

Design eines EMV Hybridfilters für Hochleistungsstromquellen

B. Eng., Robert Lorenz Wällnitz, BTU Cottbus-Senftenberg, Deutschland
 Prof. Dr.-Ing., Sven Bönisch, BTU Cottbus-Senftenberg, Deutschland

1 Einleitung

Nahezu alle leistungselektronischen Geräte erzeugen aufgrund ihrer hochfrequent schaltenden Bauteile elektromagnetische Störungen mit unterschiedlichen Frequenzanteilen. Diese können bei anderen elektronischen Geräten zu Störungen führen. Basierend auf der Ausbreitungsart unterscheidet man zwischen feld- und leitungsgebundener Störemission. In dieser Arbeit wird die Reduzierung der leitungsgebundenen Störemission diskutiert.

Zur Dämpfung der leitungsgebundenen Störemission finden in der Leistungselektronik vor allem passive LC-Filter Verwendung. Abb. 1 zeigt den Aufbau eines dreiphasigen passiven LC-Filters. Dieser beinhaltet sowohl Gleich- und Gegentaktrosseln als auch Y- und X-Kondensatoren zur Dämpfung der vom Prüfling erzeugten Gleich- und Gegentaktstörungen.

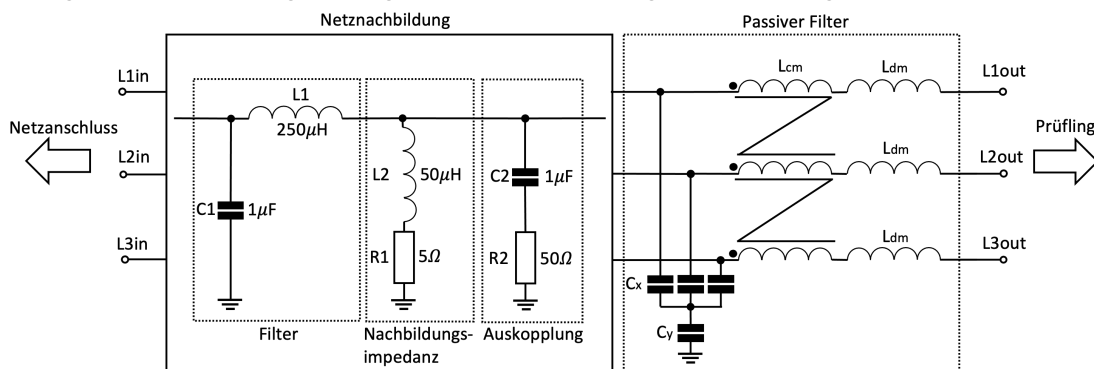


Abb. 1: Aufbau eines passiven Filters für Hochleistungsanwendungen

$$I_{LK} = 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \frac{0,06 \cdot U_r \cdot C_x}{3 \cdot C_x + C_y} \cdot C_y \quad (1)$$

Die Wahl der Größe der Y-Kondensatoren ist limitiert, da über diese ein über Gleichung (1) nach EN 60939-1 zu berechnender maximaler Ableitstrom $I_{LK} < 10\text{mA}$ in Richtung Erde fließen darf. Dabei stellt f_r die Bemessungsfrequenz, U_r die Bemessungsspannung zwischen Leiter und Erde, C_x die Nennkapazität des Sternpunktes und C_y die Nennkapazität gegen Erde dar.

Obwohl passive Filter eine notwendige Wirkung besitzen, indem sie die Störemission der leistungselektronischen Geräte normgerecht reduzieren, lassen sich bei ihnen aufgrund ihrer Größe, Kosten und ihres Gewichts Nachteile gegenüber anderen Filtertypen feststellen. Hybrid-Filter kombinieren einen kleinen passiven Filter und aktive Bauteile miteinander und tragen so, im Vergleich zu passiven Filtern, zu einer Reduzierung der Größe und des Gewichts des EMV-Filters bei. In Abb. 2 ist der grundlegende Aufbau eines einphasigen hybriden Filters dargestellt.

