

## APPLICATION NOTE

### ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation



Andreas Nadler

#### 1. EINLEITUNG

Ziel dieser Application Note ist es, dem Leser einen prägnanten und umfassenden Überblick über die wesentlichen Schritte zur Dimensionierung eines geeigneten Netzfilters für 3-Phasen-Applikationen zu geben. Dabei wird ein diskretes Netzfilter durch Berechnungen und LTspice-Simulationen ausgelegt und die Ergebnisse werden anschließend im EMV-Labor validiert. Darüber hinaus behandelt diese Application Note die Berechnung von Varistoren und Leckströmen. Grundkenntnisse in der Anwendung passiver Bauelemente, der Filtertechnik sowie der EMV-Messtechnik werden für das Verständnis vorausgesetzt. Für die Auslegung von 1-Phasen-Netzfiltern sowie weiterführendes Grundlagenwissen, wird auf die [ANP015](#) verwiesen.

#### 2. MESSAUFBAU

Um die Filterwirkung unter praxisnahen Bedingungen zu verifizieren, wird ein 4-kW-Industrielüfter mit integriertem Inverter als Testobjekt (DUT) ausgewählt.

Für die Messungen werden sowohl das Gehäuse des Lüfters und Inverters als auch der PE-Anschluss des EMV-Filters niederinduktiv mit einer Metallplatte verbunden. Dies gewährleistet einen gemeinsamen Bezug für den Common-Mode-Strom, wie er auch bei fest verbauten Komponenten in einem geschlossenen leitfähigen Gehäuse typischerweise gegeben ist. Dieser Testaufbau wird in Abbildung 1 und Abbildung 2 gezeigt.



Abbildung 1: Blockschaltbild Testaufbau.

Nach den aktuell geltenden Normen ist für diese Produktkategorie keine Messung der Störspannungen unterhalb von 150 kHz erforderlich. Es wird jedoch erwartet, dass in naher Zukunft auch Grenzwerte im Frequenzbereich von 9 kHz bis 150 kHz eingeführt werden (CISPR PAS 39:2024). Da diese Normänderung nicht Gegenstand dieser Application Note ist, beschränkt sich die Betrachtung auf den Frequenzbereich oberhalb von 150 kHz.



Abbildung 2: Testaufbau, geleitete Störspannung 9 kHz – 30 MHz.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

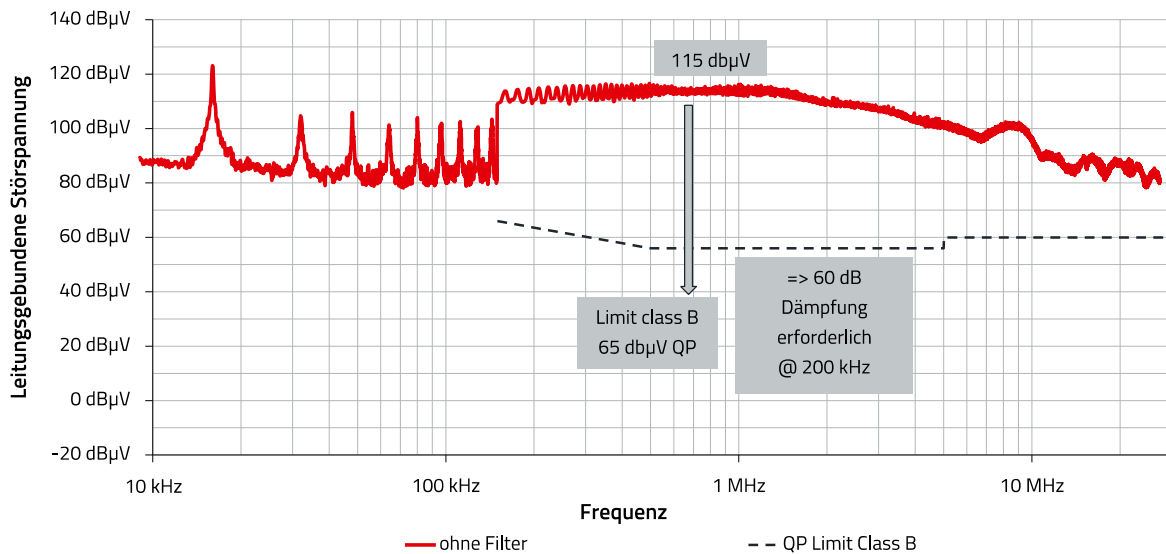


Abbildung 3: Messung Quasi Peak (QP) ohne EMV-Filter.

Für eine optimale Auslegung des EMV-Filters ist eine vorhergehende Messung des DUT unverzichtbar. Die gemessenen Pegel in Abbildung 3 dienen als Ausgangswert zur Bestimmung der erforderlichen Filterdämpfung. Dabei ist die niedrigste Störfrequenz von besonderer Bedeutung, da sie die Filtereckfrequenz und damit die physikalischen Dimensionen der Bauelemente bestimmt.

In diesem Beispiel wurde ein Störspannungspegel von 115 dBµV (QP) bei 200 kHz gemessen. Der QP-Grenzwert gemäß CISPR 16 liegt bei dieser Frequenz bei 65 dBµV.

Um einen ausreichenden Sicherheitsabstand einzuhalten, wird ein zusätzlicher Puffer von 10 dB berücksichtigt. Daraus ergibt sich eine erforderliche Filterdämpfung von 60 dB bei 200 kHz.

Grundlegend ist zwischen zwei verschiedenen Störstrompfaden zu unterscheiden: Gleichtakt (Common Mode, CM) sowie Gegentakt (Differential Mode, DM). Bei der Funkstörspannungsmessung nach CISPR 16-2-1 werden grundsätzlich beide Störstrompfade gleichzeitig gemessen. Um ein Netzfilter auszulegen ist es vorteilhaft zuerst beide Störstrompfade, CM und DM, getrennt messen zu können.

Zur Vereinfachung wird angenommen, dass die DM- und CM-Anteile gleich groß sind. Die Ermittlung der einzelnen Störstromanteile könnte, wie in Abbildung 4 und Abbildung 5 gezeigt, durch den Einsatz einer Stromzange mit ausreichender Bandbreite erfolgen. Weichen die Größenverhältnisse beider Anteile stark voneinander ab, so kann es von Vorteil sein, in der nachfolgenden Berechnung unterschiedliche Eckfrequenzen für CM und DM festzulegen.

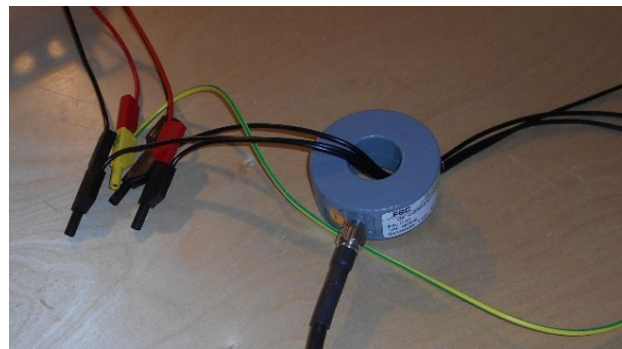


Abbildung 4: Messung Common Mode (CM) – alle drei Phasen laufen durch die Stromzange.

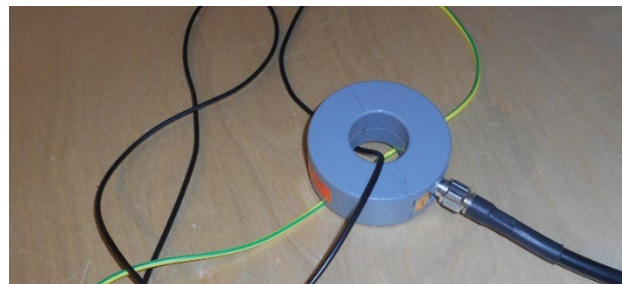


Abbildung 5: Messung Differential Mode (DM) und anteilig Common Mode (CM) auf einer Phase.

In der LISN in Abbildung 6 sind drei 50 Ω Messwiderstände verbaut. In der DM-Messung liegen immer 2 x 50 Ω in Reihe ( $R_{DM} = 100 \Omega$ ; zwischen Phase-Phase) wohingegen in der CM-Messung 3 x 50 Ω parallel zu betrachten sind ( $R_{CM} = 16,6 \Omega$ ; Phasen gegenüber PE). Der Messempfänger besitzt ebenfalls 50 Ω als Eingangsimpedanz. Daraus ergibt sich insgesamt eine Dämpfung von 6 dB.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

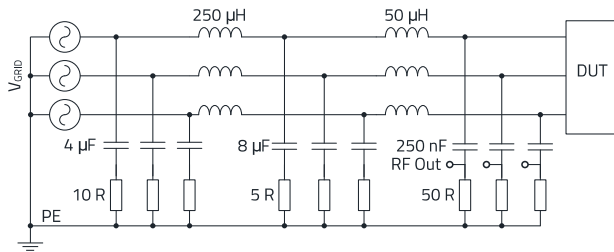


Abbildung 6: CISPR16 3-Phasen LISN.

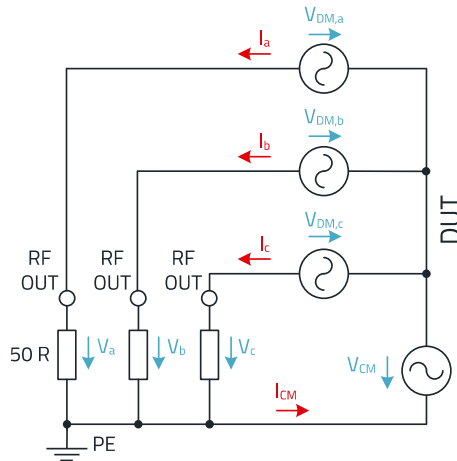


Abbildung 7: Vereinfachte Darstellung der DM und CM Ströme/Spannungen zwischen LISN und DUT.

$$R_{CM} = \frac{R_{LISN}}{3} = \frac{50 \Omega}{3} = 16,67 \Omega \quad (1)$$

$$R_{DM} = R_{LISN} \cdot 2 = 50 \Omega \cdot 2 = 100 \Omega \quad (2)$$

$$I_{CM} = I_a + I_b + I_c \quad (3)$$

$$V_{CM} = I_{CM} \cdot \frac{R_{LISN}}{3} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (4)$$

$$V_{DM,a} = \frac{(2V_a - V_b - V_c)}{3} \quad (5)$$

Für die nachfolgende Simulation ist es hilfreich, wenn die Impedanzverhältnisse der CM-Störstromschleife ermittelt werden. Diese ergeben sich aus dem genormten Messaufbau und der parasitären kapazitiven Kopplung innerhalb des DUT.

