

Laderegler – aktueller Stand und Ansätze zur Erhöhung der Leistungsdichte

Onboard Charger – Current Status and Approaches for Increased Power Densities

Dipl.-Ing. Norbert Hees, Leopold Kostal GmbH & Co. KG, Lüdenscheid, n.hees@kostal.com
M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme, andreas.bendicks@tu-dortmund.de

Kurzfassung

Aufgrund des begrenzten Bauraums in Plug-In-Hybriden wird von leistungselektronischen Bordnetzkomponenten eine hohe Leistungsdichte gefordert. In diesem Beitrag werden Ansätze für die Erhöhung der Leistungsdichte von Leistungselektroniken vorgestellt. Zum einen wird auf eine beidseitige Nutzung der Kühlkanäle eingegangen, zum anderen wird der Einfluss einer Schaltfrequenzerhöhung auf die induktiven Bauelemente als auch auf die Filterkomponenten untersucht. Weitergehend wird Spread Spectrum als Softwaremaßnahme zur Reduktion der Filteranforderungen diskutiert.

Abstract

Due to the limited space in plug-in hybrid vehicles, there is a demand for power electronic devices with high power densities. In this work, different approaches are presented on how to increase the power density of power electronics. One possible approach is the usage of both sides of the cooling channel. Another approach is the increase of the switching frequency. At last, Spread Spectrum is discussed as a software method to reduce the necessary attenuation of the EMI filters.

1 Einleitung

In Elektrofahrzeugen wird eine Vielzahl von leistungselektronischen Konvertern eingesetzt, die beispielsweise Motorinverter, DCDC-Wandler und Laderegler umfassen. In Plug-In-Hybriden müssen diese Komponenten noch zusätzlich zu den konventionellen Komponenten des Verbrennungsmotors verbaut werden, wodurch hohe Leistungsdichten von den leistungselektronischen Konvertern gefordert werden.

In dieser Arbeit werden anhand des Ladereglers Methoden zur Erhöhung der Leistungsdichte beschrieben, welche sich jedoch auch auf andere Systeme übertragen lassen.

Während die Laderegler für die ersten Großserien mit 3,6 kW noch relativ kleine Leistungen hatten und nach einem einfachen Aufbaukonzept realisiert wurden, ist durch die gestiegene Batteriekapazität der späteren Serien auch die Leistungsanforderung an die Laderegler gestiegen. Zusätzlichlicher Bauraum konnte dafür jedoch nur in geringem Maße zur Verfügung gestellt werden. Um diesen Anforderungen zu genügen, wurde eine Erhöhung der Leistung pro Volumen, also der Leistungsdichte, erforderlich.

Um dieses Ziel zu erreichen, sind verschiedene konstruktive, elektrische und steuerungstechnische Maßnahmen möglich. Im Rahmen dieser Arbeit werden drei Optionen hinsichtlich ihres Potenzials zur Volumensparnis diskutiert:

- 1) Beidseitige Nutzung des Kühlkanals
- 2) Erhöhung der Schaltfrequenz
- 3) Variation der Schaltfrequenz über der Zeit

Nach der Diskussion dieser Optimierungsmöglichkeiten folgt eine Zusammenfassung der Ergebnisse. Ein Ausblick

zu aktuellen Forschungsinhalten bildet den Abschluss der Arbeit.

2 Funktion der Laderegler

In Elektrofahrzeugen dienen Laderegler dazu, die netzseitige Wechselspannung in einen geregelten Gleichstrom zum Laden der Fahrbatterie zu wandeln.

Laderegler sollen weltweit ohne Ländervarianten eingesetzt werden. Von der Netzseite her sind daher Spannungen mit Effektivwerten von 90 Volt bis 250 Volt und Frequenzen von 45 bis 66 Hz zu berücksichtigen. Laderegler mit einer Nennleistung von 11 kW müssen mit ein-, zwei- oder dreiphasigen Einspeisungen die Fahrbatterie aufladen können.

