

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



ANP049 // ANDREAS NADLER

1 Einleitung

Bei DC/DC Schaltreglern mit relativ hohen Ein- & Ausgangsströmen ist u.a. die Wahl der passenden Kondensatoren Technologie, Speicher Induktivitäten, Schaltfrequenz und Halbleiter entscheidend für den resultierenden Wirkungsgrad. Ein Schaltregler mit hohem Wirkungsgrad ist aber nur dann marktreif, wenn dieser auch alle notwendigen EMV Richtlinien einhält, bzw. das Endprodukt in welchem dieser eingesetzt wird. Hierzu müssen am Ein- & Ausgang oftmals noch passende Filter eingeplant werden, um die Störaussendung zu reduzieren. Bei hohen Eingangs- & Ausgangsströmen ist es jedoch schwierig einen Kompromiss zw. Effizienz, Baugröße, Dämpfung und Kosten der Filter sowie der eigentlichen Leistungsstufe zu finden. Dieses Dokument soll am Beispiel eines 100 W Buck-Boost DC/DC Designs beschrieben werden, welche Überlegungen, Layout und Bauelemente man benötigt um einen solchen Kompromiss zu finden.

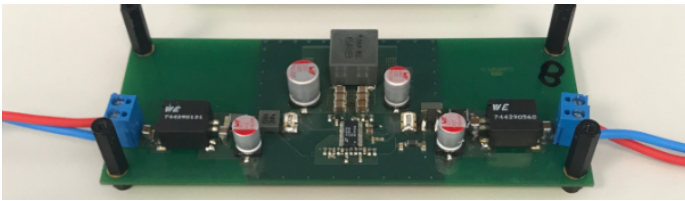


Abbildung 1: Demo Platine für 100 W Buck-Boost Converter

2 Aufgabenstellung

Es soll ein Buck-Boost Konverter entwickelt werden mit folgenden Anforderungen:

- Bis 100 W P_{out} bei 18 V_{out} / V_{in} 14 – 24 V_{dc} → I_{in max.} = 7 A
→ I_{out max} 5,55 A
- Wirkungsgrad größer 95 % bei 100 W Ausgangsleistung
- Einhaltung der Emissionen (geleitet & gestrahlt) der Klasse B nach CISPR32
- Geringe Restwelligkeit der Ausgangsspannung (kleiner 20 mV_{pp})
- Keine Schirmung möglich
- Lange Kabel am Eingang sowie am Ausgang (je 1 m)
- Möglichst kompakt
- Möglichst kosteneffizient

Aufgrund dieser strikten Anforderungen ist es unerlässlich ein sehr niederinduktives, sowie kompaktes Layout zu erstellen, als auch passend zum Wandler abgestimmte Filter. Betrachtet man die EMV sind die Kabel am Eingang & Ausgang die dominanten Antennen im Frequenzbereich bis 1 GHz. Da ein moderner 4-Switch-Buck-Boost Konverter je nach Betriebsart am Eingang, als auch am Ausgang hochfrequente Stromschleifen aufweist, müssen sowohl Eingang, als auch der Ausgang gefiltert werden. So soll verhindert werden, dass die hochfrequenten Störungen, welche durch schnelle

Schaltvorgänge der MOSFETs entstehen, über die Kabel geleitet und ebenfalls abgestrahlt werden können. Dies kann einen sehr großen Vorteil in Hinblick auf den benötigten Platz bedeuten, hat jedoch auch seinen Preis. Daher soll in dieser Applikation Note der nicht unerhebliche Einfluss der Gleichspannung am Kondensator und somit auf die Filterauslegung näher erläutert werden. Hierbei liegt der Fokus auf ein LC-Tiefpass wie er als Eingangs- oder Ausgangsfilter bei Schaltreglern oder Stromversorgungsfilter von Baugruppen Anwendung findet.

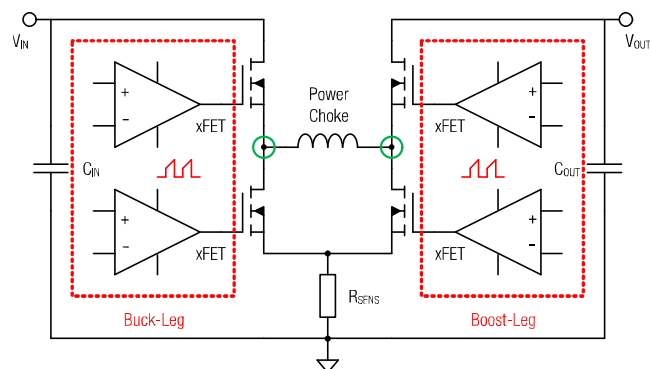


Abbildung 2: Prinzip Schaltbild der hochfrequenten $\Delta I/\Delta t$ Schleifen und der kritischen $\Delta U/\Delta t$ Schaltknoten je nach Betriebsmodus des DC/DC.

Für diese AppNote wurde ein Schaltregler von Linear Technology (Analog Devices) verwendet: LT3790. Dieser verfügt über einen Eingangsspannungsbereich von bis zu 60 V_{DC}, eine einstellbare Schaltfrequenz und kann vier externe MOSFETs ansteuern. Somit ist eine hohe Flexibilität im Design gewährleistet.

3 Design & Messungen

Eckdaten des Buck-Boost Designs:

- Doppelseitig bestückte Leiterplatte mit 6 Lagen
- Schaltfrequenz von 400 kHz
- Stromriplel in der Drossel ca. 30% des Nennstroms
- Kompakte 60 V MOSFETs mit geringem R_{ds(on)}, R_{th} und Package ESL
- 1 Ω Gate Vorwiderstände

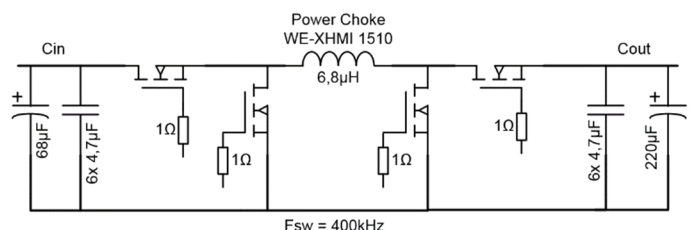


Abbildung 3: Vereinfachtes Schaltbild der Power Stage des Designs

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



3.1. Auswahl der Induktivität

Mit Hilfe der Simulationssoftware **REDEXPERT** lässt sich schnell, einfach und präzise die passende Drossel selektieren. Dazu müssen in diesem Fall einmal die Betriebsparameter (V_{in} , f_{sw} , I_{out} , V_{out} , ΔI) für den Buck-, und ein zweites Mal für den Boost-Betrieb eingeben. Im Buck Betrieb ergeben sich eine größere Induktivität und ein kleinerer max. Spitzenstrom (7,52 μH / 5,83 A). Im Boost Betrieb ergeben sich eine kleinere Induktivität, aber dafür ist der max. Spitzenstrom größer (4,09 μH / 7,04 A).

Ein weiterer Vorteil der Spulenauswahl mit REDEXPERT ist, dass verschiedene Bauteile nicht nur anhand ihrer offensichtlichen Daten (Baugröße, Nennstrom etc.) vergleichbar sind, sondern auch noch anhand der komplexen AC & DC Verluste, sowie der resultierenden Bauteilerwärmung. In diesem Fall fiel die Wahl auf eine geschirmte Spule der **WE-XHMI** Serie mit 6,8 μH und 15 A Nennstrom. Aufgrund der modernen Fertigungstechnologie hat diese einen sehr geringen RDC und äußerst kompakte Abmaße von nur 15x15x10 mm (L/B/H). Die innovative Kernmaterial Mischung erlaubt zudem ein weiches und Temperatur unabhängiges Sättigungsverhalten.

3.2. Auswahl der Eingangskondensatoren

Aufgrund der hohen Pulsströme durch die Abblockkondensatoren und der geforderten niedrigen Restwelligkeit ist die Kombination aus Aluminium-Polymer- plus Keramik Kondensatoren die beste Wahl.

