

Ein Praxisbeispiel: Ein EMV-Filter für ein Schaltnetzteil

In diesem Artikel wird schrittweise ein EMV-Filter für ein konkretes Schaltnetzteil entwickelt und berechnet. Das Netzteil arbeitet mit folgenden elektrischen Parametern:

- Eingangsspannung: 115 - 230 V AC
- Nennleistung: 100 W
- Wirkungsgrad: 85 %
- Schaltfrequenz: 75 kHz
- Topologie: Fly-Back

Dabei wird systematisch auf die Analyse der Störungen, die Auswahl geeigneter Filterkomponenten und die Optimierung des Filters für die jeweilige Anwendung eingegangen. Ein besonderes Augenmerk liegt auf der Unterscheidung zwischen Gleich- und Gegentaktstörungen, um eine gezielte und normkonforme Filterlösung zu entwickeln.

Wie genau ein solcher Filter entsteht, welche Bauteile notwendig sind und welche Herausforderungen bei der Umsetzung auftreten, wird in den folgenden Abschnitten behandelt.

Im ersten Schritt werden der Spannungsverlauf durch den Brückengleichrichter messtechnisch erfasst und die Impulsdauer (τ) sowie die Anstiegszeit des Impulses (t_r) ermittelt.

Durch die Erfassung des Spannungssignals ergibt sich eine Impulsdauer von:

$$\tau = 2,1 \mu s$$

Die Flankenanstiegszeit beträgt:

$$t_r = 1,3 \mu s$$

Bei Annahme einer Trapezförmigkeit des Spannungs- und Stromverlaufs durch den Brückengleichrichter kann das EMV-Spektrum, vor dem Einsatz eines Netzfilters und ohne Fourier-Transformation, abgeschätzt werden. Dafür wird zunächst die Spitzenspannung (V_p) berechnet:

$$V_p = \sqrt{2} \times V_{rms}$$

$$V_p = \sqrt{2} \times 230 V \approx 325 V$$

Anschließend werden die Eckfrequenzen der einhüllenden Amplitudendichtekurve bestimmt:

$$f_1 = \frac{1}{\pi \times \tau}$$

$$f_1 = \frac{1}{\pi \times 2,1 \mu s} = 151,58 \text{ kHz}$$

$$f_2 = \frac{1}{\pi \times t_r}$$

$$f_2 = \frac{1}{\pi \times 1,3 \mu s} = 244,85 \text{ kHz}$$

Wird nun die Kurve der Einhüllenden grafisch skizziert, ergibt sich der in Abbildung 1 dargestellte Verlauf:

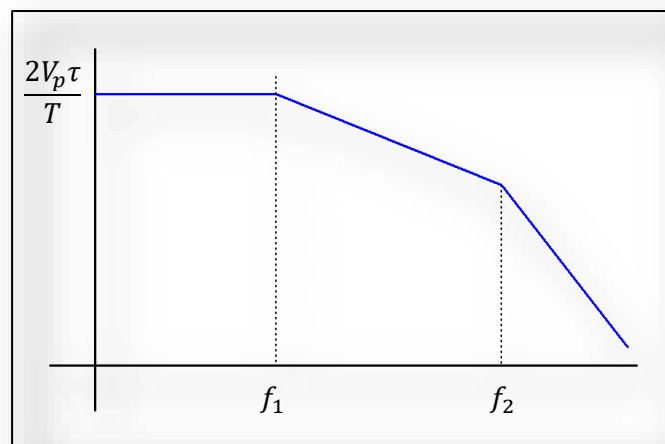


Abbildung 1: Skizzierter Kurvenverlauf der Einhüllenden

Für die spätere Abschätzung der Störaussendung wird in diesem Beispiel die EN 55014 herangezogen. Diese beschreibt eine EMI-Norm-QP-Grenze von 66 dB μ V. Relevant für die Auswertung der Störaussendung ist die erste ungerade Harmonische über 150 kHz und das nachfolgende Frequenzspektrum. Für das Beispiel bedeutet dies, dass die 3. Harmonische der Schaltfrequenz, also 225 kHz ($f_{n=3}$), betrachtet werden muss. Die Frequenz liegt zwischen den Eckpunkten f_1 und f_2 . Daher kann die erwartete Amplitude der Harmonischen näherungsweise wie folgt berechnet werden:

$$V_3 = \frac{2 \times V_p}{\pi} \times \left(\frac{f_0}{f_{n=3}} \right)$$

$$V_3 = \frac{2 \times 325 \text{ V}}{\pi} \times \left(\frac{75 \text{ kHz}}{225 \text{ kHz}} \right) \approx 68,97 \text{ V}$$

