

und ohne externe Bremsmaschine. Die leitungsgebundenen Störungen, als Maß für die Charakterisierung des Störpotenzials des Inverters, werden in Form der Störspannungen V_{HV+} und V_{HV-} an der BNN mit einem Messempfänger gemessen. Innerhalb dieser Untersuchung werden die grundlegenden Effekte betrachtet, welche das Spektrum der Störspannung an der BNN beeinflussen. Es ist zu beachten, dass es sich hierbei um einen Aufbau mit ungeschirmten Kabeln handelt. Im realen Fahrzeug werden für die Batterie- und Motorkabel meist geschirmte HV-Kabel eingesetzt. Dies verursacht vor allem im Bereich höherer Frequenz zusätzliche Effekte, die hier nicht betrachtet werden.

II. ANSTEUERUNG

Zunächst wird die prinzipielle Funktionsweise des Inverters in kurzer Form erläutert. Zu diesem Zweck werden die parasitären, in Abb. 1 grau gedruckten, Elemente des Messaufbaus vernachlässigt. Dazu gehören die parasitären Kapazitäten C_{TN+} , C_{TN-} , C_U , C_V , und C_W zwischen den fünf Anschlusspunkten des Inverters und dessen Kühlkörpers bzw. dessen Gehäuses, ebenso wie die parasitäre Induktivität L_{ZK} des Zwischenkreises. Von diesen Elementen abgesehen besteht der Inverter aus einem Zwischenkreiskondensator und drei Halbbrückenschaltungen mit jeweils zwei IGBTs (engl. Insulated Gate Bipolar Transistor) und zwei Freilaufdiode. Durch die gezielte Ansteuerung der IGBTs mit einer Pulsweitenmodulation (PWM) werden die Abgriffe U, V und W jeweils individuell mit HV+ oder HV- verbunden. Dadurch lassen sich, ausgehend von der Gleichspannung V_{DC} , sinusförmige Ströme $I_{PN,U}$, $I_{PN,V}$ und $I_{PN,W}$ erzeugen. Hierbei sind die Frequenz, und die Amplitude der Ströme variabel. Zur Erzeugung der PWM-Signale wird für diesen Aufbau eine Sinus-Dreieck Modulation verwendet [2]. Das Grundprinzip besteht aus einem Vergleich des Trägersignals V_{TR} , gegeben in (1) mit den drei Referenzsignalen V_{refU} , V_{refV} und V_{refW} aus Gleichung (2) bis (4). Ist das Trägersignal zu einem Zeitpunkt größer als das entsprechende Referenzsignal, wird der zugehörige Halbbrückenabgriff mit HV+ verbunden, ansonsten mit HV-.

$$V_{TR} = \frac{2}{\pi} \sin^{-1}(\sin(2\pi * f_{PWM} * t)) \quad (1)$$

$$V_{refU} = m * \sin(2\pi * f_{sin} * t) \quad (2)$$

$$V_{refV} = m * \sin(2\pi * f_{sin} * t + \frac{2}{3}\pi) \quad (3)$$

$$V_{refW} = m * \sin(2\pi * f_{sin} * t + \frac{4}{3}\pi) \quad (4)$$

$$S_{HBU} = V_{refU} > V_{TR} \quad (5)$$

Um ein gleichzeitiges Schließen der High- und Lowsideschalter einer Halbbrücke zu verhindern, wird nachgeschaltet eine Verriegelungszeit hinzugefügt, in der beide Schalter geöffnet sind. Die Verriegelungszeit wird für die folgende Betrachtung vernachlässigt. Abb. 2 zeigt beispielhaft den zeitlichen Verlauf des dreiecksförmigen Trägersignals und der drei Referenzsignale sowie das daraus resultierende Ansteuersignal S_{HBU} für die Halbbrücke mit dem Abgriff U. Für das Beispiel in Abb. 2 ist der Modulationsgrad

$m = 50\%$, die Frequenz der sinusförmigen Ströme $f_{sin} = 1$ kHz und die Frequenz des Trägersignals $f_{PWM} = 10$ kHz. Basierend auf dieser Ansteuerung wird in Abschnitt IV untersucht, welchen Einfluss der Modulationsgrad m auf das Störspektrum an der BNN hat.