Durch die Festlegung des maximal erlaubten Spannungsrippels am Ein- & Ausgang lassen sich mithilfe der folgenden Formeln die benötigten Kapazitäten berechnen.

$$C_{in} \geq \frac{D \times (1 - D) \times I_{outmax}}{\Delta V_{inpp} \times f_{sw}} = \frac{0,78 \times (1 - 0,78) \times 5,5A}{100mVpp \times 400kHz} = 21\mu F$$

Gewählt: 6 x 4,7 μF / 50V / X7R = 28,2 μF

(WCAP-CSGP 885012209048)

Mithilfe von REDEXPERT lässt sich einfach und schnell das DC-Bias der MLCCs bestimmen, wodurch sich ein deutlich realitätsnäherer Wert ergibt, siehe Abbildung 6. Ergebnis: Es ist mit einer 20 % geringeren Kapazität bei 24 V Eingangsspannung zu rechnen, somit ergibt sich eine effektive Kapazität von nur noch 23 μF , was aber immer noch ausreichend ist. Parallel zu den Keramik Kondensatoren wird noch ein 68 μF / 35 V **WCAP-PSLC** Aluminium-Polymer-Kondensator mit einem 0,22 Ω SMD Widerstand in Reihe geschaltet verwendet. Dies dient zur Einhaltung der Stabilität in Bezug auf die negative Eingangsimpedanz des Spannungswandlers in Kombination mit dem Eingangsfilter ([mehr dazu in ANP044](#)). Da dieser Kondensator ebenfalls einen gewissen Anteil der hohen Pulsströme sieht, ist in diesem Fall ein Aluminium Elektrolyt Kondensator weniger gut geeignet. Dieser würde sich, bedingt durch den höheren ESR, sehr stark erwärmen.

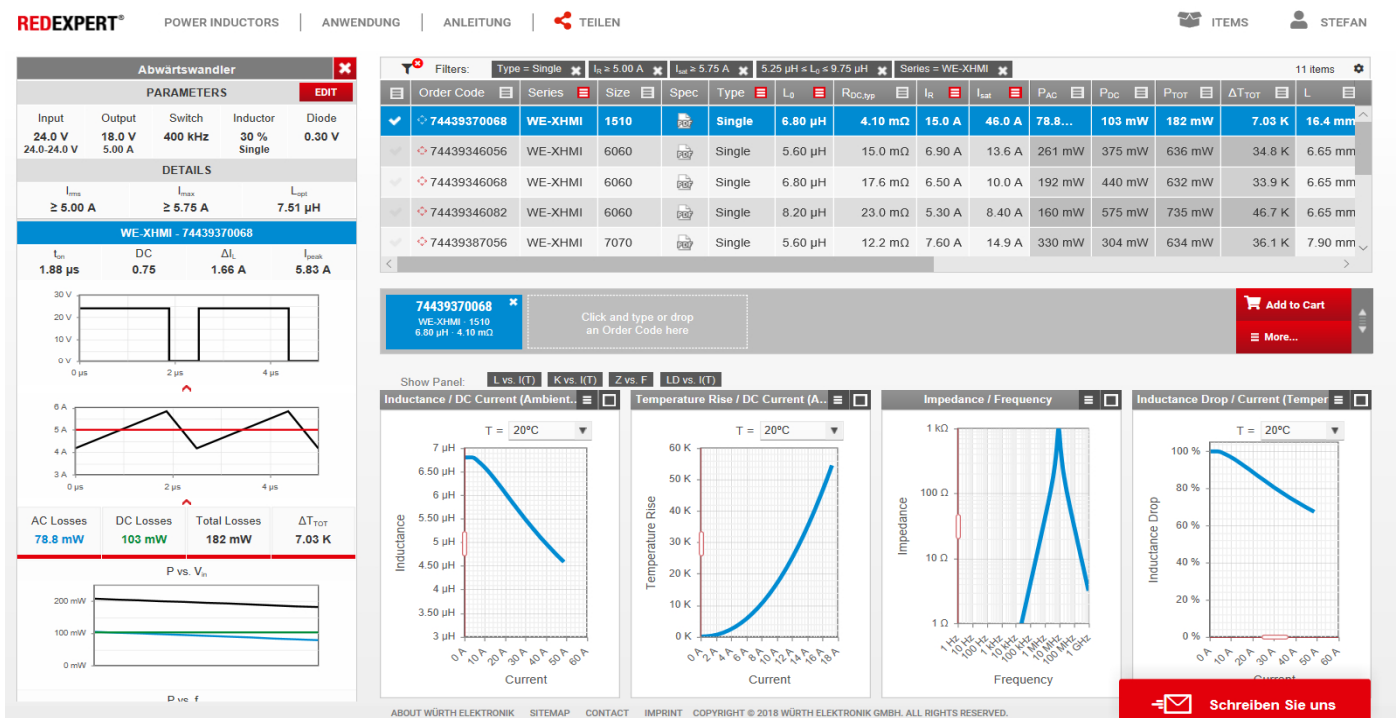


Abbildung 5: REDEXPERT Simulation (Buck Betrieb) der WE-XHMI 74439370068

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern

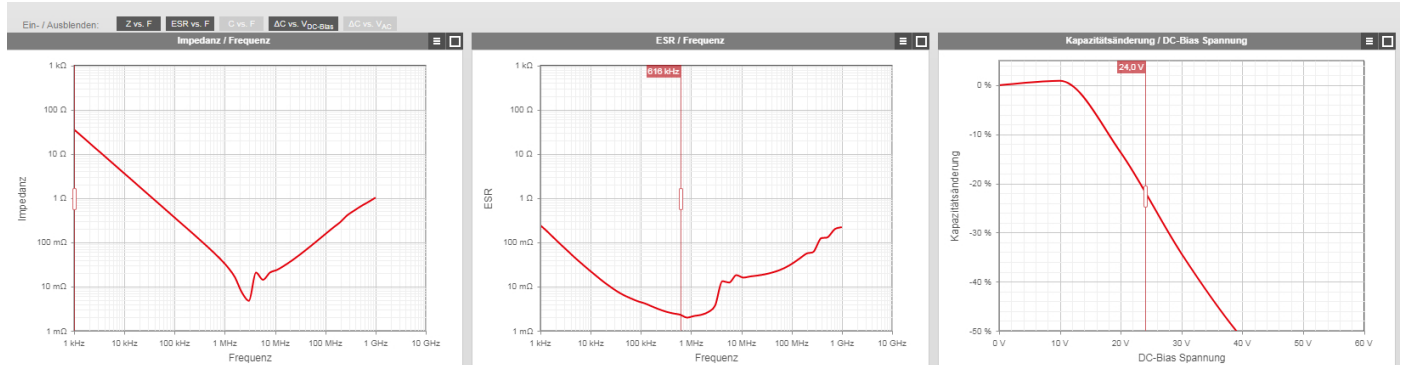


Abbildung 6: REDEXPERT Daten der Impedanz, ESR und DC Bias des gewählten MLCC.

3.3. Auswahl der Ausgangskondensatoren

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_{L_BuckMode}}{8 \cdot V_{OUT\ ripple} \cdot f_{SW}} = \frac{1.66\ A}{8 \cdot 20\ mV \cdot 400\ kHz} = 25\ \mu F$$

Gewählt: $6 \times 4,7\ \mu F / 50V / X7R = 28,2\ \mu F - 15\% \text{ DC Bias} = 24\ \mu F$
(WCAP-CSGP 885012209048)

Plus: 1x Alu Polymer für eine ausreichend schnelle Reaktionsfähigkeit bei aufkommenden Transienten.