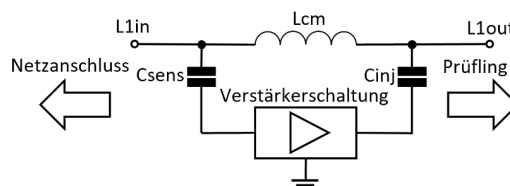


Abb. 2: Grundlegender Aufbau eines einphasigen Hybridfilters

Hybride Filter greifen die Störspannung oder den Störstrom über einen Kondensator ab. Nachfolgend wird das Störsignal über eine aktive Verstärkerschaltung verstärkt, invertiert und anschließend über einen Kondensator [1], oder einen Trafo bzw. eine separate Spulenwicklung [2]-[3] auf den störsignalführenden Leiter injiziert. Das injizierte Signal besitzt idealerweise die gleiche Amplitude wie das abgegriffene Signal, ist jedoch um 180° phasenverschoben. Somit löschen sich die beiden Signale idealerweise gegenseitig aus. Eine Induktivität zwischen Ein- und Ausgang des Filters dient der Entkopplung der beiden Pfade und trägt zusätzlich zu einer Dämpfung der Störemission bei.

2 Problem- und Prozessbeschreibung

2.1 Ausgangssituation

Ausgangssituation dieser Arbeit ist das in Abb. 3 dargestellte Störspannungsspektrum einer dreiphasigen Hochleistungsstromquelle. Die im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz aufgenommenen Messwerte für die Quasi Peak und Average Störspannung des Prüflings überschreiten sichtbar die Grenzwerte der EN 55011 Klasse B mit AC-Netzanschluss.

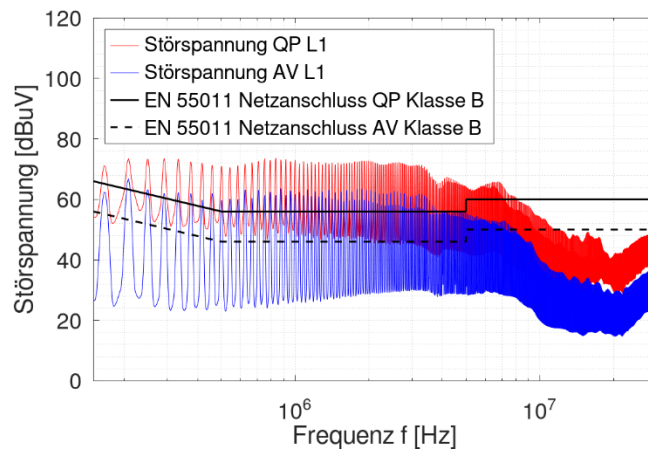


Abb. 3: Störspannungsspektrum an L1 ohne vorgeschalteten Filter im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz (Quasi Peak, Average, Grenzwerte für EN 55011 Netzanschluss QP/AV Klasse B)

2.2 Filterdesign

Das in dieser Arbeit untersuchte hybride Filterdesign ist in Abb. 4 dargestellt.