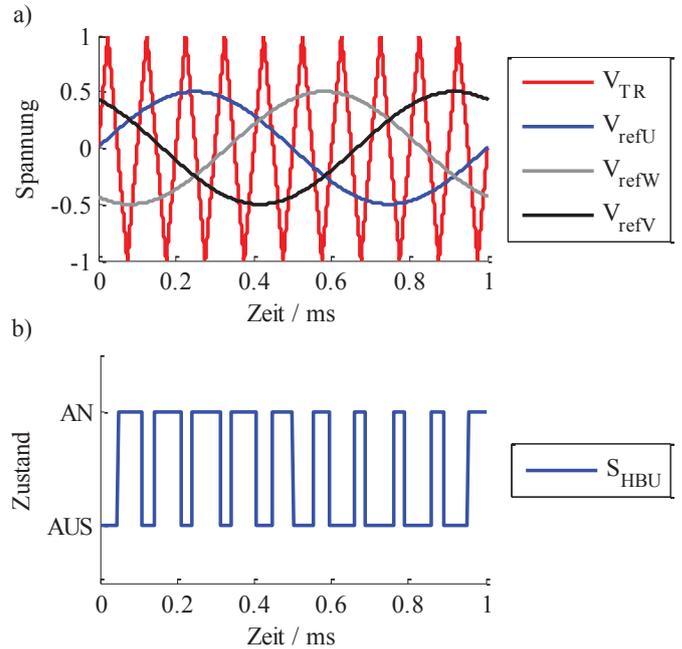


Abbildung 2: a) Zeitlicher Verlauf von Träger und Referenzsignal
b) Resultierender Zustand S_{HBU} für Halbbrücke mit Abgriff U

III. GLEICHTAKT- UND GEGENTAKTSTÖRUNGEN

In der EMV werden die Störungen zwischen der Störquelle und der Störsecke häufig in Gleich- und Gegentaktstörungen (eng. Common-Mode und Differential-Mode) unterteilt. Für die Batterieleitungen des Messaufbaus aus Abb. 1 können daher nach Gleichung (7) und (8) die Störströme in Common-Mode I_{CM} und Differential-Mode I_{DM} unterteilt werden.

$$I_{CM} = I_{TN+} + I_{TN-} \quad (7)$$

$$I_{DM} = I_{TN+} - I_{TN-} \quad (8)$$

Diese Trennung vereinfacht das Verständnis über die Entstehung der Störungen und über den Kopplungspfad vom Inverter zur BNN. Vereinfacht kann davon ausgegangen werden, dass die Gleichtaktströme durch die Spannungsflanken an den dynamischen Knoten U, V und W und die Gegentaktströme durch den Spannungsabfall über dem Zwischenkreiskondensator entstehen. Detaillierte Informationen für einen ähnlichen Aufbau können zum Beispiel [3] entnommen werden. Werden die Störungsarten getrennt voneinander betrachtet, lässt sich jeweils ein Ersatzschaltbild des Messaufbaus für beide Störungsarten aufstellen.

A. ANREGUNG UND KOPPLUNGSPFAD DER GLEICHTAKTSTÖRUNG

Wird die Halbbrücke mit dem Abgriff W eingeschaltet, ändert sich das Potenzial an Knoten W bezogen auf den Punkt HV-

