

Abschätzung der gestrahlten Störemissionen eines automobilen HV-Inverters auf Grundlage von Störströmen

Dipl.-Ing. Daniel Schneider, Universität Stuttgart, IEH
 Martin Böttcher, B.-Sc., Universität Stuttgart
 Dr.-Ing. Wolfgang Köhler, Universität Stuttgart, IEH
 Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen, Universität Stuttgart, IEH

1. Einleitung

Zur Reduktion der entwicklungsbegleitenden Ausgaben für EMV-Messungen im Automobilbereich sind Methoden gefragt, welche hinsichtlich benötigter Messgeräte und Einrichtungen kostengünstiger als normgerechte Lösungen sind. Dieser Beitrag stellt eine Pre-Compliance Methode vor, die eine Abschätzung der zu erwartenden gestrahlten Störemissionen bei einer Komponentenprüfung nach CISPR 25 [1] in einer Absorberhalle (ALSE, engl. absorber lined shielded enclosure) zulässt. Auf Grundlage von Störstrommessungen am Kabelbaum einer Komponente in einem Laboraufbau soll diese Möglichkeit aufgezeigt werden. Hierzu dienen messtechnisch ermittelte Transferfunktionen (TF). Die TF stellen den Zusammenhang zwischen Störstrom und elektrischem Feld her. Benötigte TF können von vorherigen, ähnlichen Projekten stammen oder müssen beim ersten Messdurchgang in einer ALSE ermittelt werden. Durch Kombination von Störstrom und TF lässt sich das zu erwartende elektrische Feld berechnen [2]. Dies führt zu einer Minimierung der benötigten Messzeit in einer ALSE und der damit verbundenen Kosten. Bisherige Untersuchungen gehen von unverzweigten Systemen aus, welche lediglich einen Kabelbaum zwischen Komponente und Bordnetznachbildung (BNN) besitzen [3, 4, 5]. Im Folgenden kommt die TF-Methode für ein verzweigtes System, bestehend aus Hochvolt- (HV) Quelle, Hochvolt-BNN (HVBNN), Inverter mit 12 V Speisung und elektrischer Maschinennachbildung (EMN), zum Einsatz. Inverter wandeln die Gleichspannung des Traktionsnetzes (TN) in eine dreiphasige Wechselspannung für die elektrischen Maschinen von elektrisch angetriebenen Fahrzeugen um. Die elektrische Maschine bzw. in diesem Beitrag die EMN ist dafür über das Phasennetz (PN) mit dem Inverter verbunden. Abb. 1a) zeigt einen solchen vereinfachten Prüfaufbau in einer ALSE.

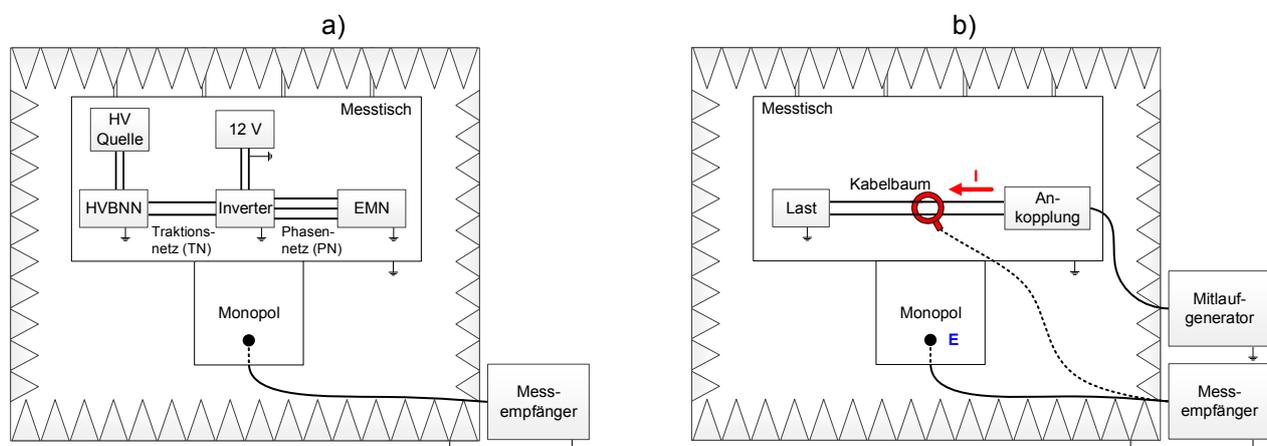


Abb. 1: a) Verzweigtes System eines Inverter-Messaufbaus angelehnt an CISPR 25
 b) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung einer Transferfunktion (TF)

Zur Verringerung der Komplexität des verwendeten Aufbaus entfällt der Kommunikati-onsteil des Niedervolt- (NV) Kabelbaums. Zuerst werden das Prinzip und die Methodik zur Anwendung und Gewinnung der TF für das erwähnte verzweigte System erläutert und im Bereich von 0.15 bis 30 MHz verifiziert. Anhand eines aktiven HV-Inverters zeigt sich die Anwendbarkeit der Methode für einen vereinfachten Aufbau in einer Schirmka-bine (SE, engl. shielded enclosure) und anschließend für ein erweitertes System in einer ALSE.