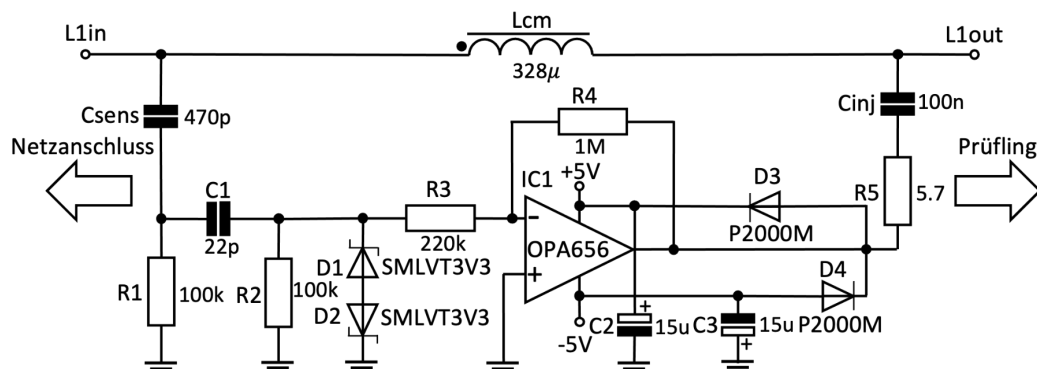


Abb. 4: Einphasiger Aufbau des hybriden Filter-Designs

Das Störsignal wird über den spannungsfesten Kondensator C_{sens} des ersten RC-Hochpasses, bestehend aus C_{sens} und R_1 , abgegriffen und durch einen weiteren in Serie geschalteten RC-Hochpass, bestehend aus C_1 und R_2 , gedämpft.

Für eine ideale Signalübertragung im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz wurden die Bauteilwerte so gewählt, dass das abgegriffene Störsignal so gering wie möglich beeinträchtigt wird, das 50Hz Signal der Versorgungsspannung jedoch ausreichend gedämpft wird, um den Eingang des aktiven Bauteils nicht zu beschädigen. In Abb. 5 ist die Simulationsschaltung zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens des Eingangsfilters, bestehend aus C_{sens} und R_1 sowie C_1 und R_2 , dargestellt.

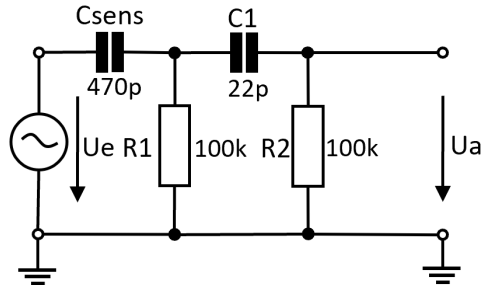


Abb. 5: Simulationsschaltung zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens des Eingangsfilters

Zur Bestimmung des Übertragungsverhaltens (S_{21}) des Eingangsfilters wurden die Eingangs- und Ausgangsspannungen U_e und U_a während einer AC-Simulation im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz aufgenommen und das Verhältnis der beiden Spannungen für eine logarithmische Darstellung umgerechnet.

$$S_{21}[dB] = 20 \cdot \log\left(\frac{U_a}{U_e}\right) \quad (2)$$

In Abb. 6 ist der simulierte Frequenzgang des Eingangsfilters im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz dargestellt.

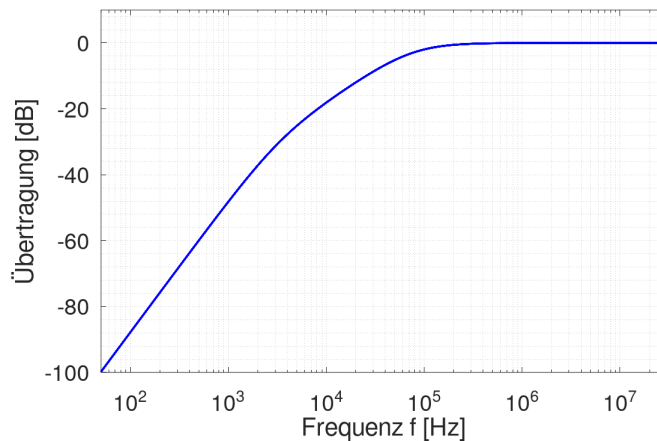


Abb. 6: Frequenzgang des Eingangsfilters im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz

Die Hochpassschaltung zweiter Ordnung liefert im Frequenzbereich von 50Hz bis 1kHz eine Steigung von 40dB pro Dekade. Es ist zu erkennen, dass der Eingangsfilter das 50Hz Signal um ca. 100dB dämpft.

$$U_a = 10^{\frac{S_{21}}{20}} \cdot U_e \quad (3)$$

Somit wird die 50Hz Versorgungsspannungssignal nach Gleichung (3) von 230V auf 2,3mV gedämpft. Im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz hingegen wird das abgegriffene Störsignal ideal übertragen.