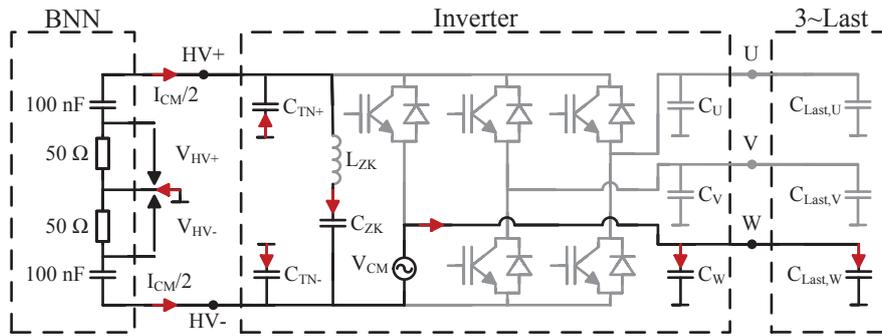


Abbildung 3: Vereinfachte Darstellung des Gleichtaktstrompfads

innerhalb der Schaltzeit um den Betrag der Batteriespannung. Abb. 3 zeigt den Hauptpfad der Common-Mode Störung für diesen Fall. Die Potentialänderung durch den Einschaltvorgang ist hierbei durch eine Spannungsquelle dargestellt. Abhängig von der Frequenz der Anregung entsteht ein Verschiebungsstrom durch die Kapazitäten C_W und $C_{Last,W}$, der sich über die BNN schließt und dort den Spannungsabfall V_{HV+} und V_{HV-} erzeugt. Da sich der Störstrom auf den Batterieleitungen phasengleich ausbreitet, wird dieser als Gleichtaktstörung bezeichnet. Es ist zu beachten, dass hier aus Gründen der Verständlichkeit nur ein Strompfad des Gleichtaktstörstroms dargestellt ist und die Elemente an den Abgänge U und V sowie die Impedanz der Schalter und des Zwischenkreiskondensators ebenfalls einen Einfluss haben, der hier vernachlässigt wird.

B. ANREGUNG UND KOPPLUNGSPFAD DER GEGENTAKTSTÖRUNG

Im Gegensatz zu den Gleichtaktströmen sind die Gegentaktströme auf den Batterieleitungen in ihrer Phase um 180° zueinander phasenverschoben. Sie entstehen durch eine Spannungsänderung zwischen den Punkten HV+ und HV-. Wird das Ersatzschaltbild aus Abb. 1 zu Grunde gelegt, kann der Spannungsabfall über der parasitären Induktivität L_{ZK} des Zwischenkreises als Anregung für die Gegentaktstörung angenommen werden. Das daraus resultierende Ersatzschaltbild ist in Abb. 4 dargestellt.

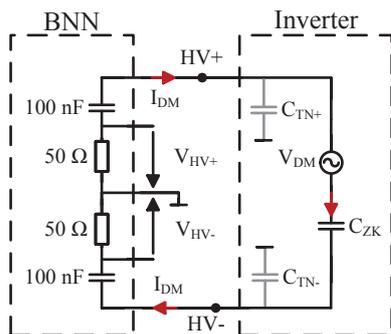


Abbildung 4: Vereinfachte Darstellung des Gegentaktstrompfads

Der Spannungsabfall über der Induktivität ist hier durch die Spannungsquelle V_{DM} dargestellt. Im realen Aufbau verhält er sich proportional zum Induktivitätswert zwischen den Punkten HV+ und HV-, sowie der zeitlichen Änderung des Stromes des Zwischenkreiskondensators C_{ZK} .

Wie oben erwähnt, werden die an der BNN gemessene Störspannungen V_{HV+} und V_{HV-} zur Charakterisierung der

durch den Inverter verursachten, leitungsgebundenen Störungen genutzt. Abb. 3 und Abb. 4 zeigen, dass sowohl die CM als auch die DM-Ströme Ursache dieser Störspannung sind. Forschungs- und Entwicklungsvorhaben, die eine Optimierung des Inverters hinsichtlich einer Reduktion der leitungsgebundenen Störungen haben, müssen deshalb diese Störungsarten berücksichtigen. Die nachfolgende Untersuchung soll einen Einblick geben, welchen Einfluss unter anderem die in Abschnitt II vorgestellte Ansteuerung auf die Entstehung und Ausbreitung des CM-Störstromes haben.

IV. SYSTEMUNTERSUCHUNG

Zu diesem Zweck werden zwei verschiedene Arbeitspunkte des Inverters betrachtet und während des Betriebs die Größen V_{HV+} , V_{HV-} , I_{CM} und I_{DM} gemessen. Die Batteriespannung V_{DC} beträgt in beiden Fällen 250 V.