Der Ausgang des Ladereglers wird an die Fahrbatterie angeschlossen und arbeitet im Stromregelmodus bis kurz vor Erreichen der Ladeschlussspannung der Batterie. Ab Erreichen dieser Spannung arbeitet der Laderegler im Spannungsregelmodus, um die Batterie nicht zu überladen und damit gegebenenfalls zu schädigen. Eine Fahrbatterie mit 440 Volt Nennspannung hat im entladenen Zustand eine Spannung von 220 Volt, ihre maximal zulässige Spannung beträgt rund 460 Volt. 3,6 kW-Laderegler liefern einen Ladestrom von bis zu 12 Ampere und 11 kW-Laderegler bis zu 35 Ampere, wobei ein Wirkungsgrad von mehr als 95% erreicht wird.

Eine wichtige Aufgabe des Ladereglers über die Stromversorgung hinaus ist die sichere galvanische Trennung zwischen der 12 Volt-Bordnetzspannung, der 400 V-Bordnetzspannung und der 230 Volt-Netzspannung.

3 KOSTAL als weltweiter Lieferant von Laderegler für die Elektromobilität

Seit 2013 liefert KOSTAL weltweit einsetzbare Laderegler. Anfänglich mit einer Nennleistung von 3,6 kW für Kunden wie Volkswagen (siehe Abbildung 1), und Geely. Mittlerweile produziert KOSTAL auch für weitere europäische und asiatische Automobilhersteller Laderegler mit Nennleistungen von 3,6 kW, 7,2 kW und 11 kW.



Abbildung 1: 3,6 kW-Laderegler von KOSTAL

Zur Weiterentwicklung wurden im Hause KOSTAL bereits Prototypen von Laderegler mit einer Nennleistung von bis zu 22 kW und einer Leistungsdichte bis zu 2,2 kW/Liter realisiert.

Eine Erhöhung der Leistungsdichte geht zu Lasten der Kosten und ist daher nur dann sinnvoll, wenn der Bauraum begrenzt ist. Dies ist bei Plug-In-Hybriden der Fall, in reinen Elektrofahrzeugen ist zurzeit der Bauraum für größere Laderegler mit geringerer Leistungsdichte vorhanden.

4 Erhöhung der Leistungsdichte durch doppelseitige Nutzung des Kühlkanals

Die KOSTAL-Laderegler verwenden einen Aluminiumdruckguss, welcher einerseits das Gehäuse und andererseits die Trennung zwischen Elektronikbaureaum und Wasserkanal realisiert. Durch Schraub- oder Schweißverbindungen wird die Einhaltung der Dichtigkeit des Gerätes nach IP6k9k sichergestellt. Die Kühlung erfolgt durch Wasser, welche durch Kühlkanäle fließt, die per Aluminiumschweißen druckfest verschlossen sind.

Zur Entwärmung der leistungsführenden elektronischen Bauelemente, wie beispielsweise der Leistungshalbleiter, Speicherdrosseln und Transformatoren, müssen diese thermisch an den Kühlkanal angebunden sein. Zur Verbesserung der thermischen Anbindung und zur mechanischen Fixierung werden Vergussmassen eingesetzt.

Betrachtet man eine Leistungselektronik in einfacher Bauweise und mit einer Kühlebene wie in Abbildung 2, so ermöglicht dies den Einsatz günstiger Druckgusswerkzeuge mit wenigen Schiebern, nur einem Deckel auf der Elektronikseite, nur einer Montagerichtung für die elektronischen Bauteile und nur einer Vergussrichtung.

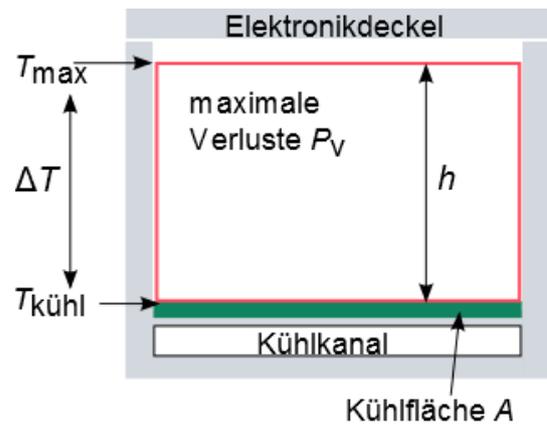


Abbildung 2: Skizze einer Leistungselektronik mit einseitig genutztem Kühlkanal
 grau: Aluminiumgehäuse
 rot umrandet: zu kühlende Elektronik
 grün: Kühlfläche

