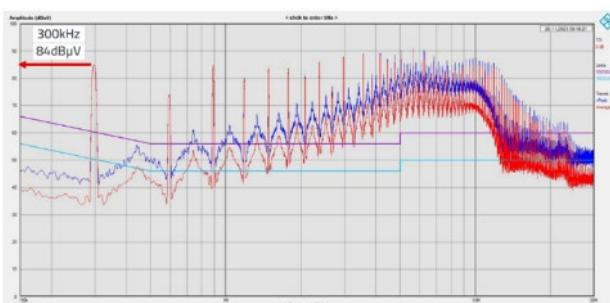


Abbildung 4: Common Mode Störspektrum aus der Precompliance Referenzmessung des ungefilterten DUT. Bei der Schaltfrequenz von 300 kHz wird der Grenzwert von 50 dB μ V von Average- und Quasipeak-Pegel mit jeweils 84 dB μ V überschritten. Daher sind mindestens 34 dB Gleichtakt-Einfügedämpfung bei der Schaltfrequenz erforderlich.

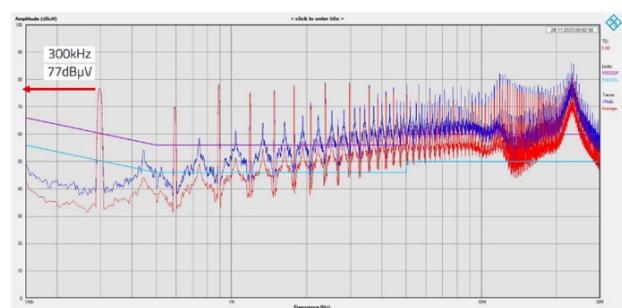


Abbildung 5: Differential Mode Störspektrum aus der Precompliance Referenzmessung des ungefilterten DUT. Bei der Schaltfrequenz von 300 kHz wird der Grenzwert von 50 dB μ V von Average- und Quasipeak-Pegel mit jeweils 77 dB μ V überschritten. Daher sind mindestens 27 dB Gegentakt-Einfügedämpfung bei der Schaltfrequenz erforderlich.

Steht keine LISN mit parallel nutzbaren Messausgängen zur Verfügung, so wird die kombinierte Darstellung des CM - und DM -Störspektrums in Abbildung 6 als Ausgangsbasis verwendet. Wenn keine Precompliance Messung im Vorfeld möglich ist, dann sollte der Filter auf mindestens 40 dB Einfügedämpfung (CM und DM) für die Schaltfrequenz der Stromversorgung ausgelegt werden.

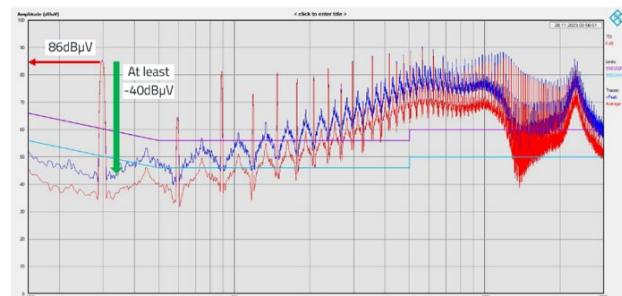


Abbildung 6: Kombinierte Differential Mode (DM) und Common Mode (CM) Referenzmessung (Precompliance) des DUT ohne Filter. Average- und Quasipeak Pegel liegen bei 86 dB μ V (Limit bei 300 kHz: 50 dB μ V). Es werden über 36 dB Einfügedämpfung bei der Schaltfrequenz benötigt.

03. BERECHNUNG EINES 1-STUFEN NETZFILTERS

Soll eine Über- oder Unterdimensionierung des Netzfilters vermieden werden, so kommt man in den meisten Fällen nicht um eine Referenzmessung des DUT ohne Filter umhin. Für diese Appnote wird ein isolierter Flyback Konverter mit 300 kHz Schaltfrequenz und 25 W maximaler Ausgangsleistung verwendet. Ein solches, isoliertes Netzteil verursacht bereits bei der Schaltfrequenz sehr hohe CM und DM Störanteile. Ziel der Filterauslegung ist die Einhaltung der Klasse B Grenzwerte (z.B. CISPR 11, CISPR 32).

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Wie in den oben dargestellten Precompliance Messungen ersichtlich, werden inkl. Sicherheitspuffer (ca. 10 dB) min. 40 dB Filter- Einfügedämpfung bei der Schaltfrequenz benötigt. Liegt die Schaltfrequenz unterhalb des relevanten EMV Spektrums, so kann man sich an der ersten relevanten Harmonischen orientieren, welche im Spektrum erfasst wird. Hat beispielsweise ein Netzteil eine Schaltfrequenz von 70 kHz, so ist die dritte Harmonische mit 210 kHz relevant, wenn das EMV Spektrum ab 150 kHz erfasst wird.

1-Stufen LC Filter (= Filter 2ter Ordnung), wie sie in Abbildung 7 und Abbildung 8 zu sehen sind, ermöglichen eine Einfügedämpfung von 40 dB / Dekade.

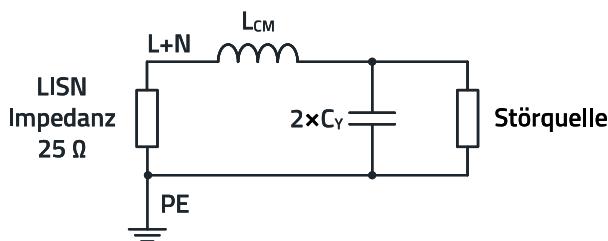


Abbildung 7: Vereinfachtes Blockschaltbild mit den wirksamen CM Bauelementen des 1-Stufen Filters

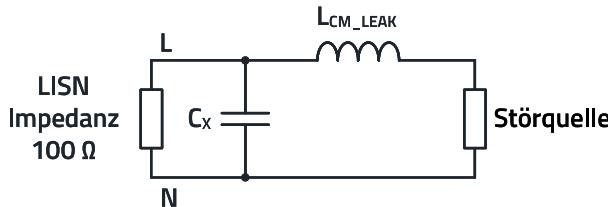


Abbildung 8: Vereinfachtes Blockschaltbild mit den wirksamen DM Bauelementen des 1-Stufen Filters

Folgend lässt sich nun berechnen, welche Filter Eckfrequenz (f_{CO}) notwendig ist, um die gewünschte Dämpfung (A_{fsW}) bei der Schaltfrequenz (f_{SW}) zu erhalten:

$$A_{fsW} = \log\left(\frac{f_{SW}}{f_{CO}}\right) \cdot 40 \text{ dB} \quad (3)$$

$$f_{CO} = \frac{f_{SW}}{10^{\frac{A_{fsW} \text{ (dB)}}{40 \text{ dB}}}} \quad (4)$$

Aufgrund der Referenzmessungen ist bekannt, dass man sowohl für CM als auch für DM eine Einfügedämpfung von ungefähr 40 dB bei f_{SW} benötigt, um die Grenzwerte einzuhalten.

$$f_{CO} = \frac{300 \text{ kHz}}{10^{\frac{40 \text{ dB}}{40 \text{ dB}}}} = 30 \text{ kHz} \quad (5)$$

Als nächstes werden die Kapazitätswerte für die Y-Kondensatoren festgelegt. Aufgrund der max. zulässigen Ableitströme (siehe Kapitel 08) sind diese für viele AC Anwendungen im Kapazitätswert stark limitiert.

In diesem Beispiel für den 1-Stufen Filter werden $2 \times 4,7 \text{ nF}$ Y2 **WCAP - CSSA** Keramikkondensatoren verwendet. Diese liegen in der CM Betrachtung parallel.

$$C_{YG} = 2 \cdot C_Y = 2 \cdot 4,7 \text{ nF} = 9,4 \text{ nF} \quad (6)$$

Anschließend wird die notwendige Common Mode Induktivität L_{CM} der Stromkompensierten Drossel berechnet:

$$L_{CM} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{CO})^2 \cdot C_{YG}} \quad (7)$$

$$L_{CM} = \frac{1}{(2\pi \cdot 30 \text{ kHz})^2 \cdot 9,4 \text{ nF}} = 3 \text{ mH}$$

3 mH ist kein üblicher Standard Wert, daher wird eine 3,3 mH **WE - CMB** Bauform „S“ gewählt. Da stromkompensierte Drosseln eine relativ hohe Induktivitätstoleranz haben, sollte immer ein Sicherheitspuffer eingeplant werden. Aufgrund der 0,3 mH höheren L_{CM} Induktivität ergibt sich rechnerisch eine Einfügedämpfung im CM von 41 dB.

Als nächstes wird die Streuinduktivität L_{CM_Leak} der stromkompensierten Drossel bestimmt. Ist diese nicht im Datenblatt angegeben, so kann sie leicht anhand der Impedanzkurve ermittelt werden. Wie in Abbildung 9 zu sehen ist, bietet **REDEXPERT** hier eine einfache Möglichkeit via Cursor die Impedanz bei einer gewünschten Frequenz zu bestimmen.

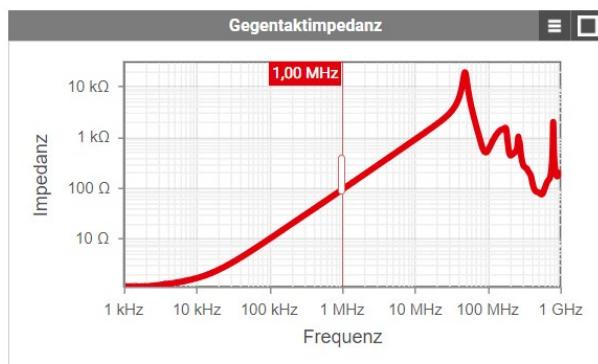


Abbildung 9: DM Impedanz Kurve der Drossel WE CBM 744822233 in **REDEXPERT**

Hierzu sollte immer im linear ansteigenden (= induktiven) Bereich der Kurve abgelesen werden.

Mit dem Cursor bei 1 MHz lassen sich 92 Ω Impedanz ablesen

$$L_{DM} = \frac{X_L}{2\pi \cdot f_{DM}} = \frac{92 \Omega}{2\pi \cdot 1 \text{ MHz}} = 14,6 \mu\text{H} \quad (8)$$

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Anschließend lässt sich die notwendige Kapazität des X-Kondensators berechnen:

$$C_X = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{CO})^2 \cdot L_{DM}} \quad (9)$$
$$C_X = \frac{1}{(2\pi \cdot 30 \text{ kHz})^2 \cdot 14,6 \mu\text{H}} = 1,92 \mu\text{F}$$

Da es keinen nominalen 1,92 μF Kondensator gibt, wird ein 2,2 μF / 310 V X2 **WCAP - FTX** verwendet. Aufgrund der 0,28 μF höheren Kapazität ergibt sich rechnerisch 41 dB Gegentakteinfügedämpfung. Da die X-Kondensatoren in der Praxis durch mangelhafte Netzqualität (Surge Pulse) über die Lebensdauer stark degradieren können, ist es ratsam auch hier immer etwas Sicherheitspuffer einzuplanen.