WCAP-PSLC 220 μF / 25 V

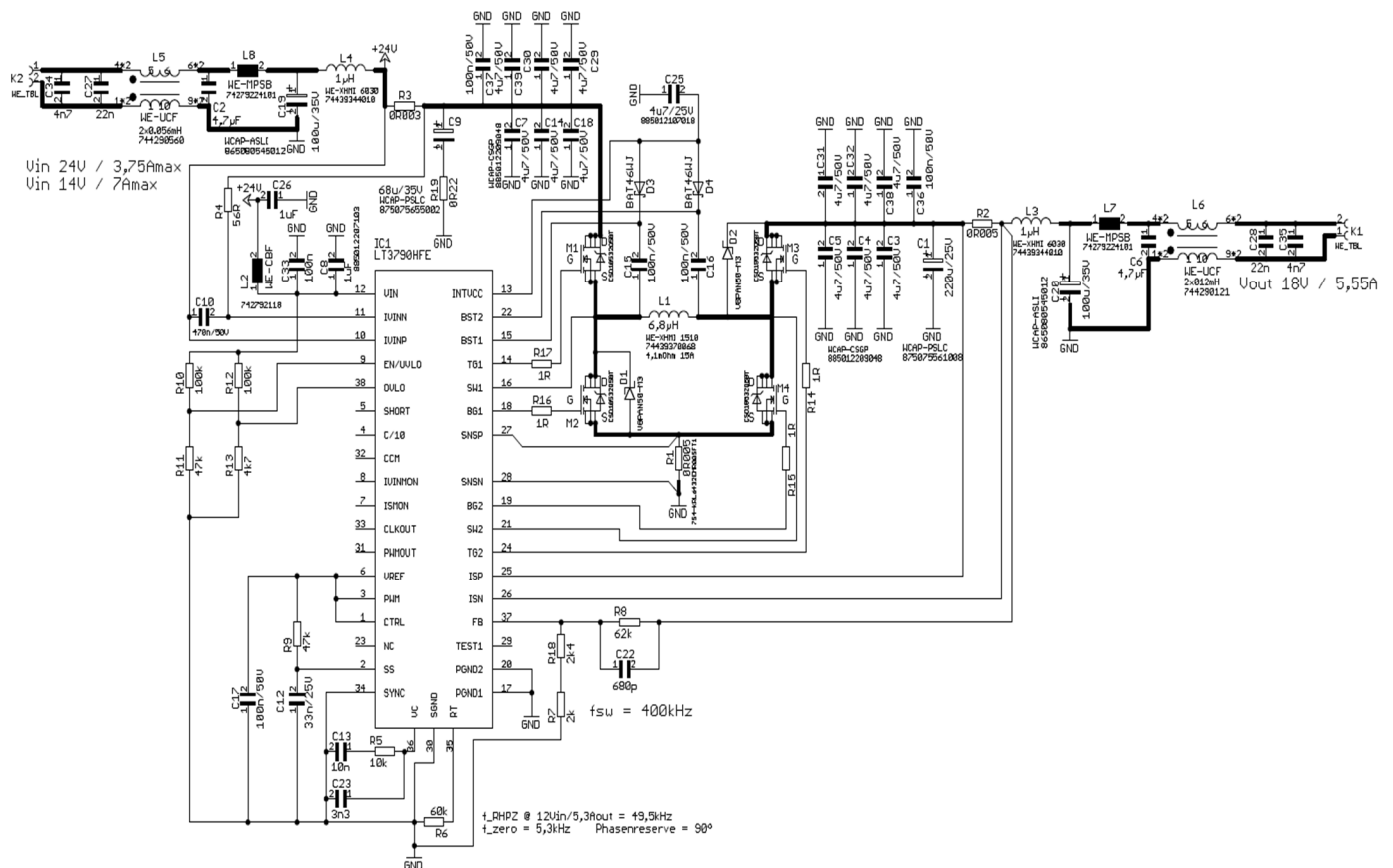


Abbildung 7: Schaltplan des 100W Buck-Boost Konverter inkl. aller Filter Bauelemente

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



3.4. Analyse des Layouts auf der Leiterplattenoberseite

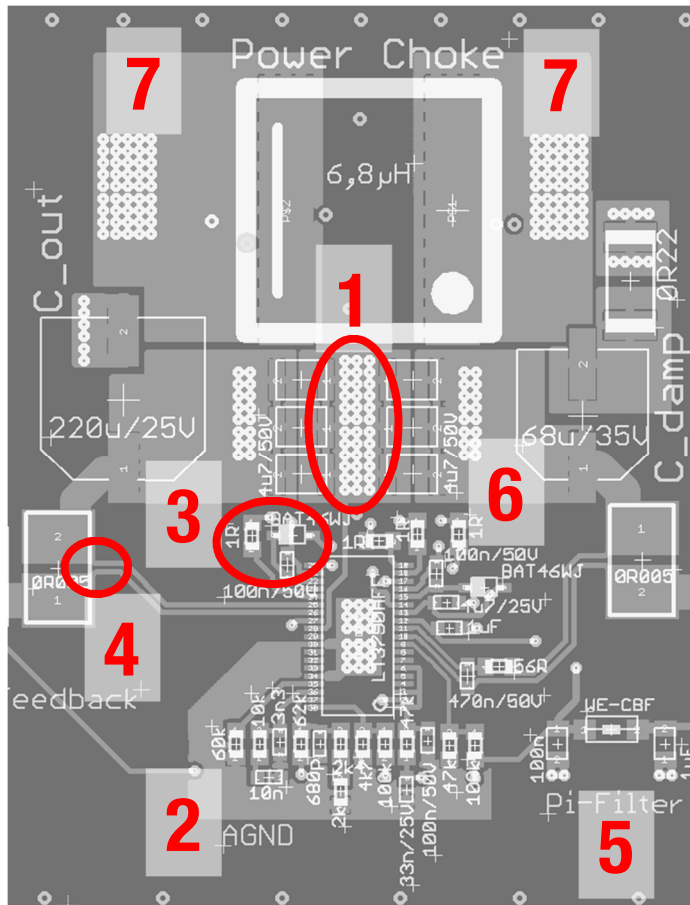


Abbildung 8: EMV optimiertes Layout der TOP-Lage des Buck-Boost (Ansicht ohne die Ein- & Ausgangsfilterbänke)

1. Die Eingangs- & Ausgangsschleifen mit hohem $\Delta I/\Delta t$ sind durch die örtlich enge Anordnung der Abblock-Keramikkondensatoren sehr kompakt
2. Separate und ruhige AGND Kupferfläche für den empfindlichen, hochohmigen analogen Schaltungsteil (nur an PIN30 verbunden mit PGND)
3. Bootstrap-Schaltung sehr nah und kompakt am Schaltregler-IC
4. Strommessleitungen zu den Shunts sind als differenzielle Leitungen geroutet und haben eine saubere „Kelvin“ Anbindung
5. Breitbandiger Pi-Filter für die Entkopplung der internen Spannungsversorgung des Schaltregler-IC
6. Einsatz möglichst vieler Vias für niederinduktive & niederohmige Anbindung auf die Leiterplattenunterseite und die inneren PGND-Lagen
7. Große Kupferflächen sind eine hervorragende Wärmesenke und bieten einen geringen RDC, allerdings dürfen diese v.a. an den beiden „heißen“ $\Delta U/\Delta t$ Schaltknoten nicht unnötig groß werden, um keine ungewollte Antenne darzustellen