Eine optimale thermische Auslegung des Laderegler ist erreicht, wenn im ungünstigsten thermischen Betriebspunkt die maximal zulässigen Temperaturen der einzelnen Elektronikbauteile unter Berücksichtigung der erforderlichen Lebensdauer gerade nicht überschritten werden. Dabei ist die Kühlmitteltemperatur $T_{\text{kühl}}$ durch die Bedingungen im Fahrzeug vorgegeben und die maximal zulässige Bauteiltemperatur durch die geforderte Lebensdauer. Aus diesen Werten ergibt sich eine maximal zulässige Temperaturdifferenz ΔT .

Nimmt man vereinfachend an, dass die gesamte Wärme in einem Volumen Ah über die Kühlfläche A abfließt, so kann die Wärmeleitgleichung [1]

$$q = -\lambda \nabla \cdot (\nabla T)$$

als eindimensionale Differentialgleichung geschrieben werden

$$\frac{P_V}{hA} = -\lambda \frac{d}{dz} \left(\frac{d}{dz} T \right),$$

wobei $\frac{P_V}{hA}$ die Verlustleistungsdichte und λ die Wärmeleitfähigkeit des Materials sind. Nach zweifacher Integration

nach z von 0 bis die folgende Proportionalität:

$$\frac{P_V}{\Delta T} \sim \frac{A}{h}$$

Aufgrund dieser Beziehung ergibt sich, dass mittels einer mittleren Kühlebene wie in Abbildung 3 die maximal mögliche Verlustleistung bei gleichem zu kühlenden Volumen hA und gleicher maximaler Temperaturerhöhung ΔT vervierfacht werden kann, da sich die Kühlfläche auf $2A$ verdoppelt und sich der Abstand zur Kühlfläche auf $0,5h$ halbiert. Laut dieser idealisierten Betrachtung kann bei gleichen thermischen Randbedingungen die vierfache Verlustleistung, was bei gleichem Wirkungsgrad die vierfache Nennleistung bedeutet, im gleichen Bauraum gekühlt werden.

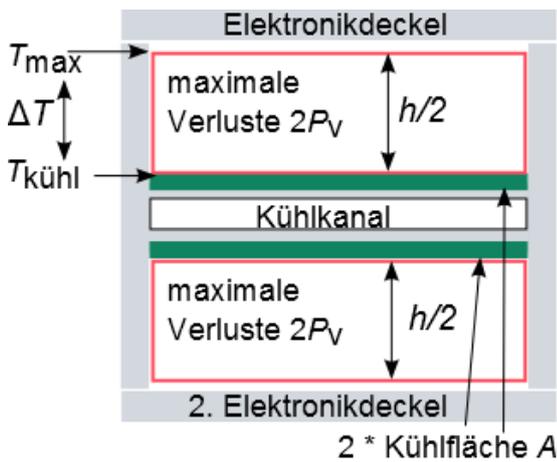


Abbildung 3: Skizze einer Leistungselektronik mit zweiseitig genutztem Kühlkanal
 grau: Aluminiumgehäuse
 rot umrandet: zu kühlende Elektronik
 grün: Kühlfächen

Die Nachteile sind, dass das Druckgusswerkzeug seitliche Schieber haben muss, um den Kühlkanal zu formen, und dass dessen wasserdichtes Verschließen von beiden Seiten her erfolgen muss, und dass zwei statt einem Elektronikdeckel befestigt werden müssen, und dass man zwei Montage- und Vergussrichtungen hat. Dadurch führt die Nutzung des doppelseitigen Kühlkanals zu höheren Kosten als die Verwendung des einseitigen Kühlkanals.

5 Erhöhung der Leistungsdichte durch Erhöhung der Schaltfrequenz

Im Folgenden wird diskutiert, welche Potenziale durch eine Erhöhung der Leistungsdichte erschlossen werden können. Dazu wird im ersten Schritt analysiert, welches

Bauvolumen durch die Schaltfrequenz beeinflusst wird. In Abbildung 4 ist die prozentuale Verteilung der Baugruppenvolumina eines Ladereglers mit beidseitig genutztem Kühlkanal dargestellt.