04. BERECHNUNG EINES 2-STUFEN NETZFILTERS

Ein 2-Stufen Filter in Abbildung 10 und Abbildung 11 hat vier wesentliche Vorteile gegenüber dem 1 - stufigen:

- Die einzelnen Bauelemente haben eine kleinere Bauform
- Die parasitären Eigenschaften (v.a. Eigenresonanz) sind besser
- Erhöhte Design Flexibilität
- 80 dB / Dekade Einfügedämpfung gegenüber 40 dB / Dekade

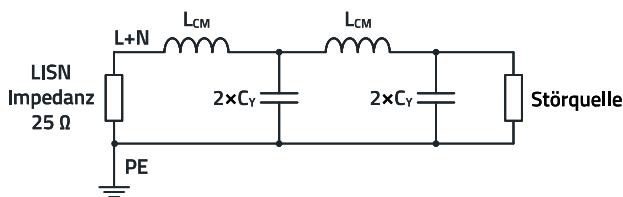


Abbildung 10: Vereinfachtes Blockschaltbild mit den wirksamen CM Bauelementen des 2-Stufen Filters

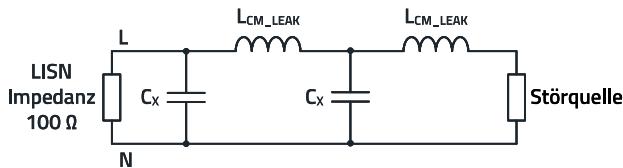


Abbildung 11: Vereinfachtes Blockschaltbild mit den wirksamen DM Bauelementen des 2-Stufen Filters

Folgend lässt sich berechnen, welche effektive Filter Eckfrequenz (f_{CO}) notwendig ist, um die gewünschte Dämpfung (A_{fsW}) bei der Schaltfrequenz (f_{sw}) zu erhalten:

$$A_{fsW} = \log\left(\frac{f_{sw}}{f_{CO}}\right) \cdot 80 \text{ dB} \quad (10)$$

$$f_{CO} = \frac{f_{sw}}{\frac{A_{fsW} \text{ (dB)}}{10 \text{ dB}}} \quad (11)$$

Von den Referenzmessungen ist bekannt, dass für beide Störstrompfade ungefähr 40 dB Einfügedämpfung bei der Schaltfrequenz f_{sw} benötigt wird, um die Grenzwerte einzuhalten.

$$f_{CO} = \frac{300 \text{ kHz}}{\frac{40 \text{ dB}}{10 \text{ dB}}} = 95 \text{ kHz} \quad (12)$$

Dies ist die sog. effektive Eckfrequenz (f_{CO}). Um die nachfolgenden Berechnungen zu vereinfachen, wird mit dieser effektiven Eckfrequenz weitergerechnet. Wie in der nachfolgenden Simulation zu erkennen ist, existieren beim 2-Stufen Filter mit gleichen Bauteilen 2 unterschiedliche Eckfrequenzen (f_{CO1} und f_{CO2}). Diese lassen sich folgendermaßen bestimmen:

$$f_{CO1} \approx 0,6 \cdot f_{CO} = 0,6 \cdot 95 \text{ kHz} = 57 \text{ kHz} \quad (13)$$

$$f_{CO2} \approx 1,6 \cdot f_{CO} = 1,6 \cdot 95 \text{ kHz} = 152 \text{ kHz} \quad (14)$$

Damit die vereinfachte Dämpfungsbetrachtung (80 dB / Dekade) über die effektive Eckfrequenz gültig ist, sollte die niedrigste relevante Frequenz (= Schaltfrequenz) deutlich größer als f_{CO2} sein, sodass deren Resonanzüberhöhung nur eine untergeordnete Rolle spielt. Generell sollten bei einem 2-stufigen Filter die Eckfrequenzen mindestens eine Oktave (Frequenzverhältnis 2 : 1) auseinanderliegen, um eine Überlappung der Resonanzüberhöhungen zu vermeiden.

Wie aus den beiden Gleichungen für f_{CO1} und f_{CO2} hervorgeht, ist das für einen Filter mit gleichen Bauteilen für beide Stufen automatisch gegeben.

In diesem Beispiel werden 2 × 2,2 nF Y2 **WCAP - CSSA** Keramikkondensatoren verwendet.

$$C_{YG} = 2 \cdot C_Y = 2 \cdot 2,2 \text{ nF} = 4,4 \text{ nF} \quad (15)$$

Anschließend berechnet man die notwendige Common Mode Induktivität L_{CM} der Stromkompensierten Drossel:

$$L_{CM} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{CO})^2 \cdot C_{YG}} \quad (16)$$

$$L_{CM} = \frac{1}{(2\pi \cdot 95 \text{ kHz})^2 \cdot 4,4 \text{ nF}} = 0,64 \text{ mH}$$

Da ein Induktivitätswert von 0,64 mH kein üblicher Standardwert ist, und die Toleranz der Drosselinduktivität mitberücksichtigt werden muss, wird eine CM -Drossel mit einem Induktivitätswert von 1 mH aus der Serie **WE - CMB**

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

mit der Bauform „XS“ gewählt. Aufgrund der um 0,36 mH größeren Induktivität ergibt die rechnerische Gleichtakteinfügedämpfung 48 dB.

Mit Hilfe des Diagramms aus **REDEXPERT** in Abbildung 12 kann die Differential Mode Impedanz abgelesen werden.

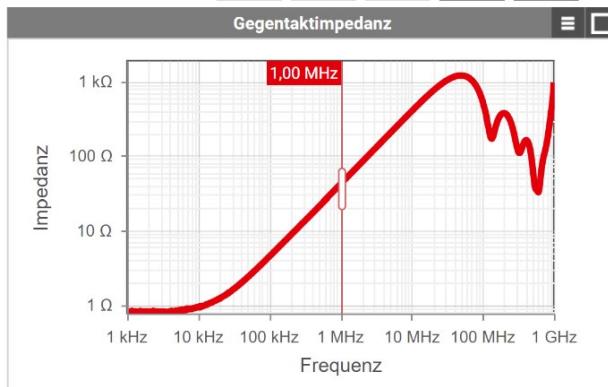


Abbildung 12: DM Impedanz Kurve in ***REDEXPERT*** der WE - CMB
744821201

Mit dem Cursor bei 1 MHz lassen sich 41Ω Impedanz ablesen.

$$L_{DM} = \frac{X_L}{2\pi \cdot f_{DM}} = \frac{41 \Omega}{2\pi \cdot 1 \text{ MHz}} = 6,5 \mu\text{H} \quad (17)$$

Anschließend lässt sich die notwendige Kapazität des X-Kondensators berechnen:

$$C_X = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{CO})^2 \cdot L_{PM}} \quad (18)$$

$$C_X = \frac{1}{(2\pi \cdot 95 \text{ kHz})^2 \cdot 6,5 \mu\text{H}} = 0,43 \mu\text{F}$$

Da es keinen nominalen 0,43 µF Kondensator gibt, wird ein 560 nF / 310 V X2 **WCAP - FTXX**-Kondensator verwendet. Aufgrund der um 130 nF höheren Kapazität errechnet sich eine Gegentakteinfügedämpfung von 45 dB.

05. SCHALTPLAN, PCB, SIMULATION 1- & 2-STUFEN NETZFILTER MIT LTSPICE

Um die Berechnungen in die Praxis zu überführen, wird die Platine in Abbildung 14 mit beiden Filtervarianten für Vergleichsmessungen aufgebaut. Abbildung 13 zeigt den dazugehörigen Schaltplan.

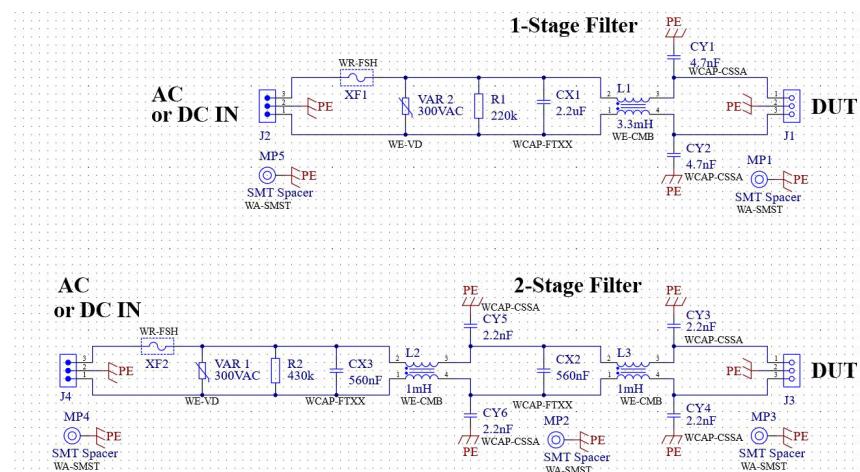


Abbildung 13: Altium Schaltplan mit allen verwendeten Bauelementen

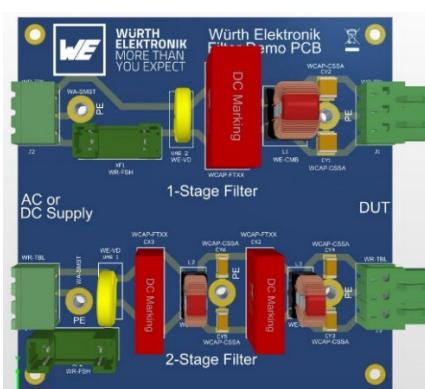


Abbildung 14: Altium 3D PCB mit allen verwendeten Bauteilen

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Auf der Platine ist zudem der in Kapitel 07 berechnete Varistor bestückt. Dieser hat eine parasitäre Kapazität von ca. 420 pF, welche in der erstellten LTspice Simulation im DM mit berücksichtigt wird. Die Schaltpläne für die LTspice Simulation sind in Abbildung 15 und Abbildung 16 gezeigt. Zudem liegen im DM die Y-Kondensatoren in Serie zwischen L & N. Da diese Kapazitäten erst im höheren Frequenzspektrum eine Rolle spielen, wird deren Einfluss bei der Berechnung vernachlässigt, aber in der LTspice Simulation mit berücksichtigt.

In der Simulation (Abbildung 17) ist zu erkennen, dass mit beiden Filtern die Einfügedämpfung im CM von ca. 40 - 43 dB bei der Frequenz von 300 kHz wie in der Berechnung erreicht werden. Jedoch zeigt sich schon ab 350 kHz, dass der 2-Stufen-Filter breitbandig um bis zu 30 dB stärker filtert als der 1-Stufen-Filter.



Abbildung 17: LTspice Simulation der CM Einfügedämpfung, 10 kHz bis 400 MHz; Blau = 1-Stufen-Filter; Rot = 2-Stufen-Filter

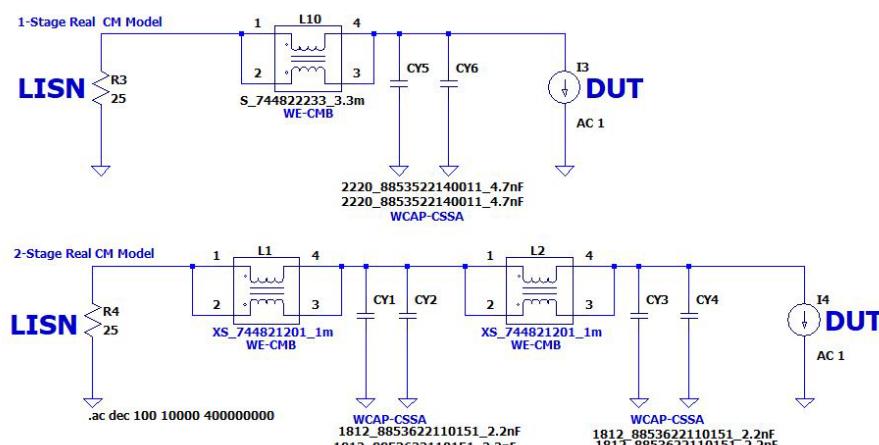


Abbildung 15: LTspice Schaltplan für Simulation der CM Einfügedämpfung mit Würth Elektronik Spice Modellen

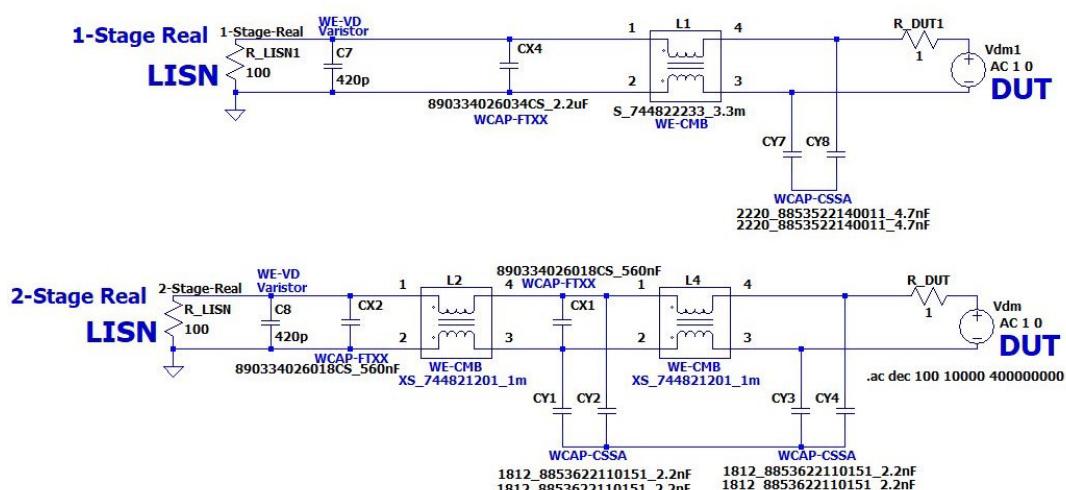


Abbildung 16: LTspice Schaltplan für die DM Einfügedämpfung mit Würth Elektronik Spice Modellen

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Auch im DM (Abbildung 18) erkennt man oberhalb von 350 kHz die bessere Filterwirkung des 2-Stufen-Filters gegenüber des 1-Stufen-Filters.

