

Aktive Unterdrückung der elektromagnetischen Störungen eines stationär betriebenen Antriebswechselrichters mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

M.Sc. Michael Gerten, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

1 Einleitung

Die voranschreitende Elektrifizierung des Kfz bedingt eine steigende Anzahl an leistungselektronischen Konvertern zur Energiewandlung und -verteilung. Aufgrund der zugrundeliegenden PWM-Signale können diese Systeme erhebliche elektromagnetische Störungen erzeugen, welche beispielsweise den Empfang von Funkdiensten, die für das automatisierte Fahren eine noch größere Bedeutung bekommen werden, verschlechtern oder unmöglich machen. Zur Begrenzung dieser Störungen werden üblicherweise passive Filterstrukturen eingesetzt, welche groß, schwer und teuer sind. Zur Reduktion des Verbrauchs und zur Erhöhung der Reichweite werden jedoch leichte Systeme gefordert. Aktive Verfahren zur Störunterdrückung können hier eine Lösung sein.

Zunächst werden in diesem Beitrag zwei Verfahren zur aktiven Störunterdrückung vorgestellt und zusammengefasst. Diese umfassen aktive EMV-Filter und die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen. Das zuletzt genannte Verfahren hat sich als vorteilhaft bei der Unterdrückung der Störungen von stationär betriebenen DC/DC-Wandlern herausgestellt. Im Rahmen dieses Beitrags soll dieses Verfahren das erste Mal auf einen stationär betriebenen Antriebswechselrichter angewendet werden. Die Topologie und die Ansteuerung des betrachteten Antriebswechselrichters werden vorgestellt und die zu erwartenden Störungen werden diskutiert. Daraufhin wird das hier verwendete Verfahren zur Generierung des Gegenstörsignals (Berechnung im Frequenzbereich mithilfe einer FFT) dargestellt. Der realisierte Demonstrator wird beschrieben und verschiedene Messergebnisse werden präsentiert. Unerwartete Einflüsse werden herausgearbeitet und Optimierungen werden am System umgesetzt. Der Beitrag schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick ab.

2 Verfahren zur aktiven Störunterdrückung

Im Folgenden werden zwei grundsätzliche Verfahren zur aktiven Störunterdrückung vorgestellt. Aktive EMV-Filter stellen dabei eine etablierte und bereits häufig diskutierte Methode dar. Die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörmethoden ist eine deutlich neuere Methode, welche im Rahmen dieses Beitrags erstmalig auf einen Antriebswechselrichter angewendet wird.

2.1 Aktive EMV-Filter (AEF)

Aktive EMV-Filter (AEF) zur aktiven Störunterdrückung verwenden üblicherweise analoge Schaltungen in gesteuerten oder geregelten Strukturen (Bild 1), um das Gegenstörsignal aus den gemessenen Störungen zu generieren [1,2]. Gesteuerte Strukturen invertieren die störquellenseitig gemessenen Störungen und injizieren dieses Signal störsen-

kenseitig. Idealerweise tritt eine destruktive Interferenz auf, wodurch die Störungen ausgelöscht werden. Geregelte Strukturen messen die verbleibenden Störungen störsenkenseitig, invertieren und verstärken diese und injizieren das resultierende Signal störquellenseitig wieder in das System. Durch den geschlossenen Regelkreis werden die Störungen an der Störsenke minimiert. Aus beiden Strukturen resultieren jedoch systematische Einschränkungen, da die Störungen und Gegenstörungen z.B. aufgrund von begrenzten Verstärkungs-Bandbreiten-Produkten [1,2] und unvermeidlichen Verzögerungszeiten [3] niemals exakte Gegenteile voneinander sind.

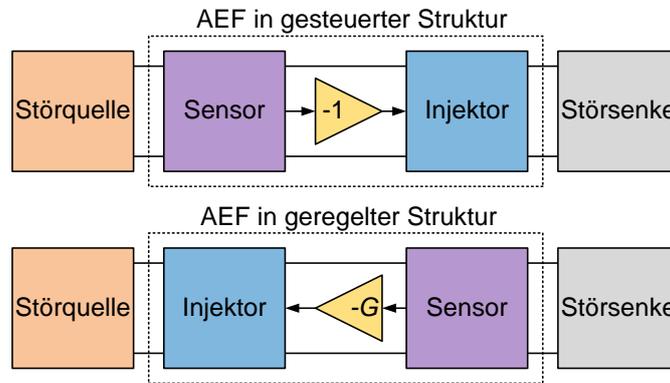


Bild 1: Strukturen von aktiven EMV-Filtern

2.2 Aktive Störunterdrückung von (quasi-)periodischen Störungen mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

Zur Aufhebung dieser systematischen Begrenzung wurde in [4] ein neues Verfahren vorgestellt, in welchem synthetisierte Gegenstörsignale zur aktiven Störunterdrückung verwendet werden. In Bild 2 ist die grundlegende Struktur abgebildet. Die Signalsynthese kann für (quasi-)periodische Störungen mithilfe von Sinussignalen erfolgen, welche jeweils eine Harmonische des Störsignals eliminieren. Komplexe Amplituden- und Phasengänge (samt Verzögerungszeiten) können dabei durch passende Amplituden und Phasen kompensiert werden. Zur Bestimmung der richtigen Parameter kann ein Optimierer eingesetzt werden, welcher die vom Sensor gemessenen Reststörungen minimiert. Um eine Synchronisation zwischen den Störungen und Gegenstörungen zu erzielen, ist ein Synchronisationssignal notwendig. In leistungselektronischen Systemen eig-