Die zwischen Eingangsfilter und Widerstand R_3 antiseriell gegen Masse geschalteten TVS-Dioden D_1 und D_2 dienen zum Schutz des Eingangs von IC_1 und begrenzen die anliegende Spannung auf maximal 4V. Somit wird vermieden, dass durch einen transienten Energieimpuls im Einschaltmoment der Netzspannung der Eingang von IC_1 zerstört wird. Nachdem das abgegriffene Störsignal durch die Eingangsfilterschaltung übertragen wurde, wird es anschließend durch den aktiven Teil des Filters, eine invertierende Verstärkerschaltung bestehend aus IC_1 , R_3 und R_4 verstärkt und invertiert. Bei IC_1 handelt es sich um den Operationsverstärker OPA656U der Firma Texas Instruments. Dieser liefert einen Ausgangsstrom von bis zu 70mA und besitzt ein Bandbreitenverstärkungsprodukt von 230MHz.

$$V = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_4}{R_3} \quad (4)$$

Nach Gleichung (4) besitzt die invertierende Verstärkerschaltung eine Verstärkung von -4,5. Durch das Bandbreitenverstärkungsprodukt des OPA656U kann dieser auch mit einer gewählten Verstärkung von -4,5 Signale mit Frequenzen von bis zu 30MHz problemlos verarbeiten. Die beiden Tantal-Elektrolytkondensatoren C_2 und C_3 dienen als Abblockkondensatoren für die bipolare $\pm 5V$ Versorgungsgleichspannung von IC_1 . Die beiden gegen die Versorgungsspannung von IC_1 geschalteten Dioden D_3 und D_4 dienen als Schutzbeschaltung und begrenzen die am Ausgang von IC_1 maximal anliegende Spannung auf $\pm 0,7V$. Transiente Spannungsimpulse im Einschaltmoment der Netzspannung werden somit begrenzt und der Impulsstrom wird über D_3 und D_4 in Richtung der Versorgungsspannung von IC_1 und somit über die Abblockkondensatoren C_2 und C_3 gegen Masse abgeleitet. Das durch IC_1 verstärkte und invertierte Störsignal wird nach der Verarbeitung über einen RC-Hochpass, bestehend aus R_5 und C_{inj} , auf den störsignalführenden Leiter injiziert.

Der frequenzabhängige Impedanz- und Kapazitätsverlauf von C_{inj} wurde mit einem Netzwerkanalysator über die Messverfahren Port 1-2 Serie und Port 1-2 Shunt bestimmt. Um die Genauigkeit der Messergebnisse gewährleisten zu können wurden der Impedanz- und Kapazitätsverlauf von C_{inj} im Frequenzbereich von 50Hz bis 15kHz mit dem Messverfahren Port 1-2 Serie und im Frequenzbereich von 15kHz bis 30MHz mit dem Messverfahren Port 1-2 Shunt bestimmt. Die dabei gewonnenen Messreihen wurden anschließend zur Darstellung bei 15kHz zusammengesetzt. In Abb. 7 ist der frequenzabhängige Impedanz- und Kapazitätsverlauf vom Kondensator C_{inj} im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz dargestellt.