Die CM-Impedanz der LISN gegenüber der EMV-Kammer-Bezugsfläche ist wie oben beschrieben 16,6 Ω. Innerhalb des DUT besteht eine nachgemessene parasitäre Kapazität (LCR-Meter, 2 MHz Messfrequenz) von dem Motorgehäuse zu den Motorwicklungen von 872 pF.

$$X_{cMotor} = \frac{1}{2\pi f C_{Motor}} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ MHz} \cdot 872 \text{ pF}} = 195 \Omega \quad (6)$$

Das Motorgehäuse wiederum besitzt eine parasitäre Kapazität gegenüber der EMV-Kammer-Bezugsfläche. Diese ist abhängig von der Fläche (Annahme: 1 m<sup>2</sup>) des Chassis und dem Abstand (40 cm) zur Bezugsfläche.

$$C_{Chassis-Referenceplane} = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{d} \quad (7)$$

$$= \frac{8,85 \cdot 10^{-12} \frac{AS}{Vm} \cdot 1 \text{ m}^2}{0,4 \text{ m}} = 22 \text{ pF}$$

$$X_{cChassis-Referenceplane} \quad (8)$$

$$= \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \text{ MHz} \cdot 22 \text{ pF}} = 3,6 \text{ k}\Omega$$

Die berechneten Impedanzverhältnisse der CM-Stromschleife werden in Abbildung 8 gezeigt.

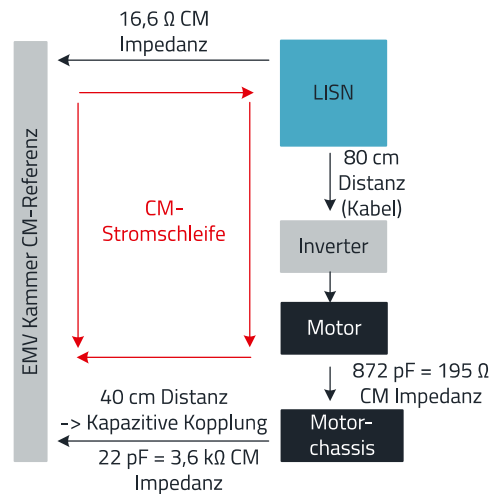


Abbildung 8: CM-Stromschleife und Impedanzverhältnisse.

Die Impedanzverhältnisse im DM werden einerseits durch die definierten 100 Ω der LISN und andererseits von der Eingangsimpedanz der Inverter-Leistungselektronik bestimmt. Letztere hängt von verschiedenen Faktoren ab, wie dem Gleichrichter, der PFC-Stufe, den Eingangskondensatoren, etc. In der Praxis kann die Eingangsimpedanz typischerweise zwischen 0,1 Ω und 10 Ω liegen.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Für die LTspice-Simulation in dieser Application Note wird zur Vereinfachung ein Wert von  $1 \Omega$  angenommen. Je niedriger dieser Wert ist, desto schlechter wirken die X-Kondensatoren auf der DUT-Seite bzw. müssen diese in ihrer Kapazität deutlich steigen (kapazitiver Blindwiderstand sinkt).

Durch die Berücksichtigung der ermittelten CM- und DM-Impedanzen liefert die LTspice-Simulation anschließend realistischere Ergebnisse. Die CM-Betrachtung der Impedanz bei 2 MHz stellt nur eine Näherung dar und ist abhängig von der Frequenz. Dies gilt nur, wenn das Gehäuse nicht an PE angeschlossen ist.

### 3. EMV-FILTER BERECHNUNG

Um die gewünschte Einfügedämpfung eines EMV-Filters zu erreichen, ist es entscheidend, die Filterkomponenten zwischen dem DUT und der LISN in der richtigen Reihenfolge anzuordnen. Wie aus der vorherigen Betrachtung hervorgeht, weist die Störstromquelle im CM eine hohe Impedanz auf, während die Störstromquelle im DM vergleichsweise niederohmig ist. Aus diesem Grund müssen die Y-Kondensatoren des CM-Filters parallel zum DUT positioniert werden, während die X-Kondensatoren des DM-Filters parallel zur LISN angeordnet werden. Im Beispiel in Abbildung 12 wird eine CLC-Filterstruktur ( $\pi$ -Filter) für das DM-Filter verwendet, bei der die X-Kondensatoren beidseitig der stromkompensierten Drossel (CMC) platziert sind. Wird hingegen ein LC-Filter mit nur einer X-Kondensatorstufe wie in Abbildung 10 eingesetzt, muss diese immer parallel zur LISN angeordnet werden.

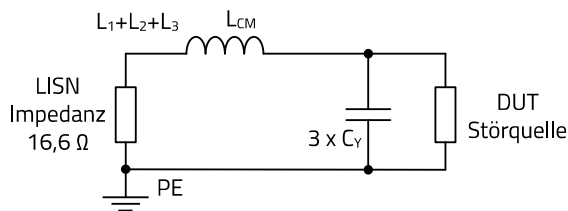


Abbildung 9: CM-Filter Komponentenplatzierung.

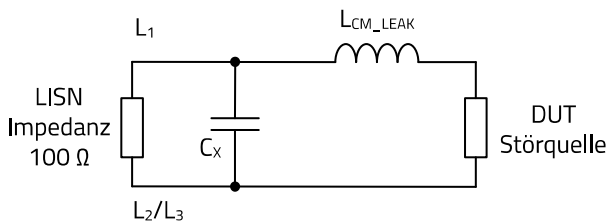


Abbildung 10: DM-Filter Komponentenplatzierung; Bei einer CLC-Struktur sitzt ein weiterer  $C_x$  auf der DUT-Seite.

In 3-Phasen-Systemen ergibt sich im Vergleich zu 1-Phasen-Anwendungen eine zusätzliche Möglichkeit zur Verschaltung der X-Kondensatoren. Werden die X-Kondensatoren direkt zwischen den Phasen (Phase-Phase) verschaltet, ist der Einsatz eines X1-Typs erforderlich. Dieser Kondensatortyp besitzt üblicherweise eine Nennspannung von  $440 V_{AC}$  und ist für Stoßspannungen (Surge) bis  $4 kV$  ausgelegt. Allerdings bringt er im Vergleich zu einem X2-Typen ( $310 V_{AC}$ ,  $2,5 kV$  Surge) gleicher Kapazität den Nachteil höherer Kosten und einer größeren Bauform mit sich. Da X2-Kondensatoren aufgrund ihrer zu geringen Nennspannung von  $310 V_{AC}$  nicht direkt zwischen den Phasen verschaltet werden dürfen, wird in der Praxis häufig eine Sternschaltung wie in Abbildung 11 verwendet, wodurch sich die Spannung über jeden X2-Kondensator halbiert. Aufgrund von Alterungseffekten, wodurch die Kapazität der einzelnen X-Kondensatoren unterschiedlich stark degradiert, kann es möglicherweise über die Zeit zu größeren Unsymmetrien in der Spannungsaufteilung kommen.

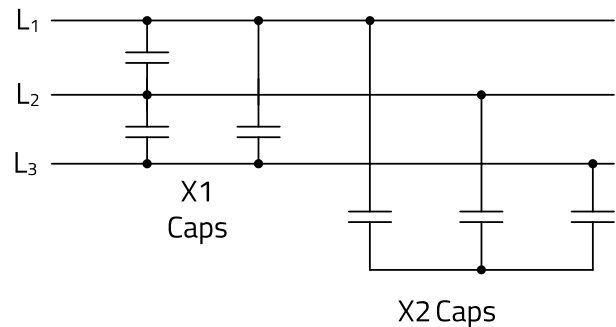


Abbildung 11: Verschaltungsmöglichkeiten von X1 und X2 Kondensatoren.

Die Sternschaltung bietet zudem den Vorteil, dass am Sternpunkt ein Y2-Kondensator gegenüber PE eingebaut werden kann, wie es in Abbildung 12 zu sehen ist. Dieser Kondensator kann mit einer deutlich höheren Kapazität ausgelegt werden, als es in herkömmlichen Konfigurationen üblich ist. Durch die Anbindung am Sternpunkt werden die Ableitströme erheblich reduziert, was insbesondere für die Einhaltung normativer Grenzwerte von Vorteil ist. Eine detaillierte Betrachtung dieses Aspekts erfolgt in einem späteren Kapitel.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

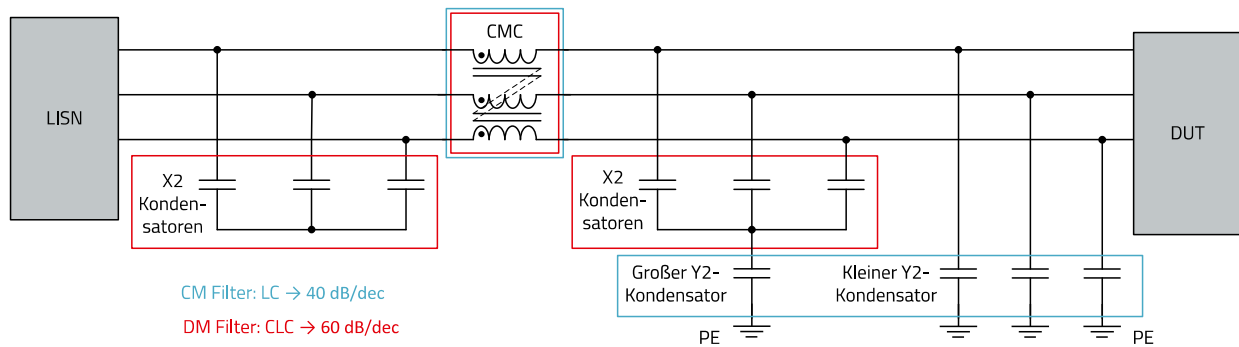


Abbildung 12: Verwendete Filterstruktur; Es wird u.a. eine Kombination aus größeren THT und kleineren SMT Keramik-Y2-Kondensatoren verwendet. Die großen THT erhöhen die Einfügedämpfung im Bereich unter 5 MHz, und die kleineren SMT oberhalb von 5 MHz (siehe LTspice Simulation).

