

FAT 293



Filterung an Stelle von Schirmung
für Hochvolt-Komponenten in
Elektrofahrzeugen



Filterung an Stelle von Schirmung für Hochvolt-Komponenten in Elektrofahrzeugen

Forschungsstelle

Forschungs- und Transferzentrum e.V.

an der Westsächsischen Hochschule Zwickau

Themenleiter

Prof. Dr.-Ing. Matthias Richter

Bearbeiter

Dr.-Ing. Bernd Körber

Dipl.-Ing. Matthias Trebeck

Das Forschungsprojekt wurde mit Mitteln der Forschungsvereinigung Automobiltechnik e. V. (FAT) gefördert.

Inhaltsverzeichnis

1	Übersicht	5
1.1	Ziel der Untersuchungen.....	5
1.2	Thematischer Lösungsansatz	5
1.3	Aufbau der Arbeit.....	7
2	Einführende Betrachtungen	8
2.1	Analyse der Störungen im Traktionssystem	8
2.2	Grundlagen der Kabelschirmung	10
2.3	Filter in der Leistungselektronik	12
3	Messaufbau zur Emissionsanalyse	16
3.1	Anforderungen an den Messaufbau	16
3.2	Übersicht und Funktionsweise des Messaufbaus.....	16
3.3	Messungen am Aufbau zur Emissionsanalyse	21
3.3.1	Messung des Schaltverhaltens von Spannungen und Strömen.....	21
3.3.2	Leitungsgebundene Störaussendung im Frequenzbereich	21
3.3.3	Bestimmung der Anforderungen an die Filter	30
4	Geschirmter Messaufbau nach CISPR 25	34
4.1	Anforderungen an den geschirmten Aufbau.....	34
4.2	Realisierung des geschirmten Messaufbaus nach CISPR 25.....	36
5	Analysen mit DC-Filtern.....	38
5.1	DC-Filter Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG	38
5.2	DC-Filter ECOS AG	39
6	Messergebnisse mit DC-Filtern.....	47
6.1	Messmittel und Messaufbauten	47
6.2	Störaussendungsanalysen mit Motornachbildung	49
6.2.1	Messbedingungen.....	49
6.2.2	Analyse mit DC-Filter der Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG	50
6.2.3	Analyse der Störaussendung DC-Filter 150 A der EPCOS AG	54
6.2.4	Analyse der Störemission mit DC-Filter 350 A EPCOS AG	57
6.2.5	Zusammenfassung der Messungen mit Motornachbildung.....	61
6.3	Störaussendungsanalysen mit Motor.....	61
6.3.1	Messung der Störaussendung mit DC-Filter.....	61
6.3.2	Abgleich der Störaussendungsergebnisse mit Grenzwerten.....	68
6.4	Weiterführende Untersuchungen	69
6.4.1	Einfluss von C _γ -Kondensatoren auf den Strom im Massesystem	69
6.4.2	Einfluss der Lastnachbildung auf das Emissionsverhalten.....	71
6.4.3	Einfluss von Ferriten an Phasenleitungen zur Resonanzbedämpfung	72
6.4.4	Einfluss der Filterung der Niedervoltschnittstellen des Antriebsumrichters auf das Emissionsverhalten.....	73
6.4.5	Zeitbereichsmessungen zur Überprüfung von Resonanzen durch die DC-Filter im Aufbau	75

6.5	Zusammenfassung Messungen mit DC-Filtern	77
7	Analysen mit AC-Filtern	78
7.1	AC-Filter FUSS EMV	78
8	Messergebnisse mit AC-Filtern	80
8.1	Messmittel und Messpunkte.....	80
8.2	Ergebnisse Störaussendungsmessungen mit AC-Filter	82
8.2.1	Störaussendungsanalyse zur Optimierung der AC-Filter	82
8.2.2	Störaussendungsanalyse mit AC-Filter und Motornachbildung.....	82
8.2.3	Störaussendungsanalyse mit AC-Filter und Motor.....	86
8.2.4	Abgleich der Störaussendungsmessungen mit Grenzwerten.....	91
8.2.5	Zeitbereichsmessungen zur Überprüfung von Resonanzen durch die AC-Filter im Aufbau	92
8.3	Zusammenfassung Emissionsverhalten mit AC-Filtern	93
9	Simulation Messaufbau	94
9.1	Übersicht und Zielstellung.....	94
9.2	Modellbildung	94
9.2.1	Modell des Umrichtermoduls	94
9.2.2	Modellierung der Lasten.....	103
9.2.3	Modellierung HV-Kabel	109
9.2.4	Modellierung Bordnetznachbildung	113
9.2.5	Modell DC-Filter	113
9.3	Verifikation des Gesamtmodells.....	115
9.4	Übertragbarkeit der Modellierungsergebnisse auf höhere Leistungen.....	122
9.4.1	Zielstellung.....	122
9.4.2	Simulationsergebnis	122
9.5	Fazit Simulation	123
10	Literaturverzeichnis.....	124
11	Anhang	126

Abkürzungen:

AC	Motorseite des Moduls (pulsförmige Spannung und sinusförmiger Strom)
BiLogPer	bikonisch-logarithmisch-periodische Antenne
BNN	Bordnetznachbildung
DC	Batterieseite des Moduls (Gleichstrom und -spannung)
DCB	Direct Copper Bonded
DUT	Device under Test
HV	Hochvolt
HV-	DC-Leitung mit negativem Anschlusspotential
HV+	DC-Leitung mit positivem Anschlusspotential
HVL	Hochvoltleitungen, HV+ und HV- - Leitung
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
PL	Phasenleitungen
PWM	Pulsweitenmodulation

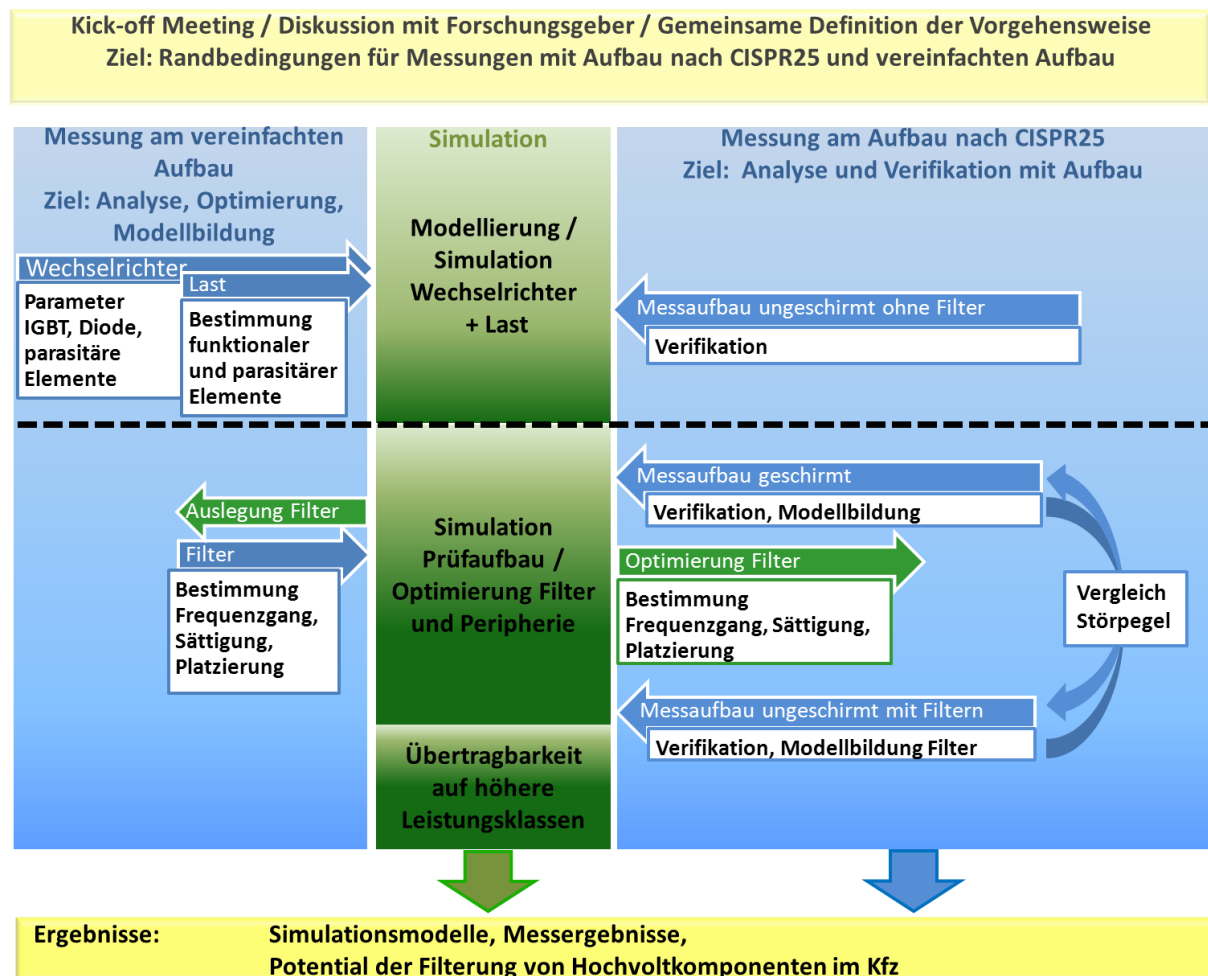
1 Übersicht

1.1 Ziel der Untersuchungen

Die dargelegten Untersuchungen haben das Ziel, das Potential einer Filterung der Störungen eines elektrischen Traktionssystems für den Einsatz in Fahrzeugen im Vergleich zur bisher verwendeten Schirmung aufzuzeigen. Es werden sowohl messtechnische Analysen als auch Simulationsuntersuchungen vorgestellt.

Die Untersuchungen unterteilen sich in die elektrischen Verbindungen zwischen Spannungsquelle und Frequenzumrichter (DC-Seite, Traktionsleitungen) sowie Frequenzumrichter und Motor (AC-Seite, Phasenleitungen).

1.2 Thematischer Lösungsansatz



Aufgrund von schnellen Schaltvorgängen erzeugen die elektronischen Hochvoltkomponenten des Traktionssystems wie leistungselektronische Wechselrichter Störungen, die in dieser Intensität bisher im Kraftfahrzeug nicht auftraten. Diese Störsignale beeinflussen gegebenenfalls die fehlerfreie Funktion anderer Elektroniksysteme im Fahrzeug. Die EMV-Anforderungen im Fahrzeug können bisher nur erfüllt werden, wenn diese Gesamtsysteme aufwendig geschirmt ausgelegt sind.

Ein elektrisches Traktionssystem mit dem Wechselrichter als Hauptstörquelle besitzt neben dem Leistungspfad weitere EMV-relevante Schnittstellen (siehe Abbildung 2). Für die Überprüfung der Niedervoltschnittstellen existieren schon lang bewährte Messverfahren. In dieser Arbeit sollen die Möglichkeiten der Filterung am Beispiel der Hochvoltanschlüsse des Wechselrichters auf der Batterieseite (DC) und der Motorseite (AC) untersucht werden.

Ein weiteres Arbeitspaket umfasst die Modellierung des Traktionssystems. Für die Ermittlung des Verhaltens des Wechselrichtermoduls sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich ist ein möglichst einfacher Aufbau mit wenig Peripherie sinnvoll. Die Ermittlung des Verhaltens ist notwendig, um realitätsnahe Simulationsmodelle zu erzeugen.

Der Einsatz von Simulation in den Untersuchungen ermöglicht eine zeitsparende Parametervariation. Allerdings erfordert die Modellerstellung am Anfang des Projekts einen deutlichen Mehraufwand. Die Modelle müssen in Charakteristik als auch in Absolutwerten sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich mit Messungen abgesichert und entsprechend angepasst werden. Daher werden neben den funktionalen Bauteilen die zur Nachbildung der Koppelpfade notwendigen parasitären Elemente für den gesamten Messaufbau ermittelt.

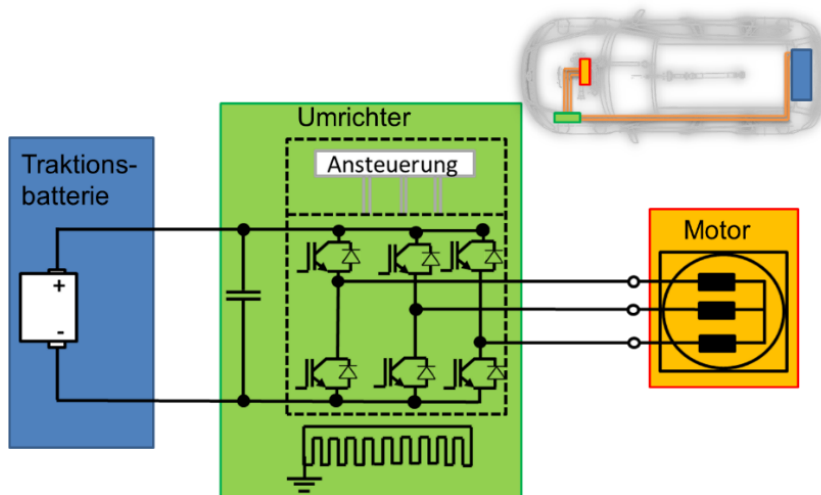


Abbildung 1

Bespielhafte Darstellung der Komponenten eines elektrischen Traktionssystems und ihrer Anordnung im Kfz

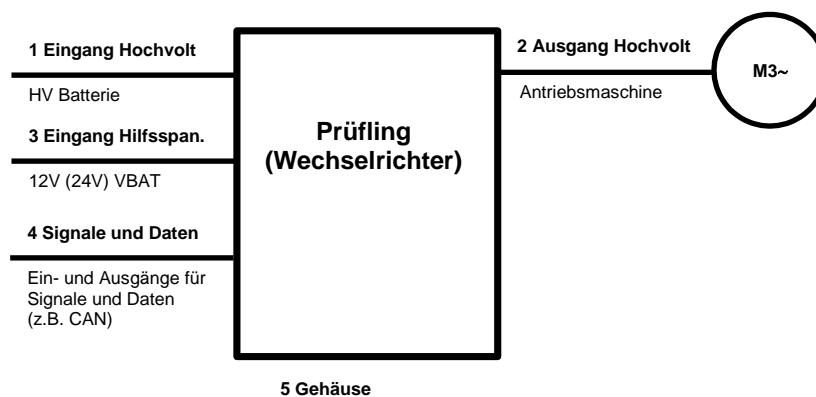


Abbildung 2

Definition relevanter Schnittstellen für EMV-Prüfungen des Wechselrichters

Die Recherche der verfügbaren Filter zeigte bereits zu Beginn des Projekts, dass eine ausreichende Anzahl von Entwicklungsmustern für DC-Filter für Traktionssysteme bei potentiellen Projektpartnern verfügbar waren. Die eigne Filterauslegung mittels Simulation konnte somit entfallen.

Die Auswirkungen einer notwendigen Filterung und Schirmung weiterer HV-Komponenten neben dem Traktionsstrang aus Batterie, Umrücker und Motor wurde nicht untersucht.

Nach Absprache mit dem Auftraggeber wurde immer in Anlehnung an CISPR 25 mit einer geschirmten Bordnetznachbildung (BNN) für jede Traktionsleitung gemessen. Durch den direkten Anschluss der HV-Batterie an die Traktionsleitungen zum Umrücker ergeben sich im Fahrzeug abweichenden Impedanzverhältnisse auf der Gleichspannungsseite. Die zu

erwartenden Impedanzen von HV-Batterien haben einen von der BNN abweichenden Verlauf für den Gleich- und Gegentaktstrompfad. Es können sich somit abweichende Emissionskurven ergeben.

Durch die Verwendung der BNN haben die Messungen aber den Vorteil einer guten Reproduzierbarkeit und sind unabhängig von herstellerspezifischen Batterielösungen. Der Fokus der Arbeit lag in der generellen Vergleichbarkeit der EMV-Maßnahmen unabhängig von einer einzelnen Fahrzeuglösung.

1.3 Aufbau der Arbeit

Nach den grundlegenden Betrachtungen in Abschnitt 2 wird im Abschnitt 3 der vereinfachte Messaufbau behandelt. Die Messungen dienen vor allem der Analyse des Störpotentials der verwendeten Komponenten. In den Abschnitten 4 – 8 werden vor allem die verglichenen Messungen zwischen Schirmung und Filterung mit verschiedenen Filtern auf AC- und DC-Seite des Traktionssystems dargestellt. Im Abschnitt 9 ist die Modellierung des Messaufbaus mit PSpice aufgeführt. Hier sind auch die EMV-relevanten Eigenschaften der verwendeten Komponenten ausführlich dargelegt.

2 Einführende Betrachtungen

2.1 Analyse der Störungen im Traktionssystem

Ein Antriebssystem für Elektrofahrzeuge besteht aus der Spannungsquelle, dem Antriebsumrichter, der Steuereinheit und dem Motor (Abbildung 3). Die Quelle der Störungen ist die schaltende Arbeitsweise der Leistungshalbleiter.

Der klassische Umrichter besteht im Leistungskreis aus 6 IGBTs und den zugehörigen Freilaufdioden. Im Betrieb werden die IGBTs wechselseitig aktiv geschaltet. Der Motor als induktive Last treibt auch bei ausgeschalteten IGBT den Strom weiter, so dass dieser auf die zugehörige Freilaufdiode kommutiert. Maßgeblich für die Störaussendung sind somit sowohl der IGBT als auch die Diode mit ihren spannungs- und lastabhängigen Parametern.

Bespielhafte Zeitbereichszeitverläufe für Strom und Spannung auf den Phasenleitungen (AC-Seite) sind in Abbildung 5 abgebildet.

Die Schaltzeiten der IGBTs liegen je nach der Stromintensität im Lastkreis zum Schaltzeitpunkt beim untersuchten System im Bereich von ca. 100 ns...400 ns. Damit entsteht zusammen mit der Taktzeit und dem Tastverhältnis eine Abfolge von Trapezpulsen für die Spannung. Daraus lässt sich ein Worst-Case-Spektrum auf Basis der Fourier-Analyse ableiten (Abbildung 6). Der Verlauf des Stromes ist von der Last abhängig. Für die folgenden Untersuchungen wird von einem nicht lückenden Verlauf ausgegangen.