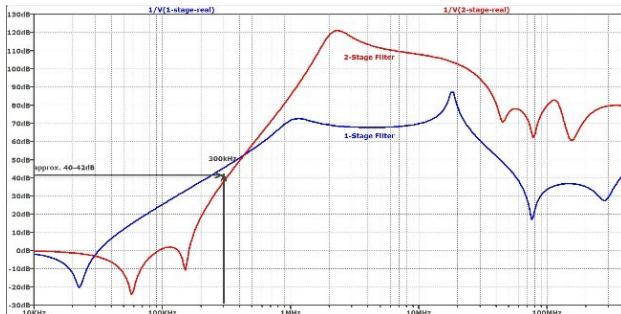


Abbildung 18: LTspice Simulation der DM Einfügedämpfung, 10 kHz bis 400 MHz; Blau = 1-Stufen-Filter; Rot = 2-Stufen-Filter

06. VERGLEICHSMESSUNGEN IM EMV LABOR

Um die Berechnung als auch die Simulation final zu verifizieren, werden im EMV Labor des Würth Elektronik Hightech Innovation Center in München die geleiteten, sowie die gestrahlten Emissionen gemessen. Abbildung 19 und Abbildung 23 zeigen die Messaufbauten und Abbildung 20 bis Abbildung 22 und Abbildung 24 bis Abbildung 26 die resultierenden Messergebnisse.

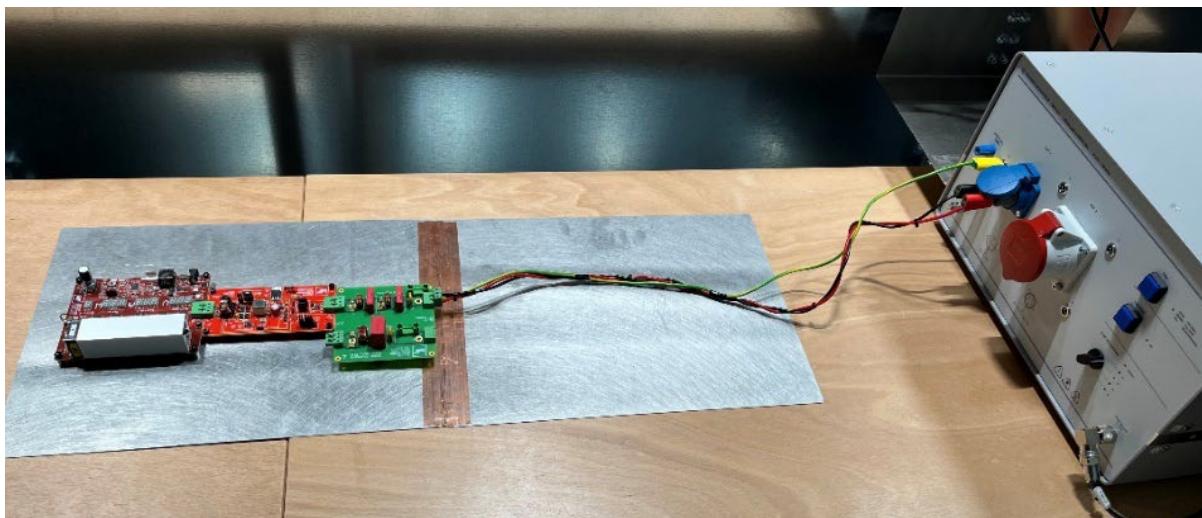


Abbildung 19: Messaufbau für die geleitete Störspannungsmessung, 150 kHz bis 30 MHz; (Filter, Flyback, elek. Last)

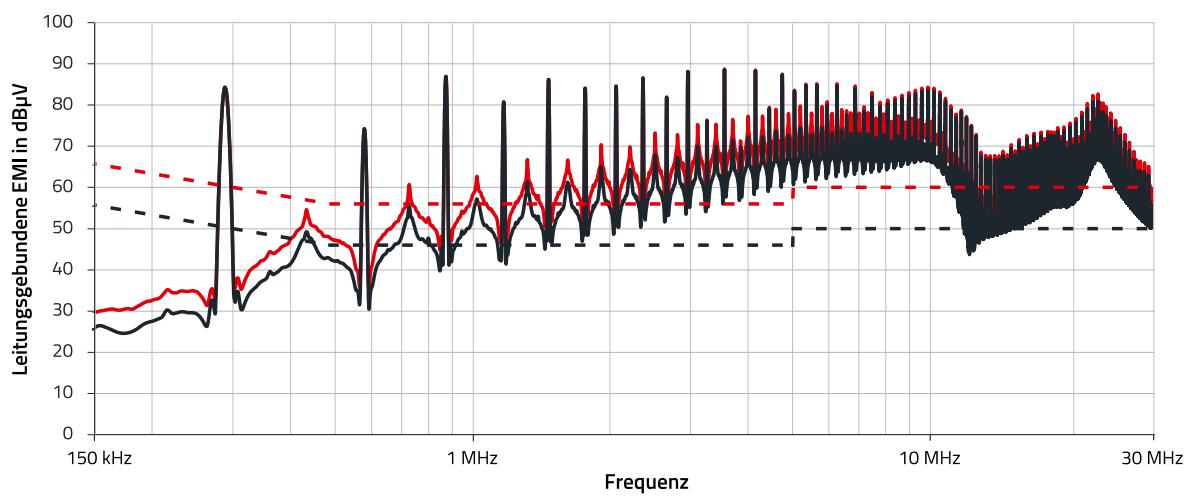


Abbildung 20: Kombinierte Messung CM und DM der Störspannung ohne Filter; Amplitude der Schaltfrequenz bei 300 kHz: 84 dB μ V; Entspricht nahezu genau dem Ergebnis der Precompliance Messung mit dem Oszilloskop + FFT

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

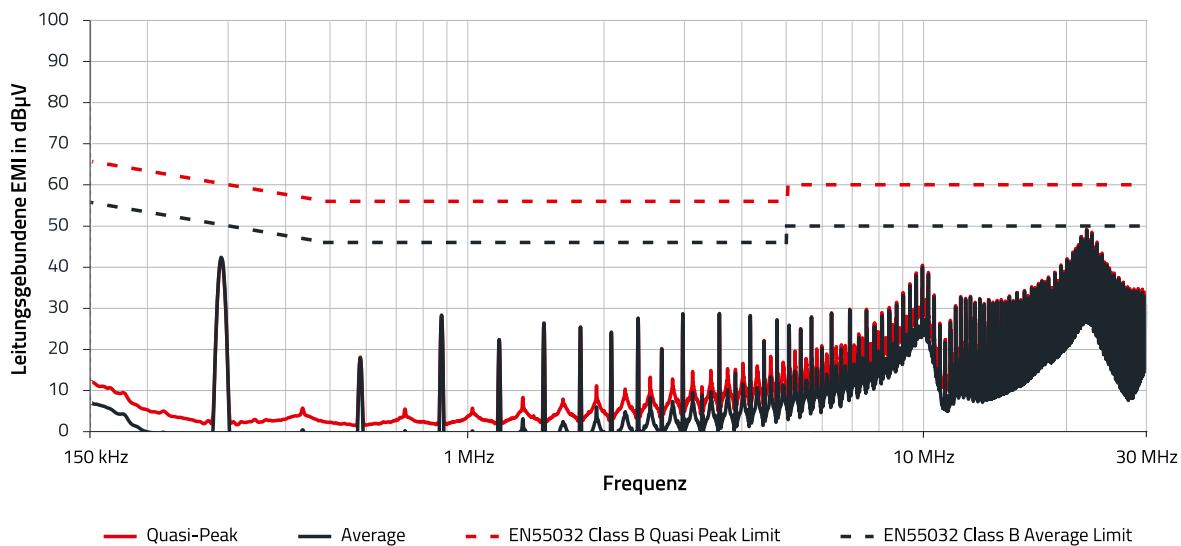


Abbildung 21: Kombinierte Messung CM und DM 1-Stufen-Filter; Amplitude der Schaltfrequenz bei 300 kHz: 43 dB μ V (entspricht 41 dB Dämpfung)

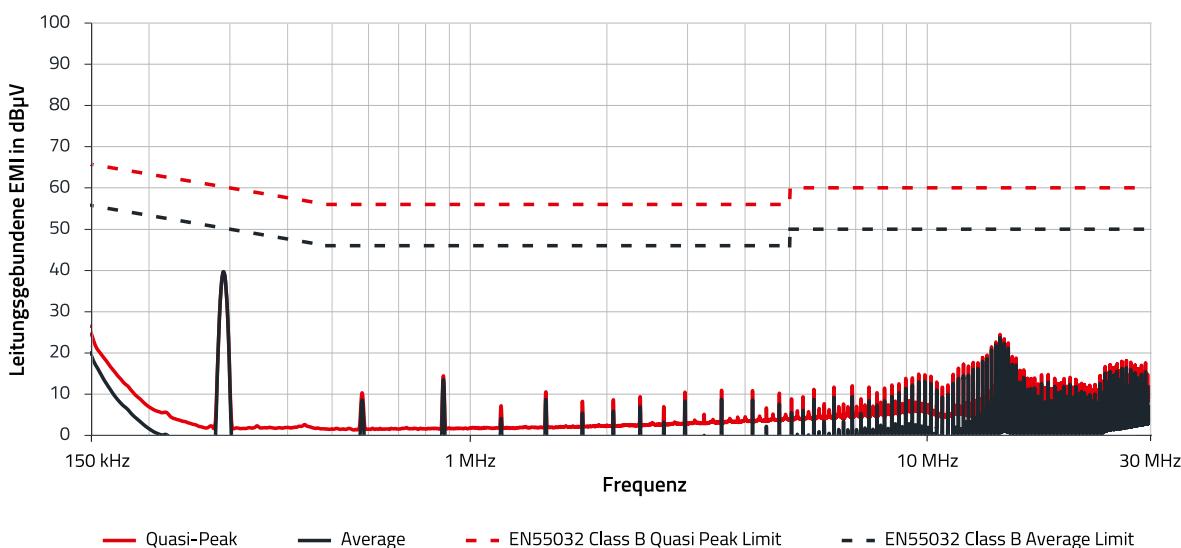


Abbildung 22: Kombinierte Messung CM und DM 2-Stufen-Filter; Amplitude der Schaltfrequenz bei 300 kHz: 39 dB μ V (entspricht 45 dB Dämpfung)