2. Prinzip der Transferfunktionen

Das abgestrahlte elektrische Feld von Fahrzeugkomponenten lässt sich auf Grundlage von Gleichtaktströmen unter Vernachlässigung von Gegentaktströmen [6] auf den Ka-belbäumen ermitteln. Hierfür dienen analytische Modelle [7, 8, 9] oder TF. Analytische Modelle sind jedoch nur für einfache Aufbauten geeignet, da die Modellbildung für kom-plexe Aufbauten, die Kopplung zwischen Prüfaufbau und Messantenne, die ALSE- oder die Freiraummessplatzcharakteristik sowie Beugungs- und Streueffekte in einem analytischen Modell nur bedingt implementierbar sind. Um diese Aspekte dennoch in eine Berechnung einfließen lassen zu können, werden messtechnisch erstellte TF her-angezogen. Diese TF beinhalten die Korrelation von elektrischem Feld $E(f)$ und zugehö-rigem Störstrom $I(f)$. Solche TF lassen sich durch Stromzangenmessungen auf einem Kabelbaum und dazugehörige Feldmessungen mit einer Antenne gewinnen. Die theoretische TF im Frequenzbereich für einen Aufbau bestehend aus Last und Kabelbaum, siehe Abb. 1b), ist gegeben durch:

$$TF(f) = \frac{E(f)}{I(f)} \quad (1)$$

Die Erzeugung einer TF im Frequenzbereich kann mit einem Messempfänger im Peak-Detektor Modus und einem Mitlaufgenerator erfolgen. Hierzu wird der Kabelbaum mit dem Mitlaufgenerator verbunden und mit einem Gleichtaktsignal beaufschlagt. Die an den Messempfänger angeschlossene und um den Kabelbaum befindliche Stromzange erfasst den erzeugten Gleichtaktstrom. Anschließend erfolgt eine Messung mit einer Antenne, um die zugehörige Feldstärke zu ermitteln, siehe Abb. 1b). Die TF lässt sich wie folgt berechnen:

$$TF(f) = \frac{U_{Ant}(f)}{U_{SZ}(f)} \cdot AF(f) \cdot Z_T(f) \quad (2)$$

mit der Fußpunktspannung U_{Ant} an der Antenne, der Spannung U_{SZ} an der Stromzange, dem Antennenfaktor AF und der Transimpedanz Z_T der Stromzange.

Die Abschätzung der Störemissionen einer Komponente kann mit dem gleichen Aufbau, wie der der zur Erstellung der TF verwendet wird, in einer Laborumgebung erfolgen. Hierzu wird der Prüfling (DUT) über den Kabelbaum mit der Last verbunden und an der-selben Position der Störstrom $I_{SZ DUT}$ gemessen, wie zuvor bei Ermittlung der TF. Unter Verwendung der zugehörigen TF kann nach (3) das elektrische Feld, welches sich in einer ALSE ergibt, berechnet werden.

$$E_{calc DUT}(f) = TF(f) \cdot I_{SZ DUT}(f) \quad (3)$$

Grundvoraussetzung für eine exakte Berechnung des Feldes ist eine identische Stromverteilung beim Laboraufbau des Prüflings und dem Aufbau zur Erstellung der TF. Durch den Wechsel von Mitlaufgenerator als Signalquelle zu einem Prüfling können, insbesondere bei Frequenzen bei denen der Aufbau elektrisch groß ist, Unterschiede in der Stromverteilung entstehen. Änderungen in der Geometrie oder von Übergangswiderständen der Masseverbindungen sowie mögliche Rückwirkungen der Strommesszange [10] haben eventuell auch einen möglichen Einfluss auf die Stromverteilung.