Für den geplanten Einsatz von Filtern ist es notwendig, die auftretenden Störungen in Gleichtakt- und Gegentaktkomponenten zu zerlegen, da diese unterschiedlich gefiltert werden. Generell lässt sich sagen, dass der Stromfluss im Antriebssystem die Gegentaktstörungen und die geschaltete Spannung die Gleichtaktstörungen hervorrufen [13].

Der impulsförmige Strom, der durch die Schaltvorgänge im Zwischenkreis hervorgerufen wird, kann im Umrichter und am Zwischenkreiskondensator an den dort vorhandenen Induktivitäten Spannungsüberhöhungen erzeugen. Diese werden als Gegentaktstörungen wirksam [13] und sind proportional zum Strom.

Weiterhin wirken im Modul parasitäre Kapazitäten (Abbildung 4), die sich aufgrund der DCB-Flächen und der Chipflächen von den jeweiligen Potentialen über den Kühlkörper zur Masse ergeben. Die Größe der Kapazität C_{OUT} und die Symmetrie der Kapazitäten C_{HV+} und C_{HV-} sind maßgeblich für die Höhe der Gleichtaktstörungen bei höheren Frequenzen [12] des jeweiligen Moduls. Der Pfad für die Störströme schließt sich dann mit den parasitären Kapazitäten im Lastkreis. Die Gleichtaktstörpegel variieren mit der Zwischenkreisspannung. Die Größe der parasitären Kapazitäten nach Masse der Phasenleitungen und der Last sind somit ebenfalls für die Höhe der auftretenden Gleichtaktstörungen relevant.

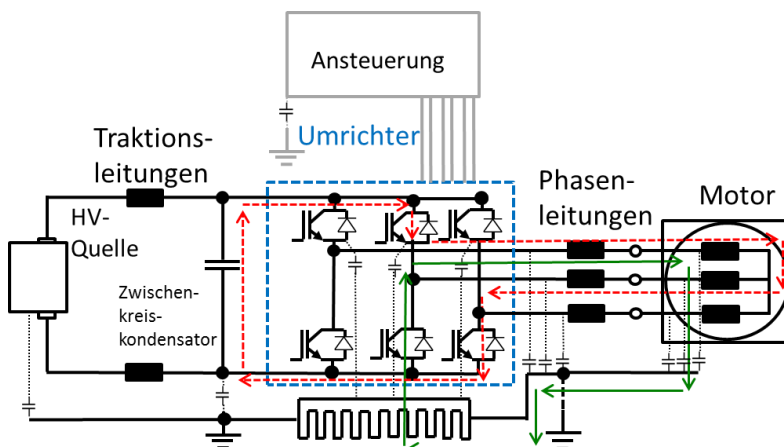


Abbildung 3
Hauptkomponenten eines Traktionssystem mit beispielhaften Gleich- und Gegentaktstörpfad

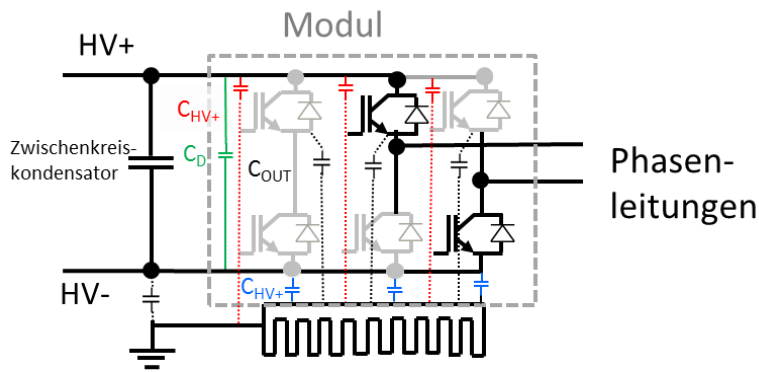


Abbildung 4
Umrücker mit parasitären Kapazitäten

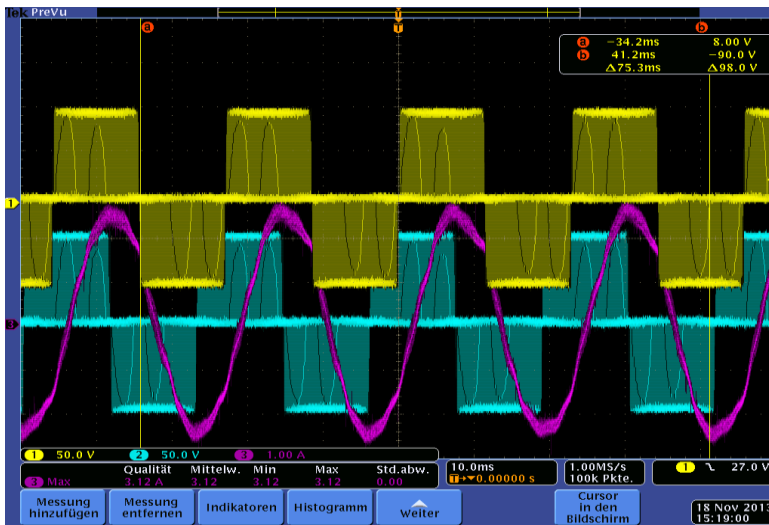


Abbildung 5
gemessene beispielhafte Strom- (magenta) und Spannungsverläufe (gelb, blau) am Umrücker (Phasenleitungen)

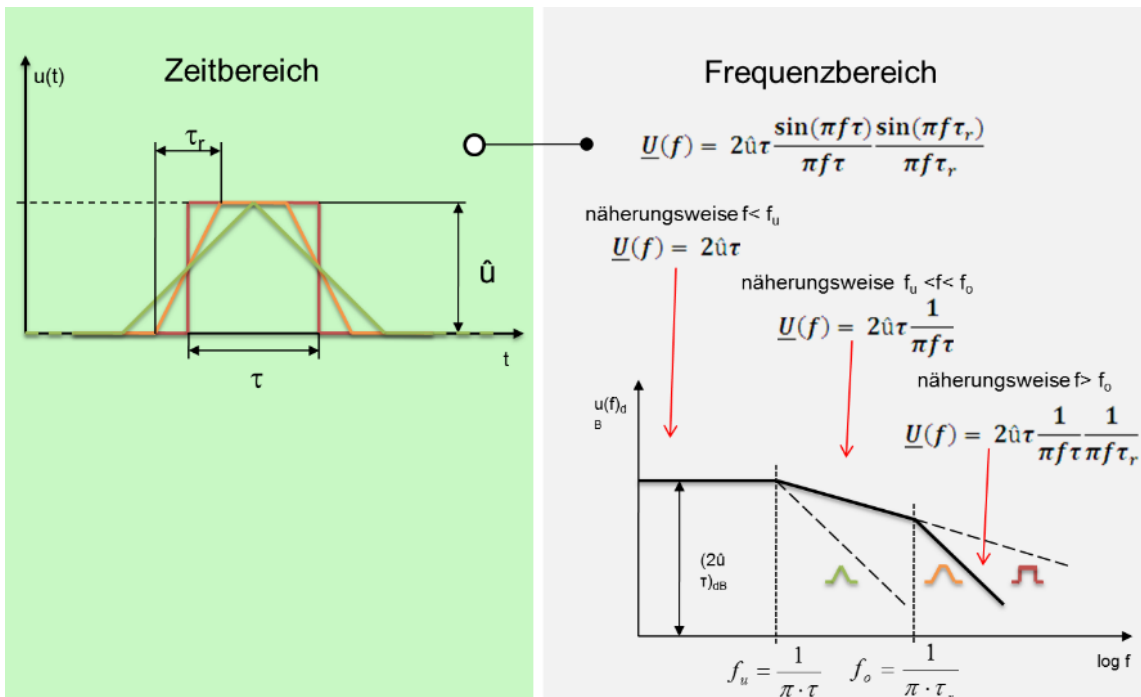


Abbildung 6
Zusammenhang zwischen Zeitbereichssignalform und Frequenzspektrum

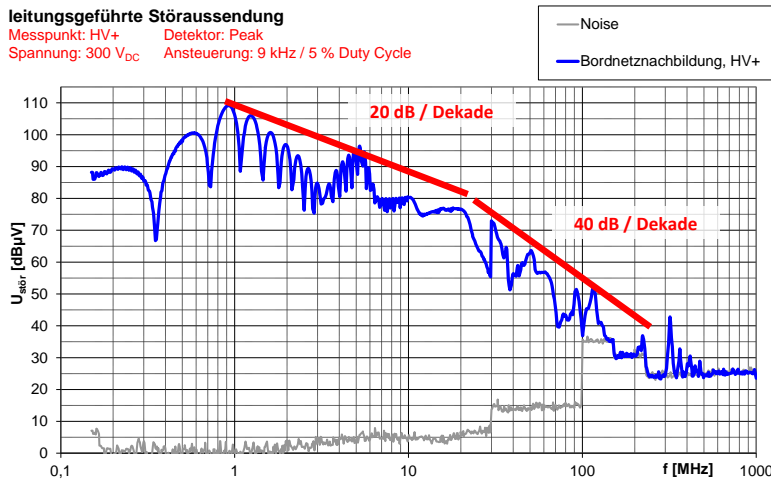


Abbildung 7
 gemessene Störaussendung
 an der BNN der HV+-Leitung
 an einem Antriebsumrichter

2.2 Grundlagen der Kabelschirmung

Die HV-Systeme im Fahrzeug sind bisher geschirmt aufgebaut. Der in der Arbeit verwendete Messaufbau nach CISPR 25 ist für die Messungen ohne Filter ebenfalls geschirmt ausgeführt. Die für die Störabstrahlung relevanteste Struktur des Messaufbaus stellt die jeweils vor der Antenne liegende Leitung mit ca. 1,8 m Länge dar. Diese Leitung besitzt die größte Ausdehnung der strahlungsrelevanten Strukturen im Aufbau. Sie bildet somit die effektivste Antennenstruktur insbesondere für niedrige Frequenzen.

Ist der Kabelschirm beidseitig nicht mit dem Schirmgehäuse verbunden, so hat die Schirmung der Leitung keine Wirkung. Der Schirm beeinflusst das elektromagnetische Feld nur insofern, als das er als Äquipotentialfläche wirkt. Ist der Schirm einseitig an Masse angebunden, schirmt er stationäre elektrische Felder ab, da er für interne und äußere Strukturen ein Bezugspotential bildet. Nur ein beidseitig angeschlagener Leitungsschirm wirkt auch gegen elektromagnetische Verkopplung von Innenleiter und externen Strukturen.

Die Wirksamkeit einer beidseitig angeschlagenen Schirmung hängt von vielen Faktoren, wie z.B. der Wellenlänge, ab. Sie kann im elektrisch kurzen Bereich durch die Transferimpedanz und Transferadmittanz sowie im elektrisch langen Bereich (Leitungslänge größer als ein Viertel der Wellenlänge) durch die Schirmdämpfung beschrieben werden [14].

Zur Beschreibung der Schirmung muss ebenfalls die Umgebung der Leitung betrachtet werden. Diese wird als einfacher Leiter zusammengefasst, wodurch sich in der Gesamtheit ein Dreileitersystem ergibt. Der Schirm bildet somit den gemeinsamen Bezugsleiter für den inneren und den äußeren Leiter (Abbildung 8).

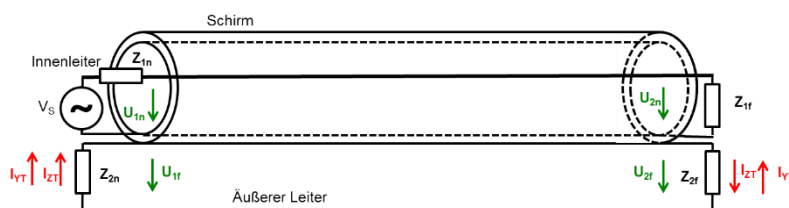


Abbildung 8
 Ersatzschaltbild für die
 Beschreibung der Schirmung

„Der Kopplungswiderstand Z_T eines elektrisch kurzen, gleichförmigen Kabels ist definiert als der Quotient der Längsspannung Schirm U_{Schirm} , welche in den äußeren Kreis (Umgebung) induziert wird zum Strom Schirm I_{Schirm} im inneren Kreis (Kabel) oder umgekehrt, bezogen auf die Längeneinheit l .“ [18]

$$Z_T = \frac{U_{Schirm}}{l I_{Schirm}} \quad (1)$$

Der Störstrom kann sowohl im inneren Kreis als auch im äußeren Kreis angelegt werden und eine Spannung induzieren. Damit kann die Transferimpedanz (Abbildung 9) als stromgesteuerte Spannungsquelle beschrieben werden. Die Schirmwirkung ist somit umso besser je kleiner die Transferimpedanz ist.

Die Transferimpedanz ist eine komplexe Größe, deren Amplitude und Phase von der Frequenz abhängig sind. Der Abschnitt 1 in Abbildung 10 zeigt den Frequenzbereich, in welchem der Gleichstromwiderstand die Transferimpedanz bestimmt. Dieser ist nur von dem Material und Querschnitt des Schirmes abhängig. Im Abschnitt 2 in Abbildung 10 wird durch den einsetzenden Skineneffekt der Schirmstrom an die Außenfläche gedrängt. Die Transferimpedanz verringert sich und weicht von dem Gleichstromwiderstand ab.

Bei einem idealen Schirm würde die Transferimpedanz weiter absinken, bei einem realen Geflechschirm steigt sie durch die magnetische Kopplung an Unstetigkeiten des Schirms mit zunehmender Frequenz wieder an (Abbildung 10 Abschnitt 3).

Die Transferimpedanz beschreibt die galvanische und magnetische Kopplung. Transferimpedanz von Kabeln und Steckern kann mittels des Speisedrahtverfahrens oder des triaxialen Messverfahrens bestimmt werden [19].

Die kapazitive Kopplung wird mit der Transferadmittanz Y_T beschrieben. Die Transferadmittanz ist der Blindleitwert, der sich aus den Teilkapazitäten vom Innenleiter eines geschirmten Kabels zu einer äußeren Störquelle oder Störsenke ergibt.

Durch das kombinierte Auftreten von kapazitiver und magnetischer Kopplung kommt es zu einem Richtkoppler-Effekt. Am nahen und fernen Ende des Kabels überlagern sich die Ströme der Kopplungsarten einmal mit positiven und einmal mit negativen Vorzeichen.

Für elektrisch lange Kopplungslängen wird die Schirmwirkung durch die Schirmdämpfung beschrieben. Sie ist definiert als logarithmisches Verhältnis der ins Kabel eingespeisten Leistung zur maximal vom Kabel abgestrahlten Leistung. Die Schirmdämpfung ist von Parametern des Kabels und der Umgebung, aber nicht von der Frequenz abhängig. Sie ist somit im Unterschied zur Transferimpedanz über der Frequenz konstant.

$$a_s = 10 * \log \left| \frac{P_{ein}}{P_{ab,max}} \right| \quad (2)$$

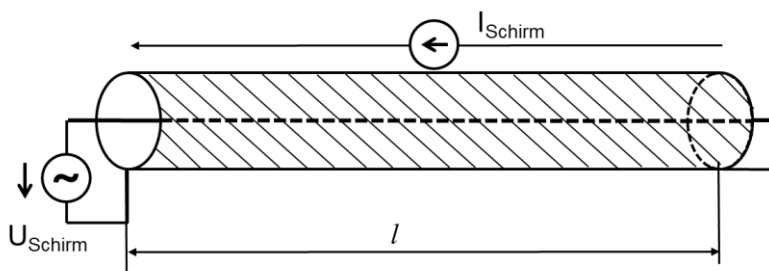


Abbildung 9
Schematische Darstellung der Definition der Transferimpedanz

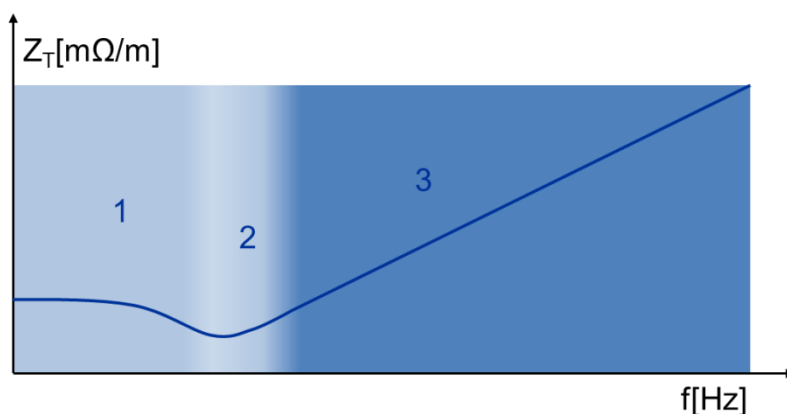


Abbildung 10
beispielhafter Verlauf der Transferimpedanz einer Leitung mit Geflechschirm

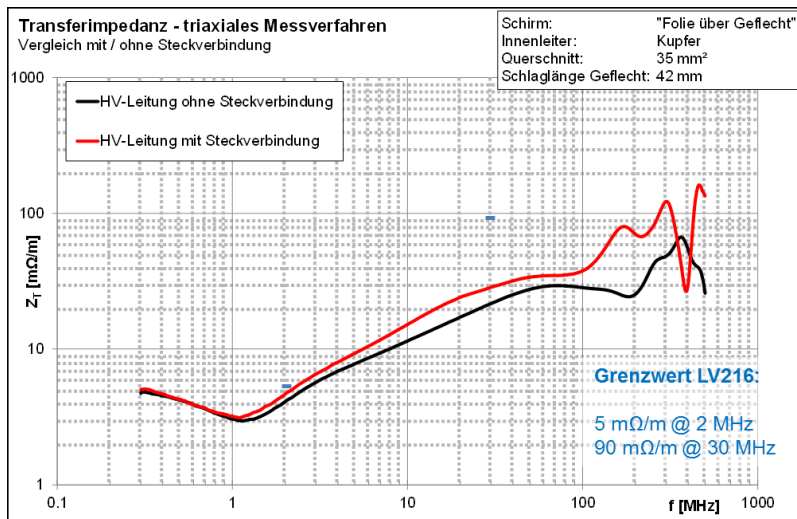


Abbildung 11
gemessener Verlauf der einer Transferimpedanz der verwendeten HV-Leitung mit und ohne Steckverbinder und der Anforderung aus LV216

Neben dem theoretischen Werten, mit denen sich die Wirkung der Schirmung für das reine Kabel beschreiben lässt, können im Fahrzeug zusätzliche Herausforderungen auftreten, welche die Schirmwirkung des HV-System beeinflussen. Der Spannungsabfall an den Übergangswiderständen der Schirmschlüsse im Stecker hat den gleichen Einfluss wie die Längsspannung U_{Schirm} des Kabelschirms auf die Schirmwirkung des Gesamtsystems. Hier ist eine Realisierung möglichst kleiner Übergangswiderstände über den Lebenszyklus eines Fahrzeuges sicherzustellen.