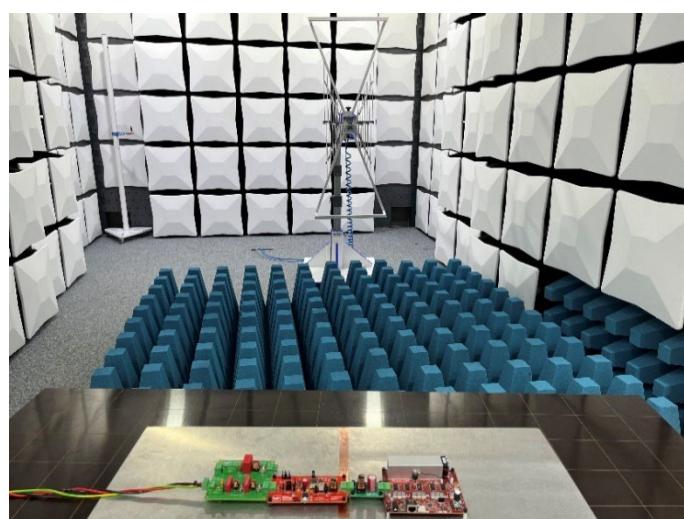


Abbildung 23: Messaufbau für die gestrahlte Störaussendung 30 MHz bis 1 GHz; (Filter, Flyback, elek. Last)

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

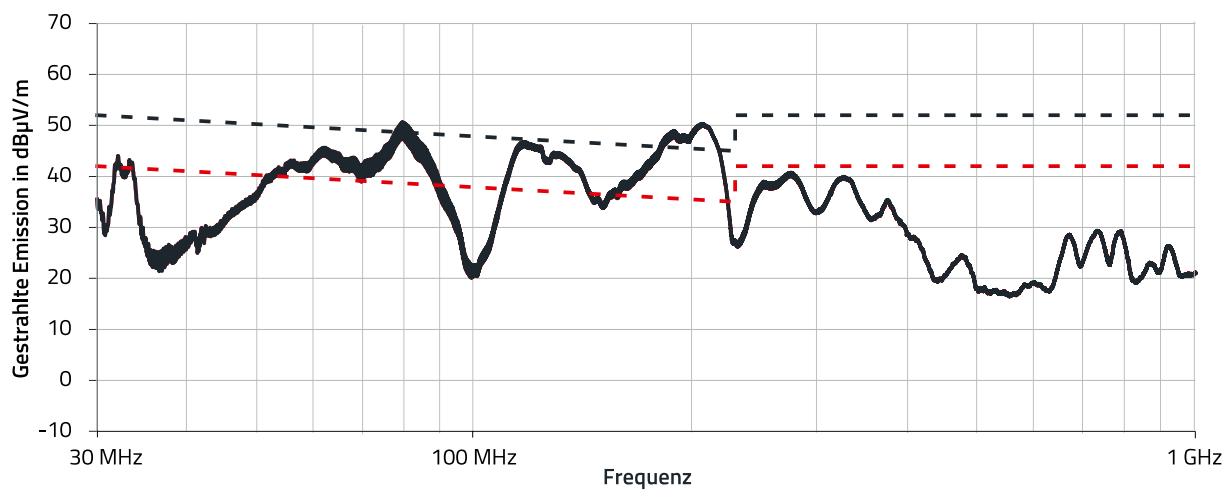


Abbildung 24: Gestrahlte Emission, 30 MHz bis 1 GHz ohne Filter

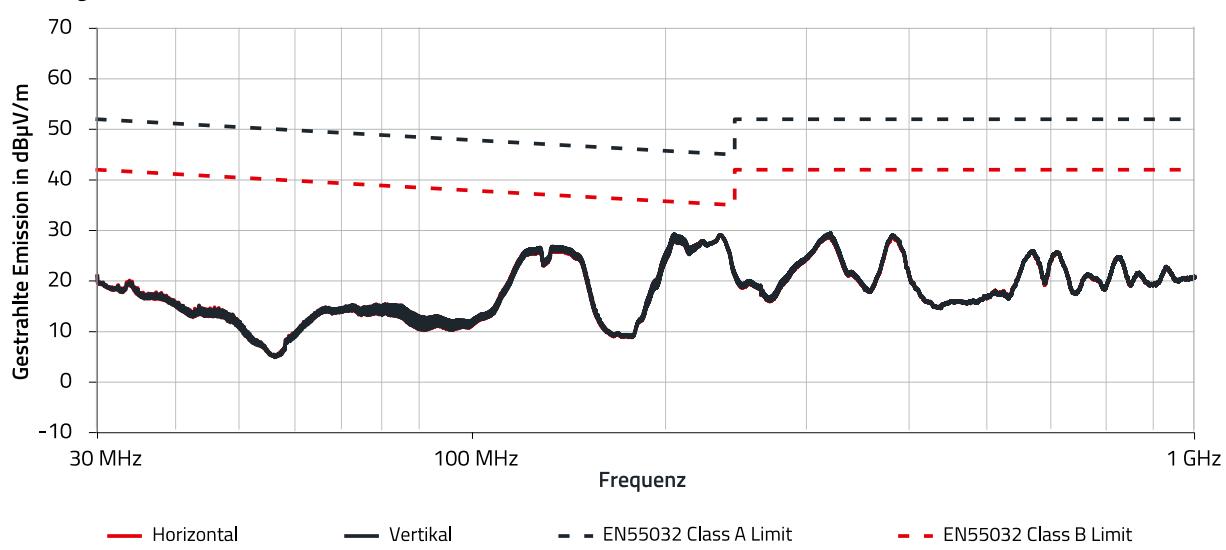


Abbildung 25: Gestrahlte Emission, 30 MHz bis 1 GHz 1-Stufen-Filter

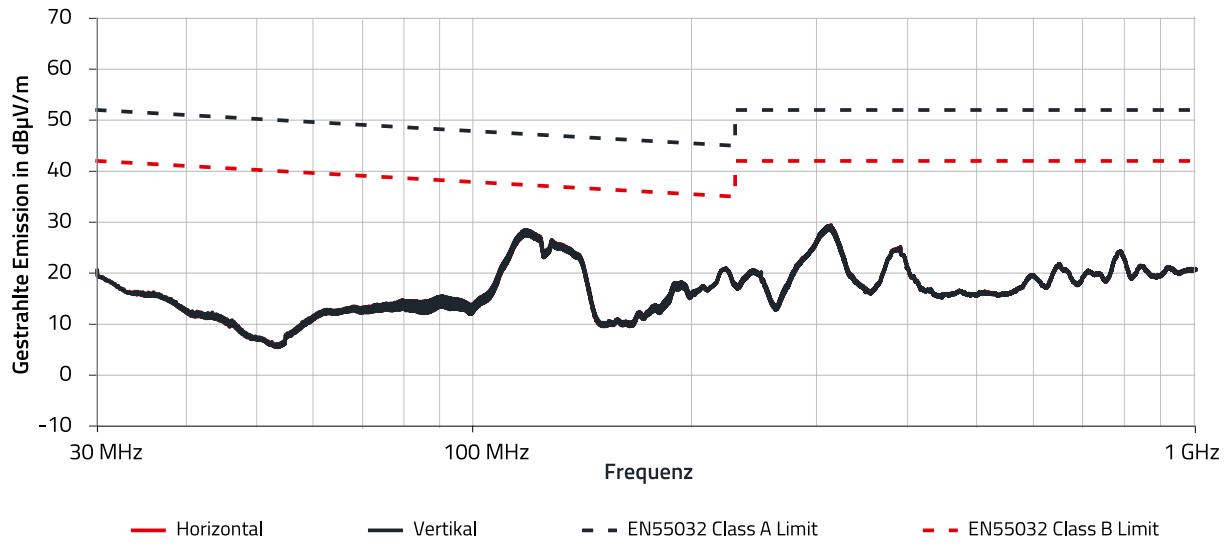


Abbildung 26: Gestrahlte Emission, 30 MHz bis 1 GHz 2-Stufen-Filter

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Die beiden Filtervarianten erbringen nahezu die Dämpfungswerte bei der Schaltfrequenz, die sich auch aus der Berechnung und der Simulation ergeben. Zudem erkennt man hier ebenfalls, dass der 2-Stufen-Filter im höheren Frequenzbereich um bis zu 30 dB μ V besser wirkt. Mit dem 1-Stufen-Filter hat man bei 21 MHz weniger als 10 dB Abstand zum AV-Grenzwert.

Mit dem 2-Stufen-Filter wird eine deutliche Reduzierung der emittierten Feldstärke von bis zu 10 dB μ V / m für Frequenzen größer 150 MHz erreicht.

Mögliche Ursachen der Abweichungen zwischen Berechnung, Simulation und Praxis:

- Zuleitungsinduktivitäten der Kabel
- Ungenauigkeiten im Simulationsmodell
- Toleranz der induktiven und kapazitiven Bauelemente
- Sättigung der Stromkompensierten Drossel durch zu hohen CM
- Parasitäre Induktivität der Leiterplatte
- Direkte Kopplung in den Filter durch elektrische und magnetische Felder im Nahbereich der Bauelemente.

07. DIMENSIONIERUNG DES VARISTORS ZWISCHEN L UND N

In der folgenden Auslegung wird der „Worst Case“ für den Varistor angenommen. Dieser ist bei 2 Ω Surge Generator Ausgangsimpedanz gegeben, da in diesem Fall der höchste Strom durch den Varistor fließen kann. Als Grundlage zur Berechnung dient die 8 / 20 μ s Stromkurve, die der Generator im Kurzschluss treiben kann. Der schematische Testaufbau wird in Abbildung 27 gezeigt.

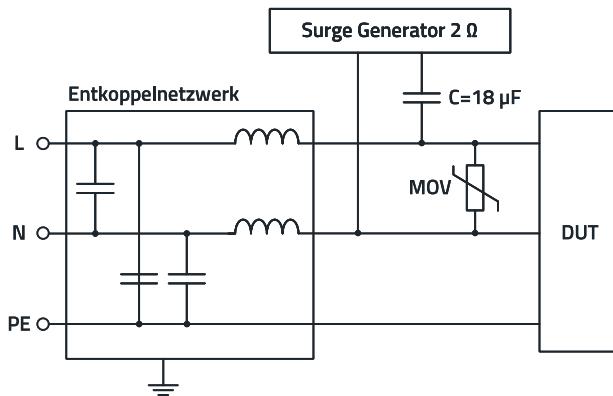


Abbildung 27: Surge Test schematischer Testaufbau nach IEC 61000-4-5

Die im Impuls enthaltene Energie wird wie folgt bestimmt:

$$W_V = \int_0^T i_V(t) \cdot V_V(t) dt \sim \hat{i}_V \cdot \hat{V}_V \cdot t_{eq} \quad (19)$$

Wobei:

T: Betrachtungszeitraum

$i_V(t)$ und $V_V(t)$: Strom und Spannung als Funktion der Zeit

Eine konservative Näherung des Integrals erfolgt gemäß Abbildung 28 mit den Strom- und Spannungsspitzenwerten über die Zeitdauer t_{eq} durch die Berechnung der Energie über einen energieäquivalenten Rechteckimpuls.

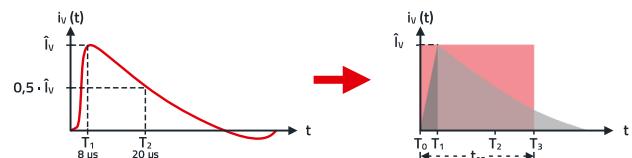


Abbildung 28: Surge Generator Kurzschluss-Stromkurve (8 / 20 μ s Pulse)

Hierzu wird die Impulsdauer t_{eq} aus zwei Zeitabschnitten $t_{eq,1}$ und $t_{eq,2}$ wie folgt berechnet:

Linearer Anstieg:

$$t_{eq,1} = 0,5 \cdot T_1 \quad (20)$$

Exponentieller Abfall:

$$t_{eq,2} = 1,43 \cdot (T_2 - T_1) \quad (21)$$

Kombiniert:

$$t_{eq} = t_{eq,1} + t_{eq,2} \quad (22)$$

Für einen 8 / 20 μ s Surge Puls ergibt sich somit eine äquivalente Impulsdauer von 21,16 μ s.