Es gibt einen großen Volumenanteil von 55 %, welcher durch die Wahl der Schaltfrequenz nicht beeinflusst wird. Dieser umfasst das Gehäuse, die Systemelektronik, Schaltnetzteile, die Zwischenkreiskondensatoren und den Kühlkreislauf.

Die Teile der Elektronik, die durch die Wahl der Schaltfrequenz beeinflussbar sind, machen einen Anteil von 45 % am Gesamtvolumen aus. Im Folgenden wird diskutiert, welche Vor- und Nachteile eine Erhöhung der Schaltfrequenz für das Volumen der einzelnen Baugruppen bringen kann.

Die Schaltfrequenzen, die beim Einsatz von herkömmlichen Silizium-Halbleiter wie MOSFETs oder IGBTs optimal sind, liegen je nach Anwendung im Bereich von 70 kHz bis 120 kHz. Dies ist der Bereich, in dem Kosten und Verlustleistung ein Optimum erreichen. Will man die Frequenz erhöhen, so wird man auf die neuen Wide-Band-Gap-Halbleiter aus Materialien wie Siliziumkarbid oder Galliumnitrid zugreifen müssen, die aktuell noch deutlich teurer sind als die aus Silizium.

5.1 Einfluss auf die Induktivitäten der Leistungselektronik

Zur Veranschaulichung des Einflusses der Frequenz auf den Induktivitätswert und damit auf die Baugröße eines Wickelgutes wie einer Spule oder eines Transformators wird die Bauteilgleichung einer Induktivität betrachtet:

$$U = L \frac{\Delta I_L}{\Delta T},$$

wobei mit Einführung des Tastverhältnisses d die Frequenz als

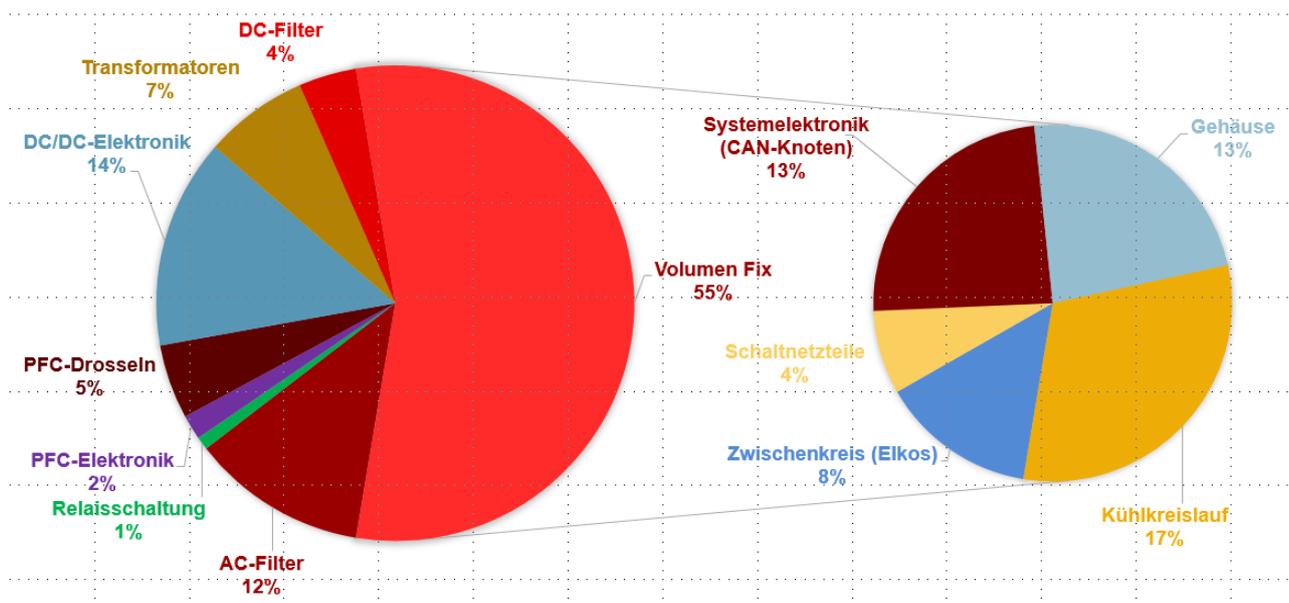


Abbildung 4: Prozentuale Verteilung der Volumina der Baugruppen

$$f = \frac{d}{\Delta T}$$

ausgedrückt werden kann.