Aus der vorangegangenen Messung ohne EMV-Filter wird deutlich, dass ein Filter erforderlich ist, das bei 200 kHz ( $f_{sw}$ ) eine Dämpfung von 60 dB erreicht, um die Grenzwerte der Klasse B einzuhalten.

Für das Berechnungsbeispiel wird die Filterstruktur aus Abbildung 12 verwendet. Dabei bildet die Hauptinduktivität ( $L_{CM}$ ) der CMC zusammen mit den Y2-Kondensatoren ein LC-CM-Filter (Blau) mit einer Einfügedämpfung von 40 dB/Dekade. Die Streuinduktivität ( $L_{stray}$ ) der CMC in Kombination mit den X2-Kondensatoren bildet ein CLC-DM-Filter (Rot), der eine Einfügedämpfung von 60 dB/Dekade erreicht. Diese Werte gelten immer ab der jeweiligen Filtereckfrequenz ( $f_{co}$ ) und müssen anhand der benötigten Dämpfung ( $A_{fsw}$ ) berechnet werden.

Zu Beginn wird die Eckfrequenz ( $f_{co\_CM}$ ) für das LC-CM-Filter bestimmt:

$$A_{fsw} = \log\left(\frac{f_{sw}}{f_{co\_CM}}\right) \cdot 40 \text{ dB} \quad (9)$$

$$f_{co\_CM} = \frac{f_{sw}}{\frac{A_{fsw(dB)}}{10^{40 \text{ dB}}}} = \frac{200 \text{ kHz}}{\frac{60 \text{ dB}}{10^{40 \text{ dB}}}} = 6,3 \text{ kHz}$$

Als nächstes wird die Eckfrequenz ( $f_{co\_DM}$ ) für das CLC-DM-Filter bestimmt:

$$A_{fsw} = \log\left(\frac{f_{sw}}{f_{co\_DM}}\right) \cdot 60 \text{ dB} \quad (10)$$

$$f_{co\_DM} = \frac{f_{sw}}{\frac{A_{fsw(dB)}}{10^{60 \text{ dB}}}} = \frac{200 \text{ kHz}}{\frac{60 \text{ dB}}{10^{60 \text{ dB}}}} = 20 \text{ kHz}$$

Sobald beide Eckfrequenzen berechnet sind, kann mit der Dimensionierung der Bauteile begonnen werden.

Der Startpunkt erfordert die Festlegung frei gewählter Kapazitätswerte, wobei die elektrische Sicherheit stets oberste Priorität hat. Ein sicherheitskritischer Aspekt ist der maximal zulässige Ableitstrom, der maßgeblich von der Gesamtkapazität der eingesetzten Y-Kondensatoren beeinflusst wird. Aus diesem Grund wird empfohlen, die Dimensionierung mit der maximal zulässigen Gesamtkapazität der Y-Kondensatoren zu beginnen. Für das Filter in diesem Berechnungsbeispiel werden folgende Kondensatoren verwendet:

- 2 x 47 nF **WCAP-FTY2** THT Filmkondensatoren;
- 3 x 2,2 nF **WCAP-CSSA** SMD Keramik Kondensatoren.

Die beiden größeren THT Filmtypen sind am Sternpunkt in Reihe mit den X2-Kondensatoren geschaltet. Die wirksame Gesamtkapazität aller Y2-Kondensatoren errechnet sich wie folgt.

$$C_{Y\text{effektiv}} = \left(\frac{1}{C_{X1} + C_{X2} + C_{X3}} + \frac{1}{2 \cdot C_{Y\text{groß}}}\right)^{-1} + (3 \cdot C_{Y\text{klein}}) \quad (11)$$

Da die Werte der X2-Kondensatoren derzeit noch nicht berechnet sind und diese häufig um den Faktor 10 bis 100 größer in der Kapazität ausfallen (was sich in einer Reihenschaltung kaum auswirkt), kann die Gleichung entsprechend vereinfacht werden:

$$C_{Y\text{effektiv}} = (2 \cdot C_{Y\text{groß}}) + (3 \cdot C_{Y\text{klein}}) \quad (12)$$

$$C_{Y\text{effektiv}} = (2 \cdot 47 \text{ nF}) + (3 \cdot 2,2 \text{ nF}) \approx 100 \text{ nF}$$

## APPLICATION NOTE

### ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Wenn MLCCs verwendet werden, muss auf ausreichende Luft- und Kriechstrecken geachtet werden bezogen auf die max. Arbeitsspannung.

Das noch fehlende Element für das LC-CM-Filter ist die Hauptinduktivität ( $L_{CM}$ ) der CMC. Dazu wird des Weiteren die weiter oben berechnete Filtereckfrequenz ( $f_{co\_CM}$ ) verwendet.

$$L_{CM} = \frac{1}{(2\pi f_{co\_CM})^2 C_V} = \frac{1}{(2\pi \cdot 6,3 \text{ kHz})^2 \cdot 100 \text{ nF}} = 6,4 \text{ mH} \quad (13)$$

Aufgrund der Frequenz- und Temperaturabhängigkeit vieler CMC-Kernmaterialien, sowie der Bauteiltoleranz, wird empfohlen eine Spule mit 30 % höherer Nominalinduktivität zu wählen als berechnet.

- Gewählte CMC: **8,4 mH WE-TPB** ( $I_L$ : 7,5 A)

Die Berechnung der Bauteile für das LC-CM-Filter ist damit abgeschlossen.

Im nächsten Schritt müssen die Komponenten für das CLC-DM-Filter berechnet werden. Die Streuinduktivität ( $L_{leak}$ ) der bereits gewählten 8,4 mH CMC bildet den induktiven Anteil „L“. Daher muss dieser als erstes bestimmt werden. Der Wert der Streuinduktivität ( $L_{leak}$ ) steht oftmals nicht in den Datenblättern.

Er lässt sich jedoch sehr leicht mithilfe des Simulationstools **REDEXPERT** ermitteln. Hierzu wird der Cursor in Abbildung 13 auf einen linear (d.h. induktiven) ansteigenden Bereich gesetzt.

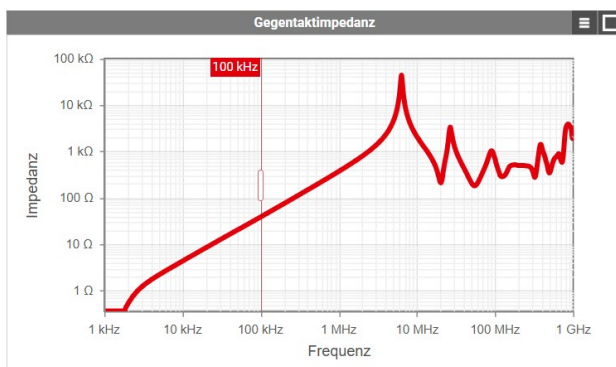


Abbildung 13: DM-Impedanzkurve der 8,4 mH CMC (744833084075) aus **REDEXPERT**.

In diesem Beispiel wurde der Cursor auf 100 kHz ( $f_{leak}$ ) gesetzt und aus der Tabelle oberhalb in REDEXPERT dann die resultierende Impedanz ( $X_L$ ) abgelesen: 39 Ω.

Mithilfe der Impedanz ( $X_L$ ) und der Frequenz ( $f_{leak}$ ) kann die Streuinduktivität ( $L_{leak}$ ) berechnet werden:

$$L_{leak} = \frac{X_L}{2\pi f_{leak}} = \frac{39 \Omega}{2\pi \cdot 100 \text{ kHz}} = 62 \mu\text{H} \quad (14)$$

Zum Schluss müssen noch die Werte der X2-Kondensatoren bestimmt werden, um die notwendige Eckfrequenz von 20 kHz zu erreichen.

$$C_X = \frac{1}{(2\pi f_{co\_DM})^2 L_{leak}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 20 \text{ kHz})^2 \cdot 62 \mu\text{H}} = 1,02 \mu\text{F} \quad (15)$$

In diesem Beispiel sind die X2-Kondensatoren in Sternschaltung angeordnet, wodurch sie jeweils paarweise eine Reihenschaltung zwischen den entsprechenden Phasen bilden. Die resultierende Kapazität von zwei identischen Kondensatoren in einer Reihenschaltung halbiert sich. Da das CLC-DM-Filter eine PI-Struktur darstellt, liegen aus Sicht der Kleinsignalanalyse die beiden X2-Kondensatorengruppen vor und nach der CMC ebenfalls in Reihe. Die effektiv wirksame X2-Kapazität zwischen zwei Phasen  $C_{XG}$  halbiert sich daher erneut und ergibt sich wie folgt:

$$C_{XG} = \left( \frac{C_{X1} \cdot C_{X2}}{C_{X1} + C_{X2}} \right) : 2 = \left( \frac{4,7 \mu\text{F} \cdot 4,7 \mu\text{F}}{4,7 \mu\text{F} + 4,7 \mu\text{F}} \right) : 2 = 1,18 \mu\text{F} \quad (16)$$

Um die benötigten 1,02 μF zu erhalten müssen bei einer zweifachen Halbierung durch die Reihenschaltungen insgesamt sechs 4,7 μF **WCAP-FTXX** (890334027030CS) verwendet werden.