A. Arbeitspunkt I: 50% Modulationsgrad

Arbeitspunkt I repräsentiert den laufenden Betrieb der elektrischen Maschine. Durch die Ansteuerung mit den in Abb. 2 gewählten Parametern ergeben sich auf den Maschinenleitungen sinusförmige Ströme mit einem Effektivwert von ca. 50 A, die jeweils 120° in ihrer Phase verschoben sind. Während des Betriebs werden die in Abb. 5 dargestellten Störspannungen an der jeweiligen BNN direkt und die Störströme mit einer Strommesszange vom Typ S65 von Fischer Inc. auf den Batterieleitungen gemessen. Für die Messung des Common-Mode Stromes umfasst die Strommesszange dazu beide Leiter in gleicher, für die Messung des Differential-Mode in gegenläufiger Richtung. Alle vier Messungen werden mit einem Messempfänger durchgeführt. Im gesamten Frequenzbereich von 100 kHz bis 100 MHz wird durchgehend mit einer Filterbandbreite von 9 kHz, einer Verweildauer von 2 ms und einer logarithmischen Schrittweite mit insgesamt 1000 Messpunkten gemessen. Als Bewertungsschaltung im Messempfänger ist der Average Detektor gewählt [5]. In Abb. 5 ist erkennbar, dass bei diesem Arbeitspunkt die Störspannungen V_{HV+} und V_{HV-} in einem weiten Frequenzbereich gleich verlaufen. Lediglich im Bereich von 7 bis 30 MHz, sowie um 50 MHz, ergeben sich größere Abweichungen zwischen den Messkurven. Genau in diesem Bereich ist der Anteil der Differential-Mode Störung, verglichen mit der Common-Mode Störung, besonders groß. Mit einem Vergleich von Abb. 3 und Abb. 4 lässt sich dieser Zusammenhang leicht erklären. I_{CM} und I_{DM} sind für den Spannungsabfall V_{HV+} jeweils in

gleicher Richtung, für den Spannungsabfall V_{HV-} jedoch in umgekehrter Richtung eingezeichnet. Dominiert in einem Frequenzbereich eine der beiden Störungsarten, so ergibt sich ein ähnlicher Verlauf der Störspannung an den beiden BNN. Sind die CM und DM-Störströme ähnlich stark ausgeprägt, ergibt sich ein unterschiedlicher Verlauf der Störspannungen.

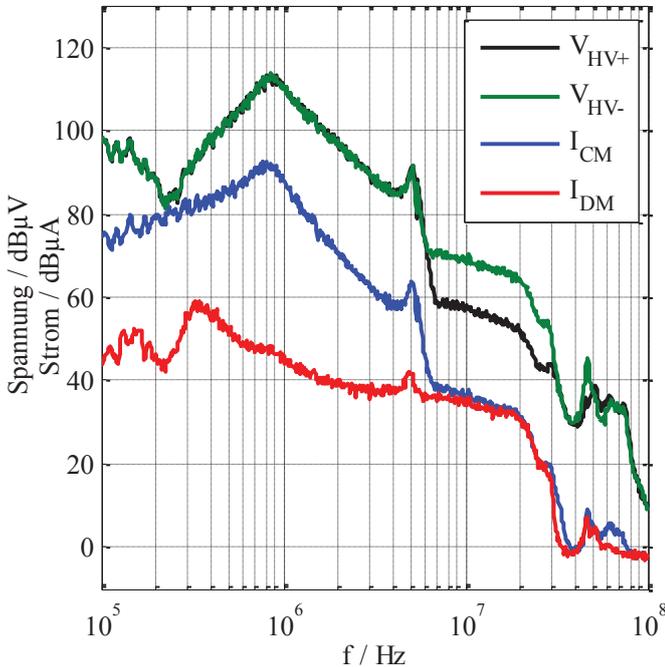


Abbildung 5: Messergebnisse Arbeitspunkt I

B. Arbeitspunkt II: 0% Modulation

Um den Einfluss der Ansteuerung auf das Störspannungsspektrum an der BNN zu zeigen, wird der Modulationsgrad m für Arbeitspunkt II gleich 0 gesetzt. Nach Gleichung (2) bis (4) sind nun die Referenzsignale für die entsprechenden Halbbrücken identisch. Dadurch werden alle drei Halbbrücken mit einem Puls-Pausen Verhältnis von 50% gleichzeitig ein- und ausgeschaltet. Da die Potentiale an den Knoten U, V und W gleichzeitig um denselben Betrag verändert werden, entsteht kein Stromfluss zwischen den Knoten U, V und W.

Abb. 6 zeigt die Messergebnisse für diesen Arbeitspunkt analog zu Abb. 5. Beim Vergleich der beiden Arbeitspunkte sind unter anderen zwei erhebliche Unterschiede erkennbar. Zum einen zeigen die Messergebnisse von Arbeitspunkt II im Abstand von 20 kHz lokale Maxima und um 10 kHz versetzt dazu lokale Minima. Zum anderen ist in Arbeitspunkt II der Common-Mode über einen breiteren Frequenzbereich dominierend im Vergleich zu Arbeitspunkt I.