3. Kombinierte Transferfunktionen

In diesem Beitrag wird ein Inverter-Aufbau untersucht, bestehend aus zwei Hauptextremitäten: Zum einen das TN und zum anderen das PN. Um dieses System über die TF-Methode abbilden zu können, bedarf es zweier getrennter TF für jede Extremität. Um die oben angesprochene Stromverteilung nicht zu beeinflussen, ist ein vorhandener Inverter dahingehend modifiziert, so dass lediglich das TN über T+ und T- des Inverters bzw. das PN über U, V, W des Inverters durch einen Mitlaufgenerator mit einem Gleichtaktsignal angeregt werden kann, siehe Abb. 2a) für das TN und 2b) für das PN. Eine sukzessive Messung der resultierenden Störströme I_{TN} bzw. I_{PN} und der zugehörigen Felder E_{TN} bzw. E_{PN} muss erfolgen, um die TF berechnen zu können. Daraus ergeben sich für den Aufbau des Inverters die passenden TF nach (4) und (5). Das elektrische Feld des aktiven Inverters kann dann auf Grundlage von zwei Störstrommessungen auf dem TN bzw. dem PN mit Hilfe der zwei TF und dem Superpositionsprinzip nach (6) berechnet werden. Da der betrachtete Prüfaufbau bis 30 MHz als elektrisch klein gilt [7], entfallen Phaseninformationen für die TF und die Störströme. Des Weiteren sind keine Spannungsquellen bei der Erstellung an den Aufbau angeschlossen. Aufgrund des beobachteten minimalen Einflusses des NV-Kabelbaumes auf das elektrische Feld des verwendeten Aufbaus, findet dieser keine Berücksichtigung durch eine eigene TF.

$$TF_{TN}(f) = \frac{U_{Ant\ TN}(f)}{U_{SZ\ TN}(f)} \cdot AF(f) \cdot Z_T(f) \quad (4)$$

$$TF_{PN}(f) = \frac{U_{Ant\ PN}(f)}{U_{SZ\ PN}(f)} \cdot AF(f) \cdot Z_T(f) \quad (5)$$

$$E_{calc}(f) = TF_{TN}(f) \cdot I_{TN\ DUT}(f) + TF_{PN}(f) \cdot I_{PN\ DUT}(f) \quad (6)$$

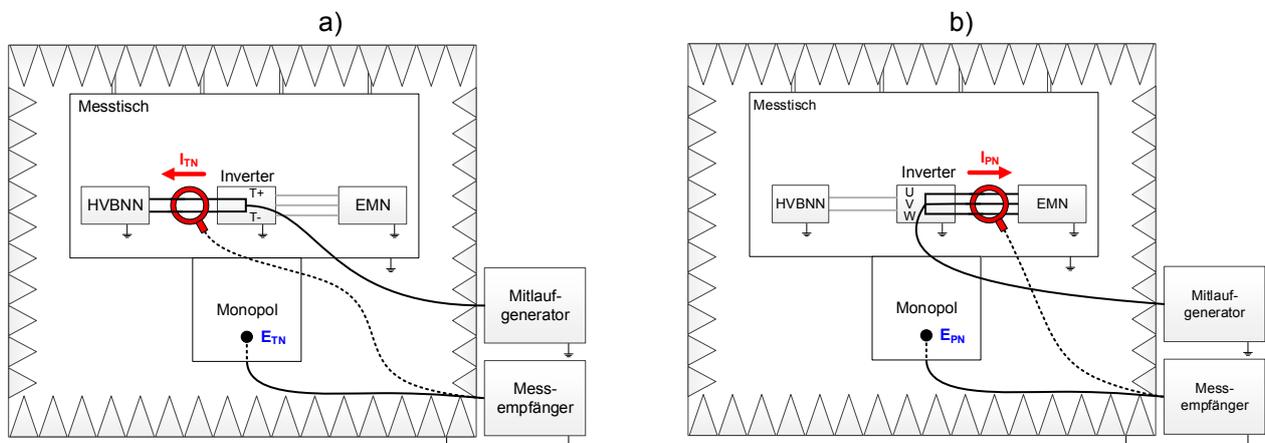


Abb. 2: a) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung der TF für das Traktionsnetz (TN)
 b) Schematischer Messaufbau zur Ermittlung der TF für das Phasennetz (PN)