3.5. Analyse des Layouts auf der Leiterplattenunterseite

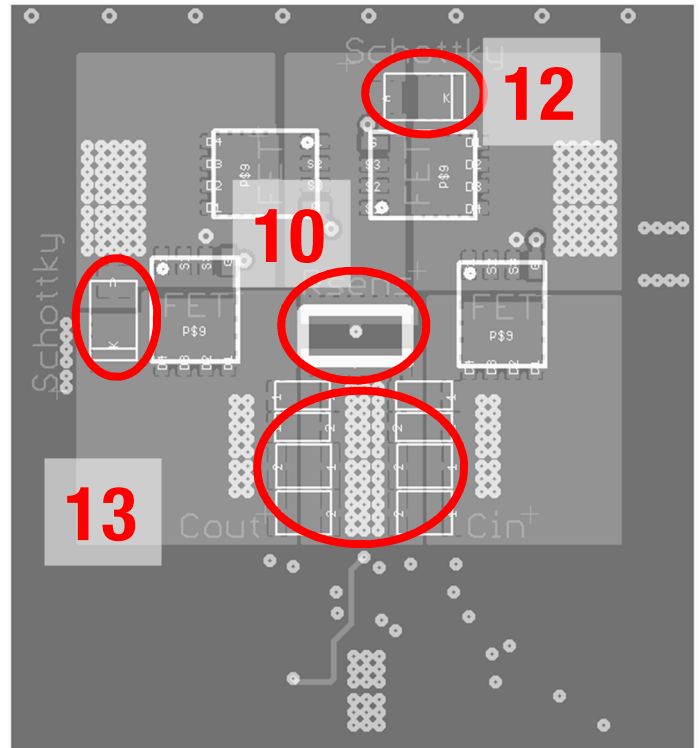


Abbildung 9: EMV optimiertes Layout der BOTTOM-Lage des Buck-Boost mit den 4 Leistungs-MOSFETs, den restlichen Abblockkondensatoren, dem Shunt und der Freilaufdioden

8. Die Eingangs- & Ausgangsschleifen mit hohem $\Delta I/\Delta t$ sind durch die örtlich enge Anordnung der Abblock-Keramikkondensatoren zu den FET's sehr kompakt
9. Durch die geometrische Anordnung und die Verwendung von Kupferflächen ist die Anbindung der FETs sowie des Shunts untereinander sehr niederohmig und niederinduktiv
10. Stromshunt mit Reverse Geometrie für noch geringere parasitäre Induktivität; Zudem ist die Masche der HF-Stromschleife somit minimal
11. Bessere Kühlmöglichkeit für die Halbleiter auf der Leiterplatten Unterseite, da keine weiteren, großen Bauelemente eine thermische Anbindung verhindern
12. Ultrafast Recovery Schottky Dioden direkt platziert neben den entsprechenden FET's
13. Große Kupferflächen sind eine hervorragende Wärmesenke und bieten einen geringen R_{DC} , allerdings dürfen diese v.a. an den beiden „heißen“ $\Delta U/\Delta t$ Schaltknoten nicht unnötig groß werden, um keine ungewollte Antenne darzustellen

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



3.6. Analyse des Layouts der Zwischenlagen

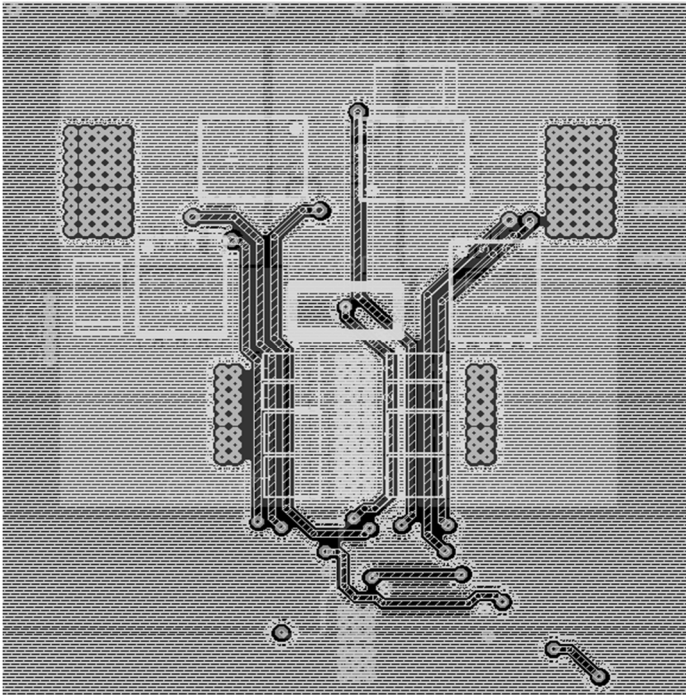


Abbildung 10: Layout der Zwischenlage 3

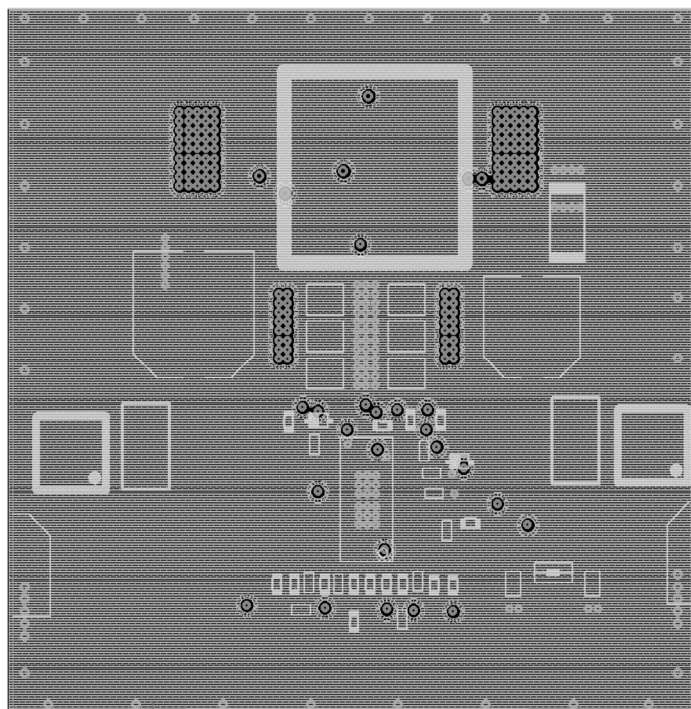


Abbildung 11: Layout der Zwischenlagen 2, 4 & 5

- Grundsätzlich sind alle 4 Zwischenlagen als PGND Kupferflächen ausgeführt, mit entsprechenden Vorteilen:
- Homogene Verteilung der Wärmeverluste
- Hin- & Rückstromweg bilden immer eine möglichst geringe Flächenmasche, und somit wird eine EMV kritische magnetische Rahmenantenne minimiert
- EMV kritische HF wird zu einem gewissen Anteil in den PGND Flächen in Wärme umgewandelt (Wirbelstromeffekt) und somit absorbiert; Dieser Effekt ist umso größer, je näher die PGND Flächen an den HF kritischen Bauteilen platziert werden
- Eine partielle Schirmung wird realisiert
- Die Zuleitungen zu den Gates der MOSFETS werden innerhalb von zwei PGND-Lagen geführt und sind somit vollständig geschirmt
- Am Rand der PGND Lagen werden im regelmäßigen Abstand Vias mit GND Potential platziert. Diese wirken einer potentiellen Kantenabstrahlung entgegen.

3.7. Bauelemente für Ein- & Ausgangsfilter

Die Bauelemente für die Filter müssen so ausgewählt werden, dass eine breitbandige Entstörung von 150 kHz – 300 MHz erreicht werden kann. So sollen die zu erwartenden leitungsgeführten und gestrahlten EMV Emissionen ausreichend gedämpft werden. Der Filteraufwand kann jedoch reduziert werden, wenn am Eingang bzw. Ausgang keine, oder auch kürzere Kabel verwendet werden.