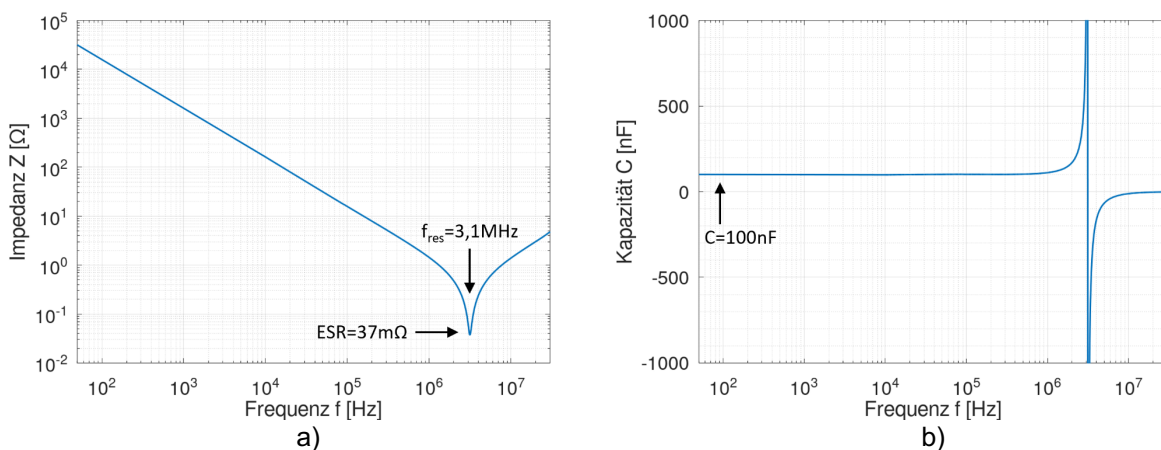


Abb. 7: a) Impedanz- und b) Kapazitätsverlauf des Kondensators C_{inj} im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res})^2 \cdot C} \quad (5)$$

Mit Gleichung (5) lässt sich für den Kondensator mit seiner Resonanzfrequenz von 3,1MHz und seiner Kapazität C die Ersatzserieninduktivität ESL bestimmen. Diese beträgt 26,4nH. Sein Serienserwiderstand ESR beträgt während der Resonanz von C_{inj} 37m Ω . In Abb. 8 ist das Ersatzschaltbild erster Ordnung dargestellt.

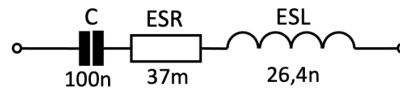


Abb. 8: Ersatzschaltbild erster Ordnung des Kondensators C_{inj}

Die stromkompensierte Drossel L_{cm} zwischen Ein- und Ausgang des Filters ermöglicht den Einsatz des Filters in Hochleistungsanwendungen, dient der Entkopplung der beiden Pfade zum Abgriff und zur Injektion des Störsignals und trägt zusätzlich zu einer Dämpfung der Störspannung bei. Die Induktivität besteht aus einem Mangan-Zink Ferrit Ringkern des Typs T63x38x25-A10 der Firma ACME Electronics Corporation mit drei Windungen. Um die Genauigkeit der Messergebnisse gewährleisten zu können wurden der frequenzabhängige Impedanz- und Induktivitätsverlauf der Drossel L_{cm} mit dem Netzwerkanalysator im Frequenzbereich von 50Hz bis 15kHz mit dem Messverfahren Port 1-2 Shunt und im Frequenzbereich von 15kHz bis 30MHz mit dem Messverfahren Port 1-2 Serie bestimmt. Die dabei gewonnenen Messreihen wurden anschließend zur Darstellung bei 15kHz zusammengesetzt. Der frequenzabhängige Impedanz- und Induktivitätsverlauf der Drossel im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz ist in Abb. 9 dargestellt.