Weiterhin hat das Traktionssystem im Fahrzeug viele Schnittstellen zu anderen Systemen. Die im Traktionssystem auftretenden Störungen werden durch die Schirmung nicht gedämpft. Somit ist eine aufwändige Entkopplung aller Schnittstellen notwendig.

2.3 Filter in der Leistungselektronik

Filter sind Schaltungen mit frequenzabhängiger Übertragungsfunktion. Im Bereich der EMV werden mit Filtern Störsignale mit bestimmten Frequenzanteile unterdrückt. Für die Filterung der Traktionssysteme werden Tiefpassfilter eingesetzt (Abbildung 12). Der für die Filterung relevante Frequenzbereich und die dort notwendige Dämpfung werden durch die Grenzwerte in den Nutzbändern und die Störemission des ungefilterten EUTs bestimmt.

Die Auslegung der Grenzfrequenz und die Steilheit des Filters im Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich werden durch die verwendeten Bauelemente, die Anzahl der Filterstufen und die Schaltungsstruktur bestimmt.

Für die Durchführung der Untersuchungen werden passive Filter betrachtet. Diese bestehen aus Kondensatoren, Drosseln und Widerständen. Hierbei dienen die Kondensatoren in der Hochfrequenzbetrachtung als Kurzschlusselemente für den Störpfad. Sie werden anhand ihrer funktionalen Anordnung im Stromkreis als X- und Y-Kondensatoren bezeichnet. Die Induktivitäten führen über ihre frequenzabhängige Impedanz zu einer Dämpfung der hochfrequenten Signalanteile. Die Induktivitäten können mittels der magnetischen Verkopplung auf die Dämpfung Gleich- oder Gegentaktstörungen angepasst werden. Für Filter in Leistungselektroniken ist eine möglichst geringe Verlustleistung ein wichtiges Entwurfskriterium. Daher dienen die Widerstände nur der Resonanzunterdrückung und als Sicherheitselement zur definierten Entladung der Kondensatoren.

Die Wirkungsweise der einzelnen Filterelemente auf die Störarten ist in den Abbildungen 14 – 16 verdeutlicht.

Der EMV-relevante Frequenzbereich nach CISPR 25 im Fahrzeugeinsatz beginnt bei 150 kHz; die Taktfrequenzen der Umrichter liegen im Bereich um 10 kHz. Damit würden sich Filter realisieren lassen, die mit wenigen Stufen eine ausreichende Dämpfung ab 150 kHz erreichen können. Mit dem Ansteigen der Filterordnung wird die Steilheit der Sperrkurve des Filters

erhöht. Die Knickfrequenz des Filters kann zu höheren Frequenzen verschoben werden. Zur Auslegung der Filter können kleinere und kostengünstigere Elemente zum Einsatz kommen. Für die Filterung der DC-Anschlüsse zwischen Umrichter und Quelle sowie für die Filterung der AC-Anschlüsse zwischen Umrichter und Motor werden unterschiedliche Anforderungen an die Filterelemente gestellt. Auf der AC-Seite sind beispielsweise die Kondensatoren dem vollen Spannungshub ausgesetzt und müssen somit „pulsfest“ ausgelegt sein. Weiterhin müssen auf der DC-Seite nur zwei Leitungen gefiltert werden, auf der AC-Seite hingegen drei. Filter wirken als Element der Fehlanpassung (Abbildung 13). Abhängig von der Quell- und Lastimpedanz werden die entsprechenden Filterelemente im Stromkreis so angeordnet, dass sich für die Störsignale ein frequenzabhängiger Impedanzsprung ergibt. Bei unterschiedlicher Quell- und Lastimpedanz werden mehrstufige Filter aus Kondensatoren und Induktivitäten eingesetzt.

Bei den durchgeführten Störaussendungsuntersuchungen auf den Traktionsleitungen wurde stets eine Bordnetznachbildung (BNN) nach [7] eingesetzt. Somit kann man die Impedanz der BNN als Abschlussimpedanz für die Leitungen HV+ und HV- in Richtung der Versorgung annehmen. Für Untersuchungen mit realen HV-Batteriesystemen gelten andere Impedanzbedingungen [20]. Diese wurden in dieser Arbeit nicht untersucht.

Nach [21] ergeben sich die relevanten Impedanzen des Inverters aus den passiven Strukturen für die jeweilige Art der Störung. Die Gleichtaktstörungen werden am Umrichter durch die Umladung der parasitären Kapazitäten nach Masse hervorgerufen, die auf AC-Potential liegen sowie durch die Unsymmetrien der weiteren Modulkapazitäten zur Masse im Leistungspfad. Die Impedanz der untersuchten Störquelle ergibt sich damit in erster Näherung aus den Kapazitätswerten im Bereich einiger 100 pF pro Brückenweig. Für die Gegentaktstörungen ist auf der DC-Seite der Zwischenkreiskondensator mit seiner Kapazität von 500 µF als dominante Struktur anzusehen. Die viel kleineren internen Modulkapazitäten von den Potentialen HV+ und HV- nach Masse liegen im pF-Bereich und die internen Induktivitäten im Bereich von wenigen nH. Sie können dem Impedanzverlauf der dominanten Struktur noch Resonanzstellen hinzufügen. Die jeweiligen Elemente sind im Kapitel 9 ausführlicher dargestellt.

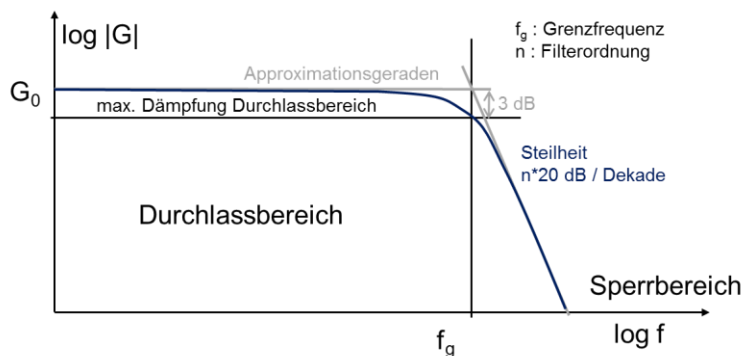


Abbildung 12
schematische Darstellung der Dämpfungskurve eines Tiefpassfilters

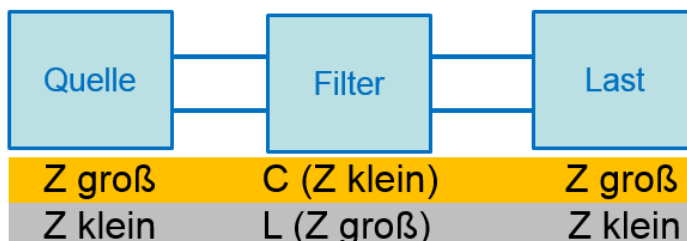


Abbildung 13
Übersicht frequenzabhängige Fehlanpassungen durch Filter

Wie bereits im Abschnitt 2.1 dargestellt müssen bei den auftretenden Störungen Gleich- und Gegentaktkomponenten unterschieden werden. Beide Störphänomene haben unterschiedliche Quell- und Lastimpedanzen im Aufbau. Für die Wirksamkeit der Filter ist die

unterschiedliche Wirkung der Gleich- und Gegentaktstörungen auf die Filterelemente zu betrachten (Abbildung 14 – 16). Die Filterdimensionierung erfolgt jeweils für die Störarten getrennt.

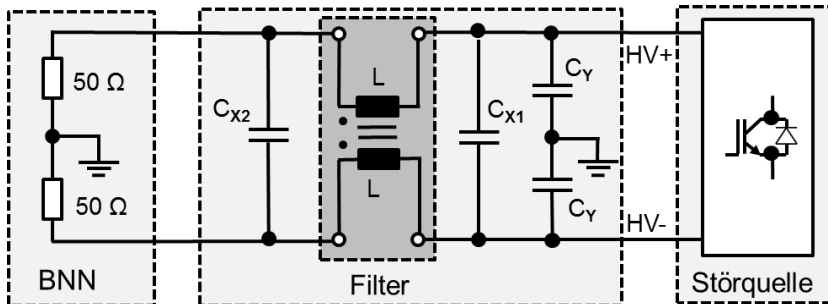


Abbildung 14
Beispiel eines DC-Filters mit Gleichtaktrossel zwischen Umrichter und BNN

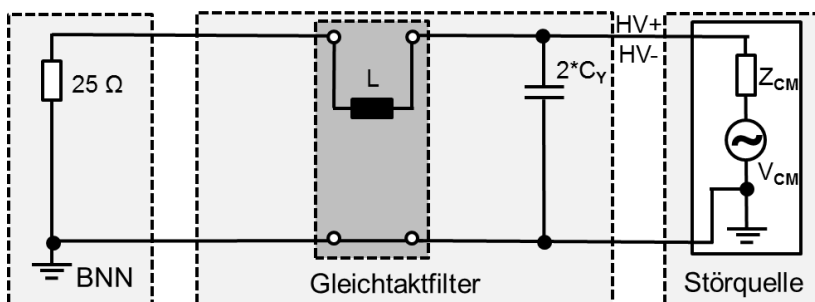


Abbildung 15
Äquivalenter Filter für Gleichtaktstörungen

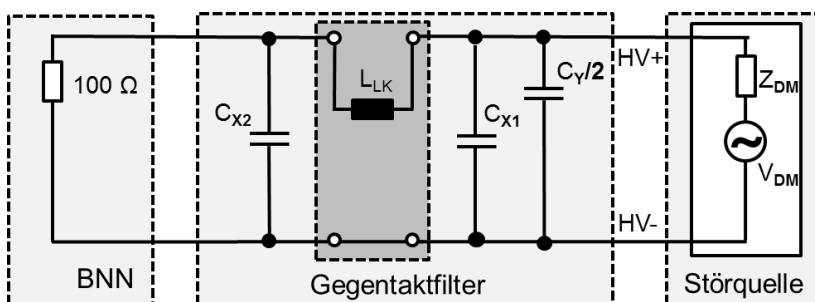


Abbildung 16
Äquivalenter Filter für Gegentaktstörungen
 L_{LK} = Streuinduktivität

Anhand der ermittelten Störemissionspegel, den Anschlussimpedanzen und den geforderten maximalen Störpegel des Gesamtsystems kann mit bekanntem Dämpfungsverhalten der Filterelemente ein erster Filterentwurf anhand der Nominalwerte der Filterelemente erfolgen. Dabei ist zu beachten, dass bei realen Filteraufbauten die parasitären Eigenschaften der Filterelemente die Wirksamkeit der Filterung verringern oder über Unsymmetrien zu einer Modenkonversion zwischen den Störarten führen können.

Durch die schaltende Arbeitsweise des Umrichters muss der Zwischenkreiskondensator eine hohe Stromtragfähigkeit für diese dynamischen Ströme (Rippel-Ströme) aufweisen. Die C_X -Kondensatoren sind dem Zwischenkreiskondensator parallel geschaltet. Die Anforderungen an die Stromtragfähigkeit ergeben sich aus der Formel (3) und sind direkt abhängig vom Kapazitätswert:

$$I_C = 2 * \pi * f * C_X * \underline{U}_{ZK} \quad (3)$$

mit

I_C	Kondensatorstrom
f	Frequenz
C_X	Kapazitätswert
\underline{U}_{ZK}	Zwischenkreisspannung

Da die Werte der C_X -Kondensatoren bei den in der Arbeit verwendeten Komponenten als Richtwert um den Faktor 100 kleiner waren als der Zwischenkreiskondensator des HybridKit2, ergeben sich hier auch viel geringere Ströme und somit geringere thermische Anforderungen.

Ein weiterer wichtiger Punkt beim Filterentwurf für leistungselektronische Systeme besteht im Layout des Filters. Durch die Anordnung der Filterelemente oder Abschirmung von Filterbereichen ist eine Verkopplung von gefilterten und ungefilterten Bereichen zu vermeiden. Schon eine im Verhältnis zur Primärleistung äußerst geringe Verkopplung zwischen einem gefilterten und ungefilterten Bereich kann die Filterwirkung nahezu aufheben. So zeigt [22], dass bereits bei einem minimalen magnetischen Koppelfaktor im Filter das EMV-Verhalten von der Verkopplung dominiert wird.

Die in der Literatur beschriebenen Möglichkeiten der aktiven Filterung sind aufgrund der notwendigen aktiven Gegenkopplung im Frequenzbereich beschränkt und erfordern einen relativ hohen Energieaufwand für das aktiv erzeugte Komplementärsignal. Sie haben sich in der Praxis nicht durchgesetzt. In Bezug auf Kosten und Zuverlässigkeit sind passive Filterlösungen überlegen [24].

3 Messaufbau zur Emissionsanalyse

3.1 Anforderungen an den Messaufbau

Für die Untersuchungen in diesem Projekt ist die Verwendung eines kompletten Traktionssystems (Abbildung 17) nicht geeignet. Es hat zu viele komplexe Randbedingungen und ist durch die E-Maschine als rotierendes Bauteil für Komponentenmessungen nur mit großem Aufwand einsetzbar.

Für die Ermittlung der für die Modellierung notwendigen hochfrequenzrelevanten Eigenschaften des Hochvoltsystems sind Aufbauten nach CISPR 25 eher ungeeignet. So wird durch die isolierten Komponenten mit Massebändern und die Schirmung der Rückpfad nicht mehr eindeutig. Eine Messung der Zeitbereichssignale auf den Leitungen ist ohne eine Verletzung des Schirmkonzeptes nicht ohne weiteres möglich. Die Komponenten des Messaufbaus sind in Tabelle 1 aufgeführt.

3.2 Übersicht und Funktionsweise des Messaufbaus

Im Rahmen des Projektes wird ein reduzierter Aufbau ohne Schirmung verwendet [1]. Dieser besteht aus dem IGBT-Modul mit Zwischenkreiskondensator, einer elektrischen Lastnachbildung, definiert angekoppelter Hochvolt- und Niedervoltversorgung sowie Ansteuerelektronik. Der Messaufbau dient zur Analyse der Störpotentials an den eingangs definierten Schnittstellen sowie zur Analyse von dominanten Koppelpfaden (Abbildung 18). Alle Teile sind über möglichst kurze, ungeschirmte Leitungen verbunden.

Es wird jeweils nur ein Leistungsschalter (IGBT) über ein PWM-Signal mit einer Schaltfrequenz von 9 kHz und variablem Tastverhältnis aktiv geschaltet. Nach Abschalten des IGBT als Leistungsschalter kommutiert der Strom auf die entsprechende Freilaufdiode im Rückpfad. Dadurch bleiben die relevanten Hochvoltstörquellen für den vereinfachten Aufbau erhalten. Der vereinfachte Aufbau arbeitet somit als Tiefsetzsteller auf die induktive Lastnachbildung. Eine Brücke im IGBT-Modul wird hierbei nicht verwendet. Als IGBT-Modul wird das HybridPack2 [2], [3] von der Fa. Infineon genutzt (Abbildungen 20, 21). Der aktiv geschaltete IGBT kann gewählt werden, so dass ein High Side oder ein Low Side Schalter aktiv ist. Der entsprechend komplementäre Halbleiterschalter ist immer im leitenden Zustand.

Für die Tiefsetzstelleransteuerung wurde eine Gate-Vorspannungserzeugung mittels Linearreglern eingesetzt, um die Ansteuerschaltung möglichst EMV-konform und Eigenstörungsfrei auszuliegen.

Somit lassen sich mit geringen Systemrückwirkungen die für die Modellierung notwendigen Eigenschaften des Moduls bestimmen und verifizieren. Es können Koppelwege und Störquellen untersucht sowie Variationen an der Ansteuerung vorgenommen werden, da kein dreiphasiger Betrieb notwendig ist. Dieser Aufbau bietet sich an, um grundlegende Erkenntnisse zur Anordnung und Auslegung der Filterelemente im Leistungspfad zu gewinnen, da die Anzahl der Filter im Aufbau minimal ist und mehr Freiheitsgrade für Variationen bestehen.

Für die praktische Auslegung der Lastnachbildung (Abbildung 22 und 23) sollte die Anpassung der parasitären Kapazität an die der realen Last in der Zielapplikation für die Gleichtaktstörungen und die Anpassung des Gleichstromwiderstandswertes für die Höhe der Lastströme beachtet werden.

Die Störaussendungsmessungen erfolgen im Zeitbereich und werden mittels FFT-Messtechnik in den Frequenzbereich transformiert. Da die Messzeiten sehr kurz sind, kann auf eine aktive Kühlung verzichtet werden.