3.8. EMV Messungen ohne Filter (100W P_{out})

Um den meisten Einsatzgebieten gerecht zu werden, sollte der Konverter in der Störaussendung die Grenzen der Klasse B (Haushalt) einhalten, sowohl im geleiteten (150 kHz – 30 MHz) als auch im gestrahlten (30 MHz – 1 GHz) Bereich. Neben der Einfügedämpfung ist es bei den hier benötigten Strömen besonders wichtig, dass die induktiven Bauelemente einen möglichst geringen R_{dc} haben, um die Effizienz sowie die Eigenerwärmung in einem akzeptablen Bereich zu halten. Ein geringer R_{dc} bedeutet oftmals leider auch, eine größere Bauform. Daher ist es auch hier besonders wichtig, auf modernste Bauelemente zurück zu greifen, welchen einen hervorragenden Kompromiss zwischen R_{DC} , Impedanz und Baugröße bieten. Besonders geeignet ist in diesem Fall die Serie WE-MPSB, als auch eine kompakte Bauform der Serie WE-XHMI. Bei den kapazitiven Bauelementen für die Filter über einen Kapazitätswert von 10 μF kann man günstige Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren (wie z.B. WCAP-ASLI) verwenden. Anders als bei den oben genannten Abblockkondensatoren, treten hier keine hohen Rippelströme auf (die Filterinduktivität blockt diese Ströme effektiv ab) oder müssen diese nicht für hohe Rippelströme geeignet sein. Somit ist ein größerer ESR unproblematisch. Dieser hilft sogar die Filtergüte gering zu halten und beugt somit weiteren unerwünschten Oszillationen vor.

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern

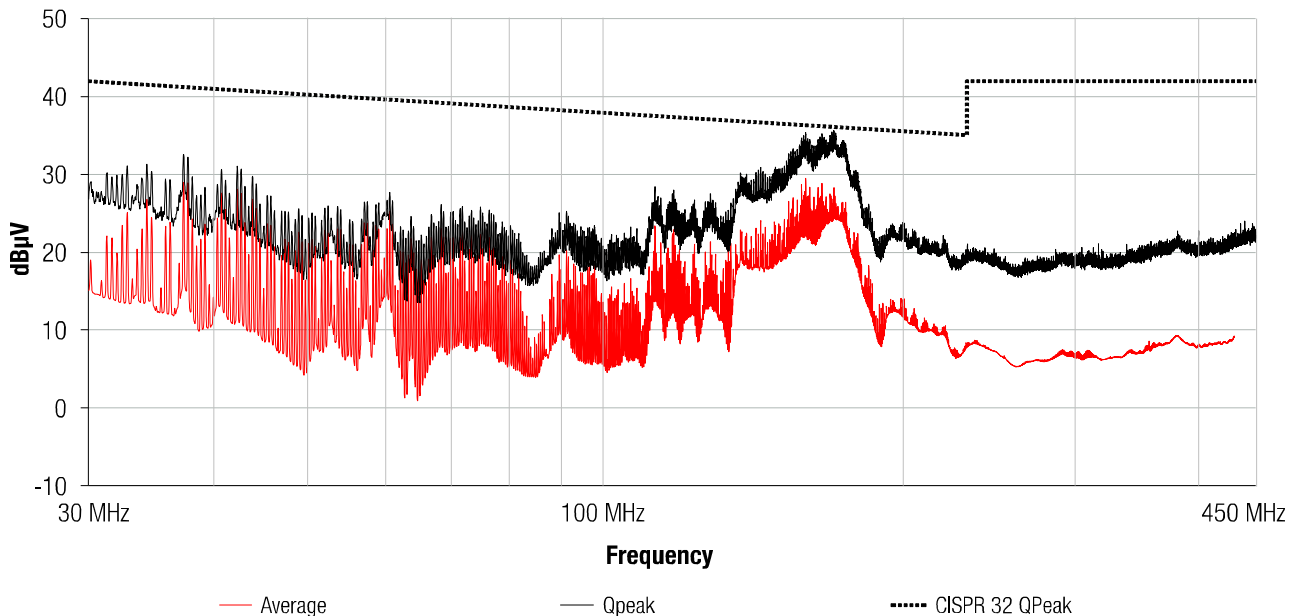


Abbildung 12: Messung der leitungsgebundenen Störungen OHNE Filter am Eingang; Wie zu erwarten, lassen sich die Grenzwerte der Klasse B, trotz gutem Layout, nicht einhalten.

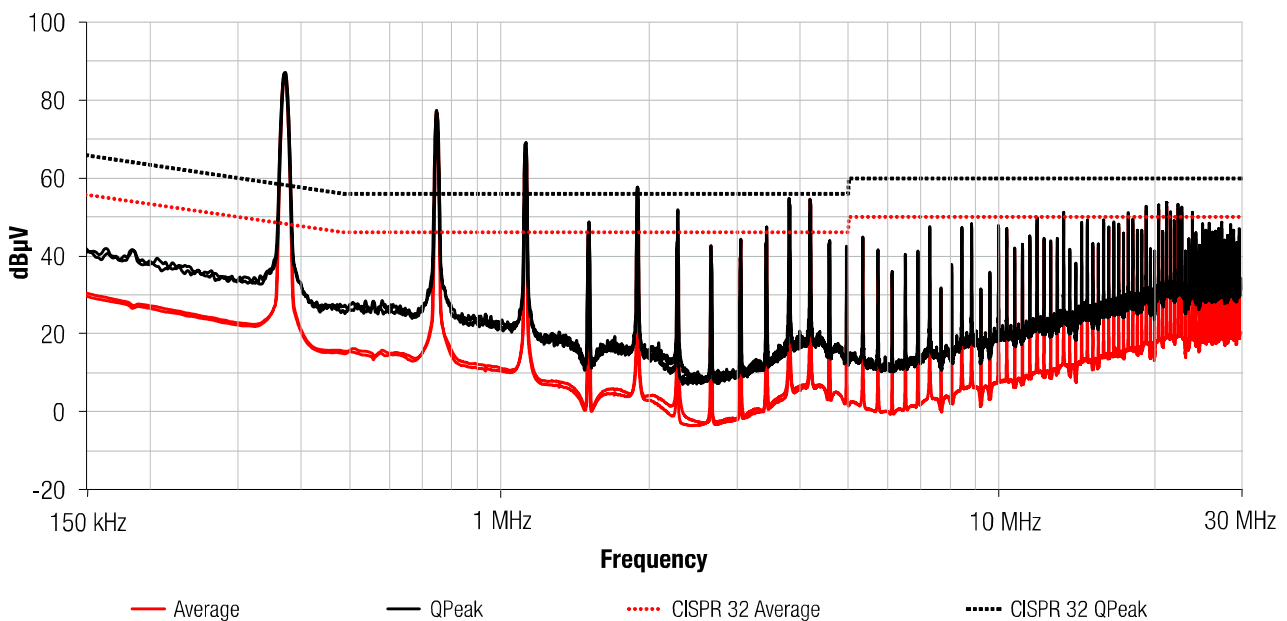


Abbildung 13: Messung der gestrahlten Störaussendung OHNE Filter am Ein- & Ausgang. Der Abstand zum Grenzwert bei ca. 180MHz ist sehr gering und kann bei Nachmessungen zu Problemen führen. Die Ursache ist die schnelle Rückerholzeit des Schottky Recovery Stromes, wodurch parasitäre LC Schwingkreise angeregt werden.

Abbildung 15 zeigt den Aufbau der Ein- & Ausgangsfilter (für Gleichtakt & Gegentakt). In Abbildung 16 ist die Simulierte Frequenzbereich dargestellt.