4. Vereinfachter Messaufbau

Als zentrales Element dient ein Vorserienmodell eines Inverters, siehe Abb. 3a). Der Inverter ist softwaretechnisch an den Einsatz in einer Messeinrichtung ohne Hochvoltanschluss angepasst. Er benötigt ausschließlich eine Versorgungsspannung von 12 V für die Steuerelektronik des Inverters und eine Zwischenkreisspannung von minimal 20 V, die am TN anliegt. Unter diesen Bedingungen schalten die IGBTs, welche die Hauptstörquellen in diesem System aufgrund steiler Taktflanken darstellen, ohne zusätzliche Kommunikation. Es wird ein Betriebsmodus gewählt, in dem sich ein sogenanntes „Nullmoment“ an einer elektrischen Maschine einstellt. Zur Versorgung der Ansteuerung der IGBTs dient eine unter dem Messtisch stehende 12 V Autobatterie, die direkt mit den Klemmen 15, 30 und 31 des Inverters verbunden ist. Dieser NV-Kabelbaum hat eine Länge von 1500 mm und ist senkrecht zur Tischkante direkt auf der Tischplatte nach hinten geführt, um seinen Einfluss auf das elektrische Feld gering zu halten. Zur Speisung des Zwischenkreises mit 24 V über die HVBNN werden zwei unter dem Tisch stehende, in Reihe geschaltete Autobatterien verwendet. Der Inverter ist mit Adapterplatten ausgestattet, worüber an den Eingängen T+ und T- des TN und den Ausgängen U, V, W des PN N-Buchsen angebracht sind. Dies ermöglicht Messungen für eine Modellbildung des Inverters [11]. Eine weitere N-Buchse am Gehäuse dient als Einspeisebuchse und ermöglicht das Verbinden einer Signalquelle mit dem Inverter. Der Außenleiter ist mit der Gehäusemasse des Inverters verbunden. Intern kann der Innenleiter über metallische Sammelschienen entweder mit dem TN, dem PN oder beiden Netzen verbunden werden, siehe Abb. 3b). Dies ist nötig, um die TF zu erstellen (vgl. Abb. 2) und diese in einem weiteren Schritt zu verifizieren. Hierbei ist die interne Inverterelektronik isoliert und nicht mit T+ und T- bzw. mit U, V, W verbunden. Des Weiteren sind in Schirmgehäusen die HVBNN und die EMN untergebracht. Diese sowie die verwendeten HV-Kabel sind ebenfalls für eine unkomplizierte labortechnische Handhabung mit N-Buchsen bzw. N-Steckern ausgestattet. Die geschirmten HV-Leitungen mit einem Durchmesser von 25 mm² des TN sind 1000 mm und die des PN 500 mm lang. Die HVBNN besteht aus einer Platine, welche zwei BNN nach CISPR 25 beinhaltet. Die EMN besteht aus einer Platine auf der sich drei in Stern geschaltete 5 µH Spulen befinden. Zur Nachbildung von Streukapazitäten von U, V, W gegen Masse sind zusätzlich 10 nF Kondensatoren am Eingang der Nachbildung vorhanden. Der Aufbau wird zunächst in einer SE (H: 2.5 m, B: 2.2 m, T: 2.2 m) platziert, um ein gutes Massekonzept zu realisieren und um zu überprüfen, ob die Methode der zwei kombinierten TF eine Abschätzung der Störemissionen an einem vereinfachten Messaufbau ermöglicht.

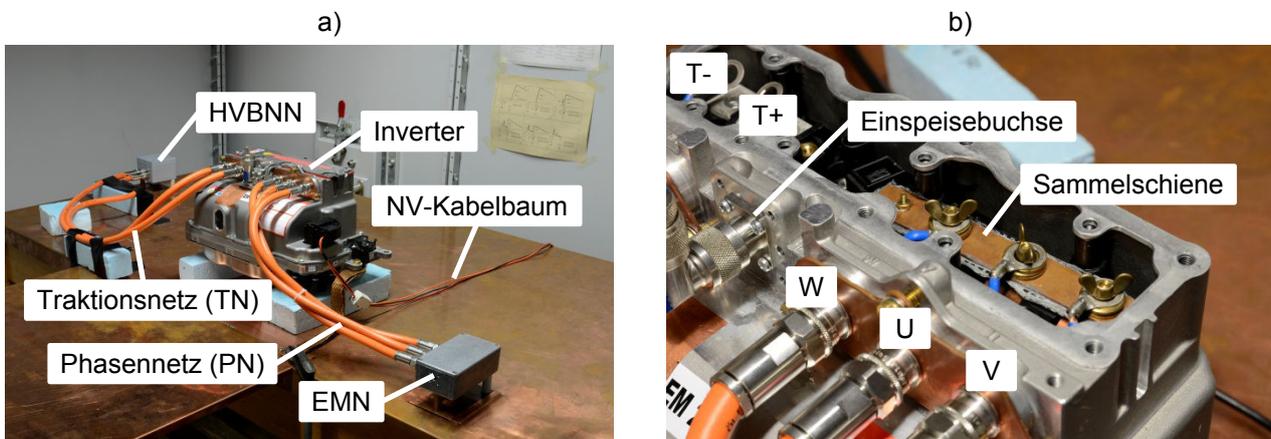


Abb. 3: a) Vereinfachtes Gesamtsystem eines Inverteraufbaus in einer SE

b) Nahaufnahme der internen Verschaltung am Beispiel der Phasennetz-Anregung über U, V, W