Die Induktivität lässt sich dann mit der folgenden Formel berechnen:

$$L = \frac{U}{\Delta I_L} \frac{d}{f}$$

Erhöht man nun die Schaltfrequenz f um den Faktor k mit ($k > 1$), so muss die Induktivität um k verkleinert werden.

$$L \frac{1}{k} = \frac{U}{\Delta I_L} \frac{d}{kf}$$

Wird die Schaltfrequenz beispielsweise von 100 auf 200 kHz verdoppelt, halbiert sich der benötigte Induktivitätswert.

Mit der Verkleinerung der Induktivität verkleinert sich auch ihr Bauraum. Die Beziehung zwischen der Induktivität eines Wickelgutes und ihrer Baugröße ist jedoch nicht linear. Sind die Randbedingungen unverändert, so bleiben die spannungsabhängigen Isolationsabstände, die stromabhängig Drahtdurchmesser und die Anschlüsse gleich.

Die Abmessungen des Wickelgutes sind dabei in allen Dimensionen verringern. In welcher Aufteilung dies zwischen Windungszahl, magnetischem Querschnitt und Höhe erfolgt, kann nur anhand der jeweiligen Anwendung entschieden werden. Dabei gilt es auch zu beachten, dass Frequenzerhöhungen jenseits der 500 kHz spezielle Ferritmaterialien notwendig machen [2]. Ebenso ist der zusätzliche Aufwand für noch feinere Hochfrequenzlitzen zu beachten, um die Erhöhung der AC-Kupferverlust zu entgegen zu wirken.

5.2 Einfluss auf den Filteraufwand

Die Erhöhung der Schaltfrequenz hat auch Einfluss auf die Störemission. Durch das Schalten der Transistoren kommt es zu einem PWM-Signal, welches entsprechend Abbildung 1 angenommen wird. Die Amplitude werde zu 400 V angenommen, welche die Zwischenkreisspannung des Ladereglers darstellt. Die Periodendauer T ist das Inverse der Schaltfrequenz f_{sw} . Die Pulsbreite τ sei durch das Tastverhältnis d und die Periodendauer T bestimmt.

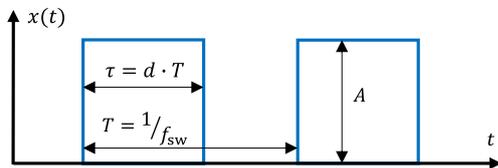


Abbildung 5: Verlauf eines PWM-Signals

Die Fourierkoeffizienten des PWM-Signals lassen sich mithilfe der folgenden Formel [3] berechnen, wobei $n \in \mathbb{N}$ die Ordnung der Harmonischen angibt:

$$|c_n| = \frac{2}{\sqrt{2}} \cdot \underbrace{A \cdot d \cdot |\text{sinc}(n \cdot d)|}_{\text{aus Reihenentwicklung}}$$

Der Faktor 2 resultiert dabei aus der Umwandlung des zweiseitigen Spektrums zum einseitigen, welches dem real messbaren entspricht [3]. Da mit den EMV-Messmitteln

wie dem Spektrumanalysator üblicherweise Effektivwerte gemessen werden und aus der Reihenentwicklung Spitzenwerte folgen, wird zusätzlich der Divisor $\sqrt{2}$ berücksichtigt.