## 4. LTSPICE FILTER SIMULATION

Es wird empfohlen, das berechnete Filter zunächst mithilfe eines Simulationstools auf seinen Frequenzgang zu überprüfen, bevor es final in einen Schaltplan und ein Layout übernommen wird. In dieser Application Note wird das kostenfreie Simulationstool LTSpice verwendet. Die neueste Version von LTSpice enthält bereits alle erforderlichen passiven Bauteile von Würth Elektronik in der Standardbibliothek (Suchfunktion über die Artikelnummer). Zusätzlich finden sich im „Contrib“-Ordner weitere Bauteile, einschließlich der hier berechneten CMC **WE-TPB**. Die Simulation ist in Abbildung 14 und Abbildung 15 zu sehen.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

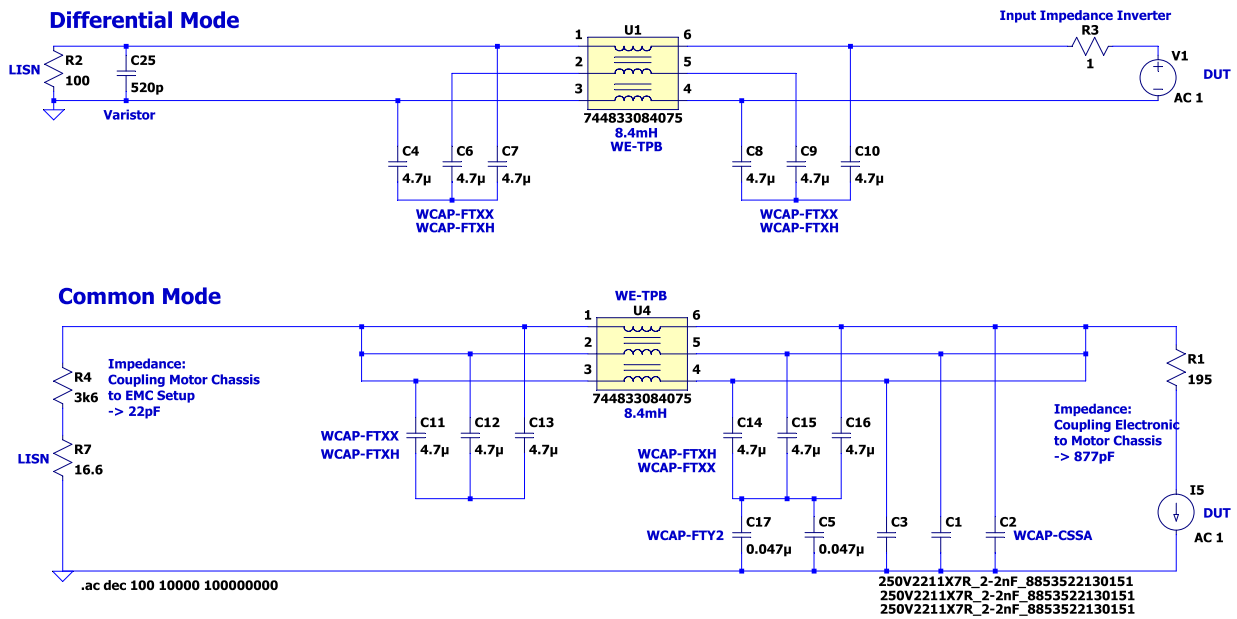


Abbildung 14: Verwendete Filterstruktur; Es wird u.a. eine Kombination aus größeren THT und kleineren SMT Keramik-Y2-Kondensatoren verwendet. Die großen THT erhöhen die Einfügedämpfung im Bereich unter 5 MHz, und die kleineren SMT oberhalb von 5 MHz (siehe LTspice Simulation).

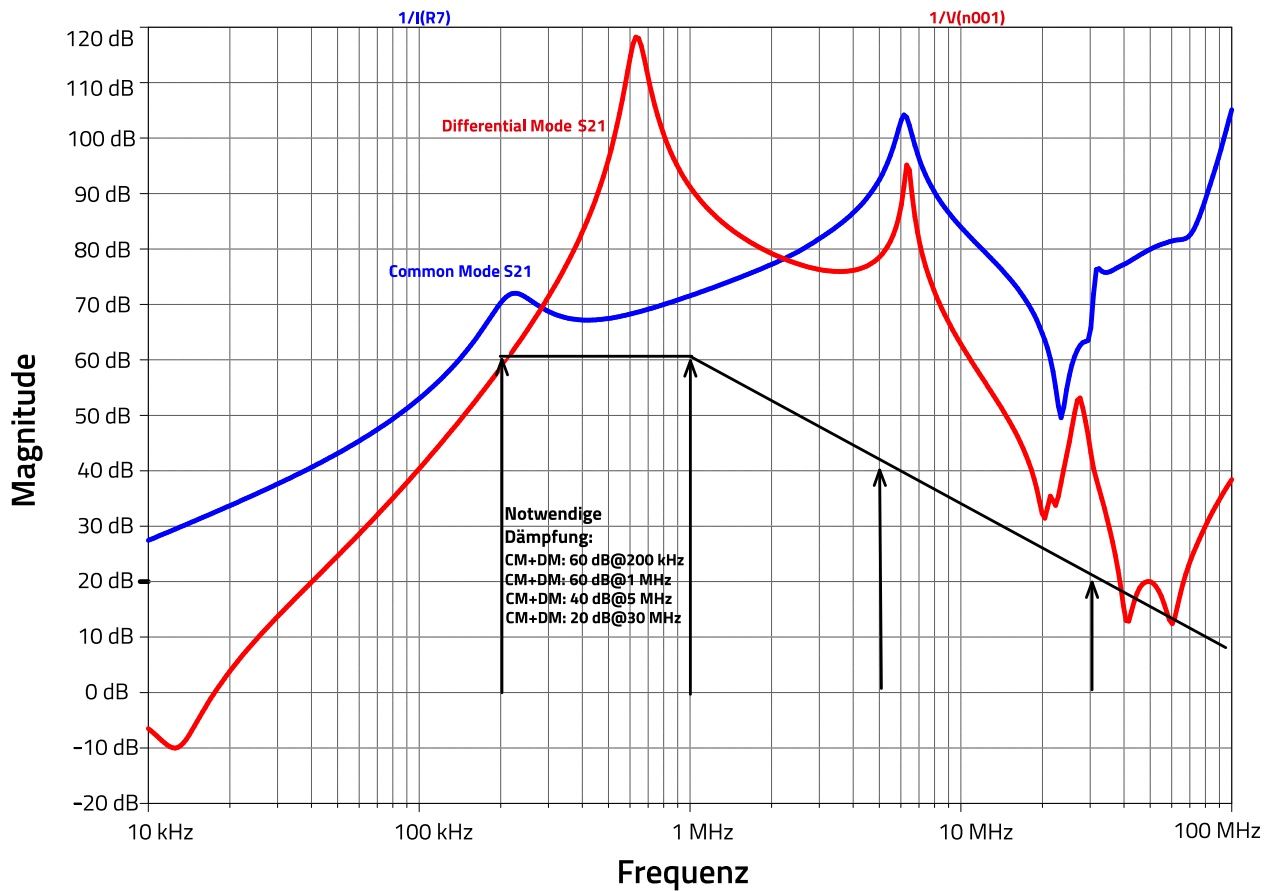


Abbildung 15: Simulation der Filtereinfügedämpfung getrennt für CM (Blau) und DM (Rot). Die eingezeichnete schwarze Linie zeigt die benötigte Dämpfung anhand der Vormessung ohne Filter.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Die Simulation mit LTspice bestätigt, dass die ausgewählten passiven Bauelemente nicht nur rechnerisch die erforderliche Dämpfung von mindestens 60 dB bei 200 kHz erreichen, sondern auch bis über 30 MHz die notwendige Einfügedämpfung sicherstellen.

Der Anstieg der blauen CM-Einfügedämpfung oberhalb von 10 MHz ist auf die 3 kleineren **MLCC** Y2-Kondensatoren zurückzuführen. Um möglichst realitätsnahe Ergebnisse zu bekommen, sollten in der Simulation folgende Punkte beachtet werden:

- Verwendung von Bauteilen mit realen parasitären Werten
- Eintragen der realen Senken (LISN) und Quellimpedanzen (DUT)
- DM-Quellimpedanz: Niederohmige Spannungsquelle
- CM-Quellimpedanz: Hochohmige Stromquelle

### 5. SCHALTPLAN & PCB EMV-FILTER

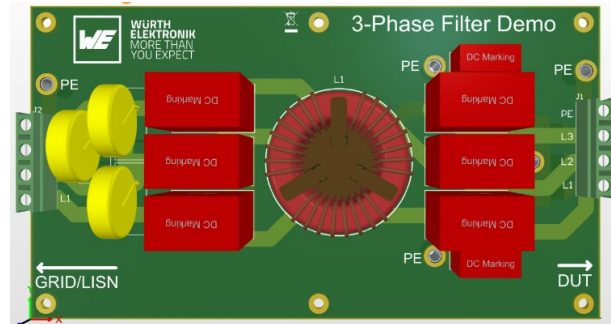


Abbildung 16: 3D Top Ansicht 3-Phasen-Filter-PCB.

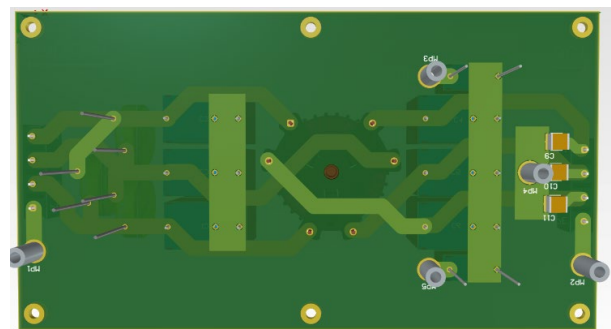


Abbildung 17: 3D Bottom Ansicht 3-Phasen-Filter-PCB.