Bezeichnung in schematischer Übersicht	Name und Funktion	Typbezeichnung
HV-Quelle	Netzteile zur Erzeugung der Hochvoltspannung	Delta Elektronika SM400 AR-8
Filter	Filter zur Entkopplung der Netzteile vom Messaufbau	ETS-Lindgren N5006
Puffer-C	Kondensatorbatterie mit Überstromschutz zur Nachbildung der Batterieimpedanz	Selbstgebaute Kondensatorbatterie in Schirmbox mit optischer Überwachung
BNN	Bordnetznachbildung	Rohde und Schwarz ESH3-Z6
Zwischenkreis-C	Zwischenkreiskondensator für das IGBT-Modul mit 500 μ F / 450 V	Epcos B25655J4507K**5 [4]
DUT	IGBT-Modul	HybridPack2 [2], [3]
Leitungen	ungeschirmte 10 mm ² Leitungen	-
Last	induktive Last mit parasitärer Kapazität zur Bezugsmasse	1) selbstgebaute Spule(Drahtwicklung) mit 500 μ H Induktivität 2) Spule Fa. Tauscher mit Blechwicklung, 500 μ H 1 und 2 mit optionaler Kapazitätsbeschaltung
Ansteuerung	Ansteuerplatine mit Schutzbeschaltung und optischer Anbindung der Steuersignale	Ansteuerplatine Eigenbau; optische PWM-Ansteuerung aus Messwarte
Funkstörmessempfänger	FTT-Bereichsmessgerät	Rohde und Schwarz ESR 3

Tabelle 1 Übersicht Messaufbau zur Emissionsanalyse

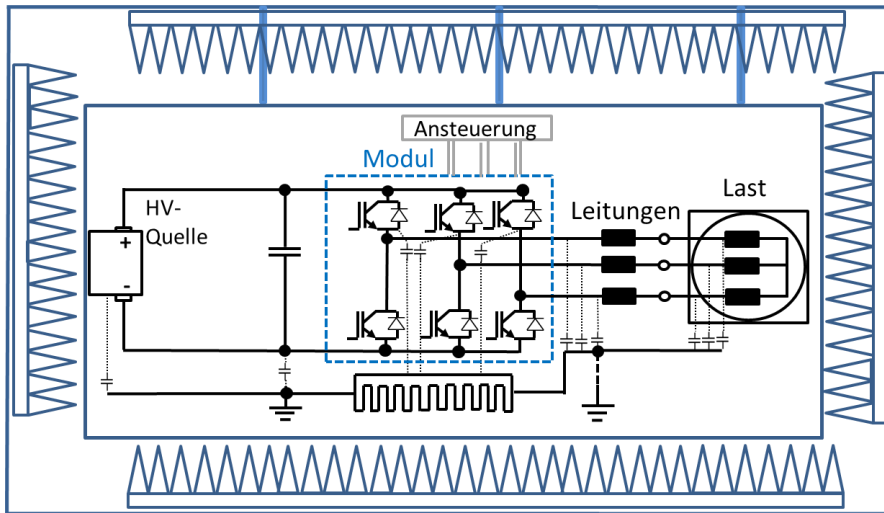


Abbildung 17 Schematische Übersicht Traktionssystem mit Batterie und Motor in geschirmter Kabine

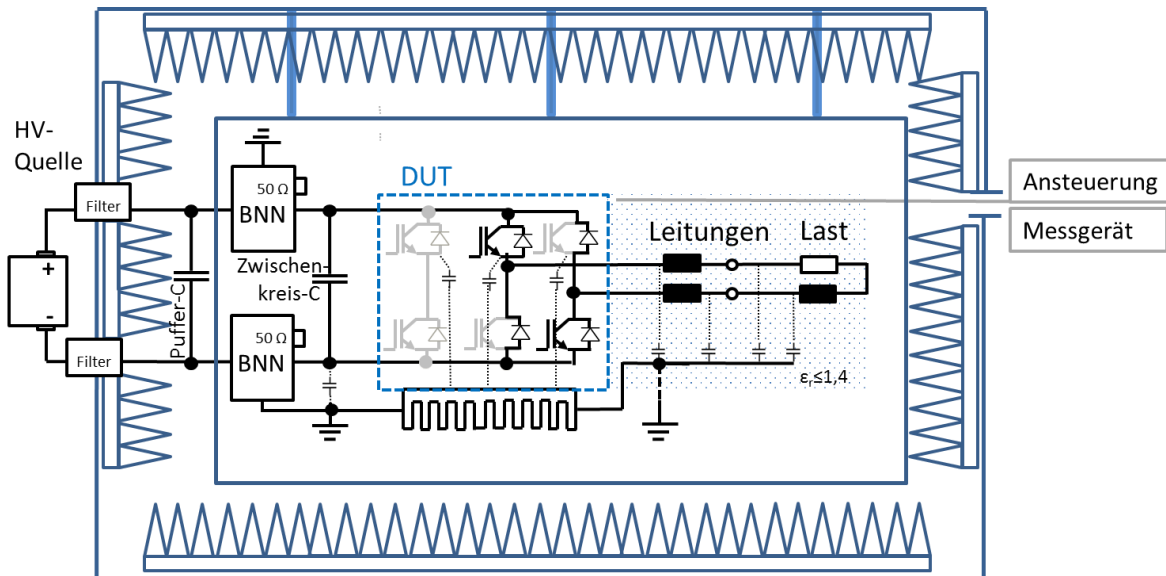


Abbildung 18 Schematische Übersicht reduzierter Messaufbau mit Netzteil, Pufferkondensator und induktiver Last

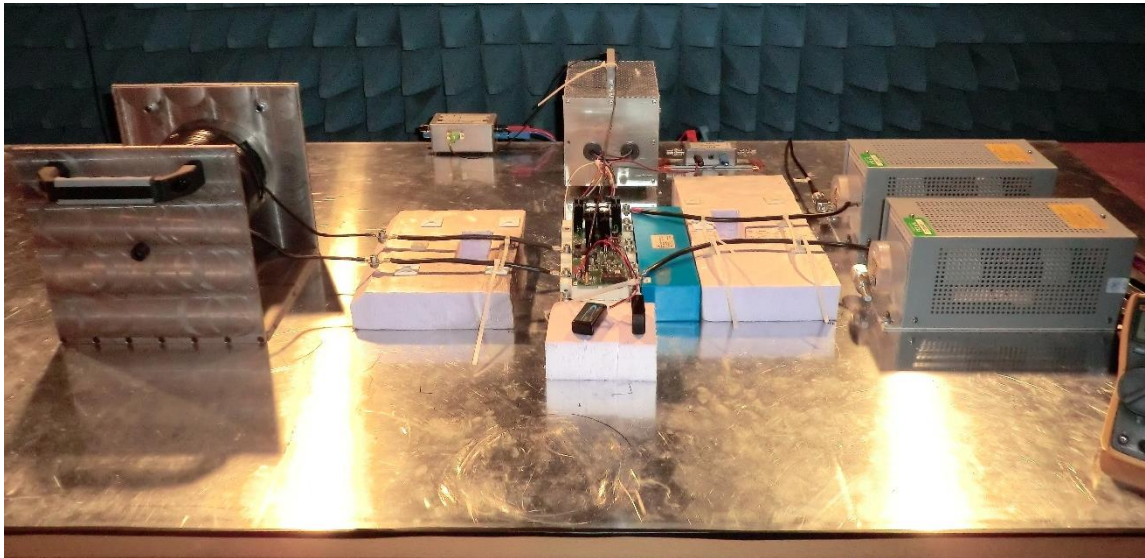


Abbildung 19 Vereinfachter Messaufbau mit IGBT-Modul, BNN, Lastnachbildung 1, Ansteuerung und Stromzange auf Komponentenmesstisch

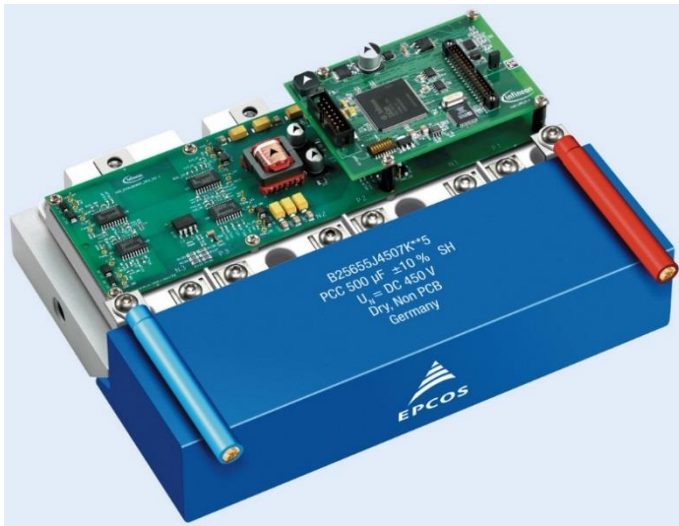


Abbildung 20
HybridKit 2 mit im Auslieferungszustand
mit Logic Board und Driver Board

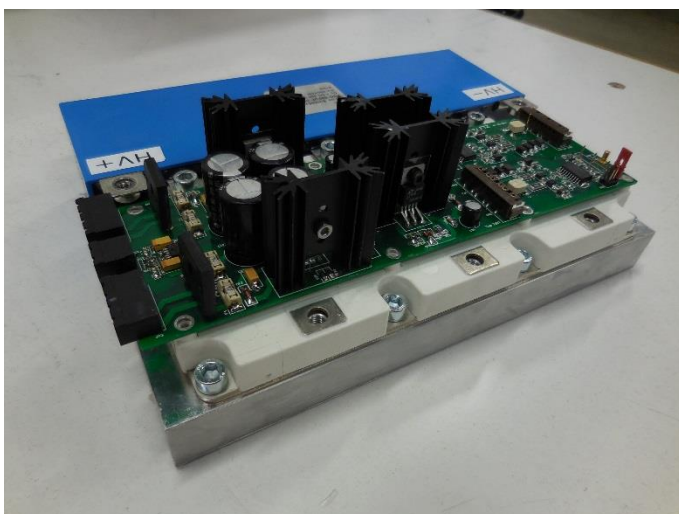


Abbildung 21
IGBT-Modul mit
Zwischenkreiskondensator und
aufgesteckter Ansteuerplatine für
Tiefsetzstellerbetrieb

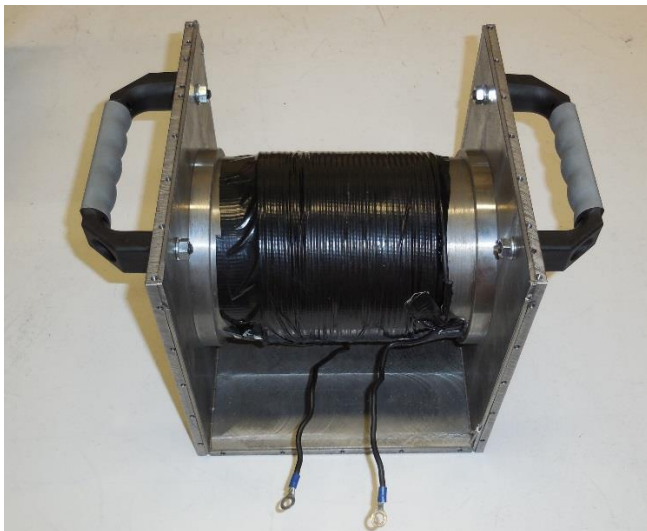


Abbildung 22
Last 1; Drahtwicklung 6 mm² mit
Silikonisolierung auf Vollkern aus
Eisen in Halterung ohne kapazitive
Beschlaltung

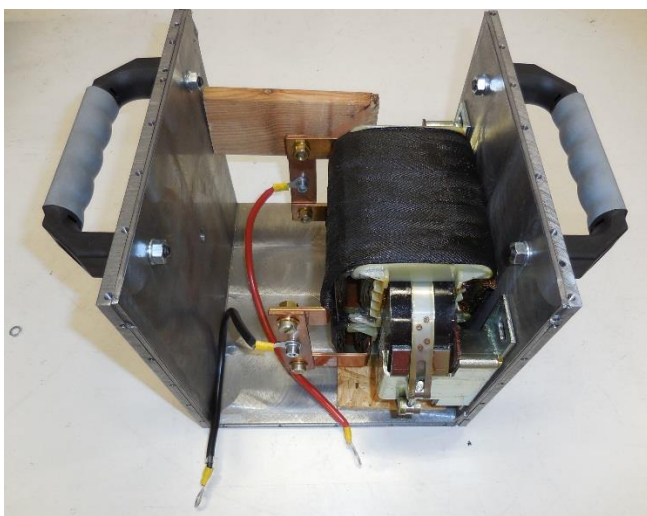


Abbildung 23
Last 2; zwei parallele
Blechwicklungen auf geblechten μ -
Metallkern in Halterung ohne
kapazitive Beschlaltung

3.3 Messungen am Aufbau zur Emissionsanalyse

Die Messungen am vereinfachten Aufbau dienen zum einen der Feststellung der relevanten Verläufe von Strom und Spannung im Zeitbereich und zum anderen der Bestimmung der leitungsgebundenen Störaussendung des Testsystems.

3.3.1 Messung des Schaltverhaltens von Spannungen und Strömen

Die Erfassung der Zeitbereichsverläufe erfolgte über ein Oszilloskop Tektronix DPO4104 mit aktiven Hochvolttastköpfen Tektronix P5205 sowie einer Stromzange Tektronix TCP0150. Die Messungen dienen der Funktionskontrolle und sollen in die Modellbildung für die Simulation einfließen (Abbildung 24 und 25).

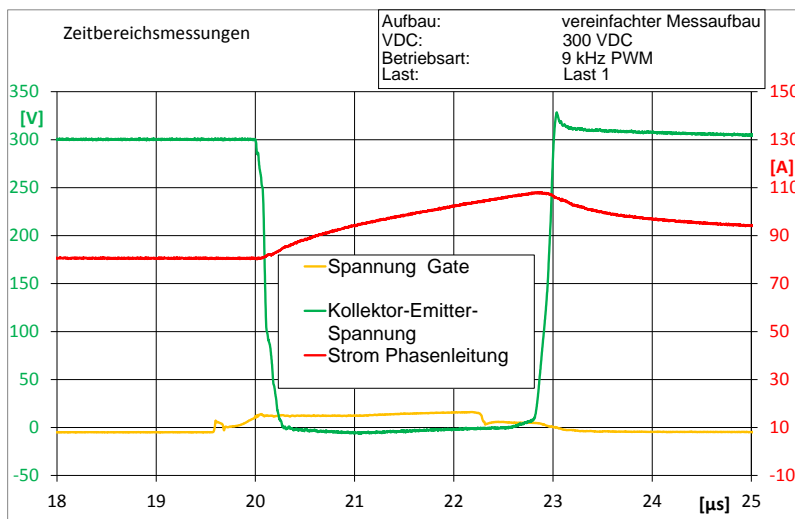


Abbildung 24
Beispielhafte Darstellung der Verläufe von Kollektorstrom und Spannungen am vereinfachten Aufbau bei 300VDC

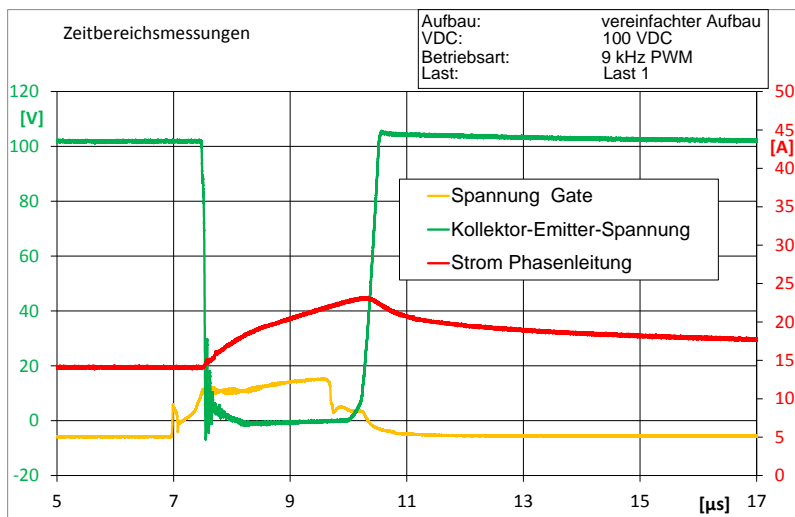


Abbildung 25
Beispielhafte Darstellung der Verläufe von Kollektorstrom und Spannungen am vereinfachten Aufbau bei 100VDC

3.3.2 Leitungsgebundene Störaussendung im Frequenzbereich

Anhand der gemessenen Störaussendungspegel können im Abgleich mit den vorhandenen Grenzwerten Anforderungen an notwendige Filterdämpfungen aufgezeigt werden. Weiterhin können Parameter variiert werden, die Auswirkungen auf die Störaussendung haben.

Für die Analyse leitungsgebundenen Störkopplung dienen Messungen an der BNN, jeweils an den DC-Leitungen die mit HV+ und HV- gekennzeichnet sind. Weiterhin erfolgen Störstrommessungen mittels einer Hochfrequenz-Stromzange FCC F-65 [5] auf DC- und AC-Seite wie in den Abbildungen 26 ...29 abgebildet.