Es ist ersichtlich, dass die Amplituden der Harmonischen im Wesentlichen von dem Tastverhältnis abhängig sind. Im Folgenden werden die Amplituden der Harmonischen für eine allgemeine Beschreibung nach oben abgeschätzt:

$$\Rightarrow |c_n| = \sqrt{2} \cdot A \cdot d \cdot \left| \frac{\sin(\pi \cdot n \cdot d)}{\pi \cdot n \cdot d} \right|$$

$$\Rightarrow |c_n| = \sqrt{2} \cdot \frac{A}{\pi \cdot n} \cdot |\sin(\pi \cdot n \cdot d)| \leq \sqrt{2} \cdot \frac{A}{\pi \cdot n}$$

In Pegelmaßen ergeben sich die Spektren nach Abbildung 6 für die Schaltfrequenzen von 100 und 200 kHz. Zur weiteren Diskussion wurde der Average-Grenzwert der Klasse 5 für die Spannungsmethode [4] angenommen.

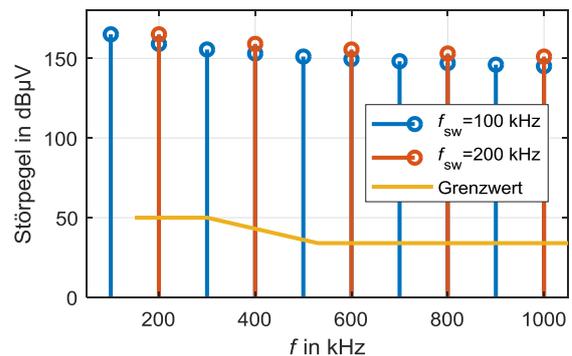


Abbildung 6: Störpektrum für unterschiedliche Schaltfrequenzen

Es ist ersichtlich, dass die Frequenzerhöhung im Wesentlichen zu einer Verschiebung des Störpektrums führt: Die Grundwelle wird von 100 auf 200 kHz und die erste Oberwelle wird von 200 auf 400 kHz angehoben. Die weiteren Oberwellen werden analog zu höheren Spektralfrequenzen verschoben. Für den Filterentwurf sind die niedrigsten zu dämpfenden Harmonischen von besonderer Bedeutung, da diese die Eckfrequenzen und damit indirekt das Filtervolumen bestimmen.

Die Grundwelle bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz liegt ebenfalls bei 100 kHz und befindet sich damit außerhalb des Frequenzbereichs, der durch die Grenzwerte abgedeckt wird. Damit ist die erste Harmonische, die berücksichtigt werden muss, die erste Oberwelle. Für die Schaltfrequenz von 200 kHz fällt die Grundwelle in den Frequenzbereich des Grenzwerts. Es wird deutlich, dass die Grundwelle bei einer Schaltfrequenz von 200 kHz um etwa 6 dB höher als die erste Oberwelle bei einer Schaltfrequenz von 100 kHz ist. Daraus folgt, dass die Erhöhung der Schaltfrequenz den Filteraufwand um etwa 6 dB erhöht, wodurch das benötigte Filtervolumen steigt.

5.3 Zwischenfazit

Es wurde gezeigt, dass die Induktivitätswerte der magnetischen Komponenten durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz von beispielsweise 100 auf 200 kHz um den Faktor 2 reduziert werden können, wodurch eine erhebliche Volumenreduktion zu erwarten ist. Auf der anderen Seite wird

das Spektrum der Störemission zu höheren Frequenzen verschoben, wodurch Harmonische mit höheren Amplitudenwerten in den Bereich der EMV-Grenzwerte fallen. Aus der Erhöhung der Frequenz von 100 auf 200 kHz resultiert eine Erhöhung des Filteraufwands um 6 dB, was einer Erhöhung um den Faktor 2 entspricht. In ungünstigen Fällen wird das Gesamtvolumen des Systems dadurch nicht verringert sondern sogar erhöht.

6 Erhöhung der Leistungsdichte durch Variation der Schaltfrequenz

Wie im Kapitel 5 diskutiert, ist die Störemission des Konverters eine wichtige Größe, die bei der Systemauslegung berücksichtigt werden muss. Aus Abbildung 4 wird deutlich, dass die Filterkomponenten einen erheblichen Anteil des Gesamtvolumens ausmachen und damit für eine Erhöhung der Leistungsdichte reduziert werden sollten. Um dies zu ermöglichen, kann beispielsweise das Verfahren Spread Spectrum eingesetzt werden [5].