Beispiel:

- Industrie Applikation welche max. 1 kV ohne Beschädigung aushält (typ. Wert für Brückengleichrichter)
- Surge Test mit 2 kV (V_G) und 2 Ω (Z_G) Generator Ausgangsimpedanz zw. den Außenleitern L und N
- Netzspannung 230 V_{RMS} (V_{GRID})

Auswahl der passenden Arbeitsspannung (V_{RMS}) des Varistors, damit dieser unter normalen Bedingungen nicht in den leitenden Zustand übergeht:

$$V_{RMS} > V_{GRID} + \text{Tolerance}_{GRID} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} V_{RMS} &> 230 \text{ V}_{RMS} + 10\% \\ &= 230 \text{ V} \cdot 1,1 = 253 \text{ V}_{RMS} \end{aligned}$$

Der nächste passende Varistor ist ein Typ mit 300 V_{RMS} (alternativ 275 V_{RMS}) Betriebsspannung. Erfahrungswerte zeigen, dass aus Sicht der Verlustleistung P_{Diss} und des Energieabsorptionsvermögens W_{max} , dieser Varistor mindestens einen Durchmesser von 14 mm haben muss.

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Für dieses Beispiel wird somit der WE - VD 300 V_{RMS} **820543011** (alternativ 275 V_{RMS} **820542711**)

Scheibenvaristor mit den elektrischen Eigenschaften aus Abbildung 29 ausgewählt.

Electrical Properties:

Properties		Test conditions	Value	Unit	Tol.
AC Operating Voltage	V _{RMS}		300	V	max.
DC Operating Voltage	V _{DC}		385	V	max.
Clamping Voltage	V _{Clamp}	50 A @ 8/20 µs	775	V	max.
(Reverse) Peak Pulse Current	I _{Peak}	8/20 µs	4500	A	max.
Power Dissipation	P _{Diss}		0.6	W	max.
Energy Absorption	W _{max}	10/1000 µs	140	J	max.
Nominal Discharge Current	I _n		3	kA	max.
Measured Limiting Voltage	V _{ML}		1200	V	max.
(Reverse) Breakdown Voltage	V _{BR}	1 mA	470	V	±10%
(Channel) Input Capacitance	C _{Ch}	1 kHz	420	pF	typ.

Abbildung 29: Datenblattauszug: Elektrische Eigenschaften WE - VD **820543011**; Die 300 V_{RMS} Arbeitsspannung ist bereits mit der max. Toleranz angegeben.

Im Datenblatt ist eine max. Klemmspannung (V_{CLAMP}) von 775 V angegeben. Diese bezieht sich auf einen 50 A Surge Impuls. Der Strom durch den Varistor ist in dem realen Surgetest jedoch um ein Vielfaches höher. Im Folgenden wird der ungünstigste Fall angenommen und die maximal auftretende Klemmspannung ermittelt. Diese darf die Sperrspannung der zu schützenden Halbleiter nicht überschreiten.

Im ersten Schritt wird der maximale Strom durch den Varistor bestimmt. Die Berechnung wird mit der maximalen Klemmspannung (V_{CLAMP_max}) beim Kurzschlussstrom (I_G) des Surge Generators durchgeführt. Um V_{CLAMP_max} zu ermitteln ist die V / I Kennlinie (inkl. + 10% Tol.) des Bauteils notwendig. Diese lässt sich in **REDEXPERT** darstellen; mit Hilfe des Cursors können wie in Abbildung 30 die Werte für den Kurzschlussstrom (I_G) ermittelt werden.

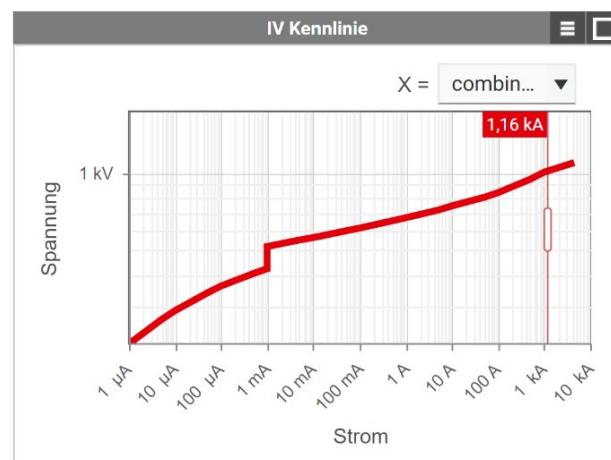


Abbildung 30: V / I Kennlinie **REDEXPERT** des Scheibenvaristors WE - VD 820543011, + 10% Toleranz bei 1163 A. Mithilfe der Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

Auf die Generatorenspannung (V_G) muss für den Worst Case noch der Spitzenwert (230 V × 1,41 = 325 V) der Netzspannung addiert werden.

$$I_G = \frac{V_G + V_{GRID}}{Z_G} \quad (24)$$

$$I_G = \frac{2 \text{ kV} + 325 \text{ V}}{2 \Omega} = 1163 \text{ A}$$

Die maximale Klemmspannung bei 1163 A kann aus dem Diagramm oder aus der Produkttabelle in **REDEXPERT** abgelesen werden:

$$V_{CLAMP_max} \rightarrow 1,02 \text{ kV} \quad (25)$$

Der tatsächlich zu erwartende Varistorstrom (I_{C1}) kann nun weiter angenähert werden zu:

$$I_{C1} = \frac{2 \text{ kV} + 325 \text{ V} - 1,02 \text{ kV}}{2 \Omega} = 653 \text{ A}$$

Als nächstes ermittelt man anhand der V / I Kurve in Abbildung 31 für den Strom I_{C1} die tatsächliche Klemmspannung.

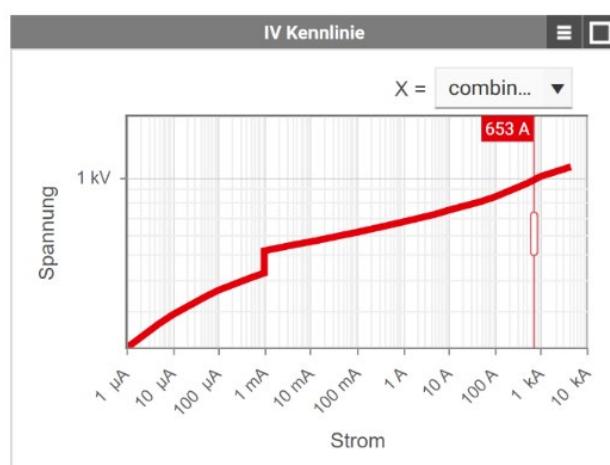


Abbildung 31: V / I Kennlinie **REDEXPERT** des Scheibenvaristors WE - VD 820543011, + 10% Toleranz bei 653 A. Mithilfe der Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

Die Klemmspannung bei 653 A kann auch hier aus dem Diagramm oder aus der Produkttabelle in **REDEXPERT** abgelesen werden:

$$V_{CLAMP} \rightarrow 971 \text{ V}$$

Die Forderung von max. 1 kV aus der Systemspezifikation wird somit eingehalten.

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Folgend wird in **REDEXPERT** das Diagramm auf „min“ Toleranz gesetzt (Abbildung 32), und für $I_{C1} = 653 \text{ A}$ die minimal mögliche Klemmspannung $V_{\text{CLAMP_min}}$ abgelesen.

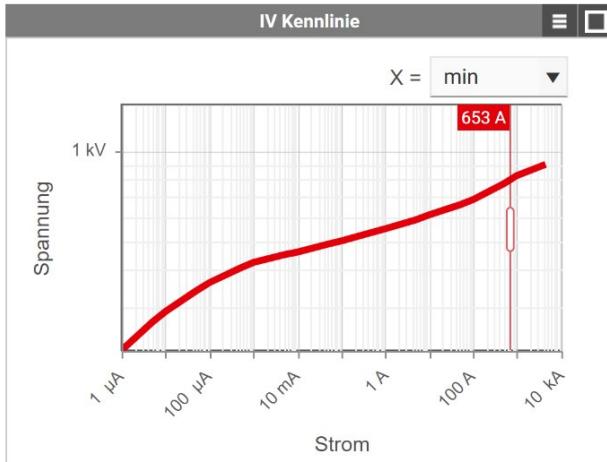


Abbildung 32: V/I Kennlinie **REDEXPERT** des Scheibenvaristors WE - VD 820543011, - 10% Toleranz bei 653 A. Mithilfe der Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

Diese wird benötigt, um den maximal möglichen Strom ($I_{C_{\max}}$) durch den Varistor bestimmen zu können.

$$V_{\text{CLAMP_min}} \rightarrow 794 \text{ V}$$

$$I_{C_{\max}} = \frac{V_G + V_{\text{GRID}} - V_{\text{CLAMP_min}}}{Z_G} \quad (26)$$

$$I_{C_{\max}} = \frac{2 \text{ kV} + 325 \text{ V} - 794 \text{ V}}{2 \Omega} = 766 \text{ A}$$

Nun wird überprüft, wie viele Stromimpulse mit 766 A der gewählte Varistor, bezogen auf seine Lebensdauer, aushält. Wichtig ist, dass der Varistor während des Surge-Tests mit insgesamt 40 Impulsen (5 × positiv, 5 × negativ, 0 °, 90 °, 180 °, 270 ° Phasenlage) nicht ausfällt. Dazu gibt es im Datenblatt ein Diagramm (Abbildung 33), das in Form einer Kurvenschar die Lebensdauer des Varistors in Abhängigkeit der Anzahl der Impulse und der Impulsdauer bei verschiedenen durch den Varistor fließenden Maximalströmen zeigt.

Pulse Lifetime Derating:

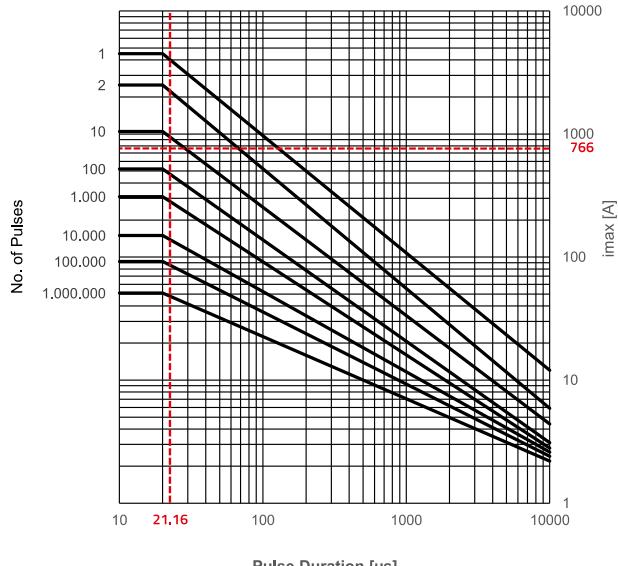


Abbildung 33: Lebensdauer Derating über Strom, Impulslänge & Anzahl Impulse. Bei einem Rechteckequivalent von 21,16 μs und einem Strom von 766 A hält der Varistor ca. 50 Impulse sicher stand. Während der Surge-Prüfung nach IEC/EN 61000-4-5 treten insgesamt 40 Pulsbelastungen auf.

Obwohl hier eine „Worst Case“ Betrachtung durchgeführt wird, kann je nach Spezifikation der herkömmliche Varistor nicht ausreichend sein. In diesem Fall sollte ein 14 mm High Surge Type, WE - VD **820443011E** (alternativ 275 V_{RMS} **820442711E** High Surge) eingesetzt werden, der für 500 Lastimpulse mit 21,16 μs Pulslänge bei 766 A Pulsstrom spezifiziert ist.