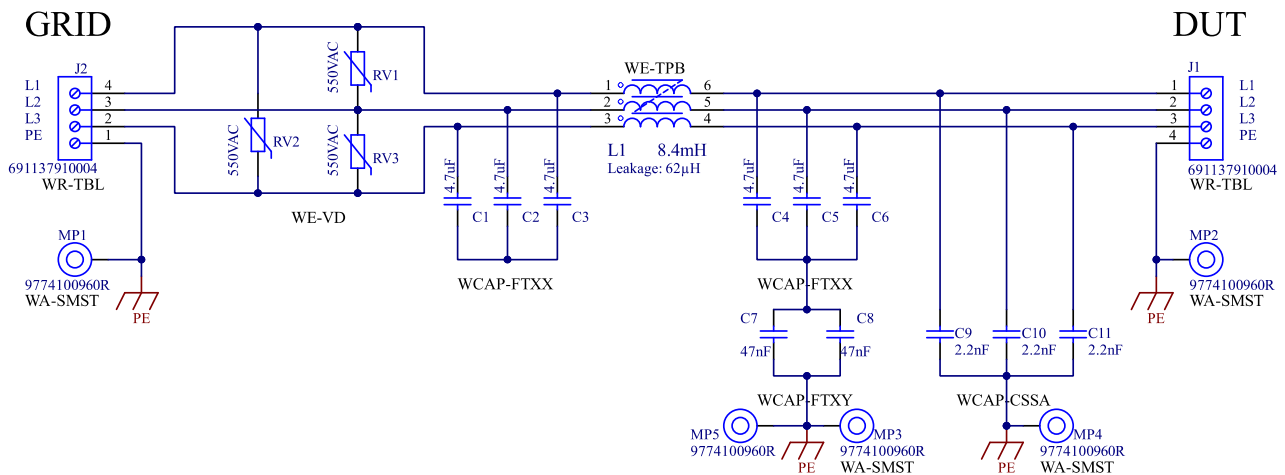


Abbildung 18: Altium Schaltplan 3-Phasen-Filterplatine.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

### 6. LAYOUT HINWEISE EMV-FILTER

Ein kritischer Aspekt beim Layout ist die korrekte Anbindung der Y-Kondensatoren an PE. Diese Verbindung sollte auf dem kürzest möglichen Weg und mit minimaler parasitärer Induktivität erfolgen. In der Praxis lässt sich dies am einfachsten durch die Verwendung von SMT-Abstandsbolzen, wie den **WA-SMST**, umsetzen. Bei mehrstufigen Filtern sollte zudem keine PE-Verbindung der Y-Kondensatorstufen direkt auf der Leiterplatte realisiert werden. Das Bezugspotential für CM-Störungen ist das an PE angeschlossene Gehäuse. Daher ist es entscheidend, dass alle Y-Kondensatoren wie in Abbildung 19 auf kürzestem Weg mit diesem PE-Bezugspotential verbunden werden.

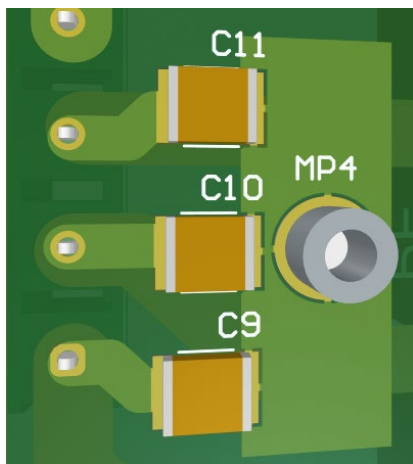


Abbildung 19: Die niederinduktive Anbindung der Y2-Keramik-Kondensatoren **WCAP-CSSA** an PE kann mithilfe von SMD-bestückbaren Abstandsbolzen **WA-SMST** realisiert werden.

Sollten die geforderten Luft- und Kriechstrecken nicht eingehalten werden können, ist wie in Abbildung 20 auf THT-Y2-Kondensatoren wie z.B. **WCAP-FTY2** auszuweichen.

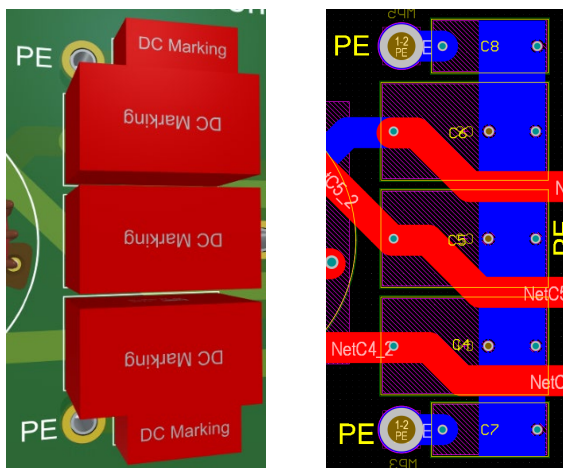


Abbildung 20: 3D & 2D Ansicht der Anbindung der X2 & Y2 Filmkondensatoren (**WCAP-FTXX** / **WCAP-FTY2**).

Größere Y2-Filmkondensatoren müssen ebenfalls mit minimaler parasitärer Induktivität und auf dem kürzest möglichen Weg über SMT-Abstandsbolzen **WA-SMST** an das PE-Bezugspotential angebunden werden. Unter Einhaltung aller erforderlichen Luft- und Kriechstrecken sollten die Pins bzw. Anschlüsse sämtlicher Bauelemente direkt mit den Leiterbahnen verbunden werden. Sticheleitungen sind, wenn möglich, zu vermeiden. Darüber hinaus sollten im gesamten Bereich des Filters keine großflächigen Polygonflächen verwendet werden, um unerwünschte parasitäre Kopplungseffekte zu minimieren. Eine mögliche Filterplatine wird in Abbildung 21 gezeigt.

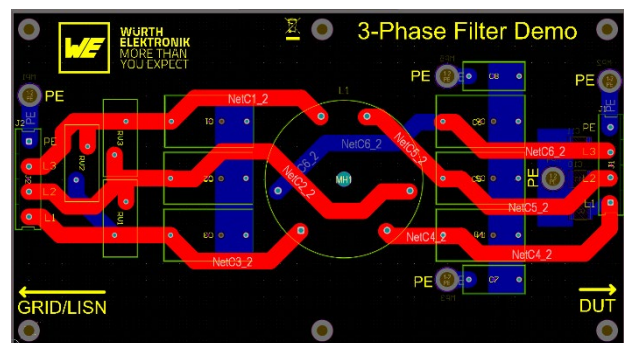


Abbildung 21: 2D Gesamtansicht Filter 3-Phasen-Filterplatine.

### 7. MESSUNG MIT EMV-FILTER

In Abbildung 22 ist ersichtlich, dass das berechnete und simulierte Filter die gewünschte Dämpfung (**grün**) über den relevanten Frequenzbereich bereitstellt. Werden die Y-Kondensatoren jedoch nicht auf der DUT-Seite der CMC eingebaut, sondern in Richtung der LISN, können diese keinen niederimpedanten kapazitiven Rückkopplpfad bilden, was die Wirkung des Filters (**orange**) breitbandig reduziert. Werden die kleinen Y-Kondensatoren entfernt, steigen die Emissionen oberhalb von 5 MHz signifikant an. Das finale Ergebnis verdeutlicht, dass es sinnvoll ist, zunächst das Filter basierend auf der niedrigsten Störfrequenz mathematisch auszulegen. Im zweiten Schritt sollten die ausgewählten Bauelemente mittels einer einfachen Simulation auf ihre Einfügedämpfung über das relevante Frequenzband überprüft werden.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

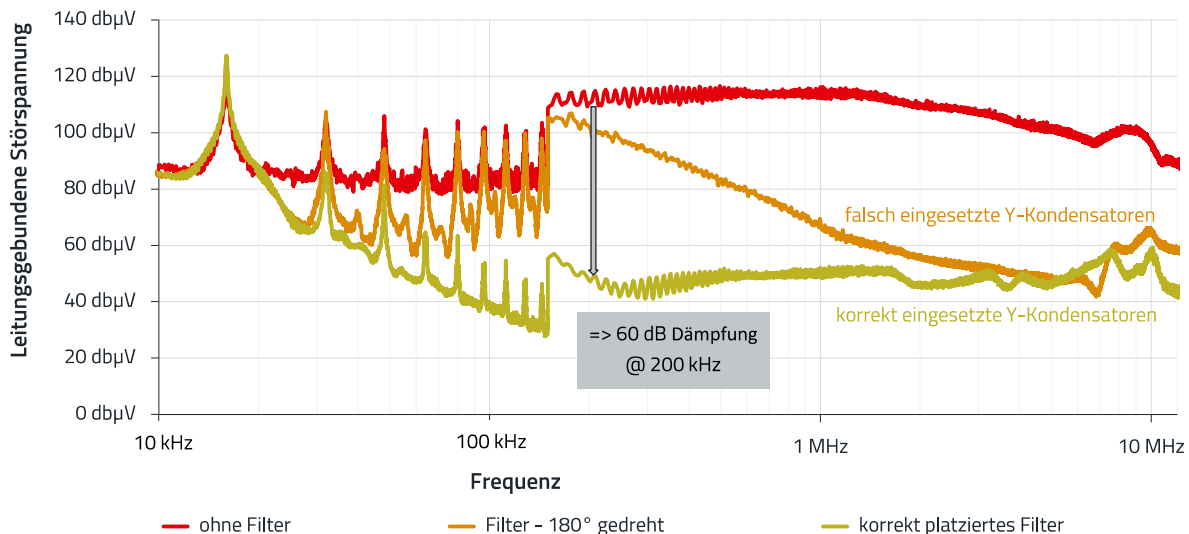


Abbildung 22: Messung des DUT ohne EMV-Filter (rot), mit EMV-Filter 180° gedreht (orange) und mit korrekt platziertem EMV-Filter (grün).

### 8. DIMENSIONIERUNG VARISTOR FÜR 4 KV SURGETEST ZWISCHEN DEN PHASEN

In der folgenden Auslegung in Abbildung 23 wird der „Worst Case“ für den Varistor angenommen. Dieser ist bei 2 Ω Surgegenerator-Ausgangsimpedanz gegeben, da in diesem Fall der höchste Strom durch den Varistor fließen kann. Als Grundlage zur Berechnung dient die 8/20 µs Stromkurve in Abbildung 24, die der Generator im Kurzschluss treiben kann.