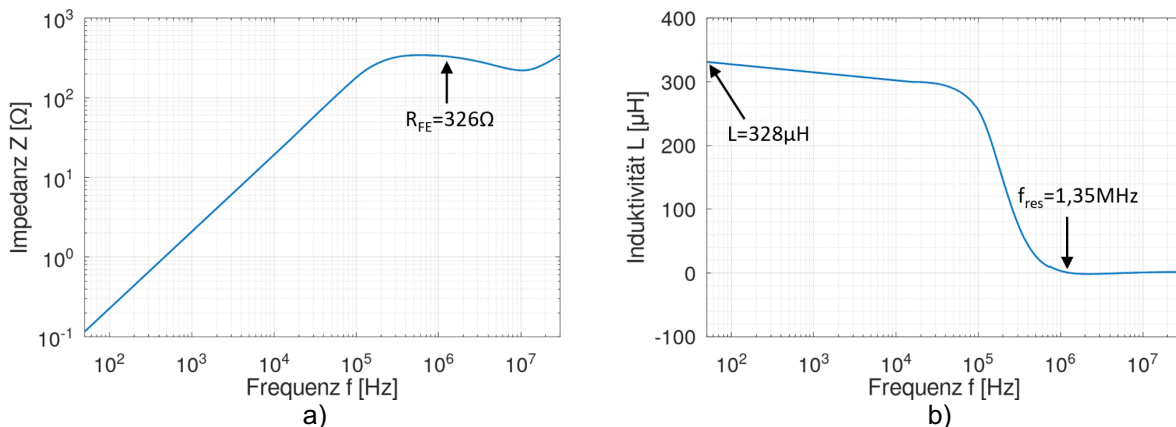


Abb. 9 a) Impedanz- und b) Induktivitätsverlauf der Drossel L_{cm} im Frequenzbereich von 50Hz bis 30MHz

In Abb. 9 ist zu erkennen, dass die Drossel bei einer Frequenz von 1,35MHz eine Resonanz aufweist. Stellt man Gleichung (5) nach C um, so erhält man eine parasitäre Kapazität C_p von 42,4pF. Bei der Resonanz besitzt L_{cm} einen Verlustwiderstand R_{FE} von 326 Ω . In Abb. 10 ist das Ersatzschaltbild erster Ordnung dargestellt.

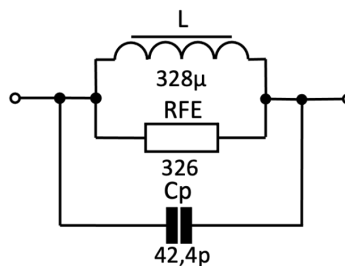


Abb. 10: Ersatzschaltbild erster Ordnung der Drossel L_{cm}

3 Ergebnisse

Für die Bestimmung des Übertragungsverhalten der Gesamtschaltung wurde mittels Netzwerkanalysator der Rückwärts-Transmissionskoeffizient S_{12} ermittelt. Dieser gibt das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung an.

$$S_{12}[dB] = 20 \cdot \log\left(\frac{U_e}{U_a}\right) \quad (6)$$

Der Rückwärtstransmissionskoeffizient S_{12} im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz ist in Abb. 11 dargestellt.

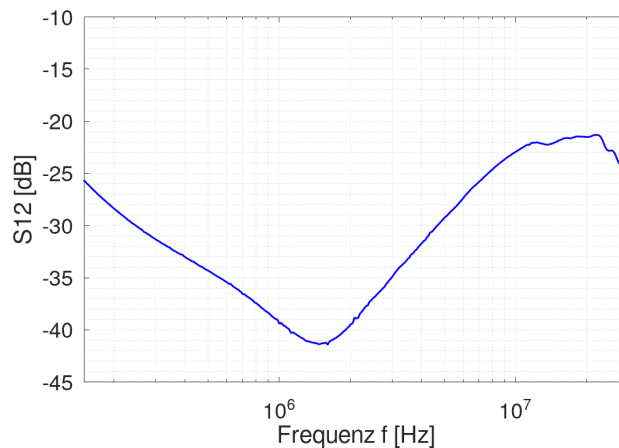


Abb. 11: Rückwärts-Transmissionskoeffizient S_{12} des Hybridfilters im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz

In Abb. 11 ist zu erkennen, dass das bei 150kHz das vom Prüfling in Richtung Netzanschluss fließende Störsignal durch den vorgeschalteten hybriden Filter um 25,8dB gedämpft wird. Die größte Dämpfung von 41,5dB erreicht das Filterdesign bei einer Frequenz von 1,6MHz. Die Dämpfung des Filters sinkt ab dieser Frequenz aufgrund der Charakteristik des Kondensators C_{inj} und der Drossel L_{cm} auf 21,3dB ab. Über den gesamten Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz liefert die Gesamtschaltung bei der Messung mit dem Netzwerkanalysator somit eine minimale Dämpfung von mindestens 21,3dB. Das entsprechende Störspannungsspektrum des Prüflings mit vorgeschaltetem Hybridfilter im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz ist in Abb. 12 dargestellt.