5. Verifikation der Methode

Zur Verifikation der Methode werden das TN und das PN über die Einspeisebuchse des modifizierten Inverters mittels eines Mitlaufgenerators (MG) gleichzeitig mit den Gleichaktsignalen $I_{TN\ MG}$ und $I_{PN\ MG}$ beaufschlagt, siehe Abb. 4a). Hierfür ist der Innenleiter der Einspeisebuchse über eine gemeinsame Sammelschiene mit T+ und T- sowie mit U, V, und W verbunden. Die Messung der entstehenden Störströme auf beiden Netzen erfolgt sequenziell mit einer Stromzange. Das über eine Monopol-Antenne und einen Messempfänger gemessene elektrische Feld $E_{meas\ MG}$ dient als Referenz. Mittels (6) und der gemessenen Ströme $I_{TN\ MG}$ und $I_{PN\ MG}$ erfolgt die Berechnung des elektrischen Feldes $E_{calc\ MG}$. Abb. 4b) zeigt den Vergleich von gemessener zu berechneter Feldstärke. Die Kurvenverläufe der Referenzmessung $E_{meas\ MG}$ und der Berechnung $E_{calc\ MG}$ sind überwiegend identisch. Es entstehen lediglich geringe Abweichungen kleiner 5 dB unterhalb von 0.4 MHz und zwischen 5 und 12 MHz. Hierdurch zeigt sich die Anwendbarkeit der Kombination zweier TF im Frequenzbereich bis 30 MHz ohne Verwendung zusätzlicher Phaseninformation für das vorgestellte verzweigte System.

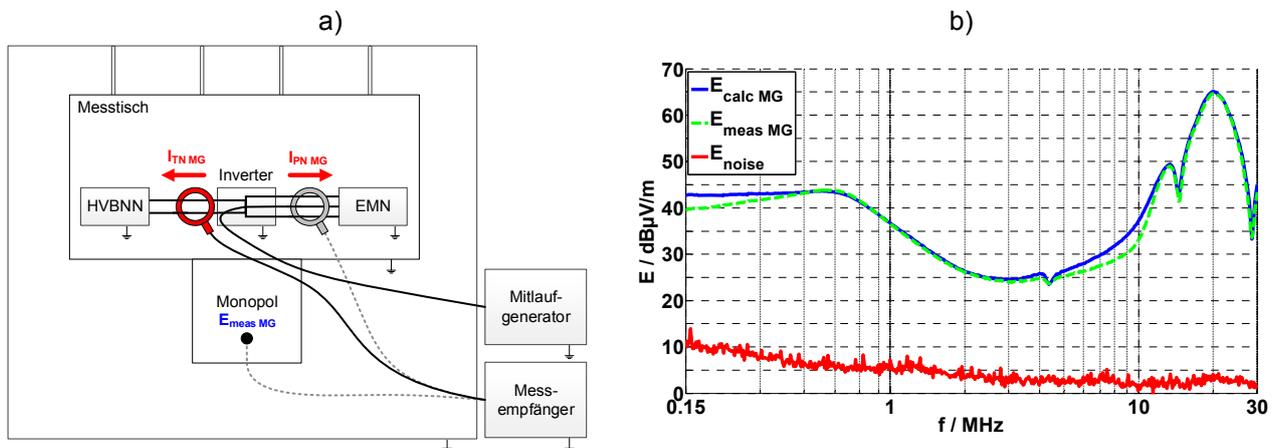


Abb. 4: a) Schematischer Aufbau für die Verifikationsmessung in einer SE
b) Vergleich der Referenzmessung $E_{meas\ MG}$ in einer SE zur Verifikation der Berechnung $E_{calc\ MG}$

6. Berechnung der Inverteremissionen des vereinfachten Aufbaus

Nach der Verifizierung der TF muss die Methode auf einen sich im Betrieb befindenden Inverter angewendet werden, um ihre Einsatzfähigkeit zu zeigen. Hierzu ist die Inverterelektronik intern mit den Eingängen von T+ und T- sowie den Ausgängen von U, V und W verbunden. Die Versorgung des Inverters erfolgt mit 12 V sowie 24 V, wie oben beschrieben. Die entstehenden Störströme werden wie bei der Verifikation auf dem TN und dem PN ermittelt. Als Referenz steht das gemessene elektrische Feld $E_{meas\ Inv}$ zur Verfügung. Mittels der verifizierten TF und der gemessenen Störströme in Verbindung mit (6) berechnet sich das elektrische Feld $E_{calc\ Inv}$ als Abschätzung. Abb. 5a) zeigt das Resultat, wobei die Berechnung $E_{calc\ Inv}$ sehr gut das Referenzfeld $E_{meas\ Inv}$ widerspiegelt. Lediglich von 0.3 bis 2 MHz kommt es zu einer Überbewertung von maximal 10 dB. In diesem Bereich wirken im Inverter intern verbaute Filter, welche durch die TF nicht erfasst sind. Dieses Ergebnis ist ausreichend für eine Pre-Compliance Prüfung und kann auf Problemstellen hinweisen.