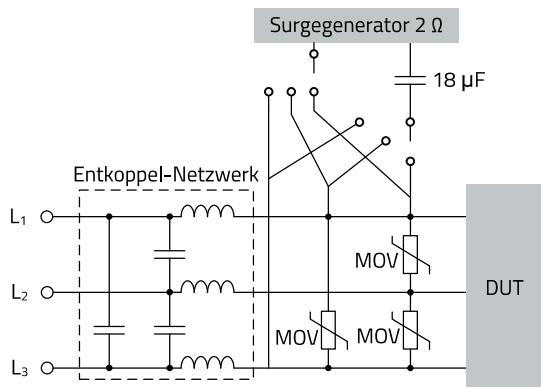


Abbildung 23: Surgetest schematischer Testaufbau nach IEC 61000-4-5.

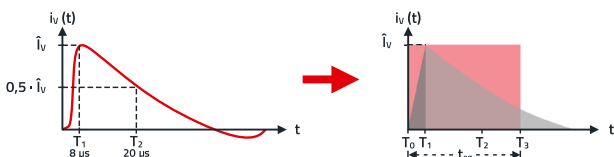


Abbildung 24: Surgegenerator Kurzschluss-Stromkurve (8/20 µs Puls).

Die im Impuls enthaltene Energie wird wie folgt bestimmt:

$$W_V = \int_0^T I_V(t) \cdot V_V(t) dt \sim \hat{I}_V \cdot \hat{V}_V \cdot t_{eq} \quad (17)$$

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 24 mit den Strom- und Spannungsspitzenwerten über die Zeitdauer  $t_{eq}$  in einem energieäquivalenten Rechteckimpuls.

Eine einfachere und praktischere Alternative besteht darin, die Fläche der Kurve in einen äquivalenten Rechteckimpuls umzuwandeln. Hierzu wird die Impulsdauer  $t_{eq}$  aus zwei Zeitabschnitten  $t_{eq,1}$  und  $t_{eq,2}$  wie folgt berechnet:

Linearer Anstieg:

$$t_{eq,1} = 0,5 \cdot T_1 \quad (18)$$

Exponentieller Abfall:

$$t_{eq,2} = 1,4 \cdot (T_2 - T_1) \quad (19)$$

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Kombiniert:

$$t_{eq} = t_{eq,1} + t_{eq,2} \quad (20)$$

Für einen 8/20 µs Surgeimpuls ergibt sich somit eine äquivalente Impulsdauer von **20,8 µs**.

### Beispielrechnung:

- Industrieapplikation, welche max. 1,6 kV ohne Beschädigung aushält (z.B. Max. Sperrspannung Brückengleichrichter)
- Surgetest mit 4 kV ( $V_G$ ) und 2 Ω ( $Z_G$ ) Generator-Ausgangs impedanz zw. den Außenleitern L und N
- Netzspannung 400 V<sub>RMS</sub> ( $V_{Grid}$ )

Die Arbeitsspannung ( $V_{RMS}$ ) des Varistors wird im Folgenden so ausgewählt, damit dieser unter normalen Bedingungen nicht in den leitenden Zustand übergeht:

$$V_{RMS} > V_{GRID} + Tolerance_{GRID} \quad (21)$$

$$V_{RMS} > 400 V_{RMS} + 10 \% = 400 V \cdot 1,1 = 440 V_{RMS}$$

Der nächste passende Varistor ist ein Typ mit 460 V<sub>RMS</sub> Betriebsspannung. Die elektrischen Eigenschaften sind in Abbildung 25 zu sehen.

### Electrical Properties:

Properties		Test conditions	Value	Unit	Tol.
AC Operating Voltage	$V_{RMS}$		460	V	max.
DC Operating Voltage	$V_{DC}$		615	V	max.
Clamping Voltage	$V_{Clamp}$	100 A @ 8/20 µs	1240	V	max.
(Reverse) Peak Pulse Current	$I_{Peak}$	@ 8/20 µs	10000	A	max.
Power Dissipation	$P_{Diss}$		1	W	max.
Energy Absorption	$w_{max}$	10/1000 µs	440	J	max.
Nominal Discharge Current	$I_n$		5	kA	max.
Measured Limiting Voltage	$V_{ML}$		1690	V	max.
(Reverse) Breakdown Voltage	$V_{BR}$	1 mA	750	V	±10%
(Channel) Input Capacitance	$C_{Ch}$	1 kHz	520	pF	typ.

Abbildung 25: Datenblattauszug: elektrische Eigenschaften **WE-VD 820424611** High Surge 20 mm Scheibenvaristor; Die 460 V<sub>RMS</sub> Arbeitsspannung ist bereits mit der max. Toleranz angegeben.

Erfahrungswerte zeigen, dass aus Sicht der Verlustleistung  $P_{Diss}$  und des Energieabsorptionsvermögens  $w_{max}$ , dieser Varistor mindestens einen Durchmesser von 20 mm haben muss. Für dieses Beispiel wird somit der **WE-VD 820424611** Scheibenvaristor ausgewählt. Im Datenblatt ist eine max. Klemmspannung ( $V_{CLAMP}$ ) von 1240 V angegeben. Diese bezieht sich auf einen 100 A Surgeimpuls. Der Strom durch den Varistor ist in dem realen Surgetest jedoch um ein Vielfaches höher.

Im Folgenden wird der ungünstigste Fall angenommen bei dem der Varistor allein am Surgegeneratorkausgang hängt. Dabei wird 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 Surgegenerators durchgeführt. Um  $V_{CLAMP\_max}$  zu ermitteln, ist die V/I Kennlinie (inkl. +10 % Tol.) des Bauteils notwendig. (Abbildung 26) Diese lässt sich im REDEXPERT darstellen; mit Hilfe des Cursors können die Werte für den Kurzschlussstrom ( $I_G$ ) ermittelt werden. Auf die Generatorspannung ( $V_G$ ) muss für den Worst Case noch der Spitzenwert ( $400 V_{RMS} \times 1,41 = 564 V_{RMS}$ ) der Netzspannung addiert werden.

$$I_G = \frac{V_G + V_{GRID}}{Z_G} = \frac{4 \text{ kV} + 564 \text{ V}}{2 \Omega} = 2282 \text{ A} \quad (22)$$

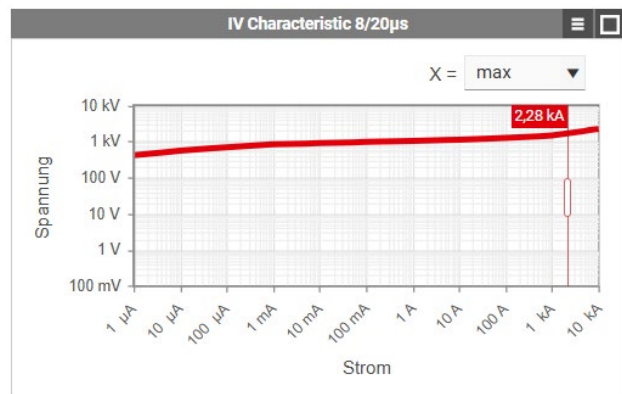


Abbildung 26: V/I Kennlinie REDEXPERT des Scheibenvaristors **WE-VD 820424611**, +10 % Toleranz bei 2282 A → 1,69 kV. Mithilfe der Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

$$V_{CALMP\_max} \rightarrow 1,69 \text{ kV}$$

Der tatsächlich zu erwartende Varistor-Strom ( $I_{C1}$ ) kann nun weiter angenähert werden zu:

$$I_{C1} = \frac{V_G + V_{GRID} - V_{CLAMP\_max}}{Z_G} \quad (23)$$

$$= \frac{4 \text{ kV} + 564 \text{ V} - 1,69 \text{ kV}}{2 \Omega}$$

$$I_{C1} = 1437 \text{ A}$$

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Als nächstes ermittelt man anhand der V/I Kurve in Abbildung 27 für den Strom  $I_{C1}$  die tatsächliche max. Klemmspannung:

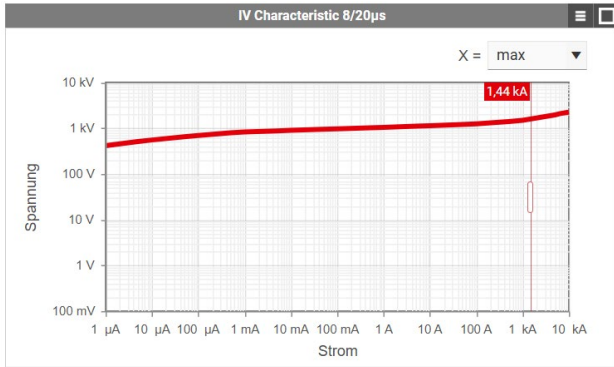


Abbildung 27: V/I Kennlinie REDEXPERT des Scheibenvaristors **WE-VD 820424611**, +10 % Toleranz bei 1437 A. Mithilfe der Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

$$V_{CLAMP\_max} \rightarrow 1.56 \text{ kV}$$

Die Forderung von max. 1,6 kV aus der Systemspezifikation wird somit eingehalten.

Folgend wird im REDEXPERT, hier in Abbildung 28, das Diagramm auf „min“ Toleranz gestellt, und für  $I_{C1} = 1437 \text{ A}$  die minimal mögliche Klemmspannung  $V_{CLAMP\_min}$  abgelesen. Diese wird benötigt, um den maximal möglichen Strom ( $I_{C\_max}$ ) durch den Varistor bestimmen zu können.