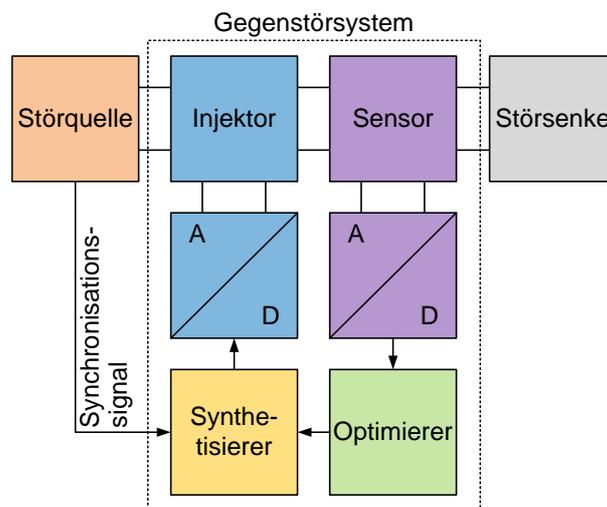


Bild 2: Aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen

nen sich dazu beispielsweise die Ansteuerungssignale der Leistungstransistoren. Das gefundene Gegenstörsignal wird über einen geeigneten Injektor in das System eingekoppelt. Zur Realisierung der Signalsynthese und –optimierung bieten sich digitale Signalverarbeitungssysteme an. In dem Fall sind Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandler zur Verknüpfung der Systeme notwendig. Bisher wurde das Verfahren hauptsächlich auf stationär betriebene DC/DC-Wandler (beispielsweise [4] und [5]) angewendet und wird in diesem Beitrag erstmalig zur Unterdrückung der Störungen eines Wechselrichters erweitert und untersucht.

3 Antriebswechselrichter

In diesem Abschnitt wird der betrachtete Antriebswechselrichter beschrieben. Die Topologie, die Ansteuerung, der Betriebsmodus und die resultierenden Störungen werden im Detail erläutert.

3.1 Topologie

Der betrachtete Wechselrichter besteht aus drei Halbbrücken mit jeweils zwei Transistoren entsprechend Bild 5. Die betrachteten Transistoren sind rückwärtsleitfähig, weshalb keine antiparallel geschalteten Dioden notwendig sind. Die Spannung der Halbbrücke ist durch Kondensatoren stabilisiert. Die Halbbrücken versorgen jeweils eine Phase des Motors.

3.2 Ansteuerung und Betriebsmodus

Der Motor benötigt zur Funktion ein Dreiphasensystem, welches hier durch die drei schaltenden Halbbrücken realisiert wird. Üblicherweise werden die Wechselrichter für elektrische Maschinen geregelt betrieben. Dies hat jedoch zur Folge, dass sich die Schaltmuster von Grundperiode zu Grundperiode verändern können. In diesem Fall besteht kein periodisches Störmuster mehr, wodurch analytische Betrachtungen und die Anwendung der Gegenstörmethode komplexer werden. Für eine erste Analyse und ei-

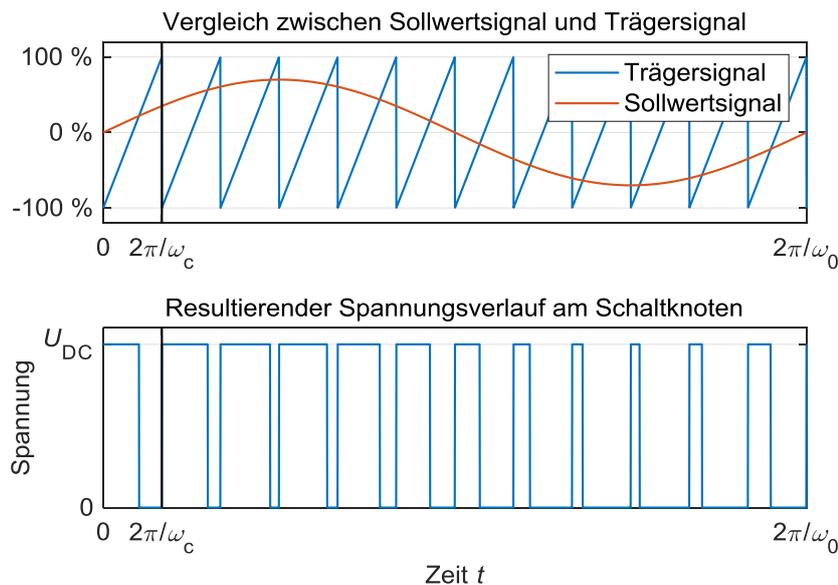


Bild 3: Erzeugung des PWM-Signals für eine beispielhafte Halbbrücke. Oben: Vergleich von Trägersignal und gewünschter Ausgangsspannung (Sollwertsignal). Unten: Resultierender Spannungsverlauf am Schaltknoten gegenüber Masse.