Neben der möglichen Kostenreduzierung durch die Methode der TF in Kombination mit Störstrommessungen an einem Laboraufbau kann auch anstatt einer teuren ALSE lediglich eine einfache SE, wie im gezeigten Aufbau, verwendet werden. Dies ist im Frequenzbereich unterhalb von 30 MHz möglich, da es für die betrachteten Aufbauten nicht zu Wellenablösungen kommt und somit Absorber nicht zwingend notwendig sind. Abb. 5b) zeigt einen Vergleich zwischen den gemessenen elektrischen Feldern $E_{\text{meas ALSE}}$ und $E_{\text{meas SE}}$ des beschriebenen Aufbaus in einer ALSE zu einer SE. Hierfür wird der Tischaufbau inklusive Tisch aus Abb. 3a) zusätzlich in einer Absorberhalle vermessen. Es ist zu erkennen, dass beide Kurvenverläufe sehr ähnlich sind, jedoch bei Messung in einer SE eine Überbewertung von 10 dB erfolgt. Dies ist aus Sicht einer Pre-Compliance Abschätzung ausreichend genau.

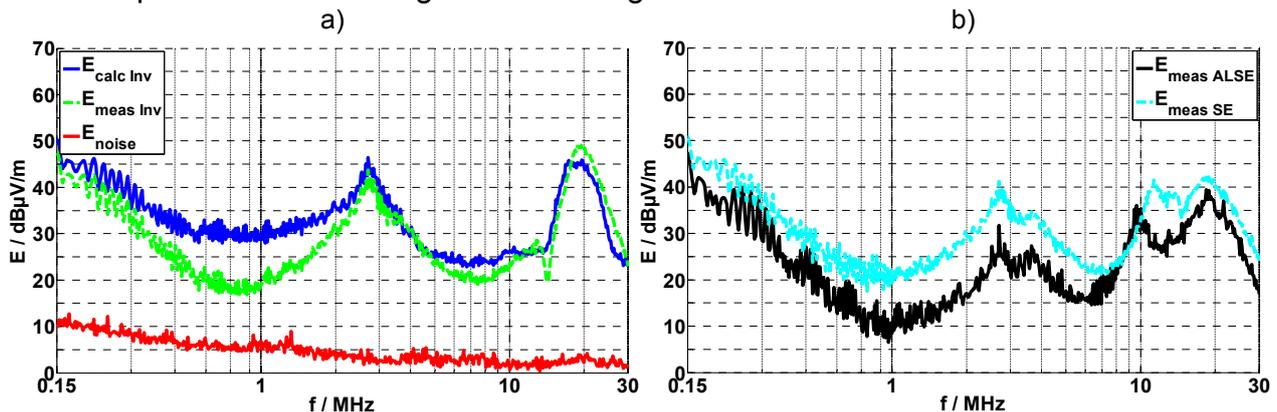


Abb. 5: a) Vergleich der Referenzmessung $E_{\text{meas Inv}}$ des Inverters in einer SE zur Berechnung $E_{\text{calc Inv}}$
b) Vergleich der Feldmessungen des vereinfachten Aufbaus in einer ALSE und einer SE

7. Erweiterter Inverteraufbau

Um den Aufbau an heutige Spezifikationen der Automobilindustrie für HV-Komponenten heranzuführen, muss der zuvor vorgestellte vereinfachte Aufbau erweitert und in einer ALSE platziert werden. Dazu liegt der NV-Kabelbaum, wie die Leitungen des TN und des PN, 100 mm entfernt und parallel zur Tischkante. Hierbei befindet er sich nach Norm 50 mm über der metallischen Tischplatte [1]. Zusätzlich kommen für den NV-Kabelbaum BNN als Abschluss zum Einsatz, über die die 12 V Versorgungsspannung anliegen. Die hierfür verwendete Autobatterie steht zu diesem Zweck direkt auf dem Messtisch. Die eingesetzte HVBNN besteht aus zwei normgerechten BNN in einer Schirmbox. Aufgrund des Einflusses der Leitungen zwischen den BNN und den zwei in Reihe geschalteten 12 V Batterien auf die TF-Erstellung, sind die Batterien ebenfalls in der Schirmbox platziert. Abb. 6a) zeigt hierzu das Blockschaltbild des erweiterten Aufbaus. In Abb. 6b) ist die Realisierung in einer ALSE zu sehen.

Für den erweiterten Aufbau erfolgt die Erstellung der benötigten TF für das TN und das PN ebenfalls sukzessive, wie in Kapitel 3 beschrieben. Zur Erstellung der TF ist nach dem Mitlaufgenerator, welcher eine Ausgangsleistung von 0 dBm an 50Ω besitzt, ein 30 dB Verstärker geschaltet. Dies ist nötig, um unterhalb von 1 MHz die elektrischen Felder der einzelnen Netze oberhalb der Rauschgrenze messen zu können.