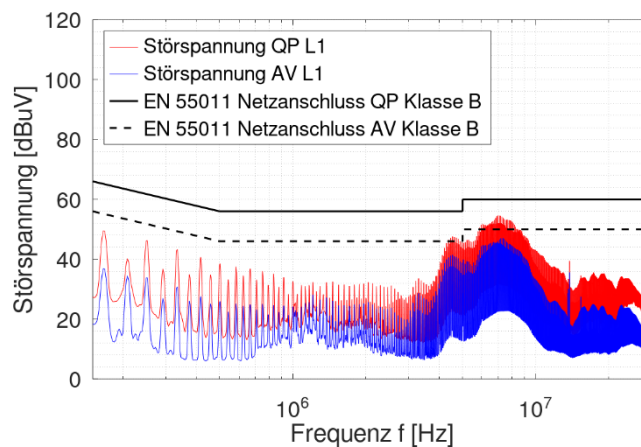


Abb. 12: Störspannungsspektrum an L1 mit vorgeschaltetem Hybridfilter im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz (Quasi Peak, Average, Grenzwerte für EN 55011 Netzanschluss QP/AV Klasse B)

Das in Abb. 12 dargestellte Störspannungsspektrum des Prüflings mit vorgeschaltetem hybriden Filterdesign überschreitet die Grenzwerte der EN 55011 Netzanschluss QP/AV der Klasse B im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz im Gegensatz zum Störspannungsspektrum des Prüflings ohne vorgeschalteten Filter in Abb. 3 nicht mehr.

4 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde ein hybrides Filterdesign zur Dämpfung der leitungsgebundenen Störemission von Hochleistungsstromquellen vorgestellt, seine einzelnen Bestandteile wurden präsentiert, ihr Nutzen erläutert und ihre Charakteristiken simulativ und experimentell analysiert. Während in den Veröffentlichungen [1]-[2] hybride Filter entwickelt wurden, um die Größe der passiven Bauteile wie z.B. Y-Kondensatoren zu reduzieren und die Dämpfung des Filters zu verbessern, verzichtet der in dieser Arbeit vorgestellte Hybridfilter gänzlich auf diese, womit während des Prüflingsbetriebs keine Ableitströme gegen Masse fließen. Die Wirkung des hybriden Filterdesign, die Dämpfung des Störspannungsspektrums des Prüflings im Frequenzbereich von 150kHz bis 30MHz, wurde experimentell bestimmt. Durch die Verwendung des hybriden Filters werden die in der EN 55011 Netzanschluss QP/AV der Klasse B festgelegten Grenzwerte des Prüflings eingehalten.

Literatur

- [1] B. Narayanasamy, F. Luo; Y. Chu, 2018, „*Modeling and Stability Analysis of Voltage Sensing based Differential Mode Active EMI Filters for AC-DC Power Converters*“, EMC+SIPI 2018, Long Beach, CA, July 30 – August 3, 2018
- [2] R. Goswami, S. Wang, E. Solodovnik, K. J. Karimi, 2018, „*Differential Mode Active EMI Filter Design for a Boost Power Factor Correction AC/DC Converter*“, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 576 – 590, March 2019
- [3] N.Kikuchi, T. Hirono, 2016, „*The active EMI filter for suppressing common-mode noise in bridge-less PFC converter system*“, 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Chiba, Japan, November 13-16, 2016