Der erste Effekt ist auf die Fourier-Reihe der Rechteckfunktion zurückzuführen. Jede periodische Rechteckfunktion lässt sich mit Hilfe dieser Reihe nach Gleichung (9) durch Sinusfunktionen unterschiedlicher Frequenz approximieren [4].

$$f_{Rechteck} = \frac{4h}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1} \quad (9)$$

Dadurch setzt sich das Frequenzspektrum der Anregung aus ungeraden Vielfachen der Frequenz des Rechtecksignals

zusammen. Im Fall der Messung aus Abb. 6 sind die Messwerte bei diesen Frequenzen nicht als einzelne Linien im Spektrum abgebildet, weil durch die Bandbreite des Messempfängers immer mehrere Frequenzen pro Messpunkt berücksichtigt werden.

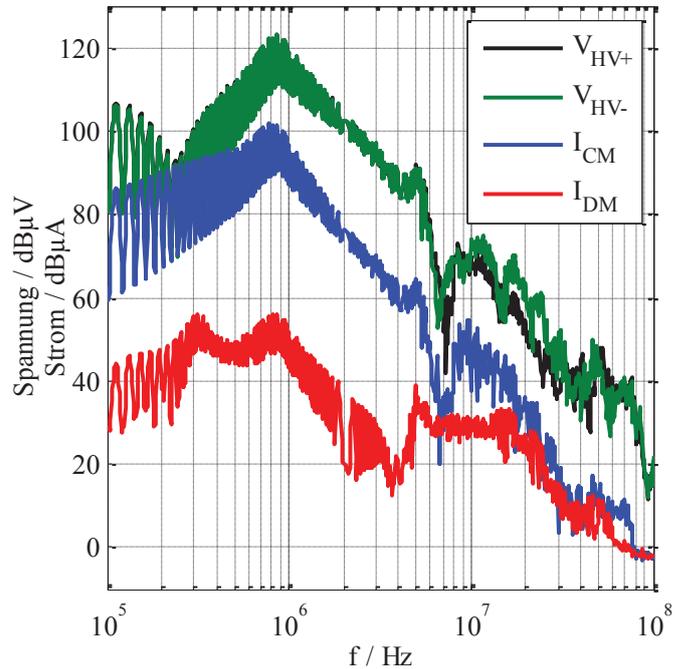


Abbildung 6: Messergebnisse Arbeitspunkt II

Da in diesem Arbeitspunkt kein Stromfluss zwischen den Knoten U, V und W auftritt, wird nur zum Auf- und Entladen der parasitären Kapazitäten des Inverters und der Maschine Ladung aus dem Zwischenkreiskondensator bezogen. Dadurch ist hier im Vergleich zu Arbeitspunkt I der Strom durch den Zwischenkreiskondensator und damit auch dessen zeitliche Änderung deutlich geringer. Wie in Abschnitt III-b) erläutert, reduziert sich deshalb die Anregung der Differential-Mode Störung. Bei gleichbleibender Anregung der Common-Mode Störung gewinnt diese an Bedeutung. Dies erklärt, die kleinere Abweichungen zwischen den Störspannungen V_{HV+} und V_{HV-} in Abb. 6 verglichen mit Abb. 5.

Abschließend soll die Anregung der Common-Mode Störung näher betrachtet werden. Dazu wird die Spannung zwischen den Punkten U und HV- für Arbeitspunkt II im Zeitbereich gemessen und mittels Fourier Transformation in den Frequenzbereich überführt (siehe Abb. 7). Mit Hilfe der theoretischen Hüllkurve des Spektrums lässt sich das Anregungsspektrum in zwei Bereiche mit einer Steigung von -20 dB pro Dekade und -40 dB pro Dekade unterteilen. Die Eckfrequenz f_{Eck} dieser beiden Bereiche ist durch die Flankensteilheit der Rechteckfunktion gegeben und lässt sich mit (10) berechnen [5].

$$f_{Eck} = \frac{1}{\pi\tau} = \frac{1}{\pi \cdot 100ns} \quad \text{mit } \tau \dots \text{Anstiegszeit der Flanke} \quad (10)$$