Für die Berechnung des Gleichtaktstroms (I_{cm}) wird noch eine Koppelimpedanz benötigt. Beispielhaft wird eine Koppelkapazität (C_p) von 20 pF angenommen. In der Praxis finden sich ähnliche Werte häufig zwischen dem Drain des IGBT und dem eingesetzten Kühlkörper. Wenn dieser mit dem Schutzleiter verbunden ist, kann der nachfolgend berechnete Gleichtaktstrom auftreten.

$$I_{cm} = \frac{V_3}{X_c}$$

$$I_{cm} = V_3 \times 2\pi f C$$

$$I_{cm} = 68,97 \text{ V} \times 2\pi \times 225 \text{ kHz} \times 20 \text{ pF} \approx 1,95 \text{ mA}$$

Für die Messung der leitungsgebundenen Störspannung werden eine Netznachbildung und ein EMV-Messempfänger eingesetzt. Aufgrund der Parallelschaltung der Ausgangsimpedanz der Netznachbildung und der Eingangsimpedanz des EMV-Messempfängers ergibt sich folgende Gesamtimpedanz:

$$Z = 50 \Omega \parallel 50 \Omega = 25 \Omega$$

Nun kann die erwartete Störspannung (V_{cm}) rechnerisch ermittelt werden:

$$V_{cm} = Z \times I_{cm} = 25 \Omega \times 1,95 \text{ mA} = 48,75 \text{ mV}$$

Umgewandelt in dB μ V ergibt dies einen Störpegel von:

$$V_{dB\mu V} = 20 \times \log\left(\frac{48,75 \text{ mV}}{1\mu V}\right) = 93,76 \text{ dB}\mu V$$

Als letzte relevante Größe wird die Eckfrequenz des einzusetzenden Filters benötigt. Hierfür ist die erforderliche Dämpfung ausschlaggebend. Diese berechnet sich aus dem erwarteten Störpegel, dem normativen Grenzwert und einer Sicherheitsmarge von 3 dB μ V:

$$\text{Dämpfung } A = 93,76 \text{ dB}\mu V - 66 \text{ dB}\mu V + 3 \text{ dB}\mu V = 31 \text{ dB}\mu V$$

Der zu entwickelnde Filter sollte die Störung mit einer Dämpfung von +40 dB pro Dekade abschwächen. Daraus lässt sich in Näherung die Eckfrequenz des Netzfilters bestimmen:

$$f_c = f_{n=3} \times 10^{\frac{-A}{40}} = 225 \text{ kHz} \times 10^{\frac{-31}{40}} = 37,78 \text{ kHz}$$

Nach der Ermittlung aller notwendigen Größen lässt sich der Netzfilter entwickeln. Als Drossel wird in diesem Beispiel eine Gleichtaktdrossel mit einem Induktivitätswert von vier Millihenry gewählt. Ausschlaggebend für die Drossel ist nicht nur die Induktivität, sondern auch die Strombelastbarkeit. Der größte Eingangsstrom des Schaltnetzteils tritt unter Vollast bei der minimalen Eingangsspannung auf und berechnet sich wie folgt:

$$I_{max} = \left(\frac{P}{\eta} \right) \div V_{min} = \left(\frac{100 \text{ W}}{0,85} \right) \div 150 \text{ VAC} = 1,02 \text{ A}$$

Das bedeutet, dass die Strombelastbarkeit der Gegentaktdrossel größer als 1,02 A sein muss. In der Praxis wird in einem solchen Fall meist eine Drossel mit einer Belastbarkeit von 2 A bei 230 VAC bei einer Umgebungstemperatur 40°C gewählt. Die gewählte Gleichtaktdrossel weist die in Abbildung 2 dargestellten Impedanzverläufe auf:

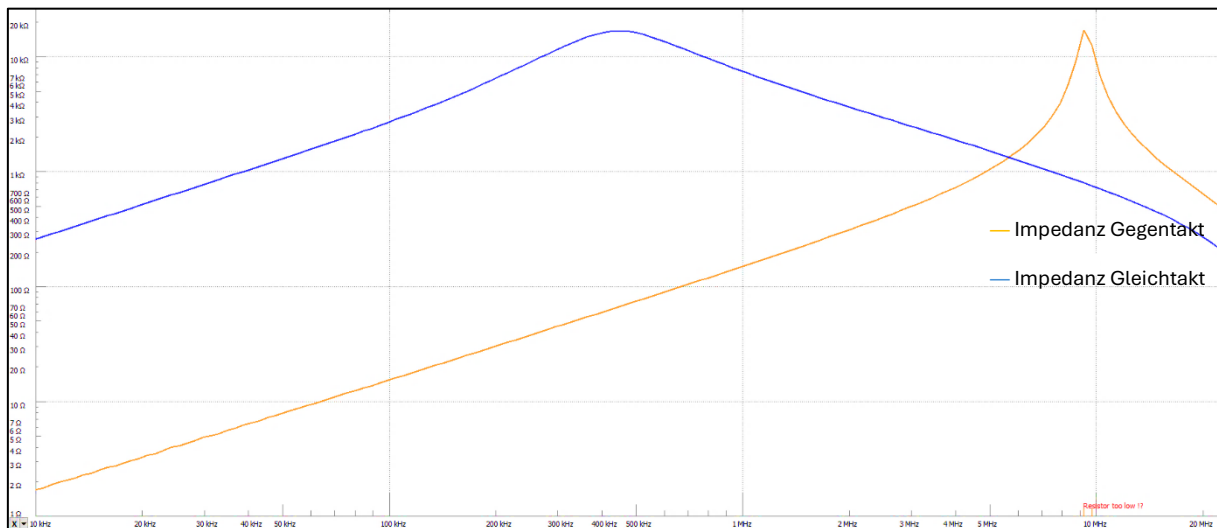


Abbildung 2: Impedanzverlauf Gleichtaktdrossel 4 mH

Um die Dämpfung der Drossel optimal zu nutzen und einen hohen Dämpfungsverlauf der Gleichtaktstörung bis in den MHz-Bereich zu gewährleisten, werden im Netzfilter Y2-Kondensatoren eingesetzt. Diese können mithilfe der Thomsonschen Schwingungsgleichung bestimmt werden:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C}}$$

Diese Schwingungsgleichung wird nun nach der Kapazität, in diesem Fall der Kapazität der Y2-Kondensatoren, umgestellt:

$$C_y = \frac{1}{(2\pi \times f_c)^2 \times L_{cm}}$$

$$C_y = \frac{1}{(2\pi \times 37,78 \text{ kHz})^2 \times 4 \text{ mH}} \approx 4,4 \text{ nF}$$

Da im Netzfilter zwei Y2-Kondensatoren zum Einsatz kommen, wird der errechnete Wert durch zwei geteilt. Daraus ergibt sich ein Kapazitätswert von 2,2 nF. Die Auswahl würde in diesem Fall auf einen Kapazitätswert von 2,2 nF laut E24-Reihe fallen. Bei der Auswahl der Y2-Kondensatoren muss stets darauf geachtet werden, gesetzlich vorgeschriebene Ableitströme nicht zu überschreiten.

Um den Netzfilter weiter zu vervollständigen, wird ein X1-Kondensator benötigt, der zwischen den Netzleitungen L und N geschaltet wird. Der X1-Kondensator kann ebenfalls mit der Schwingungsgleichung ermittelt werden. Als Induktivität wird in der Praxis die Streuinduktivität der Gleichtaktdrossel angenommen. Die Streuinduktivität kann mithilfe eines LCR-Meters messtechnisch bestimmt werden. In diesem Beispiel entspricht der gemessene Wert etwa 26,6 µH. Mithilfe dieser Größen lässt sich eine geeignete X1-Kapazität wie folgt berechnen:

$$C_x = \frac{1}{(2\pi \times f_c)^2 \times L_{leak}}$$

$$C_x = \frac{1}{(2\pi \times 36 \text{ kHz})^2 \times 26,6 \text{ µH}} \approx 667,17 \text{ nF}$$

In der Praxis wird in einem solchen Fall der nächsthöhere Kapazitätswert in der E24-Reihe ausgewählt. In diesem Fall beträgt die gewählte X1-Kapazität 680 nF.

Oft werden für kleinere Eckfrequenzen f_1 höhere Gegentaktinduktivitäten benötigt, um die X1-Kapazität gering halten zu können. Hierbei sind die Möglichkeiten, die Streuinduktivität für die Gegentaktunterdrückung zu nutzen, stark begrenzt. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, separate Gleichtaktdrosseln für den L und N Leiter zu verwenden. Einen interessanten Ansatz bilden hierbei Hybriddrosseln, die die Elemente der Gegentakt- und Gleichtaktdrossel vereinen.