Als nächstes wird die maximal auftretende Energie im Varistor überprüft:

$$W_{\max} = I_{C_{\max}} \cdot V_{\text{CLAMP_min}} \cdot t_{\text{Pulse}} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} W_{\max} &= 766 \text{ A} \cdot 794 \text{ V} \cdot 21,16 \mu\text{s} \\ &= 12,9 \text{ Ws} \end{aligned}$$

Aus dem Datenblatt geht eine maximal mögliche Energie Absorption von 140 Ws (Joule) hervor.

Anschließend wird geprüft, ob der Varistor genug Zeit (T_{cool}) hat, sich zwischen den Surge Impulsen abzukühlen. Die IEC 61000-4-5 gibt vor, alle 60 Sekunden einen Impuls auf das DUT zu schießen.

Aus dem Datenblatt kann eine max. Verlustleistung P_{Diss} von 0,6 W entnommen werden.

$$T_{\text{cool}} > \frac{W_{\max}}{P_{\text{Diss}}} = \frac{12,9 \text{ Ws}}{0,6 \text{ W}} = 21,5 \text{ s} \quad (28)$$

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Der gewählte Varistor braucht weniger als 22 Sekunden Abkühlzeit und ist daher final für den Einsatz in der Applikation geeignet.

Ist eine höhere Betriebsspannung oder ein höheres Energieabsorptionsvermögen gefordert, wie z.B. bei 3-Phasen-Applikationen, kann der Varistor WE - VD [820524611](#) mit 20 mm Scheibendurchmesser gewählt werden.

Die gesamte Worst Case Betrachtung trifft dann zu, wenn der positive Surge Puls auf 90° und der negative 270° Phasenlage trifft. Bei allen anderen Phasenlagen ist die Belastung für den Varistor deutlich geringer.

Eine reale Messung der Klemmspannung und des Klemmstroms findet der Leser im Anhang.

08. BERECHNUNG DES LECKSTROMS DURCH Y-KONDENSATOREN

Y-Kondensatoren sind ein effektives Instrument um Gleichtaktstörausendungen zu reduzieren. Je größer deren Kapazität gewählt wird, desto größer ist in der Regel die Reduzierung der EMV Störpegel. Jedoch erhöhen sich mit steigender Kapazität auch die Ableitströme nach PE. Je nach Norm und Schutzklasse sind Ableitströme im Bereich von wenigen μA (z.B. Medizintechnik) bis zu vielen mA (z.B. fest installierte Industrieanlagen) zulässig. Ein Limit in der Praxis, für die Grenzwerte gängiger Applikationen mit Schutzleiter ist 3,5 mA. In Abbildung 34 ist ein vereinfachtes Schaltbild eines Netzfilters mit Y und X Kondensatoren gezeigt.

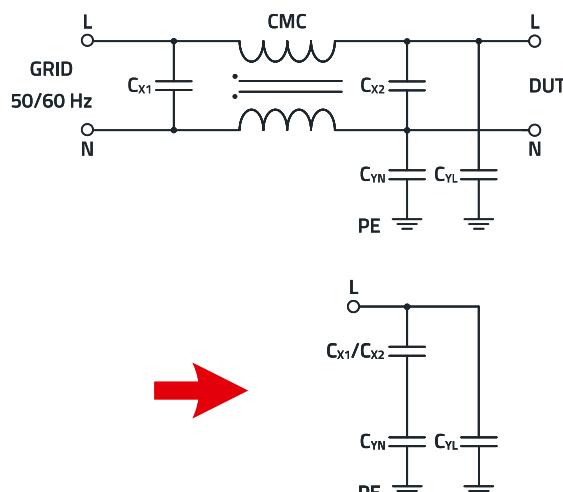


Abbildung 34: Vereinfachtes Blockschaltbild eines typischen Netzfilters; Wenn ein oder mehrere X-Kondensatoren vorhanden sind, liegen diese in Serie mit einem der beiden Y-Kondensatoren. Diese Betrachtung gilt allerdings nur im Fehlerfall, wenn PE oder N nicht angeschlossen sind. Im Normalfall liegen diese auf dem näherungsweise gleichen elektrischen Potential.

Zudem hängt die Höhe des Leckstroms von der NetzsSpannung V_{GRID} , der Netzfrequenz f_{GRID} , und den X-Kondensatoren ab.

$$I_{\text{Leak}} = V_{\text{GRID}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{GRID}} \cdot \left(C_{\text{YX}} + \frac{C_{\text{XG}} \cdot C_{\text{YN}}}{C_{\text{XG}} + C_{\text{YN}}} \right) \quad (29)$$

$$C_{\text{XG}} = C_{\text{X1}} + C_{\text{X2}} \quad (30)$$

Beispiel:

$C_{\text{X1}}, C_{\text{X2}} = \text{je } 1 \mu\text{F}; C_{\text{Y1}}, C_{\text{Y2}} = \text{je } 5,6 \text{ nF}; 230 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$

Worst Case Toleranz: NetzsSpannung + 10%; Kapazität + 20%

$$I_{\text{Leak}} = 253 \text{ V} \cdot 2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot \left(5,6 \text{ nF} + \frac{2,4 \mu\text{F} \cdot 5,6 \text{ nF}}{2,4 \mu\text{F} + 5,6 \text{ nF}} \right) = 0,89 \text{ mA} \quad (31)$$

09. BERECHNUNG DES ENTLADEWIDERSTANDES FÜR X-KONDENSATOREN

Eine weitere Vorgabe hinsichtlich Sicherheit (IEC 60335 – X Serie, IEC 62368-1) ist, dass bei steckbaren Endgeräten, nach dem abstecken vom Netz, die berührbare Spannung (V_{GRID}) innerhalb von 1 Sekunde auf unter 60 V ($V_{\text{discharge}}$) fällt. Um dies zu gewährleisten, müssen die Kapazitäten zwischen den Außenleitern mittels Widerstand ($R_{\text{discharge}}$) entladen werden.

Abbildung 35 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild eines Netzfilters mit einem zusätzlichen Entladewiderstand und einem Varistor.

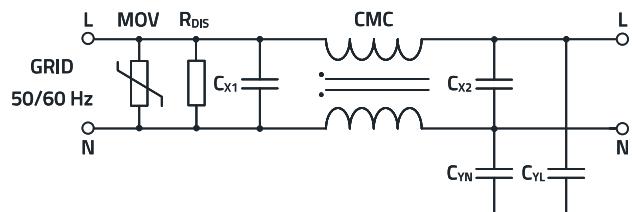


Abbildung 35: Vereinfachtes Blockschaltbild eines typischen Netzfilters mit Entladewiderstand

Zu den Kapazitäten zählen im Wesentlichen die X-Kondensatoren, da diese aus Sicht der Kapazitätswerte dominierend sind. Aber auch die Kapazität des Varistors (MOV) und die aus Sicht der Außenleiter in Serie geschalteten Y-Kondensatoren müssen in eine Worst Case Berechnung mit übernommen werden. Ebenso ist die Worst Case Toleranz der Kondensatoren (+ 20%), als auch der Versorgungsspannung (+ 10%) zu berücksichtigen.

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Je größer die gesamte Kapazität (C_{tot}) wird, desto kleiner muss der Widerstand ausfallen um die Kapazitäten in der geforderten Zeit ($t_{\text{discharge}}$) zu entladen.

$$C_{\text{tot}} = C_{X1} + C_{X2} + C_{\text{paraMOV}} + \left(\frac{1}{\frac{1}{C_{YL}} + \frac{1}{C_{YN}}} \right) \quad (32)$$

$$V_{\text{discharge}} = V_{\text{GRID}} \cdot e^{-\left(\frac{t_{\text{discharge}}}{R_{\text{discharge}} C_{\text{tot}}}\right)} \quad (33)$$

$$\rightarrow R_{\text{discharge}} < \frac{\left(-\ln\left(\frac{V_{\text{discharge}}}{V_{\text{GRID}}}\right)\right)^{-1}}{C_{\text{tot}}} \quad (34)$$

$$P_v(\text{Discharge Resistor}) = \frac{V_{\text{GRID_RMS}}^2}{R_{\text{discharge}}} \quad (35)$$

Beispiel: $C_{\text{tot}} = 2,1 \mu\text{F} + 20\% / V_{\text{GRID}} = 230 \text{ V} + 10\%$

$$R_{\text{discharge}} < \frac{\left(-\ln\left(\frac{60 \text{ V}}{253 \text{ V}}\right)\right)^{-1}}{2,52 \mu\text{F}} = 256 \text{ k}\Omega$$

\rightarrow gewählt 240 k Ω

$$P_v(\text{Discharge Resistor}) = \frac{(253 \text{ V})^2}{240 \text{ k}\Omega} = 267 \text{ mW}$$

Zudem müssen bei dem Entladewiderstand sowohl die Spannungsfestigkeit als auch die Luft- & Kriechstrecken beachtet werden.

10. NETZFILTER LAYOUT & BAUTEIL HINWEISE

Beim Layout gilt es zwei grundsätzliche Aspekte zu beachten. Zum einen die elektrische Sicherheit und zum anderen die parasitären Effekte, welche sich auf die Einfügedämpfung, d.h. die Filterwirksamkeit, auswirken. Um die elektrische Sicherheit zu gewährleisten müssen je nach Betriebsspannung, Verschmutzungsgrad, Material und Überspannungskategorie unterschiedliche Luft- & Kriechstrecken eingehalten werden. Zudem dürfen nur Bauteile eingesetzt werden, die den gängigen Sicherheitsanforderungen nach z.B. UL oder VDE genügen. Hinsichtlich einer optimalen Filterwirksamkeit müssen folgende Punkte im Aufbau und im Layout des Filters beachtet werden:

- Die Kontaktierung von PE, d.h. dem Referenz_GND der Y2-Kondensatoren sollte so niederinduktiv wie möglich

ausgeführt werden. Nur so können die Y2-Kondensatoren eine hohe Filterwirkung erzielen. Auf Abbildung 36 wird eine solche Kontaktierung mit **WA - SMST** Abstandbolzen gezeigt.

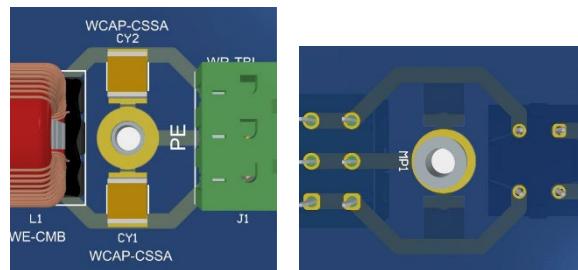


Abbildung 36: TOP & BOTTOM Ansicht der Y2-Kondensatoren inkl. niederinduktiver PE Anbindung mittels SMT Abstandbolzen **WA - SMST** an einem metallischen Chassis / einer Koppelplatte

- Es dürfen keine Polygonflächen unterhalb von Stromkompensierten Drosseln vorhanden sein (Abbildung 37). Diese würden die parasitäre Koppelkapazität von Eingang zu Ausgang vergrößern und somit die Einfügedämpfung im höheren Frequenzbereich verschlechtern.

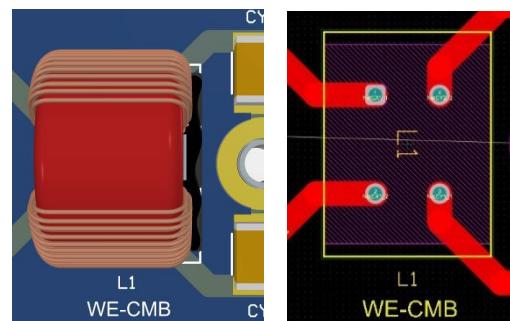


Abbildung 37: 3D & 2D Ansicht der Anbindung der verwendeten **WE-CMB** Stromkompensierten Drossel

- Es sollten, wann immer möglich, keine Stichleitungen zu den Anschlusspads der Bauteile geroutet werden. Wie in Abbildung 38 zu sehen ist, sollten die Leiterbahnen immer direkt durch die Bauteilpads geführt werden, um die parasitäre Anschlussinduktivität so weit wie möglich zu reduzieren.