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern

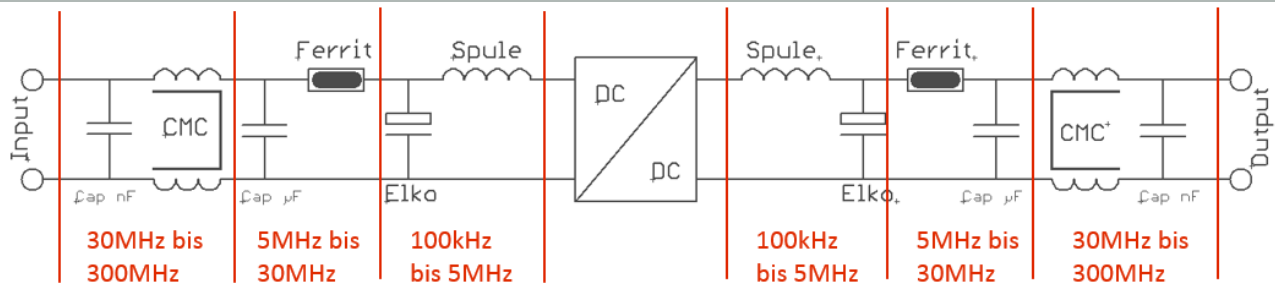


Abbildung 14: Blockschaltbild der Filterelemente für je 3 verschiedene Frequenzbereiche

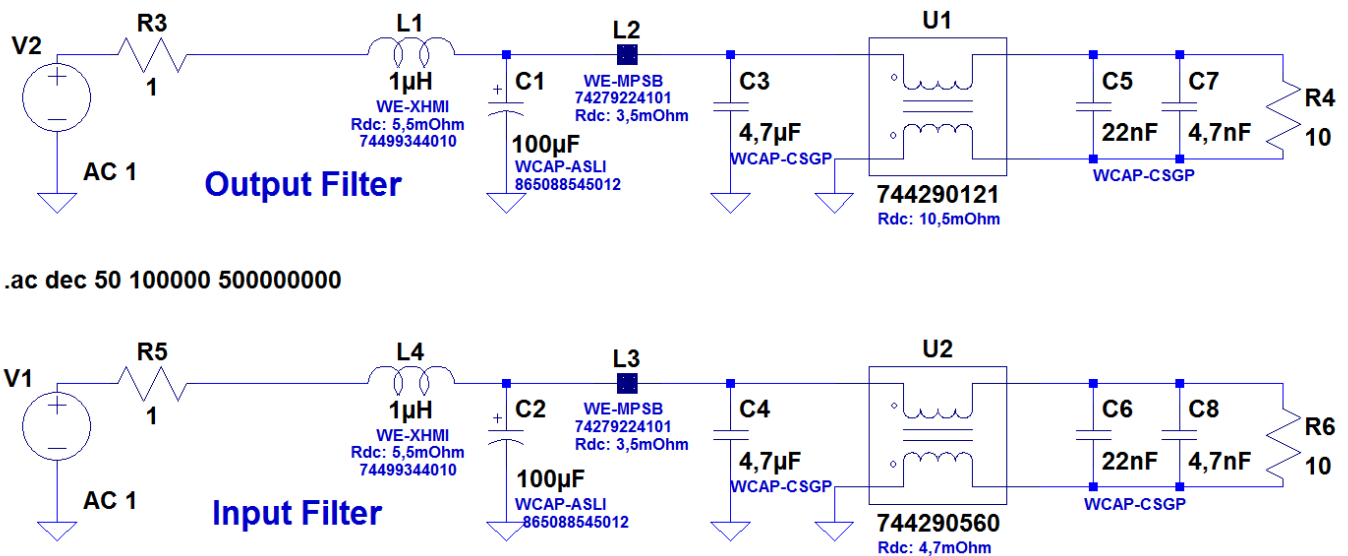


Abbildung 15: LTSpice Simulation für Gegentakt Einfüge Dämpfung (bei der CMC ist hierbei nur die Streuinduktivität relevant) der Eingangs- & Ausgangsfilterbank

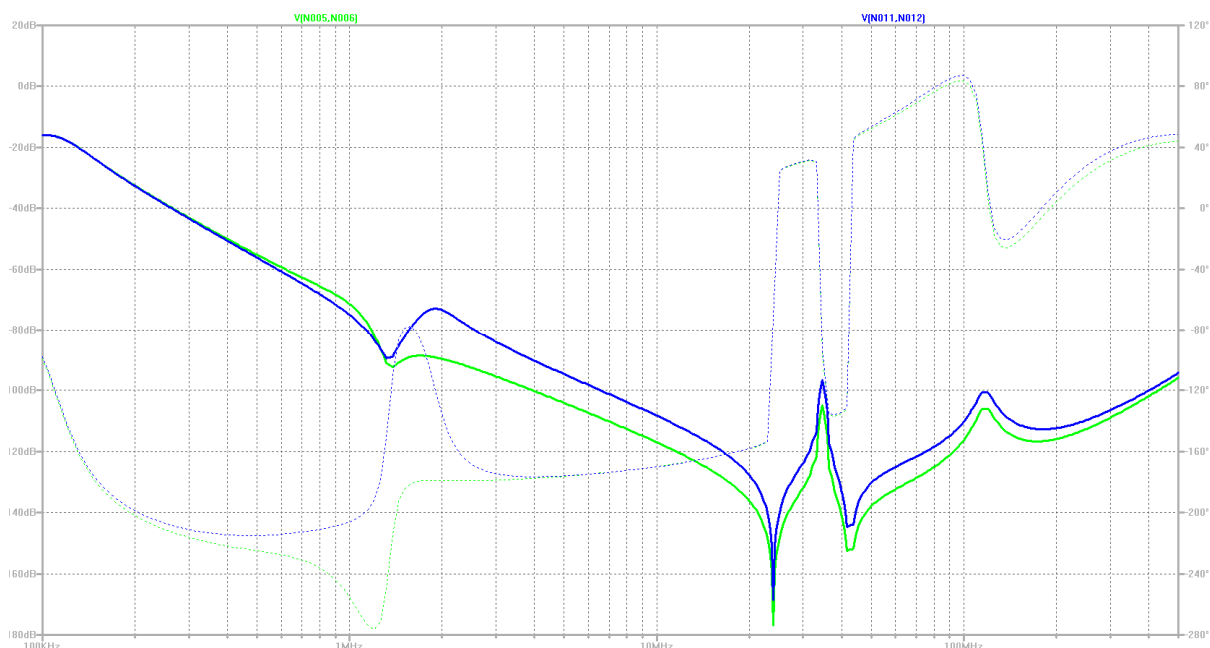


Abbildung 16: Simulierte Gegentakt Einfüge Dämpfung mit parasitären Eigenschaften der beiden Filterbänke. Bis 500MHz lässt sich damit eine Einfüge Dämpfung von über 80dB erreichen.

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



Die zusätzlichen Verluste durch die Filter ergeben sich durch die Ohm'schen Verluste der Induktivitäten:

- Verluste am Ausgangsfilter: $I^2 \cdot R_{dc} = 5.5 \text{ A}^2 \cdot 30 \text{ m}\Omega = 907 \text{ mW}$
- Verluste am Eingangsfilter $I^2 \cdot R_{dc} = 7 \text{ A}^2 \cdot 18.4 \text{ m}\Omega = 902 \text{ mW}$

Die Auswahlkriterien für die Stromkompensierten Drosseln waren:

- Möglichst viel Gleichtakt Impedanz über ein breites Frequenzspektrum (hier 150 kHz bis 300 MHz)
- Sektionelle Wickeltechnik für möglichst viel Streuinduktivität (Gegentakt Entstörung)
- Geringer R_{DC}
- Kompakte Bauform und SMT

3.9. Analyse des Layouts auf der Leiterplattenoberseite mit Eingangs- & Ausgangsfilter

1. Beide Filterbänke sind so angeordnet, dass sich möglichst keine induktive & kapazitive Verkopplung mit dem Hauptteil der Schaltung ergibt, wodurch die Filterwirkung evtl. kompromittiert werden könnte
2. Die PGND Kupferflächen in den Innenlagen werden nur an den beiden Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren des Filters angebunden. Unterhalb der Filterbänke ist auch in den Zwischenlagen kein Kupfer. Somit wird eine galvanische Verkopplung vermieden, welche die Entstör Wirkung der Filterkondensatoren verringert würde
3. Die T-Filter sind so ausgeführt, dass möglichst keine unerwünschten kapazitiven & induktiven Verkopplungen innerhalb der drei Bauelemente stattfinden

4. Unter den beiden stromkompensierenden Drosseln wird das Kupfer freigestellt, um eine kapazitive Verkopplung zu minimieren