Bei diesem Verfahren wird die Schaltfrequenz nicht konstant belassen, sondern schnell über der Zeit variiert, um die Leistung der Harmonischen auf einen spektralen Frequenzbereich zu verteilen (siehe Abbildung 7). Die Störleistung bleibt damit unverändert, jedoch wird der Störpegel für die jeweilige Spektralfrequenz reduziert. Es wird davon ausgegangen, dass für das System eine Schaltfrequenzvariation von $\Delta f = \pm 10\%$ zulässig ist. Weiterhin wird eine rampenförmige Modulation angenommen (siehe Abbildung 8).

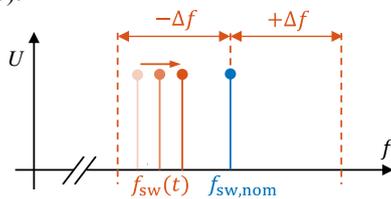


Abbildung 7: Prinzip von Spread Spectrum

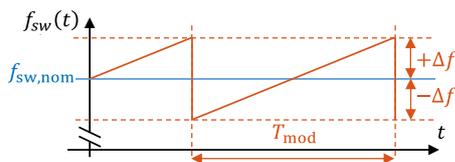


Abbildung 8: Betrachtete Modulation

In [5] wurde gezeigt, dass die Modulationszeit T_{mod} einen wesentlichen Einfluss auf die Störungsreduktion besitzt und damit gezielt gewählt werden muss: Hier soll eine Reduktion der ersten Harmonischen erfolgen, da diese maßgeblich für das Filtervolumen sind. Aufgrund des betrachteten Frequenzbereichs, welcher deutlich unter 30 MHz liegt, wird eine Messbandbreite von 9 kHz durch die Norm vorgegeben [4]. In einer ersten Näherung ergibt sich damit eine Einschwingzeit von $t_{\text{Einschwing}} = \frac{1}{9 \text{ kHz}} \approx 111 \mu\text{s}$. Leistungselektronische Konverter im (quasi-)stationären Betrieb, wie beispielsweise der Laderegler, erzeugen in Peak und Average üblicherweise vergleichbare Störungen.

Da die Grenzwerte für die Average-Emissionen im Spektralfrequenzbereich unter 30 MHz jedoch 20 dB unter den Grenzwerten für die Peak-Emissionen liegen [4], resultieren die hohen Filteranforderungen aus dem Average-Grenzwert. Um die Average-Emissionen zu minimieren, sollte die Modulationszeit deutlich größer als die Einschwingzeit der betrachteten Störsenke gewählt werden. In der betrachteten Applikation resultiert damit eine Modulationszeit von beispielsweise $T_{\text{mod}} = 1 \text{ ms}$.

Zur Bewertung der Störungsreduktion wird ein PWM-Signal entsprechend Abbildung 5 mit $f_{\text{sw,nom}} = 100 \text{ kHz}$, $d = 70\%$ und $A = 1 \text{ V}$ betrachtet. Spread Spectrum wird mit den Parametern $T_{\text{mod}} = 1 \text{ ms}$ und Δf eingesetzt. Die Signale werden mit einem Funktionsgenerator erzeugt und mit einem Spektrumanalysator gemessen. Es wurden dabei der Average-Detektor, eine Messbandbreite von 9 kHz und eine Verweilzeit von 50 ms entsprechend [4] verwendet. Das Ergebnis kann Abbildung 9 entnommen werden.