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

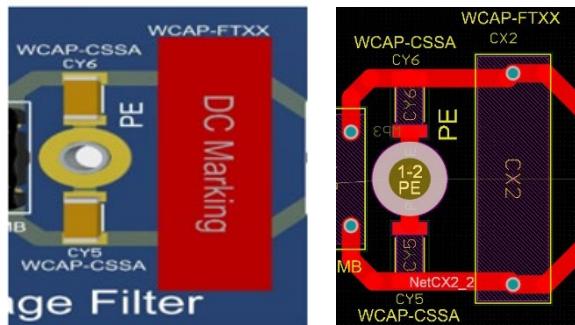


Abbildung 38: 3D & 2D Ansicht der Anbindung der verwendeten X2 / Y2 Kondensatoren

- Die Filterwirkung von Induktivitäten als auch Kondensatoren kann durch Nahfeldkopplung von H - und E - Feldern kompromittiert werden. Daher ist es ratsam, die Filterbauteile untereinander, als auch gegenüber Störquellen mit sorgfältig gewähltem Abstand zu platzieren (Abbildung 39).

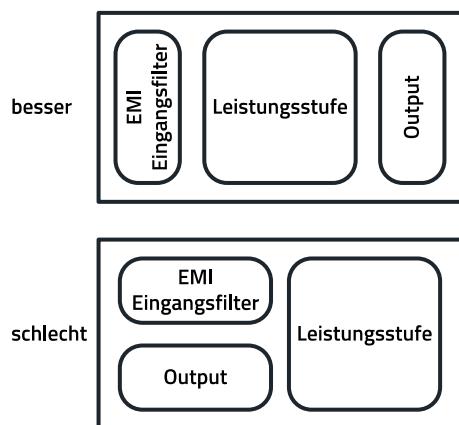


Abbildung 39: Vereinfachte Darstellung von Filter Anordnung

11. KERNMATERIALIEN STROMKOMPENSIERTE DROSSELN

Würth Elektronik hat drei verschiedene Kernmaterialien für Stromkompensierte Drosseln zur Verfügung:

- Mangan Zink (MnZn)
- Nanokristallin (NC)
- Nickel Zink (NiZn)

Wie in Abbildung 40 erkennbar, ist das Material, welches am breitbandigsten wirkt Nanokristallin (blaue Kurve). Mangan-Zink (rote Kurve) bietet besonders zwischen 50 kHz und 5 MHz eine hohe Einfügedämpfung. Nickel-Zink (grüne Kurve) wirkt optimal, wenn der Filter von 5 MHz bis 500 MHz eine höhere Einfügedämpfung haben soll.

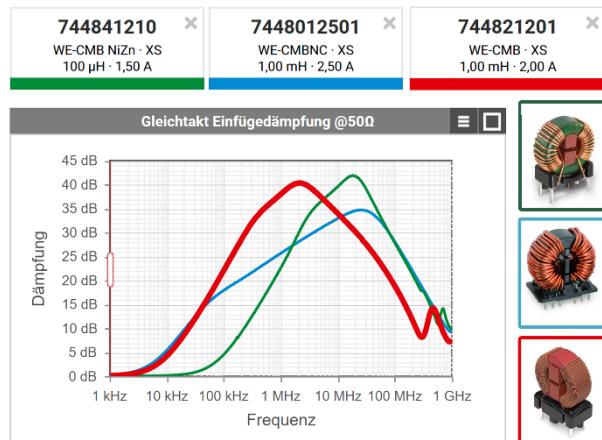


Abbildung 40: Gemessene Einfügedämpfung (Common Mode) dreier Strokos mit unterschiedlichen Kernmaterialien von 1 kHz bis 1 GHz

In den vorhergehenden Kapiteln wird der Filter mit Hilfe der Nenninduktivität ausgelegt. Diese Betrachtung funktioniert allerdings nur, wenn dieser Induktivitätswert im Frequenzbereich der Schaltfrequenz (bzw. der Frequenz auf die der Filter ausgelegt wird) stabil ist und nicht schon stark gefallen ist. Die Nenninduktivität wird oftmals bei 10 kHz gemessen, die Induktivität ist jedoch von der Frequenz abhängig.

In Abbildung 41 sind die Impedanzkurven zweier Stromkompensierter Drosseln mit gleicher Nenninduktivität (1 mH) und gleicher Bauform (XS) dargestellt.

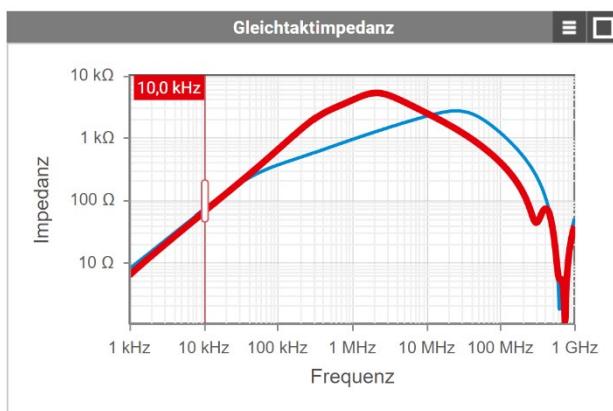


Abbildung 41: Common Mode Impedanz über die Frequenz (REDEXPERT) einer 1 mH Mangan Zink (744821201, rot) und einer 1 mH Nanokristallinen (7448012501, blau) Stroko

Zu erkennen ist, dass bei 10 kHz, wo die Nenninduktivität gemessen wird, die Kurven fast deckungsgleich sind. Ab ca. 50 kHz beginnt der Impedanzverlauf der nanokristallinen Drossel, aufgrund der frequenzabhängigen Permeabilität des Kerns, bereits bemerkbar abzuflachen. Bei der Mangan-Zink Drossel tritt eine Veränderung ab ca. 300 kHz ein. Wird die Impedanz bei 1 MHz verglichen und auf die resultierende

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Common Mode Induktivität zurückgerechnet, ergeben sich folgende Werte:

- 1 mH MnZn [744821201](#) bei 1 MHz: $Z = 3,91 \text{ k}\Omega$, entsprechend $L = 0,62 \text{ mH}$
- 1 mH NC [7448012501](#) bei 1 MHz: $Z = 0,915 \text{ k}\Omega$, entsprechend $L = 0,146 \text{ mH}$

Somit lässt sich festhalten, dass die Nenninduktivität je nach Frequenz und Kernmaterial nicht immer der geeignete Ausgangswert für die Filterauslegung ist. Eine bessere Herangehensweise ist, mithilfe von [REDEXPERT](#) die Common-Mode Impedanz bei der gewünschten Frequenz (z.B. Schaltfrequenz) als Berechnungsgrundlage heranzuziehen. Zudem sollte darauf geachtet werden, dass die Drossel bei der gewünschten Frequenz ausreichend Abstand zur Eigenresonanzfrequenz hat. Ab dieser Frequenz beginnt der Impedanzverlauf und somit die Einfügedämpfung, zu fallen.

Darüber hinaus sollte der Entwickler bei der Auslegung die Temperaturabhängigkeit der Common-Mode Induktivität (Impedanz) im Auge behalten. Sie wird in Abbildung 42 für Mangan-Zink gezeigt.

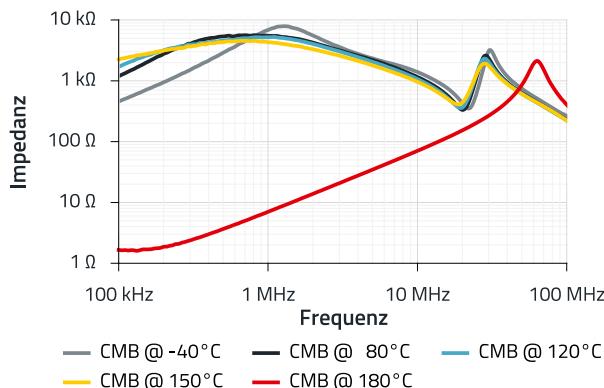


Abbildung 42: Gemessene Common Mode Impedanz einer Mangan-Zink ([WE-CMB](#)) Stroko bei verschiedenen Temperaturen in °C

Bei sehr niedrigen Temperaturen nimmt die Permeabilität des Kerns und somit die Induktivität der Spule deutlich ab. Wird der Curiepunkt des Kerns überschritten (im Diagramm bei 180 °C), verliert das Kernmaterial sämtliche magnetischen Eigenschaften. Es bleibt nur noch die Impedanz der Wicklung (Luftspule) erhalten.

In Abbildung 43 lässt sich erkennen, dass in dem hier dargestellten Temperaturbereich nanokristalline Kerne diese Abhängigkeit nicht besitzen, der Curiepunkt von Nanokristallinem Material ist typ. im Bereich über 400 °C.

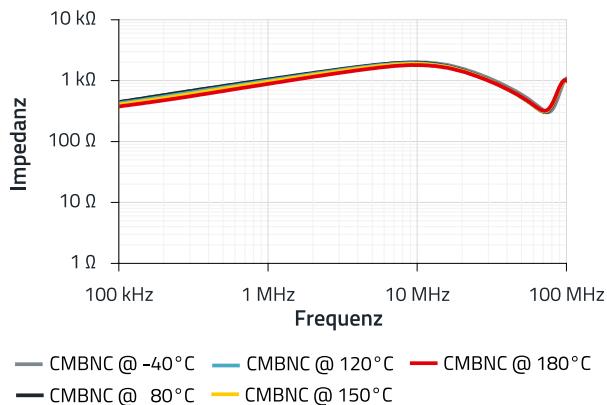


Abbildung 43: Gemessene Common-Mode Impedanz einer Nanokristallinen ([WE-CMBNC](#)) Stroko bei verschiedenen Temperaturen in °C

Diese Eigenschaft, in Kombination mit der sehr breitbandig verfügbaren Impedanz, macht sie in vielen Applikationen zur ersten Wahl.

Wirkt ein Filter mit einer Stroko nicht wie gewünscht, und/oder wird die Stroko während des Betriebs heißer als es der Nennstrom vermuten lässt, so kann eine Sättigung des Kerns aufgrund zu großer Common Mode Ströme vorliegen.

In Abbildung 44 ist zu erkennen, dass alle Strokos, unabhängig vom Kernmaterial, eine ausgeprägte Sättigung bei steigenden Common-Mode Strömen aufweisen.

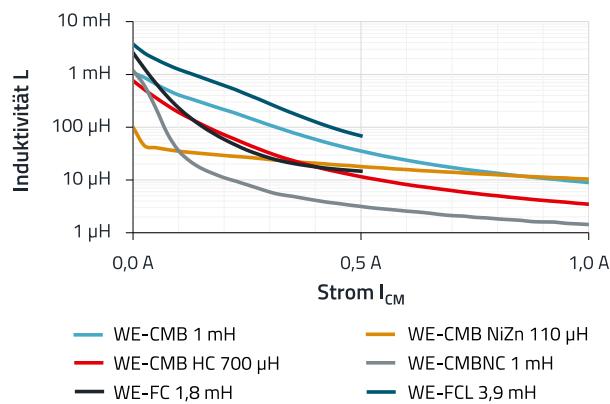


Abbildung 44: Gemessene Common-Mode Induktivität verschiedener Strokos mit verschiedenen Kernmaterialien über dem Common-Mode Strom

Die Ursache ist der fehlende Luftspalt im Kern, welcher bei z.B. klassischen Speicherdrösseln, eine frühzeitige Sättigung verhindert. In der Praxis bewegen sich die Common Mode Ströme in der Regel unterhalb von 10 mA und sind daher relativ unkritisch. Hohe Common-Mode Ströme entstehen z.B. in Motor-Umrichter Applikationen. Hier besteht oftmals eine große kapazitive Kopplung gegenüber PE, womit hohe

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

Common-Mode Ströme zirkulieren und somit eine Stroko in die Sättigung treiben können.