Wie bereits in I erwähnt, erzeugen deshalb schnelle Schaltzeiten der Leistungshalbleiter größere Störemissionen in höheren Frequenzbereichen, da eine kurze Schaltdauer τ eine

größere Eckfrequenz f_{Eck} zur Folge hat. Es ist leicht erkennbar, dass der Verlauf der Störspannung und der Störströme nicht direkt auf die Anregung zurückzuführen ist. Da keinerlei Resonanzstellen der Störspannungen $V_{\text{HV}+}$ und $V_{\text{HV}-}$ aus Abb. 5 oder Abb. 6 dem Verlauf des Spektrums aus Abb. 7 zugeordnet werden können, müssen diese Resonanzstellen durch den Übertragungsweg von der Störquelle zur Störsecke verursacht werden.

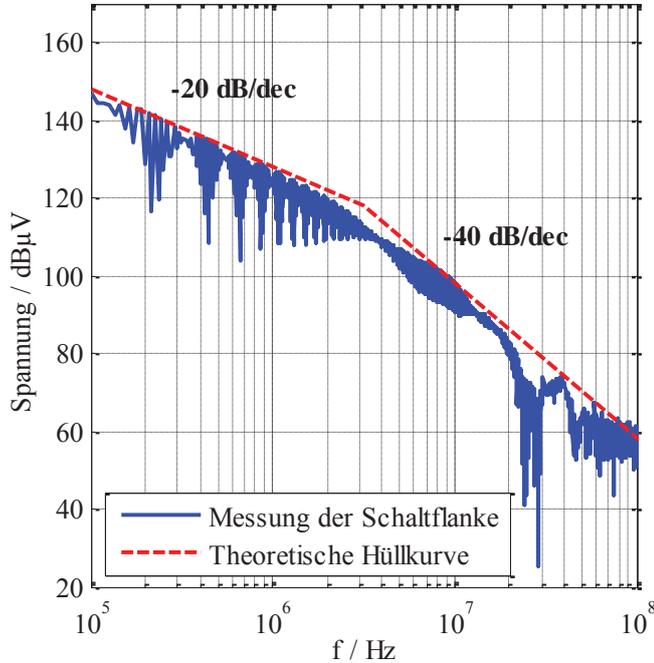


Abbildung 7: Frequenzspektrum der gemessenen Schaltflanke zwischen U und HV- bei Verwendung des Arbeitspunkt II

Zur genaueren Untersuchung wird dieser Übertragungsweg mit einem Network Analyser (NWA) vermessen werden. Es werden dazu 4 Ports des NWA verwendet. Port 1 und Port 2 befinden sich an den Spannungsabgriffen $V_{\text{HV}+}$ und $V_{\text{HV}-}$ an der jeweiligen BNN. Port 3 und Port 4 sind am Inverter an den Punkten HV- und U mit Referenz zum Massetisch angebracht. Die in Abschnitt III-a) definierte Quelle V_{CM} liegt damit zwischen Port 3 und Port 4. Das Messergebnis des NWA sind S-Parameter Daten in Form einer 4x4 Matrix für jeden gemessenen Frequenzpunkt. Diese Matrix lässt sich in die Leitwertmatrix $[Y]$ überführen [4]. Bekannt aus dem Knotenpotentialverfahren gibt die Leitwertmatrix den Zusammenhang zwischen den Knotenpotentialen $\vec{\varphi}$ gegenüber dem Bezugsknoten und den Strömen \vec{I} zwischen den Knoten an.

$$[Y] * \vec{\varphi} = \vec{I} \rightarrow \vec{\varphi} = [Y]^{-1} * \vec{I} \quad (11)$$

Im beschriebenen Fall ist der Bezugsknoten der Massetisch. Die gesuchte Übertragungsfunktion h_{TF} zwischen der Störquelle V_{CM} und der Störsecke $V_{\text{HV}+}$ ergibt sich nach (12), wenn ein Strom zwischen HV- und U eingepreßt wird.

$$h_{\text{TF}} = \frac{V_{\text{HV}+}}{V_{\text{CM}}} = \frac{\varphi_1}{\varphi_3 - \varphi_4} \text{ wenn } I_3 = -1A \text{ und } I_4 = 1A \quad (12)$$

Abb. 8 zeigt das Messergebnis der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich ab 300 kHz (begrenzt durch den NWA). Um die Funktionalität des Messverfahrens zu zeigen, ist das Spektrum der Hüllkurve V_{CM}^* aus Abb. 7 (hier bezeichnet mit V_{CM}^*) und die Multiplikation $V_{\text{HV}+}^*$ der Hüllkurve mit der Übertragungsfunktion ebenfalls abgebildet.