nen ersten Funktionsnachweis der Gegenstörmethode wurde daher ein gesteuerter Betrieb gewählt. Zur Erzeugung der Ansteuerungssignale wird entsprechend Bild 3 (oben) ein Vergleich zwischen einem Trägersignal (Sägezahn) und einem Sollwertsignal (Sinus) durchgeführt. Die Wiederholfrequenz (und daraus resultierend auch die Schaltfrequenz) ist f_c bzw. ω_c . Die Grundfrequenz des Sinussignals ist f_0 bzw. ω_0 . In Bild 3 (unten) ist der resultierende Spannungsverlauf an einem beispielhaften Schaltknoten dargestellt. Für die Erzeugung der Ansteuerungssignale der anderen beiden Halbbrücken wird das Sollwertsignal jeweils um 120° versetzt.

3.3 Resultierende Störungen

Im Folgenden werden die Störungen eines Antriebswechselrichters diskutiert. Wie bereits beschrieben, werden die drei Phasen des Motors durch PWM-Spannungen versorgt. Aus diesen PWM-Signalen resultieren Phasenströme, welche von dem Wechselrichter zur Verfügung gestellt werden. In Abhängigkeit der Schaltzustände ergibt sich aus diesen Phasenströmen ein überlagerter Störstrom $I_{\text{Stör}}$ (siehe Bild 5), welcher die Störquelle für die betrachtete Versorgungsseite darstellt. Der Störstrom wird zwar durch eine Stützkapazität geglättet, jedoch verbleiben in der Regel noch signifikante leitungsgebundene Störungen, welche an der Bordnetznachbildung gemessen werden können. Das Störspektrum der PWM-Spannung einer einzelnen Halbbrücke ist in [6] analytisch beschrieben. Auf eine detaillierte mathematische Beschreibung wird an dieser Stelle verzichtet, jedoch ist in Bild 4 das Spektrum mit einigen Harmonischen dargestellt. Es ist grundsätzlich zwischen drei Typen von Harmonischen zu unterscheiden. Der erste Typ stellt die Basisbandharmonischen dar. Diese resultieren aus der Grundfrequenz ω_0 und deren Oberwellen. Der zweite Typ stellt die Trägerharmonischen dar. Diese liegen bei der Schaltfrequenz ω_c und den zugehörigen Oberwellen. Aufgrund der modulierten Pulsbreiten entsteht um die Trägerharmonischen eine Vielzahl an Seitenbandharmonischen mit dem Abstand der Grundfrequenz ω_0 . Mithilfe des dargestellten Spektrums lässt sich nach [7] das überlagerte Störstromspektrum $I_{\text{Stör}}$ bestimmen.

Die Basisbandharmonischen befinden sich bei sehr niedrigen Frequenzen (beispielsweise Vielfache von 50 Hz), welche über eine hohe Leistung verfügen können. Hier gelten in der Regel keine EMV-Grenzwerte. Daher werden diese Harmonischen in diesem Beitrag nicht aktiv unterdrückt. Die Trägerharmonischen und Seitenbandharmonischen liegen jedoch bei deutlich höheren Frequenzen und können damit Funkstörungen darstellen. Weiterhin kann erwartet werden, dass die Leistung dieser Signale deutlich geringer ist. Im Rahmen dieses Beitrags werden damit die Träger- und Seitenbandharmonischen unterdrückt.

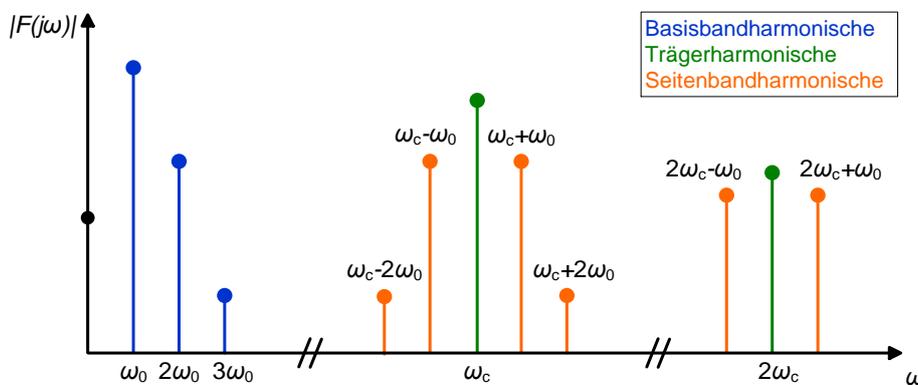


Bild 4: Beispielhafte Darstellung einiger Harmonischen eines modulierten PWM-Signals