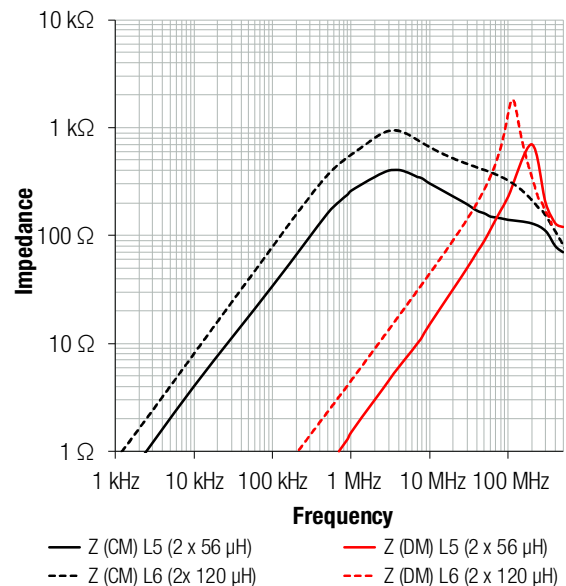


Abbildung 17: Gleich- und Gegentaktimpedanz der beiden WE-UCF Stromkompensierten Drosseln

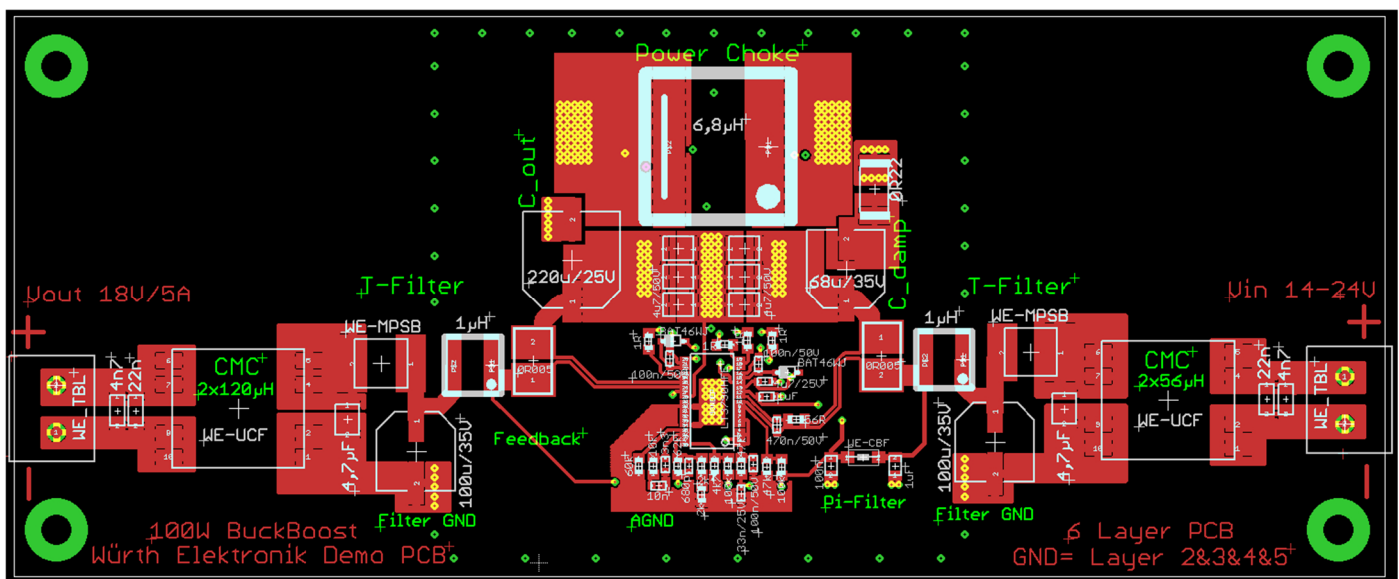


Abbildung 18: Ansicht der obersten Schicht, einschließlich aller Filterelemente zur Einhaltung der CISPR32-Klasse B

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern

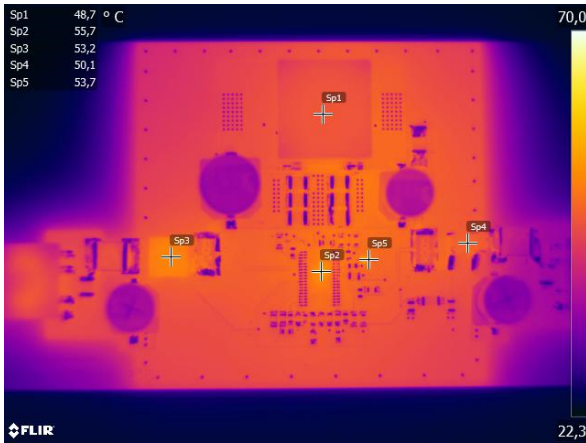


Abbildung 19: Messung der oberen Lage

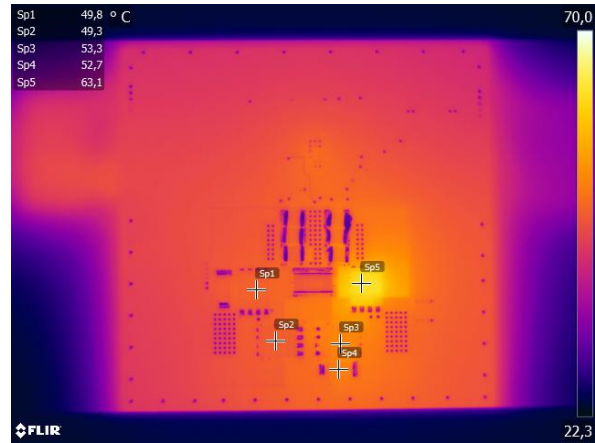


Abbildung 20: Messung der unteren Lage

3.10. Messung der Temperatur und Effizienz mit Filter bei 100 W P_{out} ($T_a = 22\text{ °C}$)

Gemessene Effizienz bei 100 W P_{out} :

- Buck-Mode 96,5 %
- Boost-Mode 95,6 %

Die maximale Bauteiltemperatur liegt unter 64 °C, was genug Reserve für höhere Umgebungstemperaturen sowie ein geringer Stress für die Bauelemente bedeutet. Der Wirkungsgrad bewegt sich ebenfalls auf einem sehr hohen Niveau v.a. wenn man bedenkt, dass hierbei alle Bauelemente für die Filter bereits berücksichtigt sind.

4. Zusammenfassung

Trotz eines sehr sorgfältig ausgeführten Layouts sowie passender aktiver und passiver Bauelemente, lässt sich mit den strengen Vorgaben (lange Leitungen, fehlende Schirmung etc.) kein Klasse B konformer High Power DC/DC Konverter ohne weitere, zusätzliche Filter realisieren. Da dies allerdings zu erwarten war, konnte man schon im Vorfeld passende Filter auslegen. Somit ist ein flexibel einsetzbarer, hoch effizienter und Klasse B konformer 100 W Buck-Boost-Konverter entwickelt worden. Um eine noch kompaktere Leiterplatte zu erstellen, könnte man z.B. die beiden Filterbänke 90° gedreht oder auch auf der Leiterplattenunterseite anordnen. Design- & Simulationssoftware wie REDEXPERT und LTSpice helfen schnell und kostengünstig das jeweilige Ziel zu erreichen.