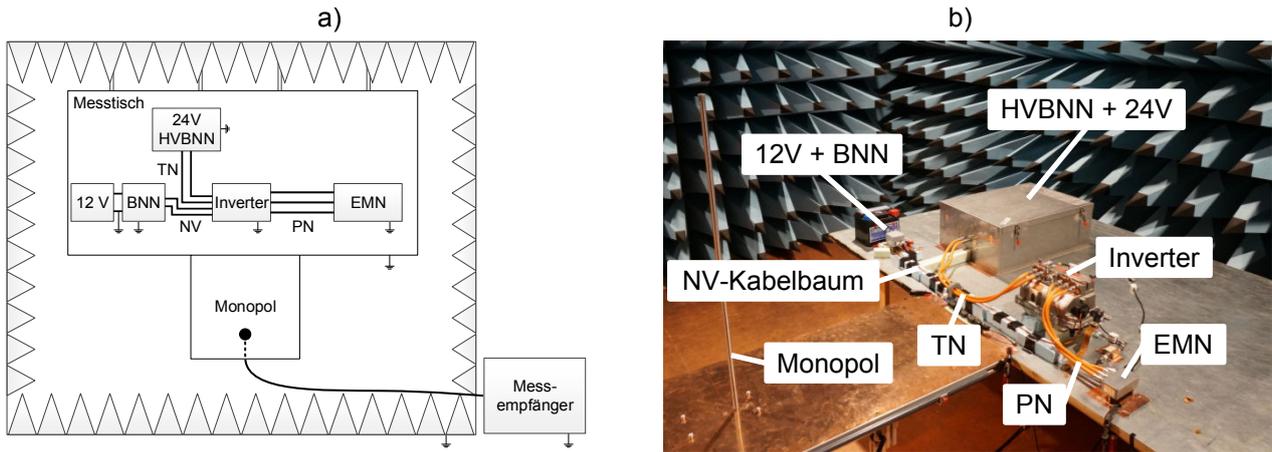


Abb. 6: a) Blockschaltbild des erweiterten Systems
b) Erweitertes System in einer ALSE

Abb. 7a) zeigt das Ergebnis der Verifikationsmessung, wie in Kapitel 5 beschrieben, für den erweiterten Aufbau. Der Kurvenverlauf von $E_{\text{meas MG}}$ lässt sich durch $E_{\text{calc MG}}$ gut nachgebildet. Im Bereich von 4 bis 20 MHz entstehen Abweichungen von ca. 5 dB. Die Ursache dieser Abweichungen kann auf die verwendete EMN zurückgeführt, jedoch noch nicht vermieden werden. Abb. 7b) zeigt die Berechnung der Störemissionen $E_{\text{calc Inv}}$ des sich im Betrieb befindenden Inverters im Vergleich zur Referenzmessung $E_{\text{meas Inv}}$. Die Tendenz des berechneten Kurvenverlaufes gibt die der Referenz wieder. Es stellt sich von 0.15 bis 3.5 MHz eine Überbewertung von bis zu 15 dB ein. Diese hohe Überbewertung entsteht durch den komplexeren Aufbau. Die Ursache muss in weiteren Schritten gefunden werden. Ab 3.5 MHz werden um ca. 5 dB höherer Werte berechnet. Die Berechnung gibt einen guten Gesamteindruck des zu erwartenden Störpotentials.

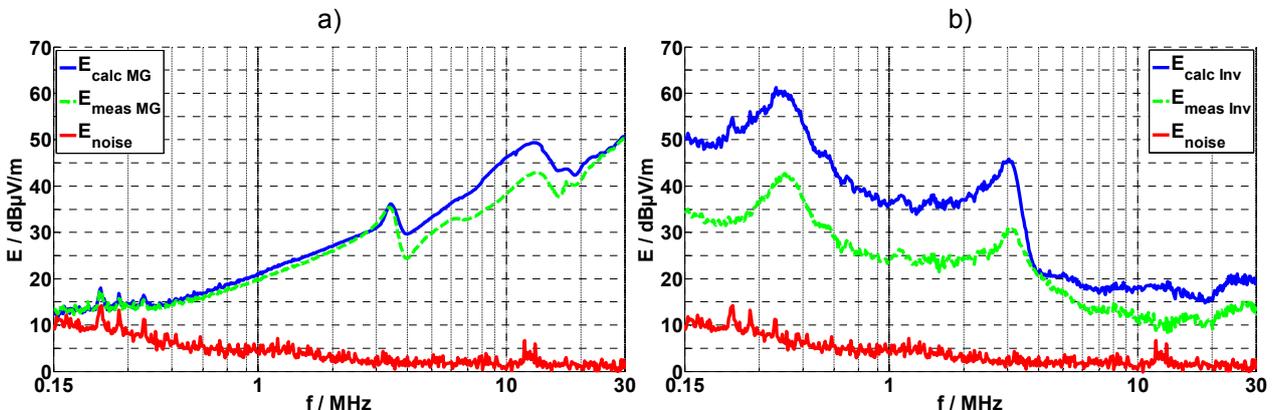


Abb. 7: a) Vergleich der Referenzmessung $E_{\text{meas MG}}$ in einer ALSE zur Verifikation der Berechnung $E_{\text{calc MG}}$
b) Vergleich der Referenzmessung $E_{\text{meas Inv}}$ des Inverters in einer ALSE zur Berechnung $E_{\text{calc Inv}}$