4 Verfahren zur aktiven Störunterdrückung

Im Folgenden wird das hier verwendete Verfahren zur aktiven Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen vorgestellt. Es wird eine FFT-Methode eingesetzt, welche in [8] bereits erfolgreich auf mehrere Leitungen eines DC/DC-Wandlers angewendet wurde.

Bei der FFT-Methode erfolgt die Generierung des Gegenstörsignals im Frequenzbereich. Die Störungen werden im Zeitbereich aufgenommen, in den Frequenzbereich überführt, verarbeitet und zurück in den Zeitbereich gebracht. Dieses Vorgehen kann aufgrund der notwendigen Verarbeitungszeiten nur auf Störungen angewendet werden, die über einen längeren Zeitraum periodisch sind.

Zur mathematischen Beschreibung (siehe auch Bild 5) wird die Überlagerung $U_{\text{total}}^{\text{@Sensor}}(f)$ der Störungen $I_{\text{Stör}}(f)$ und Gegenstörungen $U_{\text{anti}}(f)$ am Sensor betrachtet:

$$U_{\text{total}}^{\text{@Sensor}}(f) = \underbrace{H_{\text{Stör}}(f) \cdot I_{\text{Stör}}(f)}_{=U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)} + H_{\text{anti}}(f) \cdot U_{\text{anti}}(f), \quad (1)$$

wobei $H_{\text{Stör}}(f)$ und $H_{\text{anti}}(f)$ die Übertragungsfunktionen der Störungen und Gegenstörungen von der jeweiligen Quelle zum Sensor beschreiben. Da die Störungen $U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)$ am Sensor direkt gemessen werden können, ist eine einzelne Berücksichtigung von $H_{\text{Stör}}(f)$ und $I_{\text{Stör}}(f)$ nicht notwendig. Für eine erfolgreiche Störunterdrückung soll die Überlagerung $U_{\text{total}}^{\text{@Sensor}}(f)$ gleich 0 V sein. Damit lässt sich das notwendige Gegenstörsignal mit der folgenden Formel berechnen:

$$\Rightarrow U_{\text{anti}}(f) = -\frac{U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)}{H_{\text{anti}}(f)} \quad (1)$$

Dabei verbleiben lediglich zwei Unbekannte. Die Störungen $U_{\text{Stör}}^{\text{@Sensor}}(f)$ können sofort ermittelt werden, indem das störende System eingeschaltet und das Gegenstörsystem ausgeschaltet wird, und das am Sensor resultierende Signal aufgenommen wird. Die Identifikation der Übertragungsfunktion $H_{\text{anti}}(f)$ kann beispielsweise direkt mit dem Gegenstörsystem durchgeführt werden, indem Testsignale injiziert werden und die resultierende Systemantwort am Sensor ausgewertet wird.

Das Verfahren kann iterativ angewendet werden, um die verbleibenden Reststörungen am Sensor zu minimieren. Dazu werden die verbleibenden Störungen gemessen und es wird ein neues Gegenstörsignal mithilfe von (1) bestimmt. Durch eine Überlagerung des vorherigen Gegenstörsignals mit dem neuen kann das Gegenstörsignal optimiert werden.

5 Demonstrator

Der Schaltplan des realisierten Demonstrators ist in Bild 5 dargestellt. Die Topologie des Wechselrichters wurde bereits in Abschnitt 3 diskutiert. Die Ansteuerung erfolgt mit dem FPGA-Evaluationssystem Red Pitaya STEMLab 125-14. Das Antriebssystem wird in diesem Beitrag mit einer Eingangsspannung von 20 V und im Leerlauf betrieben. In weitergehenden Arbeiten sind Untersuchungen bei 48 V und mit einer mechanischen Last geplant.

Die leitungsgebundenen Störungen des Systems werden in Anlehnung an den Automobilstandard CISPR 25 [9] mithilfe einer Bordnetznachbildung und einem Messempfänger (9 kHz Messbandbreite und mindestens 50 ms Messzeit) gemessen. Es ist das Ziel, die Harmonischen im Bereich der Lang- (150 kHz-300 kHz, [9]) und Mittelwelle (530 kHz-

1,8 MHz, [9]) aktiv zu unterdrücken. Aufgrund der Grundfrequenz von 50 Hz müssen damit also $(1,8 \text{ MHz} - 150 \text{ kHz}) / 50 \text{ Hz} + 1 = 33.001$ Schalt- und Seitenbandharmonische unterdrückt werden. Damit muss das Gegenstörsignal aus 33.001 Sinussignalen konstruiert werden.