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern

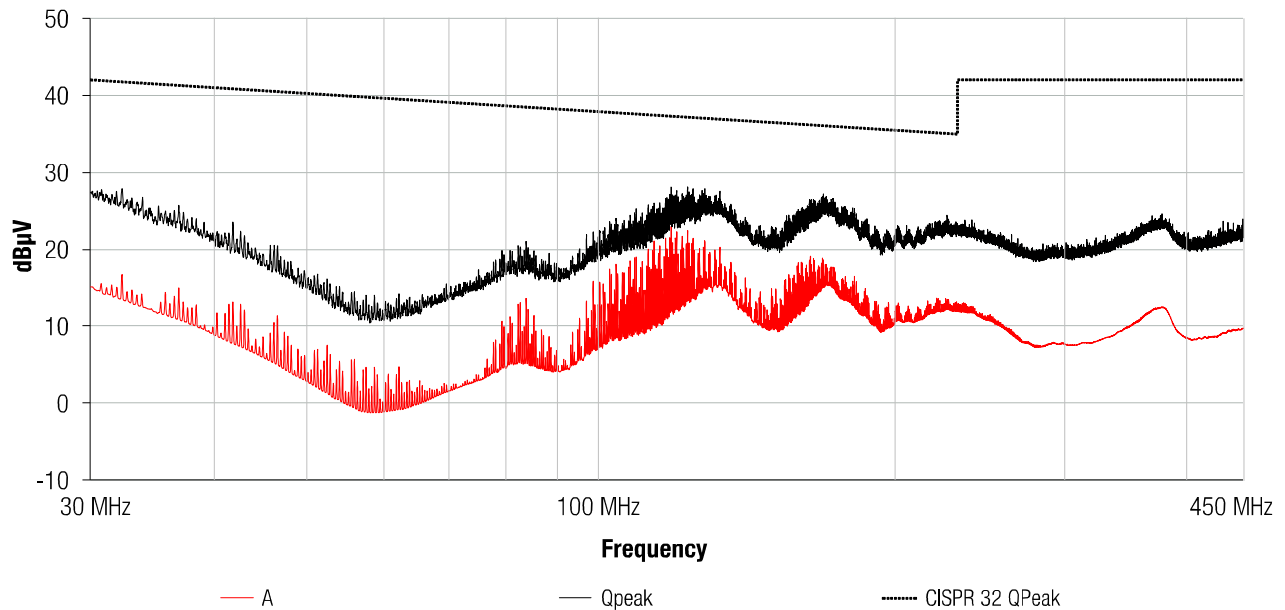


Abbildung 21: Messung der leitungsgebundenen Störungen MIT den oben genannten Filtern am Eingang. Es werden sowohl der Average als auch der Quasi Peak Grenzwert über den gesamten Messbereich eingehalten.

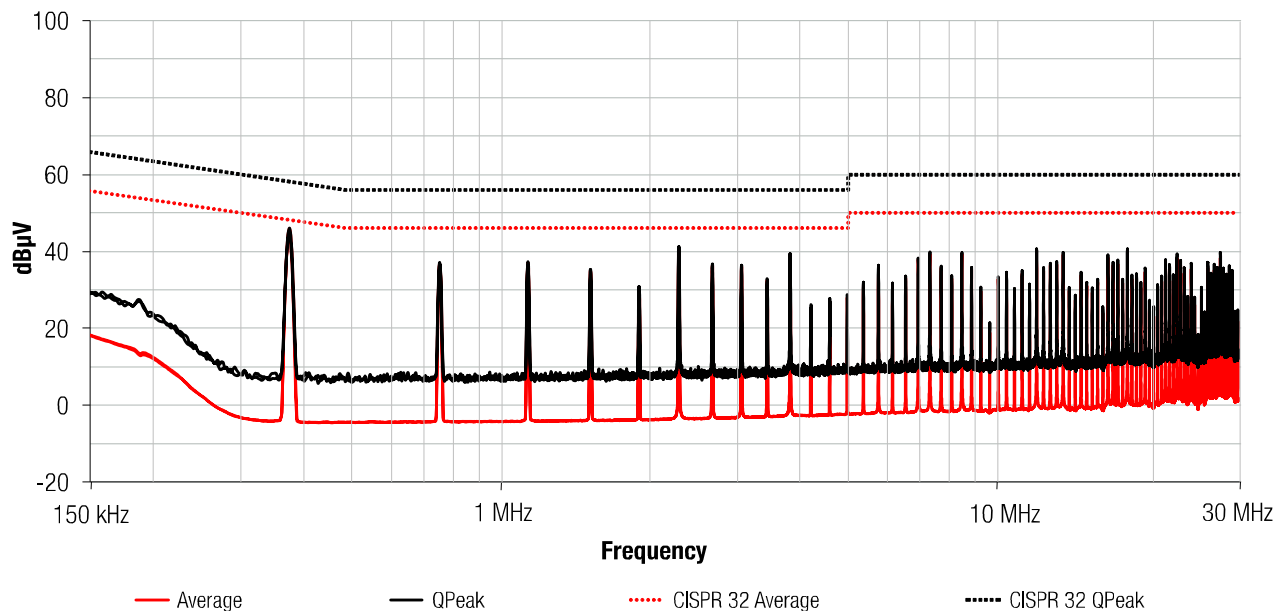


Abbildung 22: Messung der gestrahlten Störaussendung MIT den oben genannten Filtern am Ein- & Ausgang. Es kann über den gesamten Messbereich genug Abstand zum Grenzwert (Horizontal & Vertikal) eingehalten werden.

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



A. Anhang

A.1. Stückliste/BOM

Index	Beschreibung	Baugröße	Wert	Artikelnummer
L ₁	WE-XHMI SMD Speicherdrossel	1510	$L = 6.8 \mu\text{H}$; $R_{\text{DC}} = 4.1 \text{ m}\Omega$; $I_{\text{R}} = 15 \text{ A}$	74439370068
L ₂	WE-CBF SMT-Ferrit	1206	$Z = 600 \Omega @ 100 \text{ MHz}$; $R_{\text{DC,typ}} = 70 \text{ m}\Omega$; $I_{\text{R}} = 2.5 \text{ A}$	742792118
L ₃ , L ₄	WE-XHMI SMD Speicherdrossel	6030	$L = 1 \mu\text{H}$; $R_{\text{DC}} = 5.5 \text{ m}\Omega$; $I_{\text{R}} = 12 \text{ A}$	74439344010
L ₅	WE-UCF Stromkompensierte SMT- Entstördrossel	14 x 12 mm	$2 \times 56 \mu\text{H}$ $2 \times 4.7 \text{ m}\Omega$; $I_{\text{R}} = 7 \text{ A}$	744290560
L ₆	WE-UCF Stromkompensierte SMT- Entstördrossel	14 x 12 mm	$L = 2 \times 120 \mu\text{H}$; $R_{\text{DC}} = 2 \times 10.5 \text{ m}\Omega$; $I_{\text{R}} = 5.5 \text{ A}$	744290121
L ₇ , L ₈	WE-MPSB Multilayer Power Suppression Bead	2220	$Z = 100 \Omega @ 100 \text{ MHz}$; $R_{\text{DC,typ}} = 3.5 \text{ m}\Omega$; $I_{\text{R}} = 7 \text{ A}$	74279224101
C ₁	WCAP-PSLC Aluminium Polymer Kondensator	10 x 10.5 mm	$C = 220 \mu\text{F}$; $U_{\text{R}} = 25 \text{ V}$; $\text{ESR} = 15 \text{ m}\Omega$	875075561008
C ₉	WCAP-PSLC Aluminium Polymer Kondensator	8 x 6.5 mm	$C = 68 \mu\text{F}$; $U_{\text{R}} = 35 \text{ V}$; $\text{ESR} = 28 \text{ m}\Omega$	875075655002
C _x	WCAP-CSGP Keramikkondensator	1210	$C = 4.7 \mu\text{F}$; $U_{\text{R}} = 50 \text{ V}$; $\text{ESR} = 4 \text{ m}\Omega$; X7R	885012209048
C ₁₉ , C ₂₀	WCAP-ASLI Aluminium Elektrolyt Kondensator	8 x 6.5 mm	$C = 100 \mu\text{F}$; $U_{\text{R}} = 35 \text{ V}$; $\text{ESR} = 380 \text{ m}\Omega$	865080545012

A.2. Quellenangaben

ANP044: Negative Input Resistance of Switching Regulators

www.we-online.com/anp044

Application Note

EMV & Effizienz Optimierung von High Power DC/DC Konvertern



WICHTIGER HINWEIS

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

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

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

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder 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.de/app-notes



REDEXPERT Design Plattform

www.we-online.de/redexpert



Toolbox

www.we-online.de/toolbox



Produkt Katalog

www.we-online.de/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.de