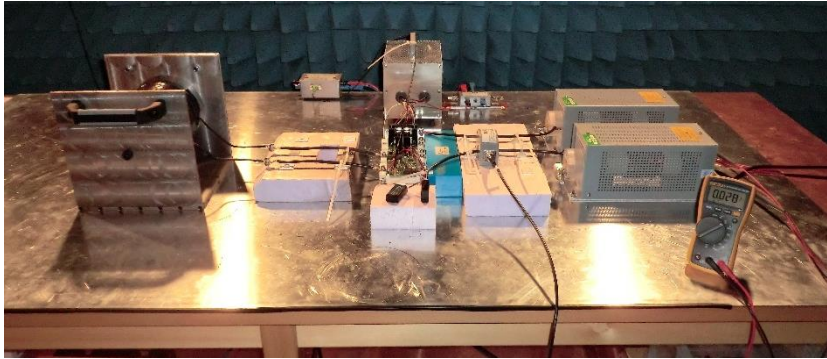


Abbildung 26
Aufbau zur Messung
Gegentaktstörstrom
DC-Seite / HVL

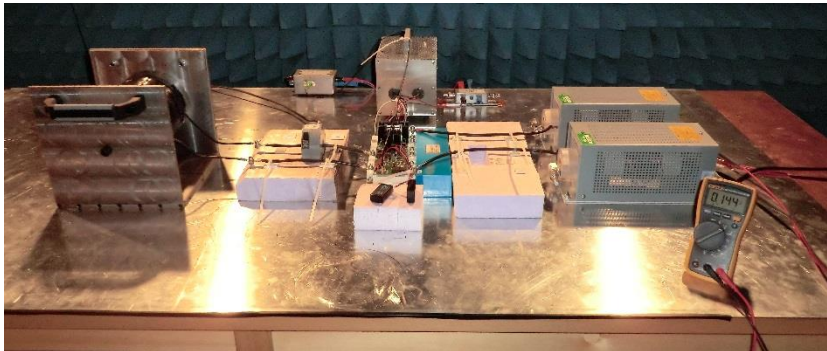


Abbildung 27
Aufbau zur Messung
Gegentaktstörstrom
AC-Seite /
Phasenleitungen

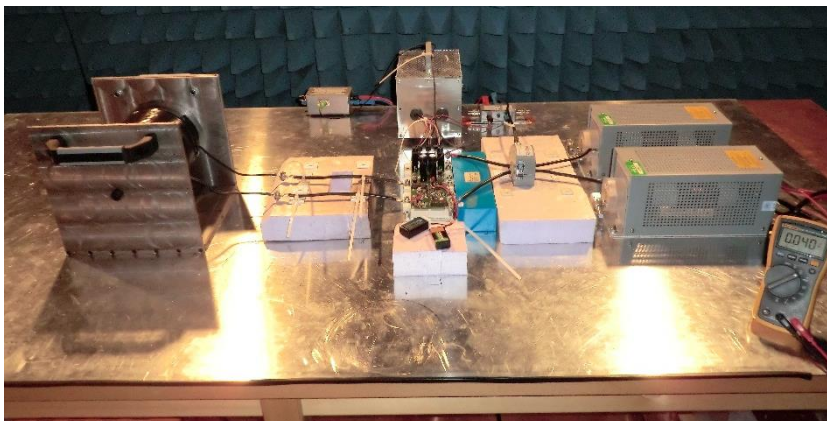


Abbildung 28
Aufbau zur Messung
Gleichtaktstörstrom
DC-Seite / HVL

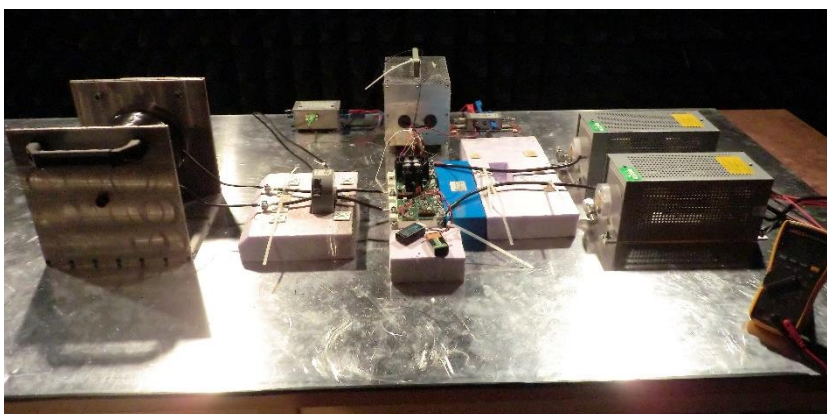


Abbildung 29
Aufbau zur Messung
Gleichtaktstörstrom
AC-Seite /
Phasenleitungen

3.3.2.1 Parametervariation zur Analyse des Emissionsverhaltens

Es wurde folgenden Parameter variiert.

- Zwischenkreisspannung
- Kapazität der Last zur Bezugsmasse
- mit PWM-Signal aktiv getakteter IGBT (High Side oder Low Side)

Im Folgenden wird der Einfluss einer Spannungserhöhung am Zwischenkreis aufgezeigt. Als Last wird die Last 1 nach Tabelle 1 ohne zusätzliche Kapazitäten verwendet. Wie in den Zeitbereichsmessungen aufgezeigt, führt eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung bei gleichbleibendem Tastverhältnis zu einer signifikanten Erhöhung des Laststromes.

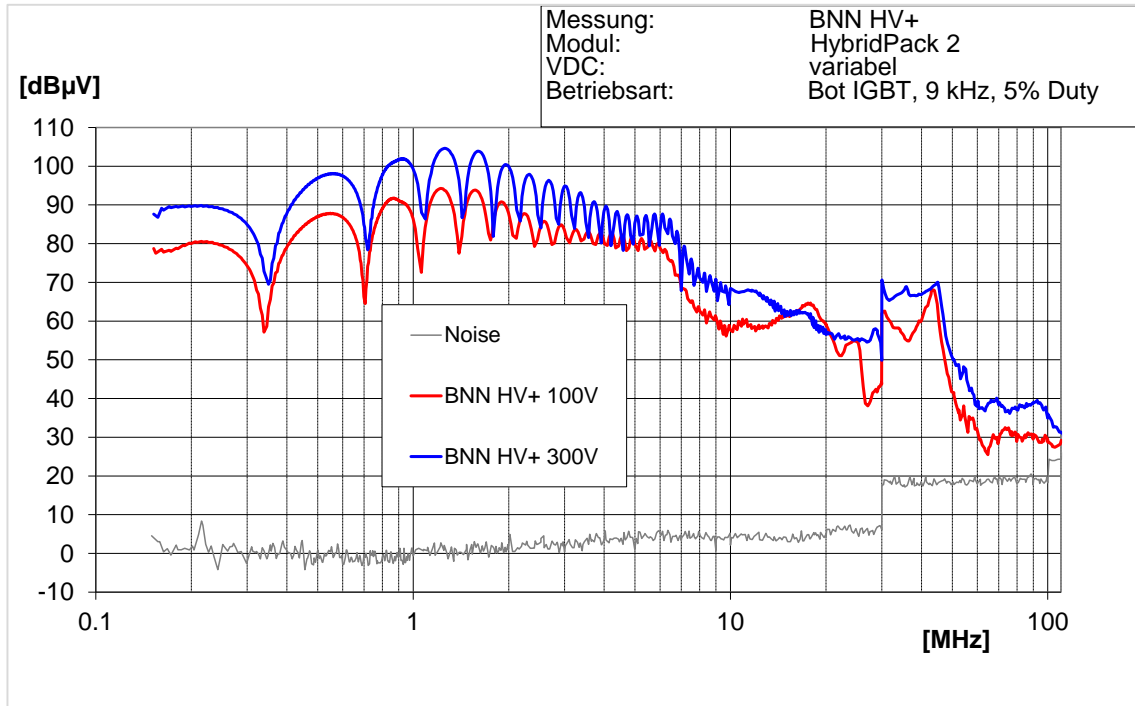


Abbildung 30 Einfluss Zwischenkreisspannung, Messung an der BNN

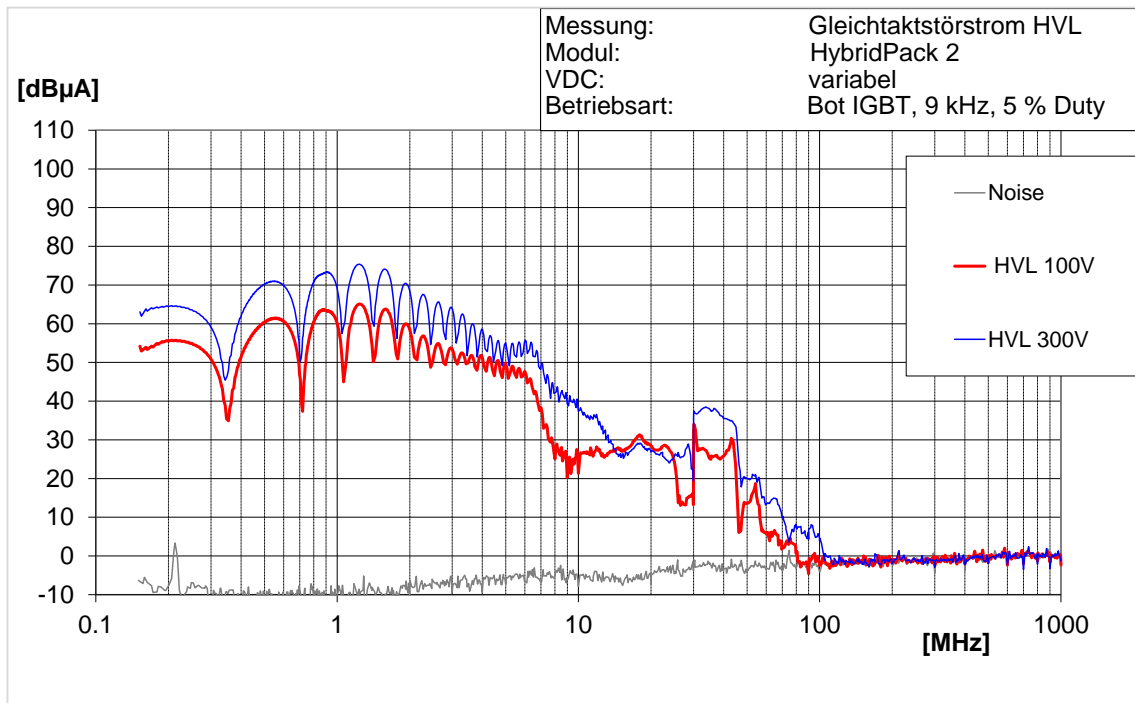


Abbildung 31 Einfluss Zwischenkreisspannung, Messung Stromzange Gleichtaktstörstrom HVL

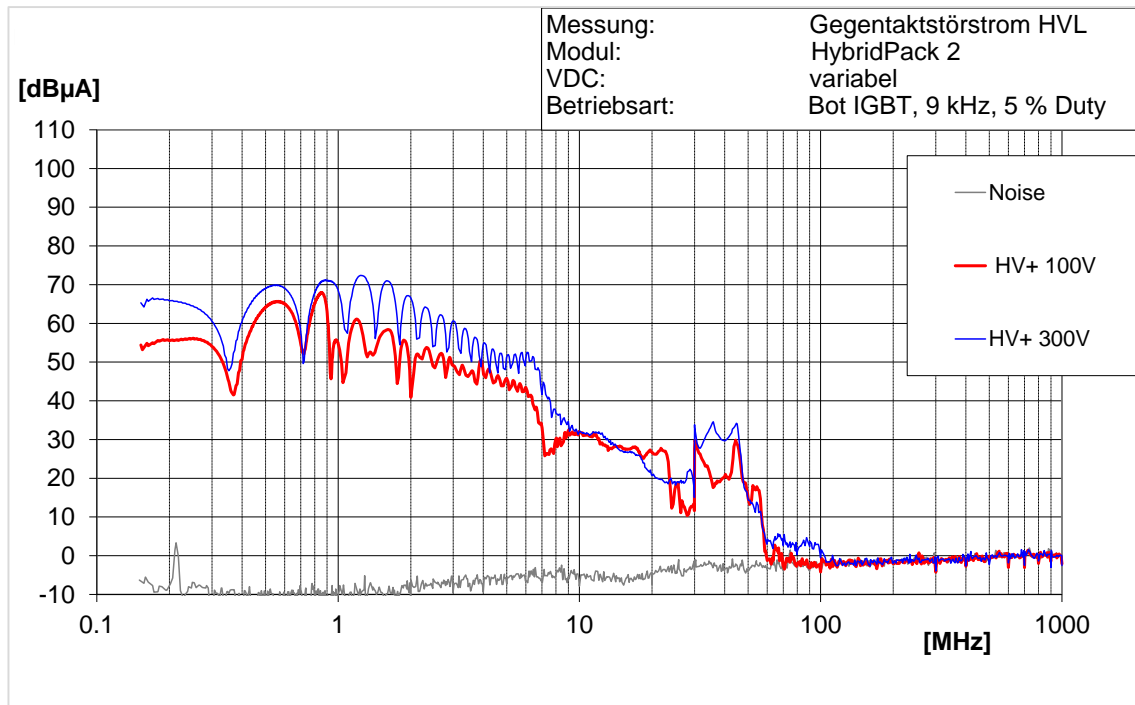


Abbildung 32 Einfluss Zwischenkreisspannung, Messung Stromzange Gegentaktstörstrom HV+

Es zeigt sich, dass bei Erhöhung der Zwischenkreisspannung sowohl die Gleich- als auch die Gegentaktstörungen zunehmen. Bei den Gleichtaktgrößen fällt die Erhöhung deutlicher aus.

Als Faustregel kann man feststellen, dass die Verdopplung der Zwischenkreisspannung zu 6 dB höheren Störpegeln an der BNN führt.

Ein weiterer Einfluss auf die Störemission ergibt sich aus der parasitären Kapazität der Last zur Bezugsmasse. Im realen Motor ist deren Größe aufbaubedingt. In der verwendeten Last kann sie mittels diskreter Kapazitäten erhöht werden. Die Last 1 (symmetrische Drahtwicklung auf Volleisenkern) hat aufbaubedingt eine Kapazität von $C_{GND} = 1 \text{ nF}$.

Die Größe der parasitären Lastkapazität zeigt für die Gleichtaktstörungen einen deutlichen Einfluss bis 30 MHz.

Mit der Erhöhung der Kapazität auf der AC-Seite erhöht sich der Gleichtaktstörstrom im ganzen System. Da die Kapazitäten auf der DC-Seite ihre Werte nicht verändern, fällt auf Grund des höheren Stromes auch eine höhere Spannung an der Impedanz der Kapazitäten ab. Damit steigen die Störpegel.

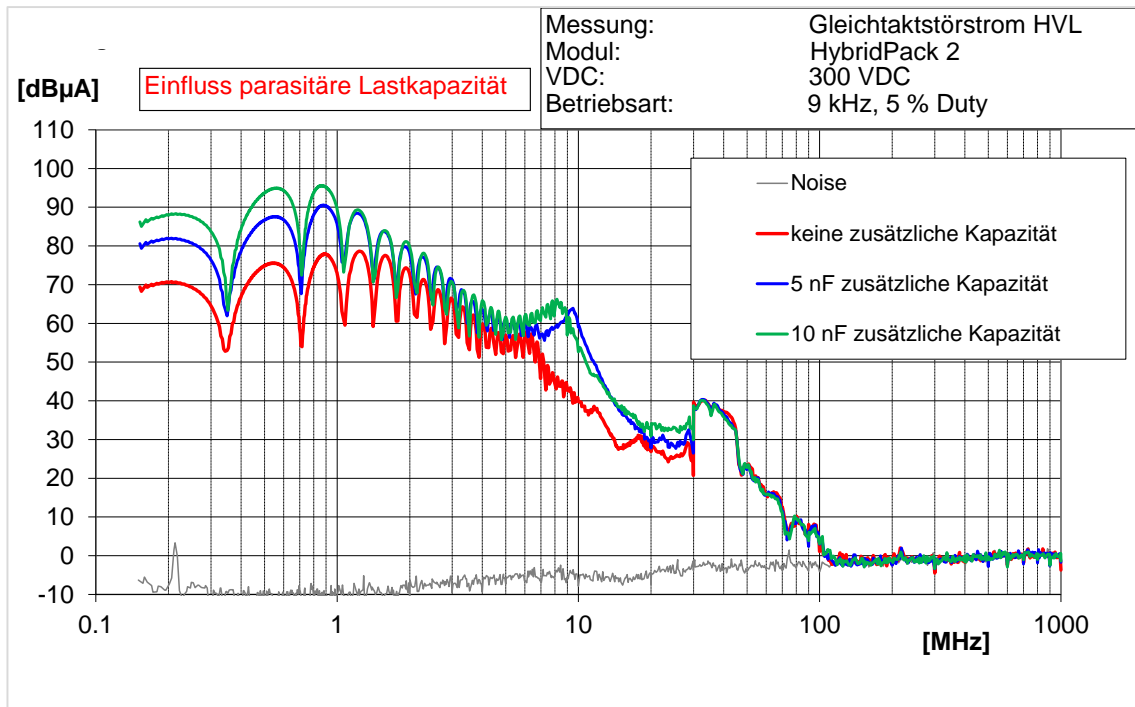


Abbildung 33 Einfluss parasitäre Lastkapazität zur Bezugsmasse, Messung Stromzange an HVL

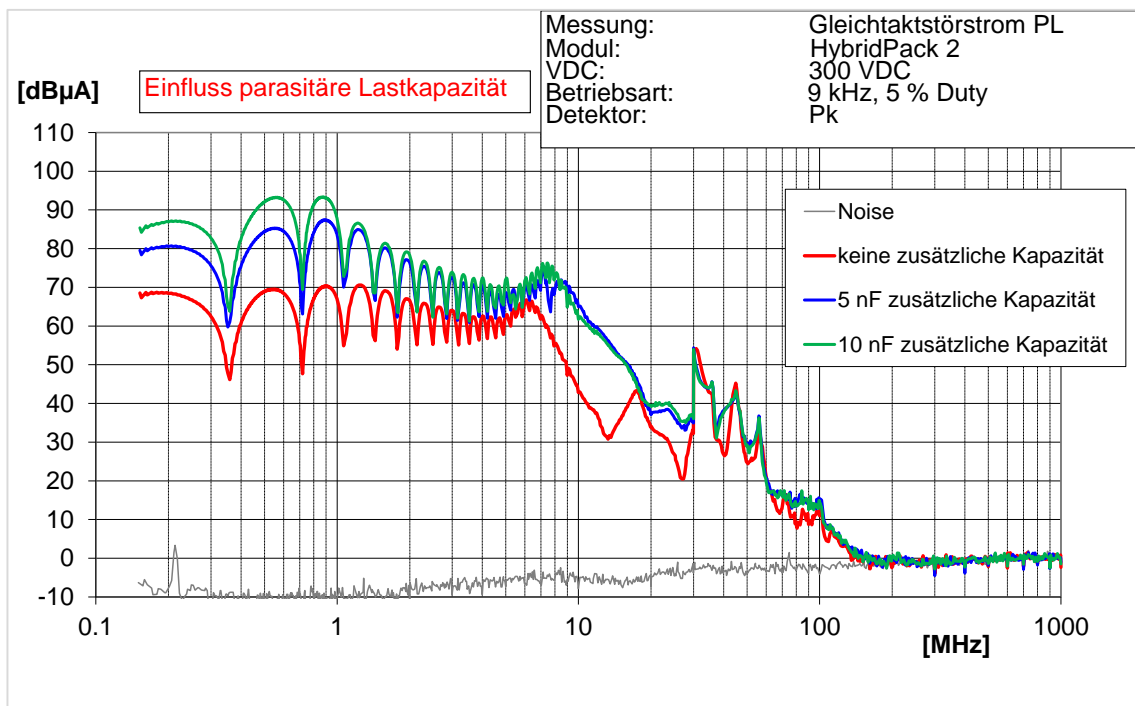


Abbildung 34 Einfluss parasitäre Lastkapazität zur Bezugsmasse, Messung Stromzange an PL

Die Lage des aktiven Schalters, High Side oder Low Side Switch, ist ein weiterer möglicher Einflussparameter. Dies resultiert sich aus einem möglichen unsymmetrischen internen Aufbau des IGBT-Moduls.