12. WE-CLFS NETZFILTER

Möchte man keinen diskreten Filter aufbauen, so bietet sich alternativ ein integrierter Filter der WE-CLFS Serie in Abbildung 45 an.



Abbildung 45: Nach IEC/EN/UL 60939-2 zertifizierte Netzfilter WE-CLFS

Diese enthalten alle für einen Netzfilter notwendigen Bauelemente (außer Varistoren). Es sind 1- und 2-stufige Varianten verfügbar. Zudem gibt es für Applikationen, in denen kein Leckstrom erlaubt ist (z.B. Medizintechnik), Varianten ohne Y-Kondensatoren. Die Filter decken einen Nennstrombereich von 1,5 bis 20 A ab. Damit diese im Metallgehäuse integrierten Filter ideal wirken können, muss das Gehäuse massiv und niederimpedant an PE/Chassis kontaktiert sein. Zudem müssen die Anschlusskabel von Eingang und Ausgang in ausreichendem Abstand zueinander verlegt werden, um eine ungewünschte Überkopplung zu vermeiden.

ZUSAMMENFASSUNG

Es wird aufgezeigt, wie dem Entwickler das Design eines AC Netzfilters mithilfe einfacher Mathematik und gängiger Messtechnik gelingen kann. Das vorrangige Ziel ist es, den Filter hinsichtlich der Einfügedämpfung richtig zu dimensionieren, um unnötige Kosten und zu vermeiden und das Filterdesign möglichst kompakt zu halten. Zudem wurde der Vorteil eines 2-stufigen Filters gegenüber eines 1-Stufen-Filters bewiesen. Würth Elektronik bietet ein breites Portfolio an passiven als auch elektromechanischen Bauelementen an, um einen kompletten Netzfilter aufzubauen. Im Anhang dieser Appnote findet der Leser noch weiterführende Informationen zu den bereits beschriebenen Themen.

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

A Anhang

A.1 Stückliste

Index	Beschreibung	Wert	Baugröße	Art.Nr.
CY1/2	Y-Cap	4,7 nF / 250 V	2220	8853522140011
CY3/4/5/6	Y-Cap	2,2 nF / 250 V	1812	8853622110151
CX1	X-Cap	2,2 µF / 310 V	THT	890334027021CS
CX2/3	X-Cap	560 nF / 310 V	THT	890334026018CS
L1	CMC	3,3 mH / 250 V	S	744822233
L2/3	CMC	1 mH / 250 V	XS	744821201
VAR1/2	Varistor	300 V / 14 mm	THT	820443011E
MP1-5	SMT Bolt	OD 6 mm Hole 3,3 mm	SMT	9774050960R
XF1/2	Fuse Holder	250 V _{AC} 6,3 / 20 A	5 × 20 mm	696106003002
XF1/3	Clipcover Fuse		5 × 20 mm	696122003001
J1/3	Terminal Block	300 V _{AC} 20 A	5,08 mm	691309510003
J2/4	Terminal Block	300 V _{AC} 20 A	5,08 mm	691313510003

A.2 Messung und Berechnung eines 2-Stufen Filters

Surge Test: IEC/EN 61000-4-5

Leitungsgebundener EMI Test: IEC/EN 55032/55011

Gestrahlter EMI Test: IEC/EN 55032/55011

2-Stufen Filter Bauteilwerte die sich im Wert stark unterscheiden:

2-Stage Calculation

Wenn die Werte der Filterkomponenten sehr unterschiedlich sind (Beispiel DM):

- Wenn die Größe der Induktivitätswerte stark unterschiedlich ist, gibt es zwei Polpaare: Hoch- und Niederfrequenzpol
- In diesem Beispiel hat L₁ die größere Induktivität und C₁ die größere Kapazität.

$$\Delta s = \left[1 + \frac{s}{\omega_L \cdot Q_L} + \frac{s^2}{\omega_L^2} \right] \cdot \left[1 + \frac{s}{\omega_H \cdot Q_H} + \frac{s^2}{\omega_H^2} \right] \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \omega_L &= \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_p}} \\ \rightarrow f_{CL} &= \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_p}} \end{aligned} \quad (37)$$

$$C_p = C_1 + C_2 \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \omega_H &= \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_S}} \\ \rightarrow f_{CH} &= \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_S}} \end{aligned} \quad (39)$$

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

$$C_S = \frac{1}{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)} \quad (40)$$

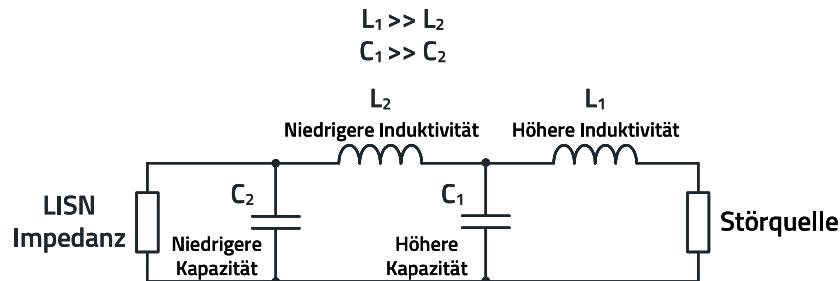


Abbildung 46: Vereinfachtes Schaltbild eines 2-Stufen-Filters bei dem sich die Bauteilwerte stark unterscheiden

2-Stage Simulation Example

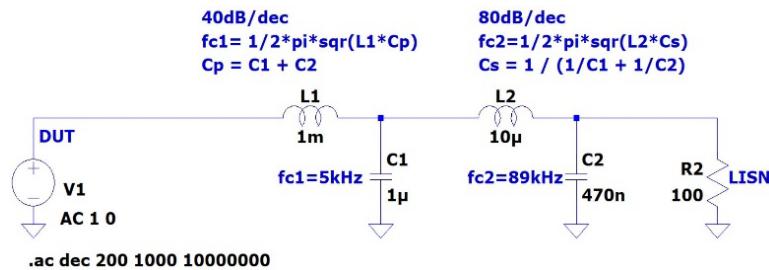


Abbildung 47: LTspice Schaltplan für Simulation Würth Elektronik Spice Modellen

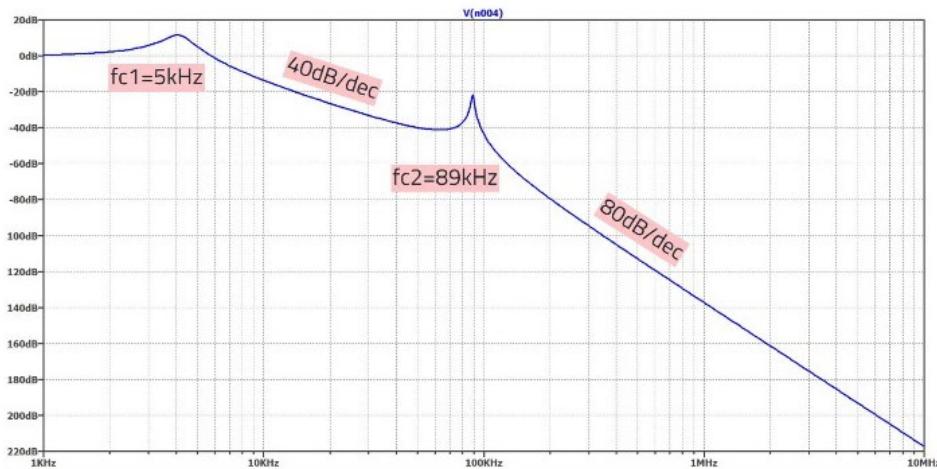


Abbildung 48: Dämpfungsverhalten eines 2-Stufen-Filters

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

A.3 Reale 2 kV Surge Prüfung mit dem berechneten Varistor 820543011 an einer ohmschen Last (Glühbirne)

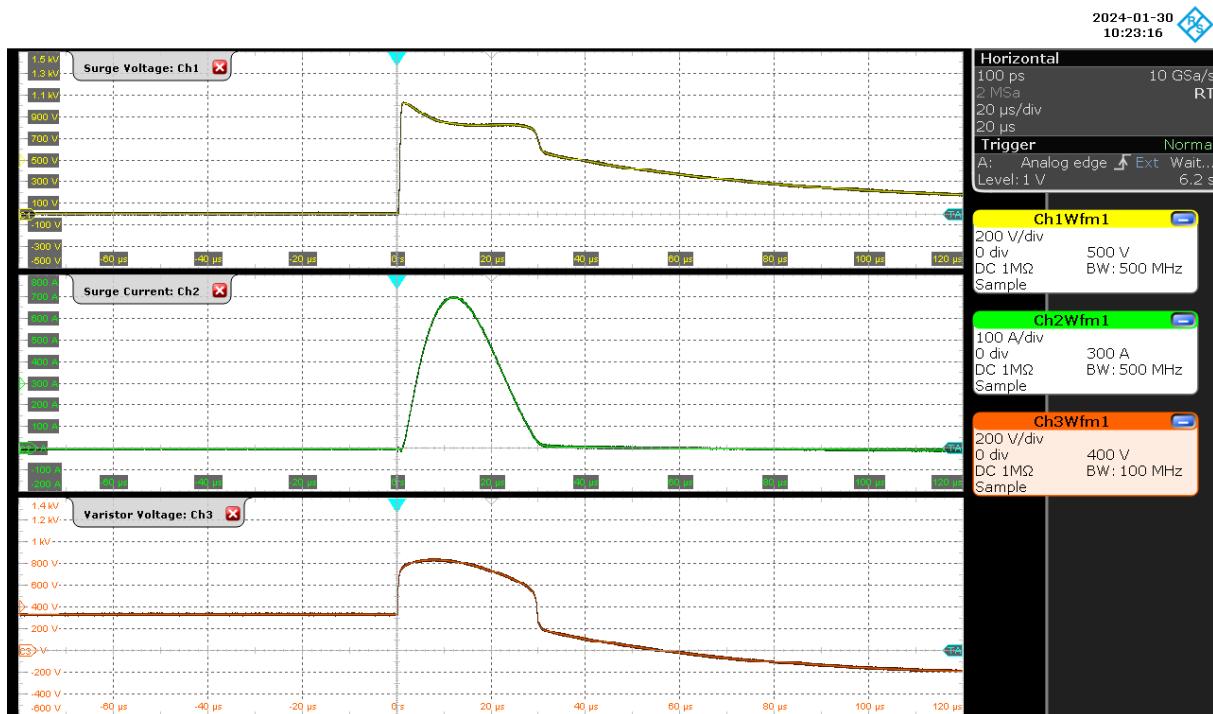


Abbildung 49: Nach IEC/EN/UL 60939-2 zertifizierte Netzfilter **WE-CLFS**

Gelbe Kurve: Spannung am Surge Generator

Grüne Kurve: Strom durch Varistor = 700 A max.

Rote Kurve: Spannung über Varistor = 850 V max.

A.4 Literatur

- [1] Trilogy der Induktiven Bauelemente
- [1] ANP105 & ANP106

APPLICATION NOTE

ANP015 | 1-Phasen Netzfilter Design

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 hieron 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 Todesfällen 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/app-notes



REDEXPERT Design Plattform
www.we-online.com/redexpert



Toolbox
www.we-online.com/toolbox



Produkt Katalog
www.we-online.com/produkte

KONTAKTINFORMATION



appnotes@we-online.de
Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 · 74638 Waldenburg
Germany
www.we-online.com