Für die Einkopplung der Gegenstörung wurde eine Kapazität gewählt, welche durch einen Klappferrit MnZn 742 727 22 von Würth Elektronik vom niederimpedanten Wechselrichter entkoppelt wird [5]. Ohne diesen Klappferriten würde ein großer Teil des injizierten Stroms direkt über die Stützkapazität des Wechselrichters abfließen und damit nicht zur Störunterdrückung beitragen. Das Gegenstörsignal wird durch einen Funktionsgenerator der AFG3000-Serie von Tektronix generiert, welcher mit der Ansteuerung des Wechselrichters synchronisiert ist.

Für die Messung der Störung wurde ein kapazitiver Spannungssensor gewählt, welcher in Verbindung mit dem 3 dB-Dämpfungsglied einen RC-Hochpass darstellt. Die Sensormessung erfolgt mithilfe eines Oszilloskops HDO6104A von Teledyne LeCroy. Das Oszilloskop ist ebenfalls mit dem Betrieb des Wechselrichters synchronisiert. Für eine präzise Messung des relevanten Frequenzbereichs wird das Sensorsignal durch einen Tiefpass mit einer Knickfrequenz von 2,5 MHz begrenzt. Das Oszilloskop verwendet einen Abschluss von 50Ω . Der Spannungsbereich wird von Iteration zu Iteration angepasst, um eine möglichst präzise Messung zu ermöglichen.

Das Oszilloskop übergibt die gemessenen Spannungswerte an einen PC mit Matlab. Dort werden die notwendigen Gegenstörsignale entsprechend Abschnitt 4 berechnet. Die ermittelten Gegenstörsignale werden an den Funktionsgenerator übergeben, welcher die Gegenstörungen in das System injiziert.

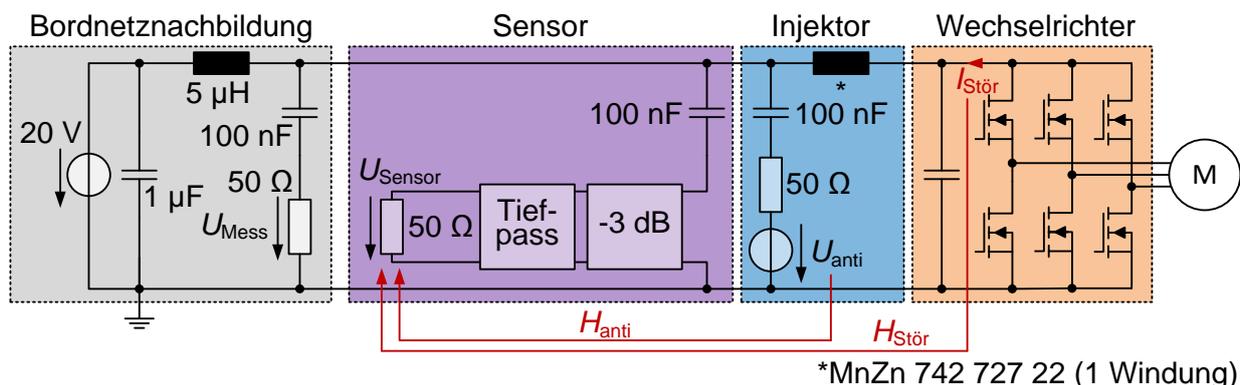


Bild 5: Schaltplan des Gesamtsystems

Der realisierte Wechselrichter ist in Bild 6 dargestellt. Die Halbbrücken sind Evaluationssysteme EPC9033 von EPC mit GaN-Leistungstransistoren. Diese werden mit einer Schaltfrequenz f_c von 100 kHz betrieben. Das FPGA-System zur Ansteuerung ist im Wechselrichter verbaut. Das Synchronisationssignal für den Funktionsgenerator und das Oszilloskop wird über eine BNC-Durchführung nach außen geführt. Das Gegenstörsignal wird über eine BNC-Durchführung und ein BNC-Kabel zum Injektor gebracht. Das Sensorsignal wird über ein BNC-Kabel und eine BNC-Durchführung mit dem Oszilloskop verbunden.

6 Messergebnisse

Im Folgenden werden einige Messergebnisse von dem Demonstratorsystem präsentiert und diskutiert. Besondere Zusammenhänge werden dargestellt. Zur Lösung werden Optimierungsmöglichkeiten herausgearbeitet und verifiziert.