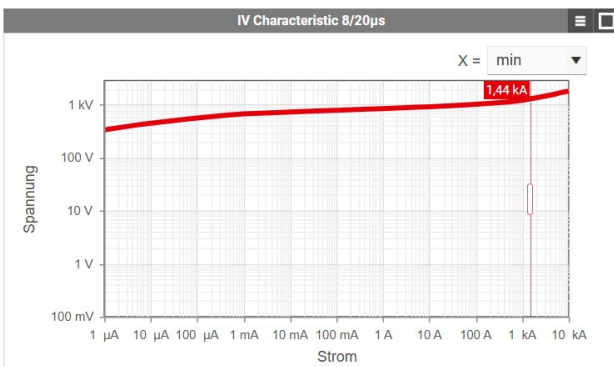


Abbildung 28: V/I Kennlinie REDEXPERT des Scheibenvaristors **WE-VD 820424611**, -10 % Toleranz bei 1423 A. Mithilfe der Dropdown Kachel oben rechts kann die gewünschte Toleranz ausgewählt werden.

$$V_{CLAMP\_min} \rightarrow 1290 \text{ V}$$

$$I_{C\_max} = \frac{V_G + V_{GRID} - V_{CLAMP\_min}}{Z_G} \quad (24)$$

$$= \frac{4 \text{ kV} + 564 \text{ V} - 1290 \text{ V}}{2 \Omega}$$

$$I_{C\_max} = 1637 \text{ A}$$

Nun wird überprüft, wie viele Stromimpulse mit 1637 A der gewählte Varistor, bezogen auf seine Lebensdauer, aushält. Wichtig ist, dass der Varistor während des Surgetests mit in Summe 40 Impulsen (5x positiv, 5x negativ, 0°, 90°, 180°, 270° Phasenlage) nicht ausfällt. Dazu gibt es im Datenblatt das Diagramm in Abbildung 29, 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:**

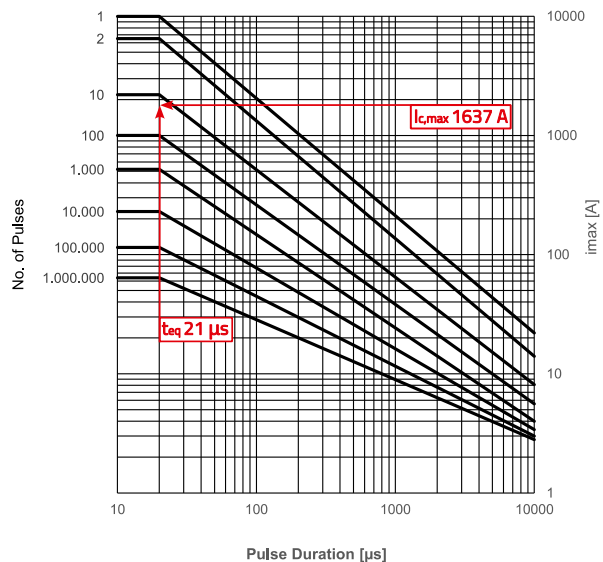


Abbildung 29: Lebensdauer-Derating über Strom, Impulslänge und Anzahl Impulse.

Bei einem Rechteckequivalent von 21,16 µs und einem Strom von 1637 A hält der Varistor ca. 45 Impulse sicher stand. Während der Surgetprüfung nach IEC/EN 61000-4-5 treten insgesamt 40 Pulsbelastungen auf.

Als nächstes wird die maximal auftretende Energie im Varistor überprüft:

$$W_{max} = I_{C\_max} \cdot V_{CLAMP\_min} \cdot t_{Pulse} \quad (25)$$

$$W_{max} = 1637 \text{ A} \cdot 1290 \text{ V} \cdot 20,8 \mu\text{s} = 43,9 \text{ J}$$

Aus dem Datenblatt geht eine maximal mögliche Energieabsorption von 440 J hervor.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Anschließend wird geprüft, ob der Varistor genug Zeit ( $T_{cool}$ ) hat, sich zwischen den Surgeimpulsen 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 1 W entnommen werden.

$$T_{cool} > \frac{W_{max}}{P_{diss}} = \frac{44,7 \text{ J}}{1 \text{ W}} = 44,7 \text{ s} \quad (26)$$

Der gewählte Varistor braucht weniger als 45 Sekunden Abkühlzeit und ist daher final für den Einsatz in der Applikation geeignet. Die gesamte Worst Case-Betrachtung trifft dann zu, wenn der positive Surgeimpuls auf 90° und der negative auf 270° Phasenlage trifft. Bei allen anderen Phasenlagen ist die Belastung für den Varistor deutlich geringer.

### 9. BERECHNUNG DES LECKSTROMS DURCH DIE 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  $\mu\text{A}$  (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.

Zudem hängt die Höhe des Leckstroms von der Netzspannung  $U_{GRID}$ , der Netzfrequenz  $f_{GRID}$ , und den X-Kondensatoren sowie deren Verschaltung ab.

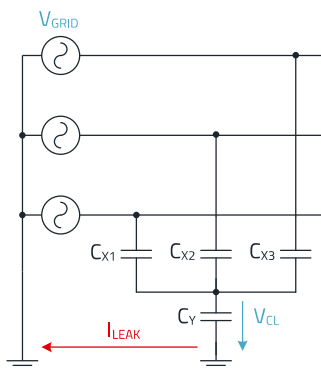


Abbildung 30: Y2-Kondensator in Reihe mit X2-Kondensatoren Sternschaltung.

In einem zu 100 % ausbalancierten X-Kondensatoren-Netzwerk in Sternschaltung (Abbildung 30) würde theoretisch kein Leckstrom ( $I_{leak}$ ) durch den in Reihe geschalteten

Y-Kondensator ( $C_Y$ ) fließen. Zudem führt die Toleranz der Netzspannung ( $V_{GRID}$ ) innerhalb der 3-Phasen zu zusätzlichen Asymmetrien. Berücksichtigt man eine Netzspannungstoleranz von 3 % zwischen den Phasen sowie eine Kapazitätstoleranz der Kondensatoren von 10 %, ergibt sich der Worst Case Leckstrom wie folgt:

$$|I_{leak\_max}| = 2\pi f \cdot C_{Y\_max} \cdot \frac{V_{GRID\_max} \cdot C_{X\_max} - V_{GRID\_min} \cdot C_{X\_min}}{C_{X\_max} + 2 \cdot C_{X\_min} + C_{Y\_max}} \quad (27)$$

Beispielrechnung:

- $C_X = 4,7 \mu\text{F} / C_Y = 100 \text{ nF} / \pm 10 \% \text{ tol.};$
- $V_{GRID} = 400 \text{ V}_{AC} \text{ } 50 \text{ Hz} / \pm 3 \% \text{ tol. (EN50160).}$

$$|I_{leak\_max}| = 2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 110 \text{ nF}$$

$$= \frac{412 \text{ V} \cdot 5,17 \mu\text{F} - 388 \text{ V} \cdot 4,23 \mu\text{F}}{5,17 \mu\text{F} + 2 \cdot 4,23 \mu\text{F} + 110 \text{ nF}} = 1,23 \text{ mA}$$

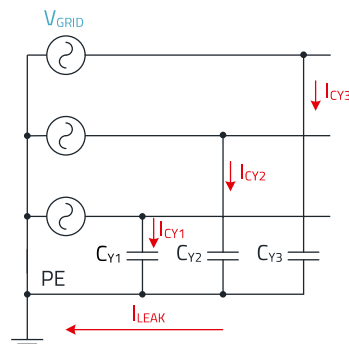


Abbildung 31: Alternative Y2-Kondensatoren-Verschaltung direkt von den Phasen zu PE.

Werden die Y2-Kondensatoren wie in Abbildung 31 geschaltet, ergibt sich folgende Berechnung:

$$|I_{leak\_max}| = 2\pi f \cdot (C_{Y\_max} - C_{Y\_min}) \cdot V_{GRID\_max} \quad (28)$$

Beispielrechnung:

- $C_Y: 100 \text{ nF} / \pm 10 \% \text{ tol.};$
- $V_{GRID}: 400 \text{ V}_{AC} \text{ } 50 \text{ Hz} / \pm 3 \%.$

$$|I_{leak\_max}|$$

$$= 2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot (110 \text{ nF} - 90 \text{ nF}) \cdot 412 \text{ V} = 2,59 \text{ mA}$$

Die beiden Berechnungsbeispiele verdeutlichen, dass die durch Y-Kondensatoren verursachten Leckströme in Kombination mit einer X-Kondensatoren-Sternschaltung deutlich reduziert werden können.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

Dieser Vorteil wurde gezielt in der Dimensionierung des EMV-Filters berücksichtigt. Die beiden großen 47 nF Y2-Kondensatoren zur Unterdrückung niederfrequenter CM-Störanteile wurden am Sternpunkt der X2-Kondensatoren angebracht. Die drei kleineren 2,2 nF Y2-Kondensatoren, die für die hochfrequenten CM-Störanteile ausgelegt sind, wurden direkt zwischen den Phasen und PE geschaltet. Dadurch wird eine breitbandige Entstörwirkung für CM-Störungen erzielt, während die Ableitströme möglichst geringgehalten werden.

### 10. KERNMATERIALIEN DER STROMKOMPENSIERTEN DROSSELN

In stromkompensierten Drosseln (CMC) für 3-Phasen-Systeme werden am häufigsten Mangan-Zink (MnZn) und Nanokristalline (NC) Materialien als Kernmaterialien eingesetzt. In Abbildung 32 bis Abbildung 34 sind Impedanzkurven von verschiedenen CMCs gezeigt.