Bei den meisten Netzfiltern wird aus Sicherheitsgründen auf der Netzseite, parallel zum X1-Kondensator, ein Entladewiderstand platziert. Dieser ermöglicht die Entladung der Kondensatoren, vorrangig die des X1-Kondensators. Laut DIN EN 60335-1, sollte innerhalb einer Sekunde ein sicheres Spannungsniveau (weniger als 50 V) erreicht werden.

In diesem Beispiel bietet sich ein Widerstand von 680 k Ω an. Dieser ermöglicht eine Entladung des X1-Kondensators innerhalb von 0,88 s.

Abschließend kann der Netzfilter mit einem, zwischen die Netzleitungen geschalteten Varistor, erweitert werden, um einen Schutz vor transienten Überspannungen aus dem Netz, zu gewährleisten.

Als Endergebnis der schrittweisen Entwicklung des Netzfilters für das obige Beispiel ergibt sich abschließend der folgende Aufbau für den Filter in Abbildung 3:

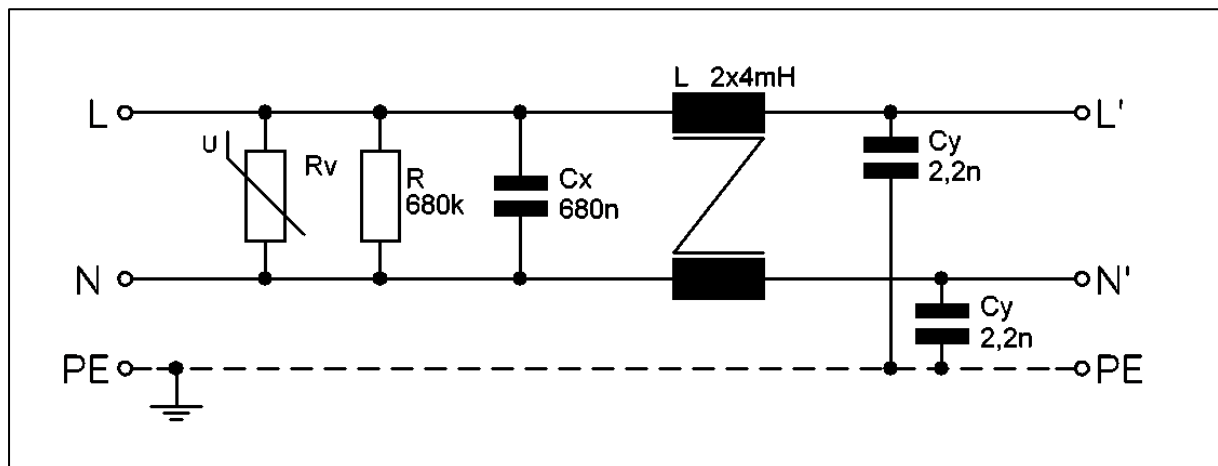


Abbildung 3: Schaltplan des Beispielfilters

Es wurde gezeigt, wie sich ein effektiver Netzfilter für ein Schaltnetzteil mithilfe grundlegender mathematischer Abschätzungen und einfacher Messtechnik gezielt entwickeln lässt. Ziel war es, die Einhaltung relevanter EMV-Normen sicherzustellen, ohne unnötige Komplexität oder überdimensionierte Bauteile in Kauf nehmen zu müssen. Durch die differenzierte Betrachtung von Gleichtakt- und Gegentaktstörungen konnte der Filter auf das spezifische Störspektrum des Schaltnetzteils abgestimmt werden.

Die rechnerische Bestimmung relevanter Größen - wie Eckfrequenz, Kapazitätswerte für Y2- und X1-Kondensatoren, Induktivitätswerte der Gleichtaktdrossel sowie deren Strombelastbarkeit - ermöglichte eine zielgerichtete Auswahl der Komponenten und eine normkonforme Auslegung des Filters.

Die Kombination aus einer Gleichtaktdrossel, X1- und Y2-Kondensatoren sowie einem Varistor ergibt einen praxisgerechten Aufbau, der durch einen Entladewiderstand normkonform ergänzt wurde. In der Praxis bietet sich zudem der Einsatz hybrider Drosselkonzepte an, um sowohl Gleichtakt- als auch Gegentaktstörungen effizient zu unterdrücken.

Die im Artikel beschriebene Methodik liefert somit einen klar strukturierten Leitfaden für Entwickler, um Schaltnetzteile EMV-gerecht auszustatten und Filterlösungen funktional sowie wirtschaftlich zu realisieren.