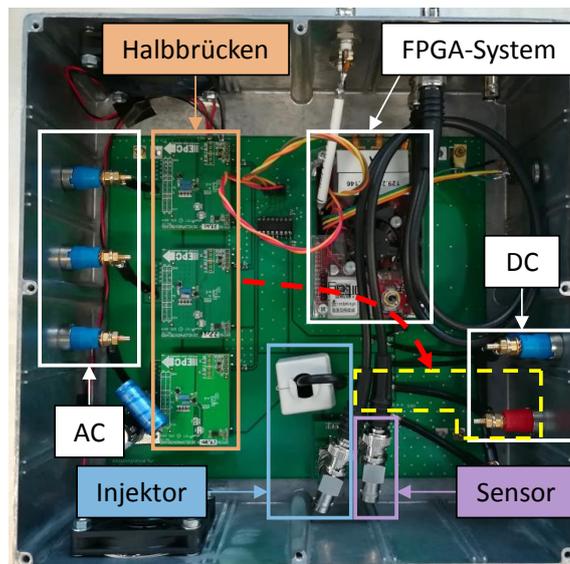


Bild 6: Realisierter Wechselrichter mit Injektor und Sensor. In Gelb: Potenzielle Koppelstruktur zwischen Sensor und DC-Eingang; in Rot: Potenzieller Koppelpfad (in Abschnitt 6.2 diskutiert).

6.1 Erstes Ergebnis

Ein erstes Messergebnis zur aktiven Störunterdrückung ist in Bild 7 dargestellt. Durch das aktive Gegenstörsystem können die Schaltharmonischen (samt ihrer Seitenbandharmonischen) im Frequenzbereich von 150 kHz bis 1,8 MHz erheblich unterdrückt werden. Die Schaltharmonische bei 200 kHz ist um etwa 33 dB reduziert. Die Schaltharmonische bei 1,8 MHz wird um 10 dB unterdrückt. In Voruntersuchungen konnten in einem vereinfachten System mit ähnlichen Störungen erheblich höhere Störreduktionen erzielt werden. Daher wird vermutet, dass das Übertragungsverhalten des Systems die Störunterdrückung einschränkt. In den nächsten beiden Unterpunkten werden mögliche Optimierungen untersucht.

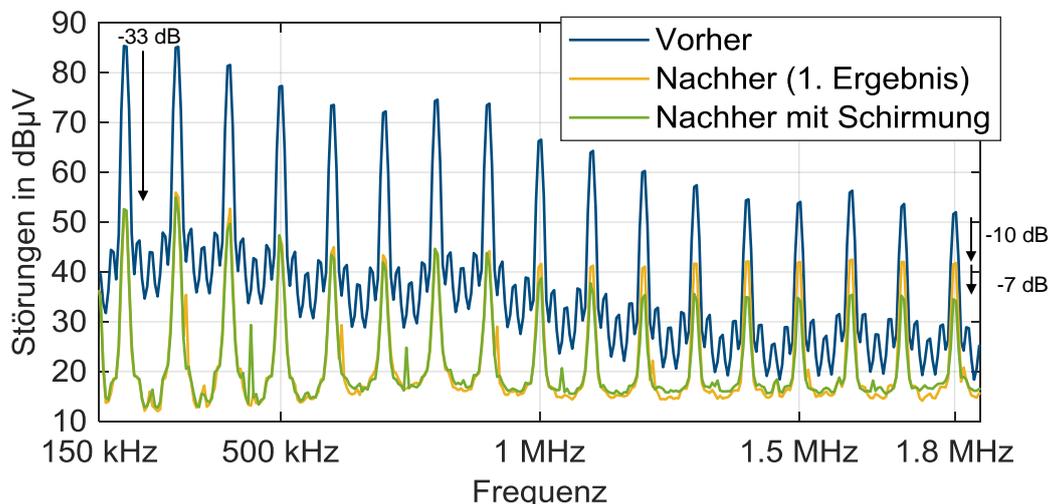


Bild 7: Gemessene Störungen an der Bordnetznachbildung: 1) ohne aktive Störunterdrückung, 2) mit aktiver Störunterdrückung, 3) mit aktiver Störunterdrückung und Schirmung der Eingangsleitungen

6.2 Optimierung: Schirmung der Überkopplung des Sensors und Injektors

Das Gegenstörsystem reduziert die Störungen, welche am Sensor gemessen werden. In weitergehenden Untersuchungen konnte dabei festgestellt werden, dass diese Störun-

gen stärker unterdrückt werden als die Störungen an der Bordnetznachbildung. Damit liegt die Vermutung nahe, dass Störsignale (z.B. die hohen Störpegel der schaltenden Halbbrücken) auf die Strecke zwischen Sensor und dem DC-Eingang einkoppeln (siehe Bild 6). Zur Reduktion einer möglichen Einkopplung wurde die Strecke zwischen Sensor und DC-Eingang mithilfe eines geerdeten Kupferklebebands geschirmt. Weiterhin wurde die Masseanbindung von Sensor und Injektor mit Kupferklebeband verbessert. Das resultierende Testsystem ist in Bild 8 dargestellt. Durch diese beiden Maßnahmen konnte die Störreduktion entsprechend Bild 7 optimiert werden. Insbesondere bei den höheren Schaltharmonischen wird die Störunterdrückung um bis zu 7 dB verbessert. Dieses Ergebnis ist plausibel, da bei höheren Frequenzen eine stärkere Feldeinkopplung erwartet werden kann. Trotz dieser Maßnahmen liegt die erzielte Störreduktion immer noch deutlich unter den Ergebnissen von Voruntersuchungen mit einer Motornachbildung aus Spulen und Widerständen. Damit liegt die Vermutung nahe, dass der rotierende Motor die Störungen so beeinflusst, dass das bestimmte Gegenstörsignal von den realen Störungen abweicht. Dies wird im nächsten Abschnitt untersucht.