Für den Einfluss des aktiv schaltenden High Side oder Low Side Schalters ergibt sich keine eindeutige Aussage. Auf der DC-Seite zeigt der Aufbau bei aktivem High Side Schalter eine höhere Störausendung. Bei Betrachtung der AC-Seite ist das bis 30 MHz nicht der Fall.

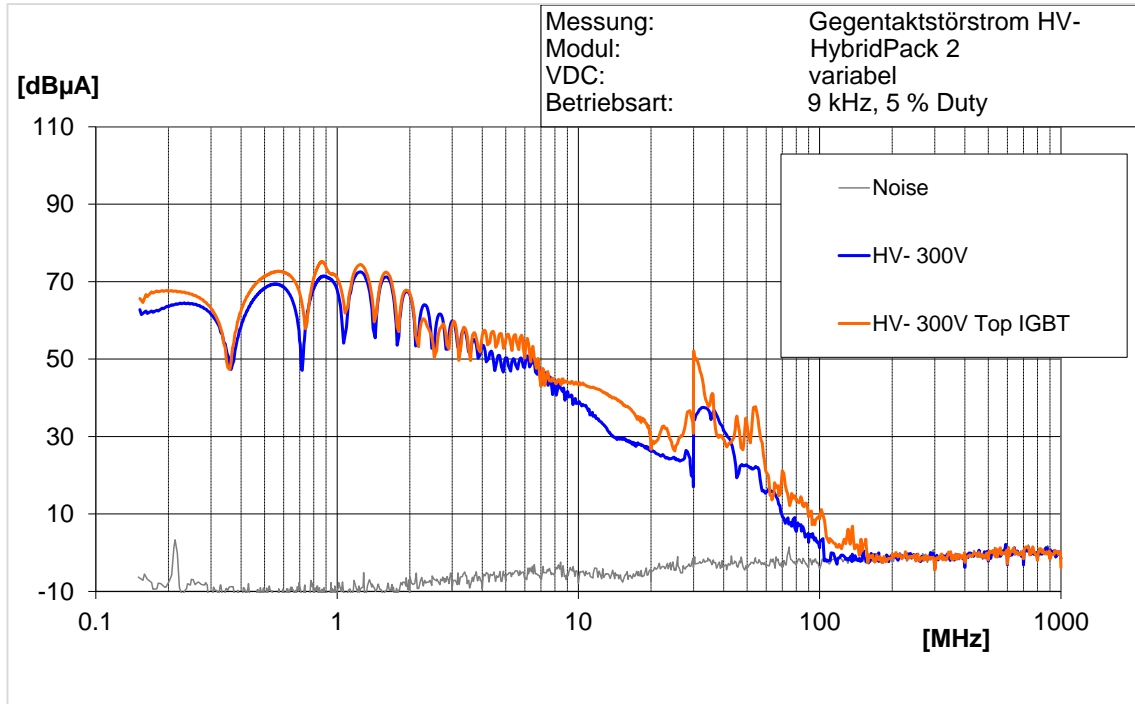


Abbildung 35 Einfluss aktiver Schalter, Messung Stromzange an HV-

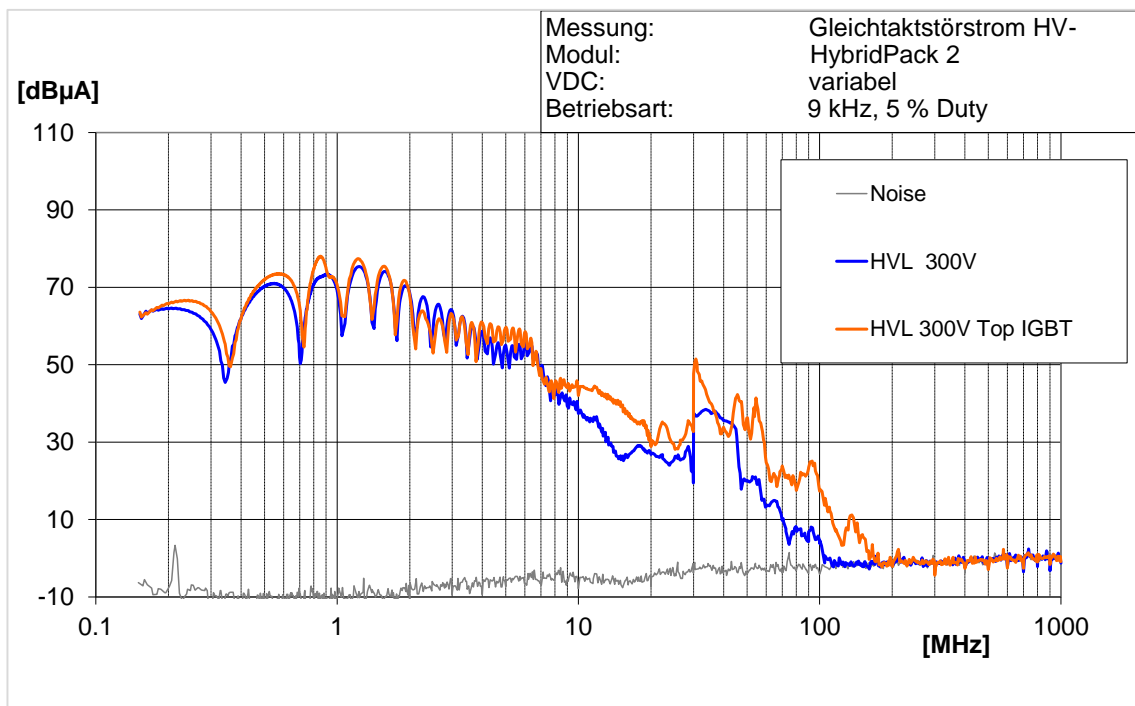


Abbildung 36 Einfluss aktiver Schalter, Messung Stromzange an HVL

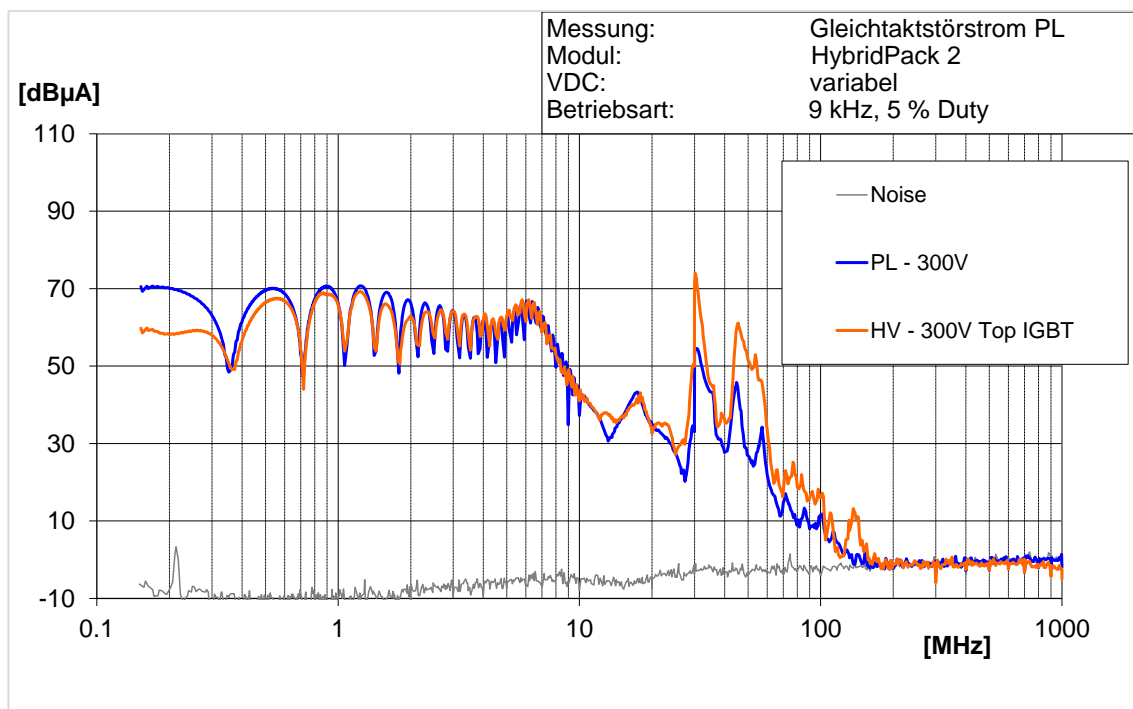


Abbildung 37 Einfluss aktiver Schalter, Messung Stromzange an PL

Signifikante Einflüsse in Abhängigkeit von der verwendeten Last 1 oder Last 2 konnten nicht gefunden werden.

3.3.2.2 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Ergebnisse aus den Messungen mit dem vereinfachten Aufbau können wie folgt zusammengefasst werden.

Parameter	Variation	Einfluss auf leitungsgebundene Störaussendung
Zwischenkreisspannung	Erhöhung	signifikante Erhöhung der Störpegel / Erhöhung der Störpegel an der BNN um 6 dB bei Verdopplung
aktiver Schalter	High Side / Low side	Auswirkung modulabhängig, bei HybridKit 2 keine eindeutige Tendenz bis 30 MHz
Tastverhältnis	5% ... 10 %	keine signifikante Auswirkung auf die dominante Störart
Last	Last 1 / Last 2	keine signifikante Auswirkung auf die dominante Störart
Lastkapazität nach Bezugsmasse	1 nF ... 10 nF	deutliche Erhöhung der Gleichtaktstörpegel bei Messaufbau mit dem Umrichter als DUT unterhalb 30 MHz

Tabelle 2 Parametervariation vereinfachter Aufbau

3.3.2.3 Abgleich des Emissionsverhaltens mit Fahrzeuganforderungen

Im Messaufbau sind alle Leitungen ungeschirmt ausgeführt, was später der gewünschten Zielapplikation eines gefilterten aber ungeschirmten Systems entspricht. Daher werden die Grenzwerte aus der CISPR 25 [6] für ungeschirmte Niedervoltleitungen angewandt. Der Abstand der Messkurven zu den Grenzwerten ergibt die Zielvorgabe für die erforderliche Mindestdämpfung der Filter für das Traktionssystem.

Nachfolgend sind einige Messergebnisse in den Abbildungen 38 – 41 beispielhaft aufgeführt. In Tabelle 2 befindet sich dann für alle Messungen eine Übersicht.

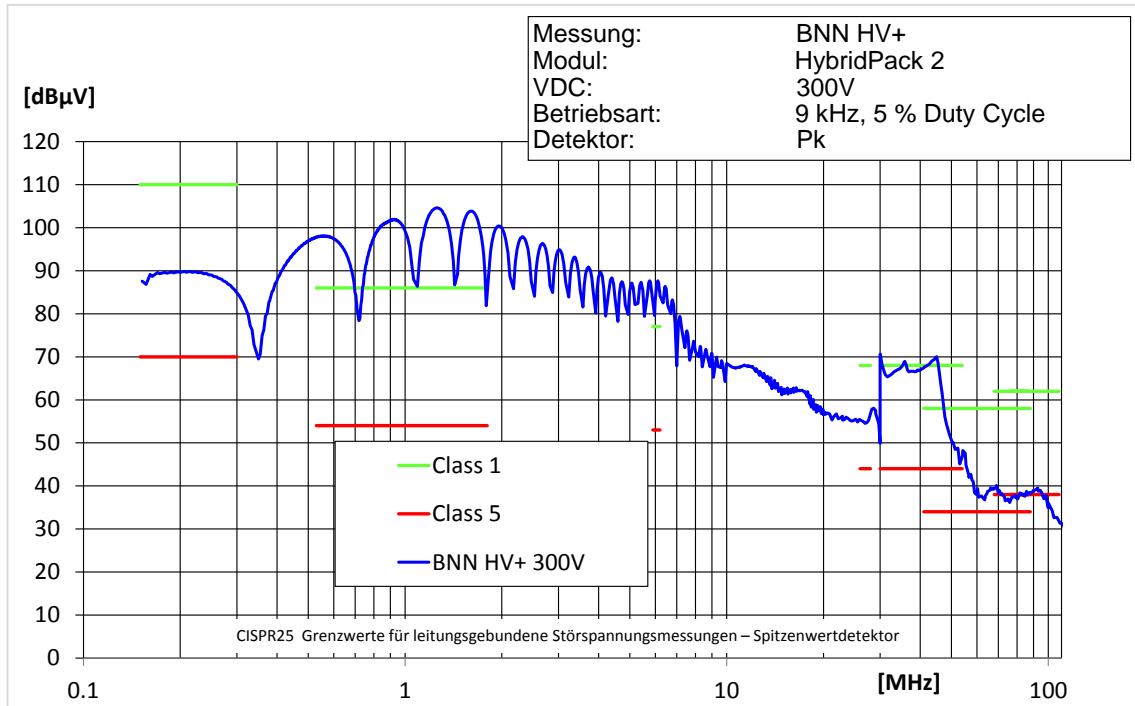


Abbildung 38 Abgleich der Störpegel mit Grenzwerten, Messung BNN HV+, Detektor Peak

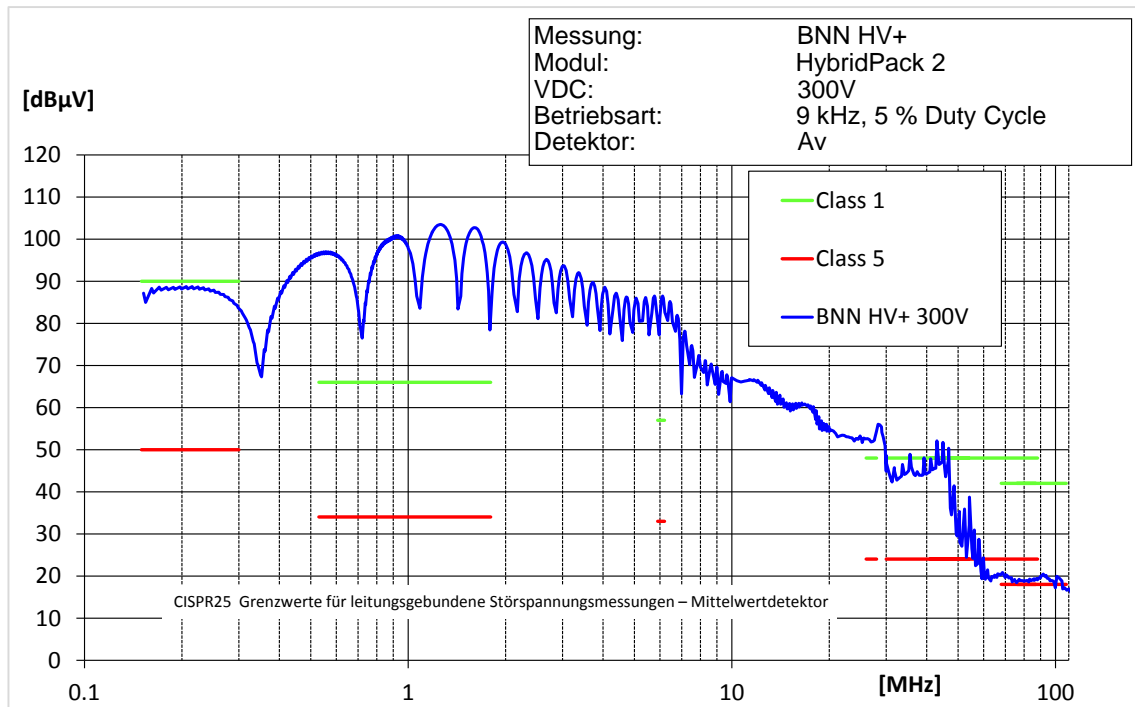


Abbildung 39 Abgleich der Störpegel mit Grenzwerten, Messung BNN HV+, Detektor Average

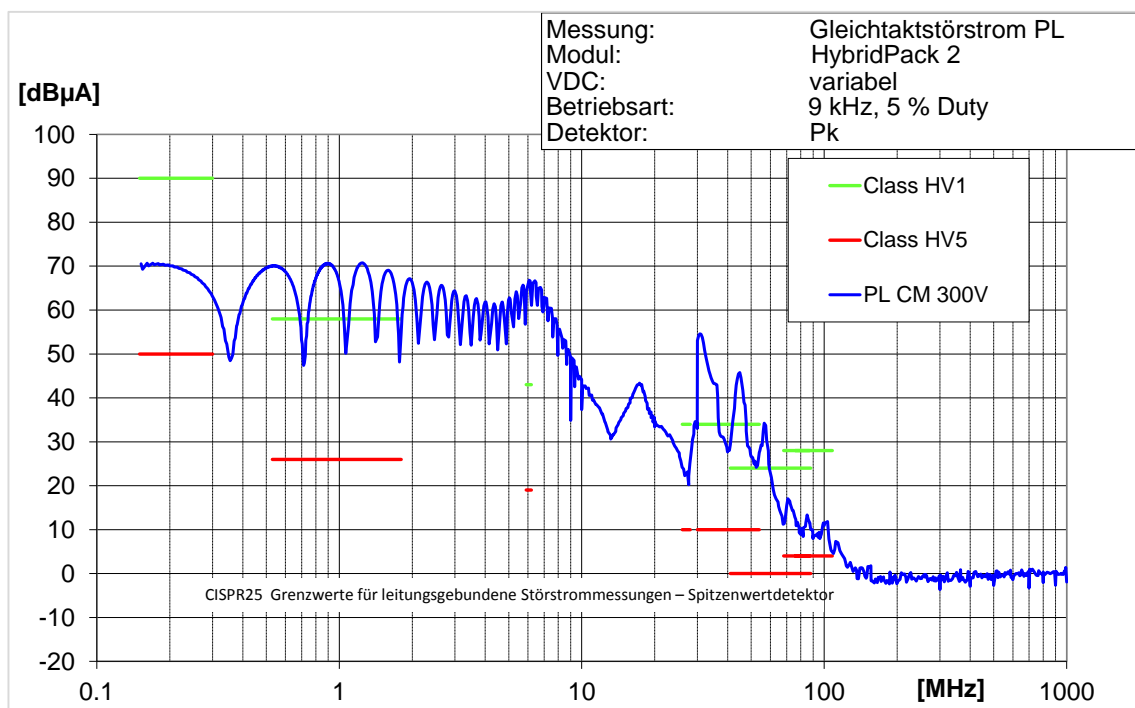


Abbildung 40 Abgleich der Störpegel mit Grenzwerten, Messung Stromzange an PL, Detektor Peak