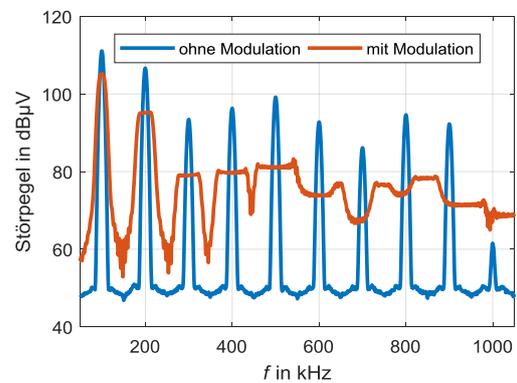


Abbildung 9: Spektren mit und ohne Spread Spectrum

Es wird deutlich, dass durch den Einsatz von Spread Spectrum eine erhebliche Reduktion der Harmonischen erzielt werden kann. Unter Berücksichtigung der Grenzwerte, welche ab 150 kHz definiert sind, bestimmt im Wesentlichen die erste Oberwelle das Volumen der Filterkomponenten. Da für diese Harmonische die Störemission um etwa 11 dB reduziert wird, verringert sich die Anforderung an die Filter um den gleichen Betrag. Damit kann der Filteraufwand auf fast ein Viertel reduziert werden, wodurch das Bauvolumen der Filterkomponenten beträchtlich reduziert werden kann. Da bei Spread Spectrum lediglich das Ansteuerungssignal des Konverters angepasst werden muss, handelt es sich um eine reine Softwaremaßnahme, die zur Reduktion des Volumens des Ladereglers beitragen kann.

7 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde der aktuelle Stand der Laderegler präsentiert und als Ausgangspunkt zur Diskussion für verschiedene Maßnahmen zur Leistungsdichteerhöhung von leistungselektronischen Convertoren genutzt.

Zuerst wurde eine mögliche Leistungsdichteerhöhung durch die doppelseitige Nutzung des Kühlkanals betrachtet. Anhand von einer ersten Näherung wurde ermittelt, dass diese Maßnahme die Leistungsdichte theoretisch vervierfachen kann.

Im Folgenden wurde das resultierende Gesamtsystem betrachtet, um weitere Optimierungspotenziale zu identifizieren.

Es wurde ermittelt, dass beispielsweise durch eine Verdopplung der Schaltfrequenz die Induktivitäten der Speicherdrosseln und Transformatoren halbiert werden können, woraus eine nennenswerte Volumenreduktion zu erwarten ist. Nichtsdestotrotz wurde gezeigt, dass durch diese Maßnahme Harmonische mit höheren Amplituden in den Bereich der EMV-Grenzwerte fallen. Daraus resultiert im Beispiel eine Erhöhung der Filteranforderungen um 6 dB.

Weiterhin wurde betrachtet, welche Volumenreduktion durch die Softwarelösung Spread Spectrum erzielt werden kann. Es wurde gezeigt, dass beispielsweise durch eine Schaltfrequenzmodulation von $\pm 10\%$ die Filteranforderungen um 11 dB reduziert werden können.

Es existieren somit verschiedene konstruktive, elektrotechnische und steuerungstechnische Maßnahmen, die zu einer Erhöhung der Leistungsdichte von leistungselektronischen Schaltungen eingesetzt werden können.

8 Ausblick

Zusammen mit Arbeitsgebiet Bordsysteme der TU Dortmund forscht die Leopold Kostal GmbH & Co. KG an der aktiven Gegenkopplung der Störemission von leistungselektronischen Konvertern [6]. Bei diesem Konzept werden gezielte Gegenstörungen generiert, die durch eine destruktive Interferenz die Störsignale idealerweise vollständig auslöschen. Diese Konzepte sind für niedrige Spektralfrequenzen und damit für die ersten Harmonischen besonders wirkungsvoll. Da genau diese Frequenzanteile das große Bauvolumen der passiven Filter bedingen, wird eine erhebliche Verkleinerung der passiven Filterkomponenten durch die aktive Gegenkopplung erwartet.

9 Literatur

- [1] „Finite Element Method Magnetics“, User’s Manual, David Meeker, Version 4.2, 16.10.2010, dmeeker@ieee.org
- [2] „Soft ferrites and Accessories“, Data Handbook, 2009, Ferroxcube
- [3] C. R. Paul, „Introduction to Electromagnetic Compatibility“, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006
- [4] „CISPR 25 – Vehicles, boats and international combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers“, 2015
- [5] „Systematic Reduction of Peak and Average Emissions of Power Electronic Converters by the Application of Spread Spectrum“, A. Bendicks, S. Frei, N.

Hees, M. Wiegand, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Volume: PP, Issue: 99, 20.12.2017

- [6] „FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltharmonischen von leistungselektronischen Systemen“, A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand, EMV Düsseldorf 2018, 20.-22.02.2018, Deutschland, Düsseldorf