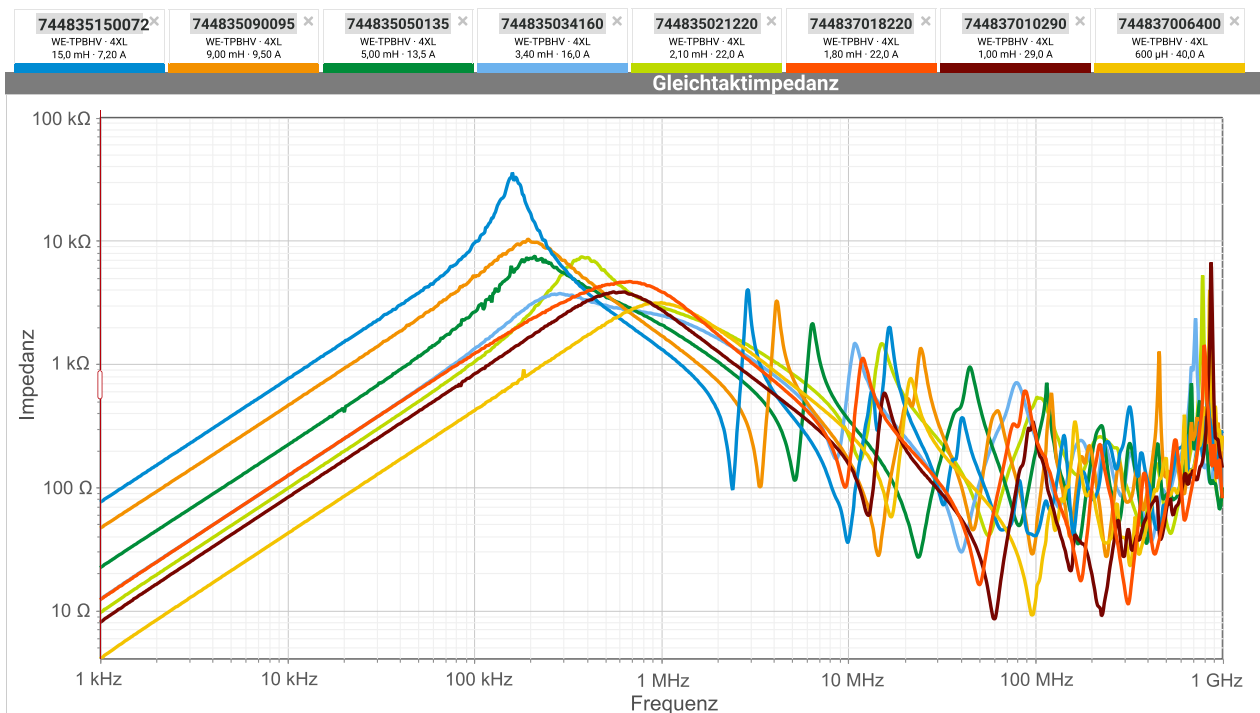


Abbildung 32: Impedanzkurven aus **REDEXPERT** für CMCs der **WE-TPBHV** Serie mit Mangan-Zink (MnZn) Kernmaterial. Charakteristisch ist der lineare Anstieg der Kurve bis zur ersten Resonanzfrequenz.

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

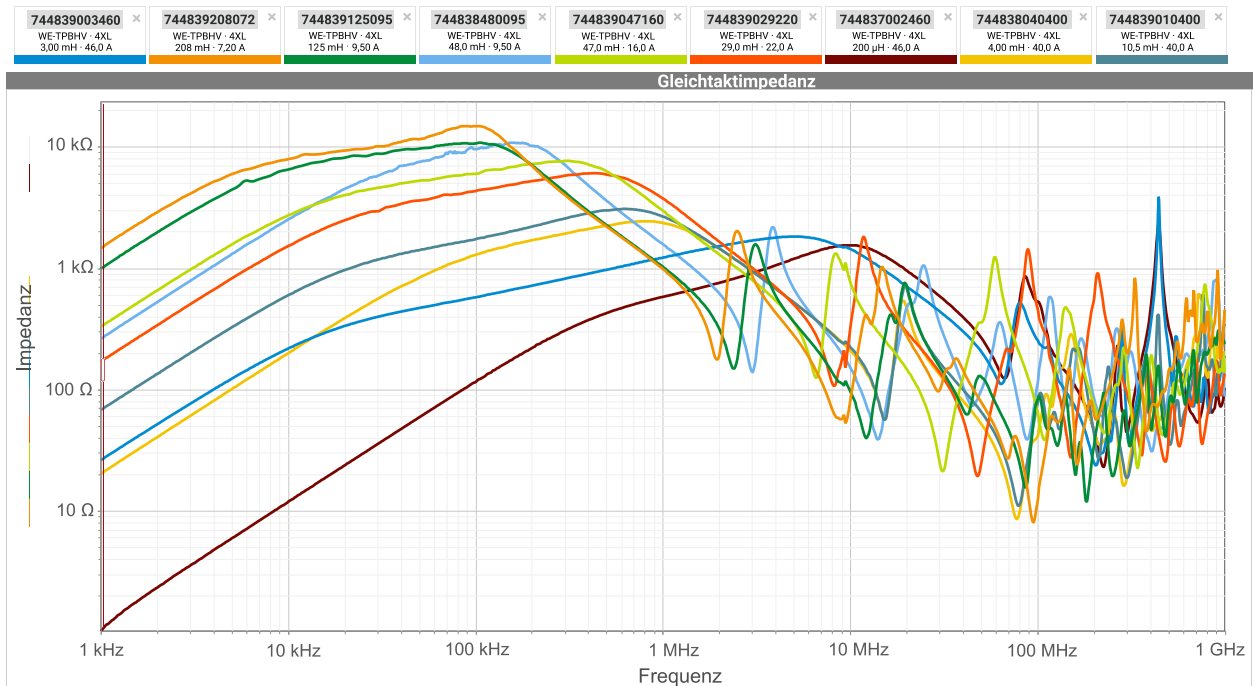


Abbildung 33: Impedanzkurven aus **REDEXPERT** für CMCs der **WE-TPBHV** Serie mit nanokristallinem (NC) Kernmaterial. Charakteristisch ist hier ein Knick im ansteigenden Bereich der Kurve bis zur ersten Resonanz zu beobachten.

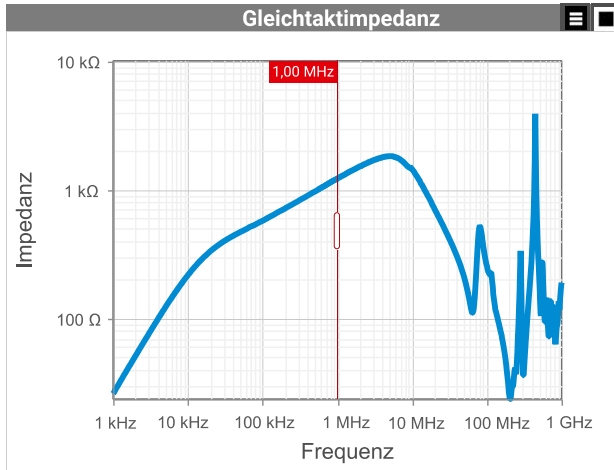


Abbildung 34: Impedanzkurve der **744839003460 WE-TPBHV** mit nanokristallinem Kern. Ab ca. 10 kHz flacht die Kurve bis zur ersten Resonanz deutlich ab.

Wie in Abbildung 34 ersichtlich, flacht die Impedanzkurve der Common Mode Induktivität ( $L_{CM}$ ) kurz nach 10 kHz deutlich ab. Die Ursache dafür ist die frequenzabhängige Permeabilität in diesem Frequenzbereich von nanokristallinen Kernen. Im Datenblatt der Artikelnummer **744839003460** steht eine Nenninduktivität von 3 mH (+/- 50 % tol.) gemessen bei 10 kHz. Nutzt man die Cursorfunktion innerhalb von **REDEXPERT**, so lässt sich bei 10 kHz eine Impedanz ( $X_L$ ) von 217 Ω ablesen.

$$L_{CM} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{217 \Omega}{2\pi \cdot 10 \text{ kHz}} = 3,46 \text{ mH} \quad (29)$$

Auf den ersten Blick passt die gemessene Induktivität ( $L_{CM}$ ) unter Berücksichtigung der Toleranz zu der Nenninduktivität im Datenblatt. Wird der Cursor auf 1 MHz gesetzt, so kann eine Impedanz von 1,22 kΩ abgelesen werden.

$$L_{CM} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{1,22 \text{ k}\Omega}{2\pi \cdot 1 \text{ MHz}} = 194 \mu\text{H} \quad (30)$$

Daraus ergibt sich eine resultierende Induktivität ( $L_{CM}$ ) von nur noch 194 μH. Dieser Wert muss bei einer möglichen mathematischen Auslegung für das CM-Filter berücksichtigt werden, und nicht die Nenninduktivität.

### 11. ZUSAMMENFASSUNG

Es wird gezeigt, wie dem Entwickler das Design eines 3-Phasenfilters mithilfe einfacher Mathematik, kostenlosen Designtools und gängiger Messtechnik gelingen kann. Das vorrangige Ziel ist es, das Filter hinsichtlich der Einfügedämpfung richtig zu dimensionieren, um unnötige Kosten zu vermeiden und das Filter so kompakt wie möglich zu halten. Würth Elektronik bietet ein breites Portfolio an passiven als auch elektromechanischen Bauelementen an, um ein komplettes Netzfilter aufzubauen.

## APPLICATION NOTE

ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

### 12. STÜCKLISTE

Index	Beschreibung	Wert	Baugröße	Art. Nr.
C <sub>9, 10, 11</sub>	Y-Caps	2,2 nF / 250 V	2211	<a href="#">8853522130151</a>
C <sub>7, 8</sub>	Y-Caps	47 nF / 330 V	P 15 mm	<a href="#">890404125010CS</a>
C <sub>1, 2, 3, 4, 5, 6</sub>	X-Caps	4,7 µF / 310 V	P 275 mm	<a href="#">890334027030CS</a>
J <sub>1, 2</sub>	TBL	750 V / 24 A	P 7,5 mm	<a href="#">691137910004</a>
L <sub>1</sub>	CMC	8,4 mH / 7,5 A	47 mm	<a href="#">744833084075</a>
MP <sub>1, 2, 3, 4, 5</sub>	SMT Spacer	10 mm length	3,3/6 mm	<a href="#">9774100960R</a>
RV <sub>1, 2, 3</sub>	MOV	460 V / 6,5 kA	20 mm	<a href="#">820424611</a>

# APPLICATION NOTE

## ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

### 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](http://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](http://www.we-online.com/appnotes)



**REDEXPERT** Design Platform  
[www.we-online.com/redexpert](http://www.we-online.com/redexpert)



Toolbox  
[www.we-online.com/toolbox](http://www.we-online.com/toolbox)



Produkt Katalog  
[www.we-online.com/products](http://www.we-online.com/products)

### KONTAKT INFORMATION



[appnotes@we-online.com](mailto: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](http://www.we-online.com)

# APPLICATION NOTE

ANP137 | 3-Phasen EMV-Filterdesign Messung-Berechnung-Simulation

## REVISIONSHISTORIE

Dokument Version	Veröffentlichungsdatum	Änderungen
ANP137a	2026/02/12	Ursprüngliche Version der Application Note

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