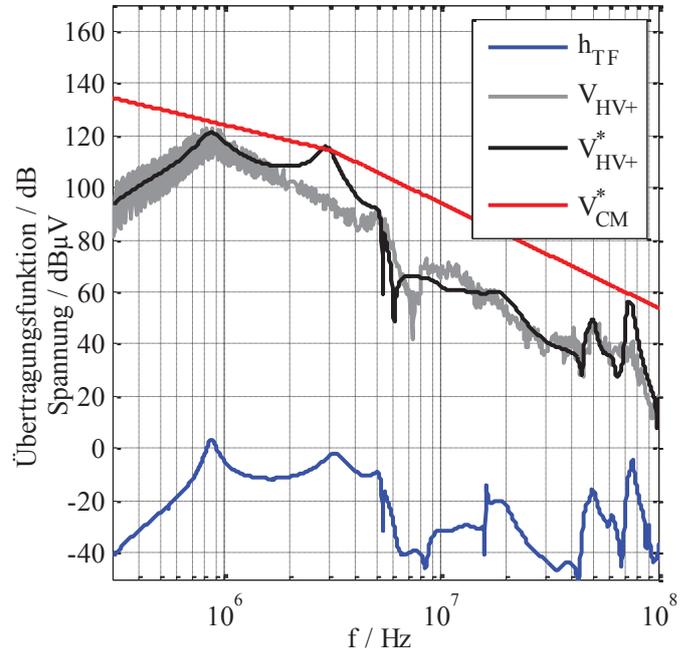


Abbildung 8: Gemessene Übertragungsfunktion zwischen Störquelle und Störsecke verglichen mit dem Spektrum der theoretischen Hüllkurve

Es ist erkennbar, dass die berechnete Störspannung $V_{\text{HV}+}^*$ einen ähnlichen Verlauf aufweist wie die gemessene Störspannung $V_{\text{HV}+}$ aus Abb. 6. Abweichungen zwischen der berechneten und gemessenen Störspannung sind vor allem auf den Einfluss der Portanschlüsse am Inverter und die Vereinfachung des Spektrums der Anregung zurückzuführen. Dennoch zeigt Abb. 8 deutlich, dass der Verlauf der Störspannung an der BNN maßgeblich durch den Übertragungspfad zwischen der Störquelle und der Störsecke beeinflusst wird.

V. ZUSAMMENFASSUNG

Wie oben erläutert, ist die theoretische Hüllkurve der Schaltflanke von der Batteriespannung, der Schaltzeit der Leistungshalbleiter und der Taktfrequenz des Inverters abhängig. Diese Größen sind im Antriebsstrang hinsichtlich maximaler Effizienz und verfügbaren Technologien optimiert und können nicht zu Gunsten einer besseren Elektromagnetischen Verträglichkeit verändert werden. Soll die Störspannung an der BNN verringert werden, ist eine Veränderung des Kopplungspfads besser geeignet. Dazu ist eine genaue Systembetrachtung aller beteiligten Systemkomponenten nötig, um beispielsweise den Übertragungsweg der Common-Mode Störungen besser zu verstehen. Ausgehend von diesem Verständnis können unter anderem gezielt Optimierungen der parasitären Elemente des Inverters vorgenommen werden, um die vom Inverter erzeugten Störspannungen an der BNN zu reduzieren.

LITERATUR

- [1] CISPR 25, 2008: Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats and on devices – Limits and methods of measurement.
- [2] Bernet, Steffen (2012): Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis. Funktion, Modulation und Regelung. Berlin, Heidelberg: Springer.
- [3] S., Cordes; F. Klotz (2014): Einflussgrößen auf die Störemission eines IGBT-Pulswechselrichters im Automobylantrieb. In: Heyno Garbe (Hg.): EMV, Bd. 2014. Berlin, Offenbach: VDE-Verl.
- [4] J. Detlefsen, U. Siart (2012): Grundlagen der Hochfrequenztechnik. 4. Auflage, München: Oldenbourg.
- [5] C. R. Paul (1992): Introduction to Electromagnetic Compatibility, New York: John Wiley & Sons, Inc.