Bild 8: Schirmung der möglichen Koppelstrecke und zusätzliche Masseanbindung von Sensor und Injektor

6.3 Optimierung: Berücksichtigung der mechanischen Drehfrequenz

Bisher wurde angenommen, dass sich die Störungen mit der Grundfrequenz des Dreiphasensystems (50 Hz) wiederholen. Nun soll untersucht werden, ob die Rotation des Motors ebenfalls einen Einfluss auf die Störungen hat. Der Motor hat eine Polpaarzahl von vier, weshalb die mechanische Drehfrequenz ein Viertel der Grundfrequenz des Dreiphasensystems (also 12,5 Hz) beträgt. Um dieser Frage nachzugehen, werden die Störungen an der Bordnetznachbildung über acht Grundperioden ($8 \cdot 20 \text{ ms} = 160 \text{ ms}$) mit einem Oszilloskop gemessen. Das resultierende Spektrum ist in Bild 9 dargestellt. Dabei kann festgestellt werden, dass die größten Harmonischen tatsächlich in einem Abstand von 50 Hz auftreten. Diese wurden bereits in der Berechnung berücksichtigt. Es kann jedoch ebenfalls festgestellt werden, dass die Harmonischen in einem Abstand von 12,5 Hz ebenfalls einen signifikanten Pegel besitzen. Diese resultieren aus der mechanischen Drehfrequenz. Da acht Perioden betrachtet wurden, sind ebenfalls die Harmonischen mit einem Abstand von 6,25 Hz sichtbar. Deren Pegel ist jedoch vernachlässigbar gering. Damit wird die Annahme bestätigt, dass die Störungen eigentlich mit der mechanischen und nicht mit der elektrischen Grundfrequenz periodisch sind.

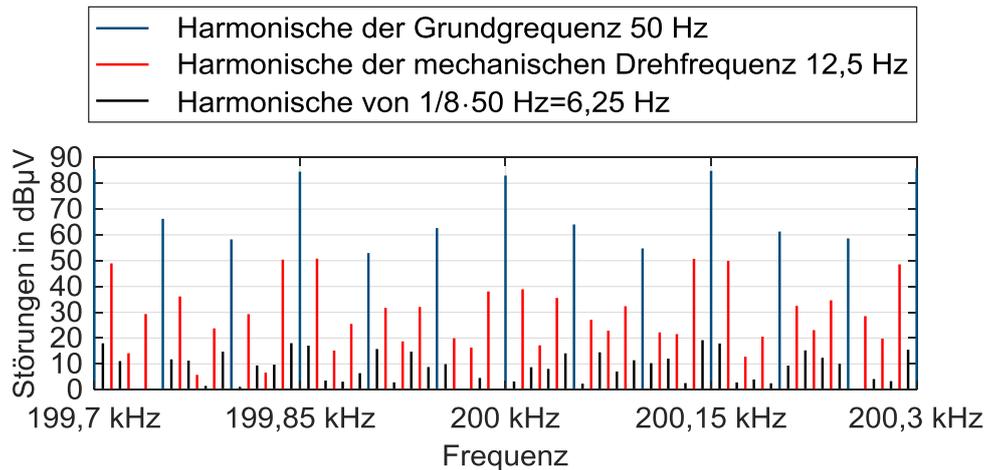


Bild 9: Gemessene Harmonische an der Bordnetznachbildung

Im nächsten Schritt wird daher ein Gegenstörsignal der vierfachen Länge generiert, um die Harmonischen bei 12,5 Hz ebenfalls unterdrücken zu können. Die begrenzte Speichertiefe des Funktionsgenerators führt dabei aber dazu, dass nur die Schaltharmonischen (samt ihrer Seitenbandharmonischen) bei 200, 300, 400 und 500 kHz unterdrückt werden können. Das resultierende Spektrum ist in Bild 10 dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Störreduktion erheblich verbessert werden konnte. Die erzielte Störreduktion beträgt für jede dieser Harmonischen mindestens 40 dB.