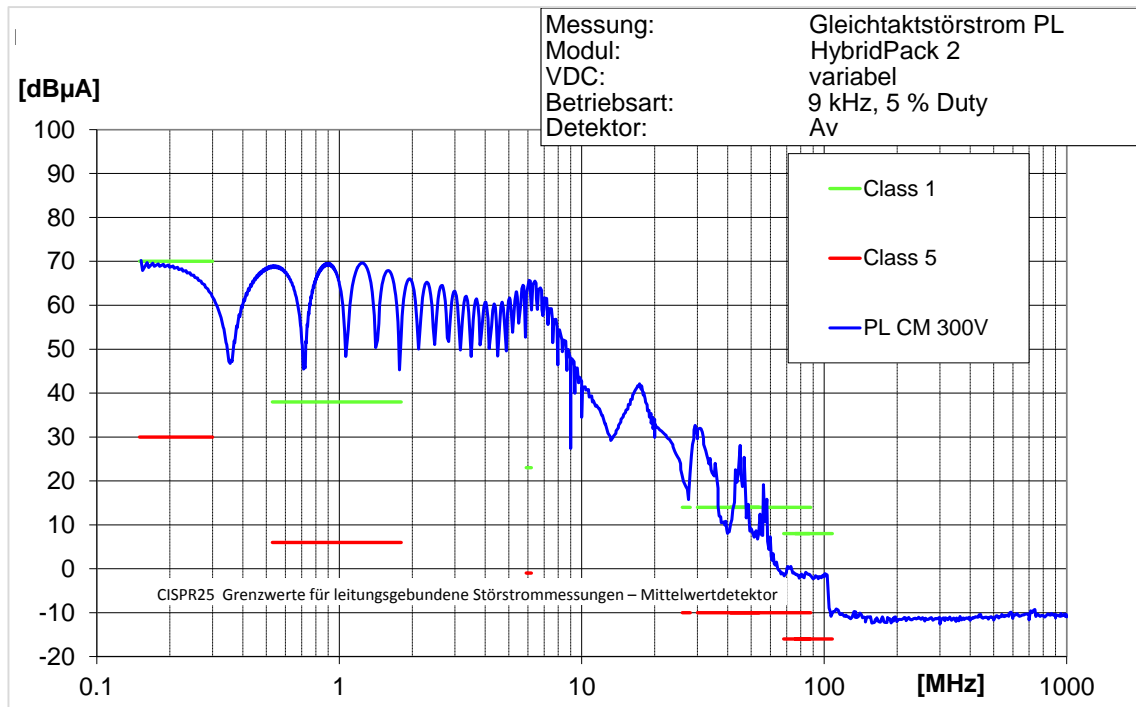


Abbildung 41 Abgleich der Störpegel mit Grenzwerten, Messung Stromzange an PL, Detektor Average

3.3.3 Bestimmung der Anforderungen an die Filter

Die nachfolgenden Tabellen zeigen die Übersicht zu den notwendigen Filterdämpfungen beim verwendeten Testaufbau. Messungen wurde am vereinfachten Aufbau mit Last 1, ohne zusätzliche kapazitive Komponente sowie mit 300 VDC, 9 kHz Taktrate und 5 % Tastgrad durchgeführt.

Für die Anforderungen an die Dämpfungswerte kann festgehalten werden, dass in Bezug auf die Grenzwerte (CISPR 25 Class 5) mit Peak Detektor maximal 50 dB Dämpfung mit dem Filter erreicht werden müssen. Für die Betrachtung der Grenzwerte mit Average Detektor ergeben sich maximal 70 dB. Diese Werte sind mit mehrstufigen Filtern erreichbar. Eine signifikante Dämpfung ist im Frequenzbereich von 150 kHz bis ca. 60 MHz notwendig.

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
BNN Peak Detektor	0.15 - 0.30	70	90	20
	0.53 - 1,8	54	104	50
	5.9 - 6.2	53	88	35
	76 - 108	38	40	2
	41 - 88	34	70	36
	26 - 28	44	55	11
	30 - 54	44	71	27
	68 - 87	38	40	2

Tabelle 3 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhalten an der BNN, Peak

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
BNN	0.15 - 0.30	50	88	38
	0.53 - 1,8	34	104	70
Average Detektor	5.9 - 6.2	33	86	53
	76 - 108	18	21	3
	41 - 88	24	52	28
	26 - 28	24	56	32
	30 - 54	24	52	28
	68 - 87	18	21	3

Tabelle 4 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der BNN, Average

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange	0.15 - 0.30	50	65	15
HVL Gegentakt- Störstrom	0.53 - 1,8	26	73	47
	5.9 - 6.2	19	51	32
Peak Detektor	76 - 108	4	9	5
	41 - 88	0	30	30
	26 - 28	10	25	15
	30 - 54	10	38	28
	68 - 87	4	12	8

Tabelle 5 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange HVL Gegentakt, Peak

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange	0.15 - 0.30	30	63	33
HVL Gegentakt- Störstrom	0.53 - 1,8	6	71	65
	5.9 - 6.2	-1	50	51
Average Detektor	76 - 108	-16	-6	10
	41 - 88	-10	10	20
	26 - 28	-10	24	34
	30 - 54	-10	17	27
	68 - 87	-16	1	17

Tabelle 6 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange HVL Gegentakt, Average

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange HVL Gleichtakt- Störstrom	0.15 - 0.30	50	65	15
	0.53 - 1,8	26	75	49
	5.9 - 6.2	19	56	37
	76 - 108	4	8	4
Peak Detektor	41 - 88	0	36	36
	26 - 28	10	28	18
	30 - 54	10	39	29
	68 - 87	4	12	8

Tabelle 7 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange HVL Gleichtakt, Peak

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange HVL Gleichtakt- Störstrom	0.15 - 0.30	30	64	34
	0.53 - 1,8	6	74	68
	5.9 - 6.2	-1	55	56
	76 - 108	-16	-3	13
Average Detektor	41 - 88	-10	17	27
	26 - 28	-10	23	33
	30 - 54	-10	19	29
	68 - 87	-16	-5	11

Tabelle 8 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange HVL Gleichtakt, Average

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange PL Gegentakt- Störstrom	0.15 - 0.30	50	84	34
	0.53 - 1,8	26	76	50
	5.9 - 6.2	19	52	33
	76 - 108	4	10	6
Peak Detektor	41 - 88	0	40	40
	26 - 28	10	27	17
	30 - 54	10	42	32
	68 - 87	4	10	6

Tabelle 9 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange PL Gegentakt, Peak

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange PL Gegentakt- Störstrom	0.15 - 0.30	30	84	54
	0.53 - 1,8	6	76	70
	5.9 - 6.2	-1	52	53
	76 - 108	-16	-6	10
Average Detektor	41 - 88	-10	10	20
	26 - 28	-10	14	24
	30 - 54	-10	31	41
	68 - 87	-16	-6	10

Tabelle 10 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange PL Gegentakt, Average

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange PL Gleichtakt- Störstrom	0.15 - 0.30	50	70	20
	0.53 - 1,8	26	71	45
	5.9 - 6.2	19	67	48
	76 - 108	4	17	13
Peak Detektor	41 - 88	0	45	45
	26 - 28	10	25	15
	30 - 54	10	54	44
	68 - 87	4	17	13

Tabelle 11 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange PL Gleichtakt, Peak

Messverfahren Messpunkt	Frequenzband [MHz]	Grenzwert Kl. 5 [dBµV]	Messwert [dBµV]	Min. notwendige Filterdämpfung [dB]
Stromzange PL Gleichtakt- Störstrom	0.15 - 0.30	30	70	40
	0.53 - 1,8	6	70	64
	5.9 - 6.2	-1	66	67
	76 - 108	-16	0	16
Average Detektor	41 - 88	-10	28	38
	26 - 28	-10	22	32
	30 - 54	-10	32	42
	68 - 87	-16	1	17

Tabelle 12 Notwendige Dämpfung für Grenzwerteinhaltung an der Stromzange PL Gleichtakt, Average

4 Geschirmter Messaufbau nach CISPR 25

4.1 Anforderungen an den geschirmten Aufbau

Für die vergleichenden Messungen mit Schirmung und Filtern ist es notwendig, den Aufbau so zu gestalten, dass

- die Messungen mit geschirmten und ungeschirmten Leitungen ohne weitere Umbauten möglich sind,
- der Bauraum für die Filter auf DC- und AC-Seite bereits vorgesehen ist,
- der Messaufbau mit dem Umrichter als DUT (DC-Leitungen vor Antenne) sowie mit dem Motor als DUT (AC-Leitungen vor Antenne) betrieben werden kann.

Der Messaufbau muss komplett geschirmt ausgeführt und alle Komponenten müssen in Schirmboxen untergebracht sein. Die Schirmboxen sind mit 35 mm² Fahrzeug- Hochvolt-Leitungen FLR2XBC11Y 35,00 Q T125 (Fa. KBE Elektrotechnik GmbH) verbunden, die eine Kombination von Geflecht- und Folienschirm aufweisen. Diese werden mit einem HV-Stecksystem für Kfz.-Anwendungen (Fa. Dräxlmaier) mit 360°-Schirmungsführung an die Schirmboxen angeschlossen. Der nominale Übergangswiderstand der Schirmanschlüsse beträgt 2 mΩ. Für den geschirmten Fall sind die Leitungsschirme beidseitig auf die Schirmhülse des Steckers gelegt. Für den ungeschirmten Fall ist der Leitungsschirm des Kabels beidseitig nicht auf die Schirmhülse des Steckers angeschlagen.

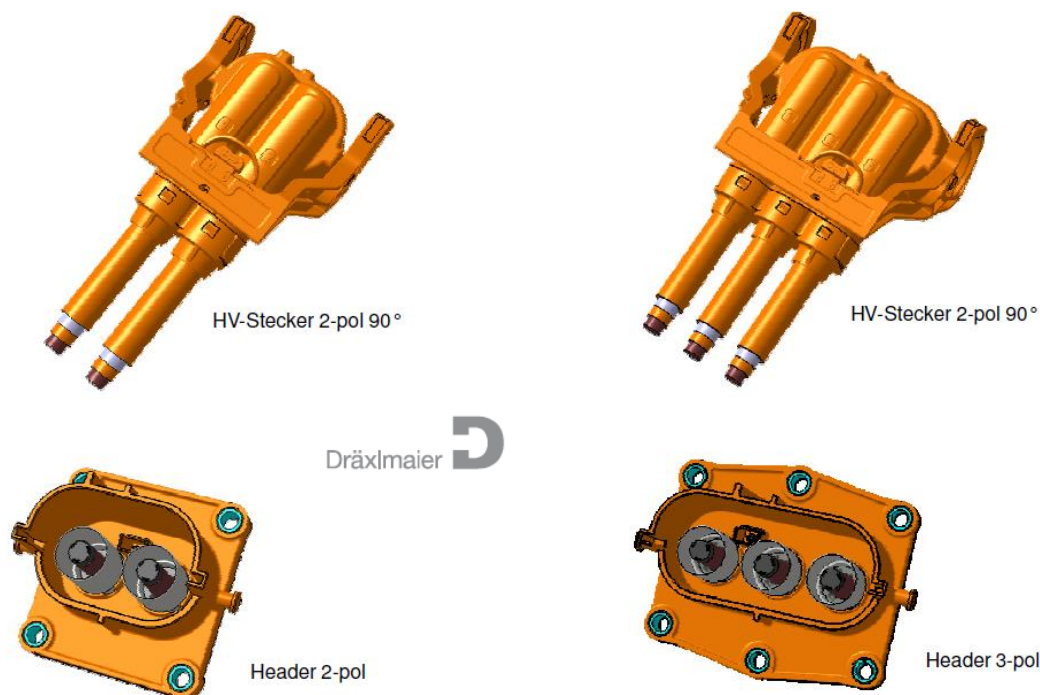


Abbildung 42 zweipoliger Stecker für die DC-Leitungen im Aufbau

Abbildung 43 zweipoliger Stecker für die AC-Leitungen im Aufbau

Ein weiterer, wichtiger Punkt besteht in der Filterung der Niedervoltanschlüsse der Ansteuerung. Hierzu wird ein mehrstufiger Filter verwendet. Im Prüfaufbau werden die Hochvoltleitungen als die Niedervoltleitungen über eine BNN geführt. Somit kommt es über die Bezugsmasse zu einer signifikanten Verkopplung. Werden im Messaufbau nur die Hochvoltleitungen gefiltert, die Niedervoltleitungen aber nicht, kann die Filterwirkung an den Hochvoltleitungen durch diese Verkopplung nahezu aufgehoben werden [8]. Die Messungen erfolgen immer mit einer BNN im DC-Pfad. Der geschirmte Messaufbau ist in Tabelle 13 aufgelistet.

Bezeichnung in schematischer Übersicht	Name und Funktion	Typbezeichnung
HV-Quelle	Netzteile zur Erzeugung der Hochvoltspannung	Delta Elektronika SM400AR-8
Filter	Filter zur Entkopplung der Netzteile vom Messaufbau	ETS-Lindgren N5006
Puffer-C	Kondensatorbatterie mit Überstromschutz zur spannungsvariablen Nachbildung der Batterieimpedanz	selbstgebaute Kondensatorbatterie in Schirmbox mit optischer Überwachung
BNN	Bordnetznachbildung im Schirmgehäuse und Anschlüssen für geschirmte Stecker	Rohde und Schwarz ESH3-Z6
Zwischenkreis-C	Zwischenkreiskondensator für das IGBT-Modul mit 500 μ F / 450 V	Epcos B25655J4507K**5 [4]
DUT	IGBT-Modul	HybridPack2 [2], [3]
Leitungen	1) geschirmt doppelt geschirmte 35 mm ² Leitung mit geschirmten Stecksystem und beidseitig 360° angeschlagenem Schirm 2) ungeschirmt doppelt geschirmte 35 mm ² Leitung mit geschirmten Stecksystem und beidseitig <u>nicht</u> angeschlagenem Schirm	-
Last	induktive Last mit parasitärer Kapazität zur Bezugsmasse	Last 1) selbstgebaute Spule(Drahtwicklung) mit 500 μ H Induktivität Last 2) Spule (Blechwicklung) mit 500uH Induktivität 3) Motor Kollmorgen AKM72P Last 1 und Last 2 mit optionaler Kapazitätsbeschaltung
Ansteuerung	Ansteuerplatine mit Schutzbeschaltung und optischer Anbindung der Steuersignale	Ansteuerplatine Eigenbau; optische PWM-Ansteuerung aus Messwarte
Messgerät	FTT-Bereichsmessgerät	Rohde und Schwarz ESR 3

Tabelle 13 Übersicht geschirmter Messaufbau



Abbildung 44
 Aufbau eines Filters für die
 Niedervoltanschlüsse des Umrichters

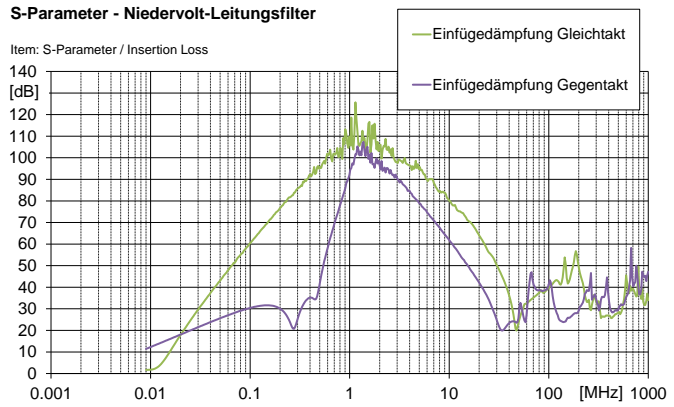


Abbildung 45
 Messung der Einfügedämpfung für den Gleich- und
 Gegentaktfall

4.2 Realisierung des geschirmten Messaufbaus nach CISPR 25

Nachfolgend sind die schematischen Übersichten und die Bilder der realisierten Messaufbauten dargestellt. Die Unterscheidung der Aufbauten kommt durch die Betrachtung des DUT und der damit relevanten Leitung vor den Antennen bei gestrahlten Emissionsmessungen. Weiterhin sind noch die Details zu dem Filterverbau auf DC- und AC-Seite dargestellt. In Abbildung 46 ist der Aufbau mit dem Umrichter Als DUT dargestellt. Hier sind die Traktionsleitungen mit 1,5 m Länge vor der Antenne. Der Einsatz der Filter erfolgt jeweils am Umrichter Richtung BNN. In Abbildung 47 ist der Motor das DUT und damit liegen die Phasenleitungen mit 1,5 m Länger im relevanten Messbereich. Bei diesem Aufbau wird der Filtereinbau am Umrichter in Richtung der Phasenleitungen vorgenommen.