8. Zusammenfassung und Ausblick

Zur Einsparung von Kosten durch EMV-Entwicklungsmessungen sind alternative Messmethoden gefragt, die das zu beobachtende elektrische Feld während eines Komponententest nach klassischen CISPR 25 Messungen abschätzen können. In diesem Beitrag wird anhand eines verzweigten Systems aus Inverter, BNNs und EMN, die TF-Methode auf ihre Anwendbarkeit hin untersucht. Die TF-Methode nutzt die Korrelation von Störströmen auf Kabelbäumen und dem entstehenden elektrischen Feld aus. Für einen ver-

einfachten Aufbau mit HV-Inverter ist somit eine Berechnung des elektrischen Feldes mit einem Fehler, im Vergleich zur Referenzmessung, von Großteiles unter 3 dB möglich. Eine Überbewertung von bis zu 10 dB im Bereich von 0.3 bis 2 MHz entsteht durch interne Filter, die in einem weiteren Schritt in die TF einzubinden sind. Die Störabstrahlung eines erweiterten und komplexeren Aufbaus, welcher sich an heutigen Spezifikationen der Automobilindustrie orientiert, kann ebenfalls auf Grundlage der Störströme in Verbindung mit TF ermittelt werden. Hier kommt es zu Abweichungen von 15 dB im Bereich von 0.15 bis 3.5 MHz, darüber zeigt sich eine Überbewertung von ca. 5 dB. Die vorgestellten Messungen zeigen die prinzipielle Einsatzfähigkeit der angewandten Methode, die Potential zur Kosteneinsparung mit sich bringt. Es lässt sich ein guter Eindruck des zu erwartenden Störpotentials gewinnen. Für einen praktischen Einsatz dieser Pre-Compliance Methode muss eine Überprüfung erfolgen, ob EMV-Maßnahmen, wie das Einfügen von Filtern oder verändern der Betriebszustände einer Komponente, über die TF-Methode abgebildet werden können. Im Weiteren muss sich zeigen, ob die zur Berechnung verwendeten Störströme in einem Laboraufbau reproduzierbar messbar zu denen in einer ALSE sind. Hier können Einflussfaktoren, wie leicht geänderte Geometrie oder veränderte Übergangswiderstände zur Masse, die Methode beeinflussen.

9. Danksagung

Die Autoren möchten sich bei der Robert Bosch GmbH für die Finanzierung der Arbeit und die Bereitstellung von Messmitteln und Prüflingen bedanken. Des Weiteren gilt besonderer Dank Herrn Dipl.-Ing. Roland Eidher und Herrn Dr. Dr. Shinichiro Nishizawa von der Robert Bosch GmbH für ihre Unterstützung.

10. Literaturverzeichnis

- [1] I. E. Comission, „CISPR 25 Ed.3: Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers,“ 2008.
- [2] W. Smith und R. Frazier, „Prediction of anechoic chamber radiated emissions measurements through use of empirically-derived transfer functions and laboratory common-mode current measurements,“ *Electromagnetic Compatibility, 1998. 1998 IEEE International Symposium on*, Bd. 1, pp. 387-392, 1998.
- [3] D. Schneider, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Pre-compliance test method for radiated emissions of automotive components using scattering parameter transfer functions,“ *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on*, pp. 1-6, Sept. 2012.
- [4] D. Schneider, M. Böttcher, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Pre-Compliance Test Method for Radiated Emissions with Multiple Segment Transfer Functions,“ *Electromagnetic Compatibility, 2013 IEEE International Symposium on*, pp. 605-610, Aug. 2013.
- [5] D. Schneider, M. Böttcher, B. Schoch, S. Hurst, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Transfer Functions and Current Distribution Algorithm for the Calculation of Radiated Emissions of Automotive Components,“ *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2013 International Symposium on*, pp. 443-448, Sept. 2013.
- [6] C. Paul, „A comparison of the contributions of common-mode and differential-mode currents in radiated emissions,“ *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, Bd. 31, Nr. 2, pp. 189-193, May 1989.
- [7] C. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [8] F. Tesche, M. Ianoz und T. Karlsson, *EMC Analysis Methods and Computational Models*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [9] J. Wang, O. Fujiwara und K. Sasabe, „A simple method for predicting common-mode radiation from a cable attached to a conducting enclosure,“ *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, Bd. 3, pp. 1119-1122, 2001.
- [10] R. Chundru, D. Pommerenke und S. Chandra, „A new calibration method for current probes,“ *Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on*, Bd. 1, pp. 163 - 168, Aug. 2004.
- [11] M. Reuter, T. Friedel, S. Tenbohlen und W. Köhler, „Emulation of Conducted Emissions of an Automotive Inverter for Filter Development in HV Networks,“ *Electromagnetic Compatibility, 2013 IEEE International Symposium on*, pp. 236-241, Aug. 2013.