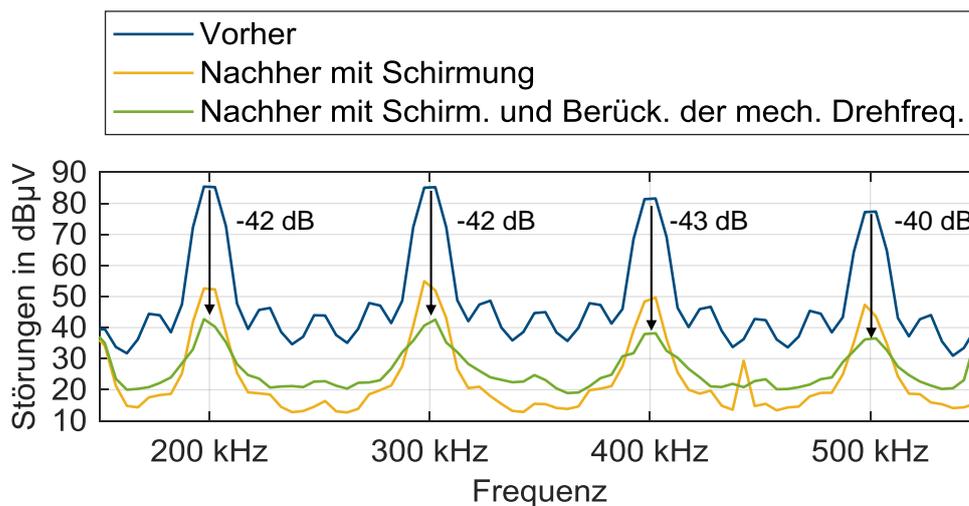


Bild 10: Störunterdrückung bei Berücksichtigung der mechanischen Drehfrequenz

7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen des Beitrags wurde zum ersten Mal die aktive Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten und synchronisierten Gegenstörsignalen auf einen Antriebswechsellrichter angewendet. Durch Optimierungen konnten Störreduktionen von bis zu 40 dB im Frequenzbereich von 200 kHz bis 500 kHz erzielt werden. Bis 1,8 MHz wurde eine Störreduktion von über 17 dB erreicht.

Es wurde herausgearbeitet, dass die internen Störungen des Systems auf eine eigentlich entstörte Leitung überkoppeln können, wodurch die Effektivität des Gegenstörverfahrens eingeschränkt wird. Um dies zu verhindern, sind dem mechanischen Aufbau

und der Platzierung des Sensors besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Zusätzlich wurde herausgestellt, dass sich die Störungen nicht mit der elektrischen Grundfrequenz, sondern mit der mechanischen Drehfrequenz wiederholen. Dies erhöht die Anzahl der zu unterdrückenden Harmonischen in diesem Fall aufgrund der Polpaarzahl von vier um den Faktor vier.

In weiteren Untersuchungen soll der mechanische Aufbau des Wechselrichters optimiert werden. Zusätzlich sind Untersuchungen unter mechanischer Last geplant, um die Wirksamkeit des Gegenstörsystems auch bei einer höheren Transferleistung zu demonstrieren.

8 Danksagung

Dieser Beitrag entstand im Rahmen des Projekts RobKom (Robuste Kommunikation in autonomen Elektrofahrzeugen) und wurde durch das BMBF (Bundesministerium für Bildung und Forschung) unter dem Förderkennzeichen 16EMO0380 finanziert. Für den Inhalt sind allein die Autoren verantwortlich.

Literatur

- [1] Y.-C. Son, S.-K. Sul: "Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation". In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, Nr. 2, S. 545-551, März/April 2006
- [2] N. K. Poon, J. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong: "Techniques for input ripple current cancellation: classification and implementation [in smps]". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, Nr. 6, S. 1144–1152, 2000
- [3] B. Arndt, P. Olbrich, H. Reindl, C. Waldera: „Breitbandiger aktiver Hybrid-Filter für Kfz-Anwendungen“. In *EMV Düsseldorf*, Düsseldorf, Deutschland, 20.-22.02.2018, S. 432-438
- [4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltharmonischen von leistungselektronischen Systemen“. In *EMV Düsseldorf*, Düsseldorf, Deutschland, 20.-22.02.2018, S. 652-661
- [5] A. Bendicks, S. Frei: "Broadband noise suppression of stationary clocked dc/dc converters by injecting synthesized and synchronized cancellation signals". In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, Nr. 11, S. 10665-10674, 2019
- [6] D. G. Holmes, T. A. Lipo: "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice". Auflage 1, Wiley-IEEE Press, 2003
- [7] B. P. McGrath, D. G. Holmes: "A general analytical method for calculating inverter dc-link current harmonics", In *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, Nr. 5, S. 1851-1859, September/Okttober 2009
- [8] A. Bendicks, M. Rübartsch, S. Frei: „Simultaneous EMI Suppression of the Input and Output Terminals of a DC/DC Converter by Injecting Multiple Synthesized Cancellation Signals“. In *EMC Europe*, Barcelona, Spanien, 02.-06.09.2019, S. 842-847
- [9] CISPR 25: "Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers". 4. Ausgabe, Februar 2015