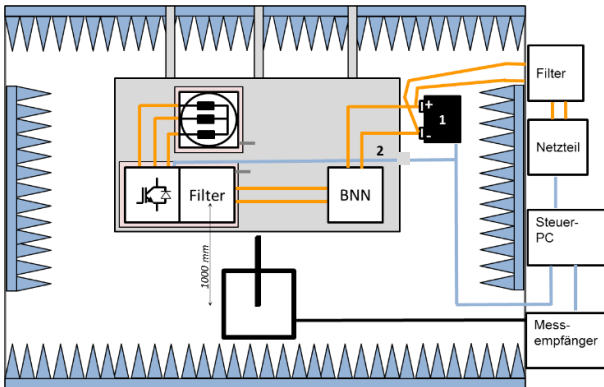


Abbildung 46
 Schematische Übersicht
 Messaufbau mit Umrichter als
 DUT und optionalem Filter

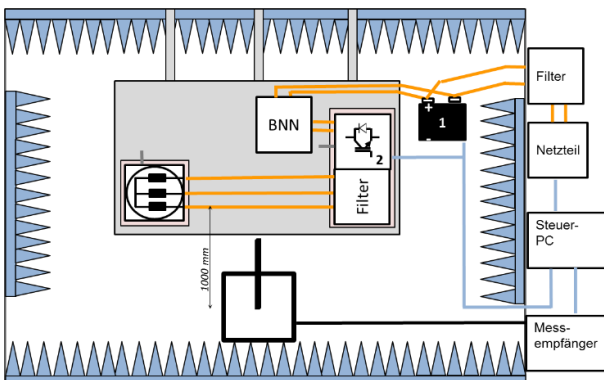


Abbildung 47
 Schematische Übersicht
 Messaufbau mit Motor als DUT
 und optionalem Filter



Abbildung 48 Messaufbau auf Komponentenmesstisch mit Umrichter als DUT

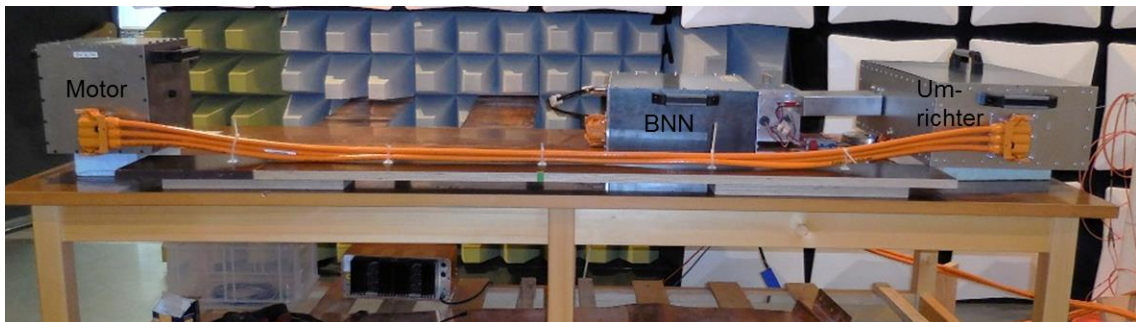


Abbildung 49 Messaufbau auf Komponentenmesstisch mit Motor als DUT



Abbildung 50
Detail Messaufbau, DC-Filter im Filterschacht (ohne Stecker)



Abbildung 51
Detail Messaufbau, AC-Filter im Umrichterschirmgehäuse

5 Analysen mit DC-Filtern

Für die Untersuchungen der Filterwirkung auf der DC-Seite des Hochvoltsystems wurden kommerziell erhältliche Filter der Firmen FUSS-EMV Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG und Epcos AG verwendet. Die Filter der Firma EPCOS sind noch in Vorserien-Gehäusen. Da die umfangreiche Recherche zeigte, dass bereits eine größere Anzahl von zukünftig kommerziell verfügbaren Filtermodellen in der Entwicklung befand, wurde auf die Entwicklung von eignen Filtern für die DC-Seite des Systems verzichtet.

5.1 DC-Filter Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG

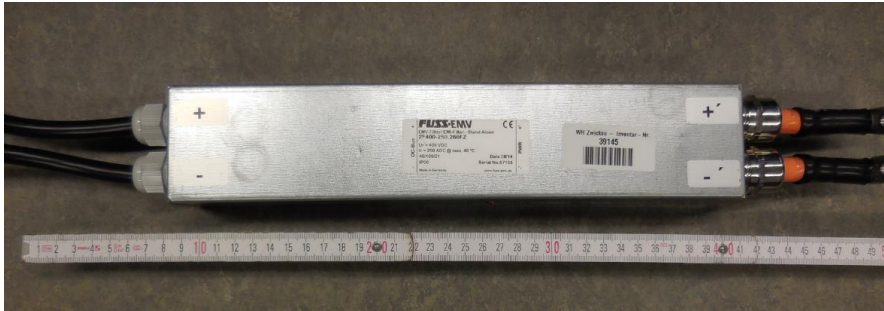


Abbildung 52
DC-Filter Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG

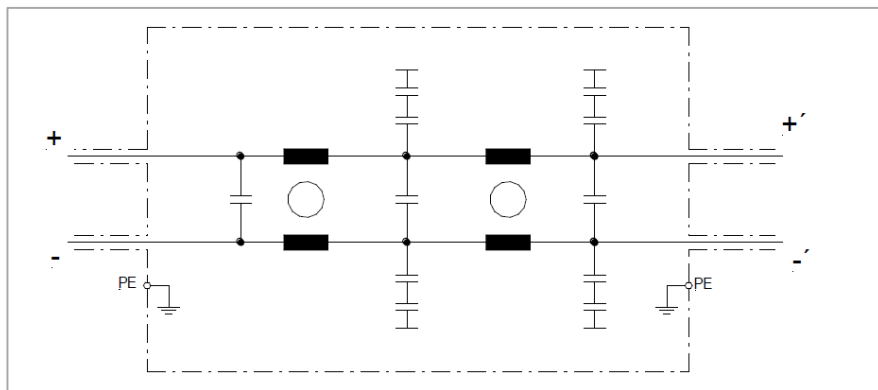


Abbildung 53
Ersatzschaltbild des Filters aus dem Datenblatt

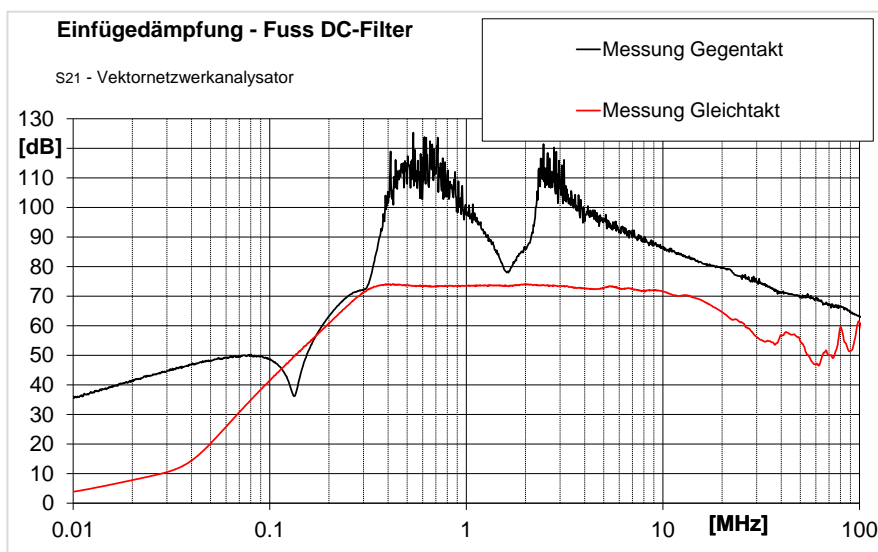


Abbildung 54
Messung Einfügedämpfung für den Gleich- und Gegentaktssignal

Bei diesem Filter handelt es sich nicht um ein bereits fahrzeugtaugliches Bauteil. Es wurde auf die Betriebsparameter Strom und Spannung und die notwendige Dämpfung ausgelegt. Die Typbezeichnung lautet 2F400-250.260FZ. Die Kennwerte des Filters sind [9]:

- Bemessungsspannung: 400 V_{dc}
- Bemessungsstrom: 250 A_{dc}
- Gewicht: 1 kg

Die Verluste des Filters liegen im Bereich < 30 W. Die Verluste bilden die ohmschen Verluste unter der maximalen Einsatztemperatur des Filters ab. Ummagnetisierungs- oder Wirbelstrom-Verluste sind nur in vernachlässigbarer Höhe zu erwarten.

5.2 DC-Filter ECOS AG

Die Filter der Epcos AG standen im Projektverlauf als A-Serien-Modelle zu Verfügung. Sie lassen sich in mehrere Kategorien einteilen. Einmal nach der Stromtragfähigkeit von 150 A_{dc} und 350 A_{dc}. Weiterhin können sie nach dem Dämpfungseigenschaften in Korrelation zu Bauraum und Kosten eingeteilt werden. Die Filter sind direkt für die Anwendung im Fahrzeug entwickelt.

Es wurden im Projektverlauf insgesamt 11 Filter vermessen.

Die Produktserie P100316 umfasst nach Datenblatt [10] die Typen D001 – I001; gemessen wurden alle.

Weiterhin wurden im Bereich der 150 A noch die Filtertypen W62400T-1535-D40 sowie W62400T-1535-D41 gemessen. Letztere sind auf die Gegentaktdämpfung optimiert.

Für Filter mit einer Stromtragfähigkeit mit 350 A wurden die Typen P100316-J001, -L001, -N001, -D001 sowie der Filter P30047-D001 vermessen.

Die Kennwerte der 150 A-Typen (D001...I001) sind:

- Bemessungsspannung: 600 V_{dc}
- Bemessungsstrom: 150 A_{dc}
- Gewicht: << 1 kg (je nach Typ)
- Maße: 52 x 55 x 121...171 mm (je nach Typ)
- DC-Widerstand: 0,050 mΩ

Die Kennwerte der 350 A-Typen (J001...O001) sind:

- Bemessungsspannung: 600 V_{dc}
- Bemessungsstrom: 350 A_{dc}
- Gewicht: << 1 kg (je nach Typ)
- Maße: 65 x 65 x 136...186 mm (je nach Typ)
- DC-Widerstand: 0,050 mΩ

Die Ersatzschaltbilder gelten, abhängig von der Bezeichnung, sowohl für die 150 A- und die 350 A-Typen.



Abbildung 55
150 A DC-Filter der
Serie P100316,
gut erkennbar die
unterschiedlichen
Längenabmessungen
bedingt durch den
inneren Aufbau für
eine verbesserte
Filterwirkung

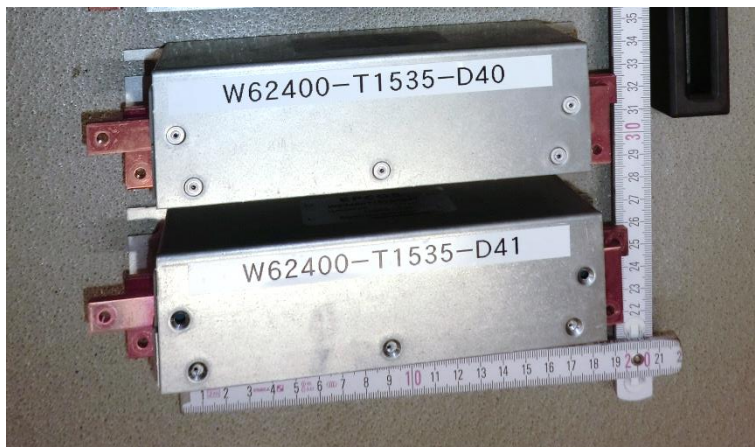


Abbildung 56
150 A DC-Filter
W62400-T1535-Serie
im A Sample Gehäuse

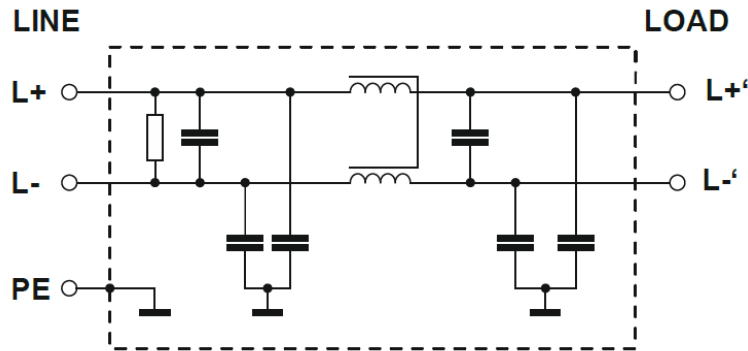


Abbildung 57
Ersatzschaltbild für
die Filtertypen
P100316-D001 /
E001 / J001 / K001
[23]

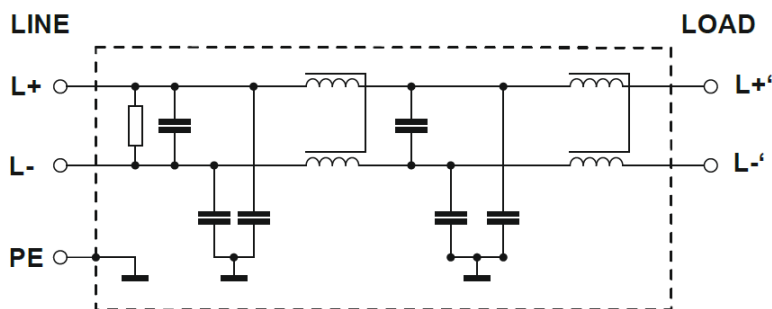


Abbildung 58
Ersatzschaltbild für
die Filtertypen
P100316-F001 /
G001 / L001 / M001
[23]

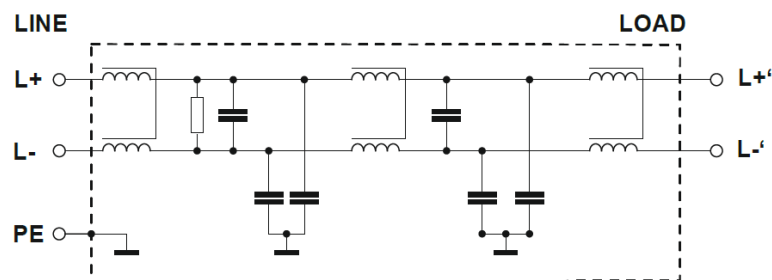


Abbildung 59
Ersatzschaltbild für
die Filtertypen
P100316-H001 /
I001 / N001 / O001
[23]

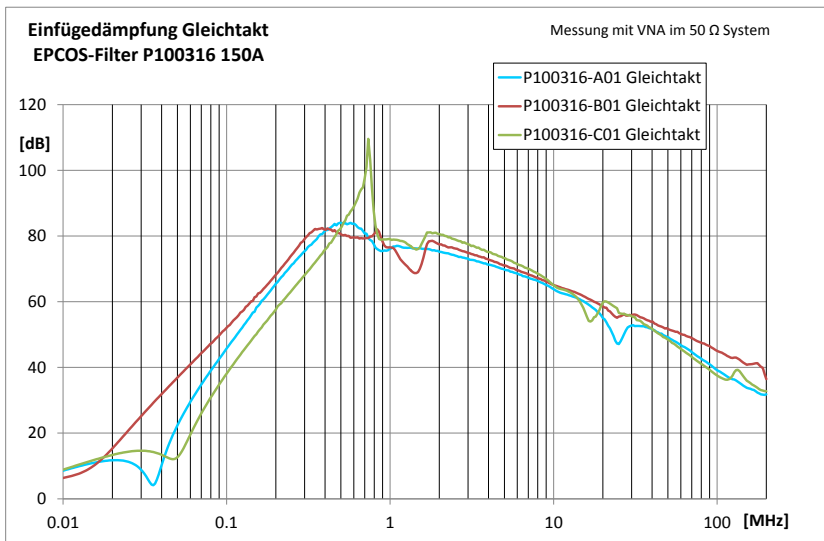


Abbildung 60
Einfügedämpfung für den Gleichtakt; 150 A Filter A01.. C01
Quelle :EPCOS AG

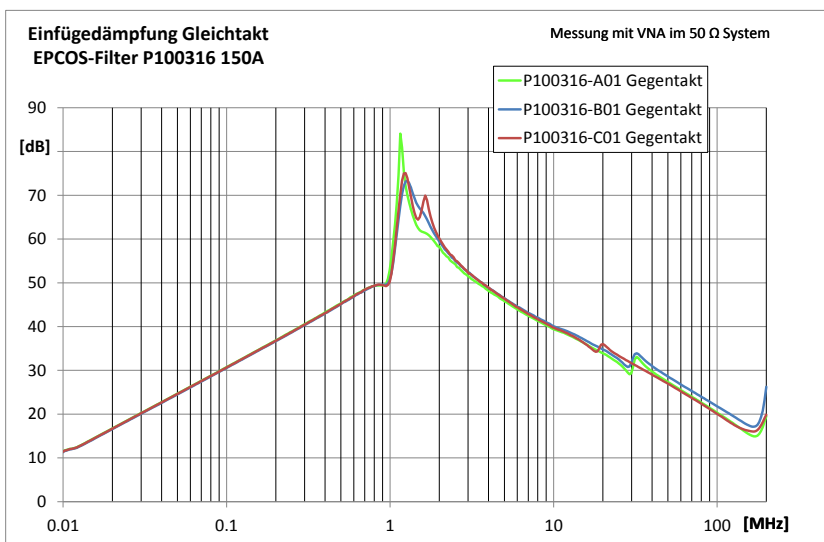


Abbildung 61
Einfügedämpfung für den Gegenteil; 150 A Filter A01.. C01
Quelle :EPCOS AG

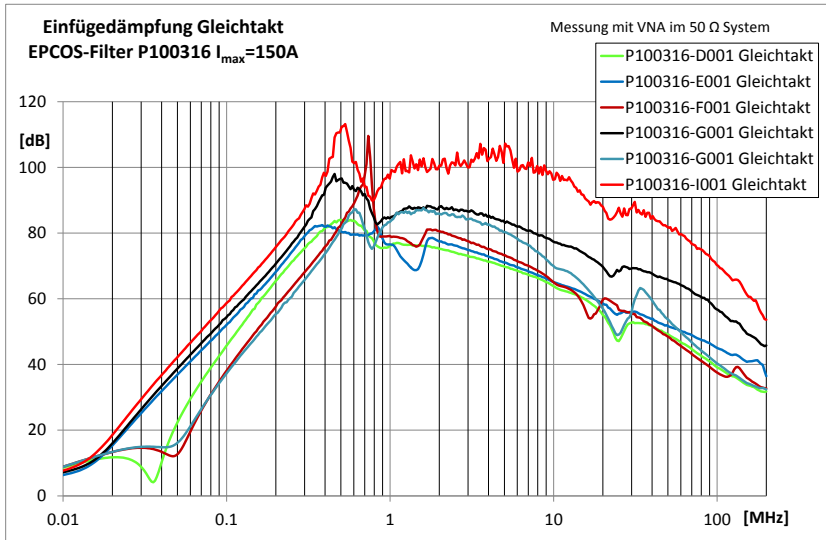


Abbildung 62
 Einfügedämpfung für den Gleichtakt; 150 A
 Filter D001.. I001
 Quelle :EPCOS AG

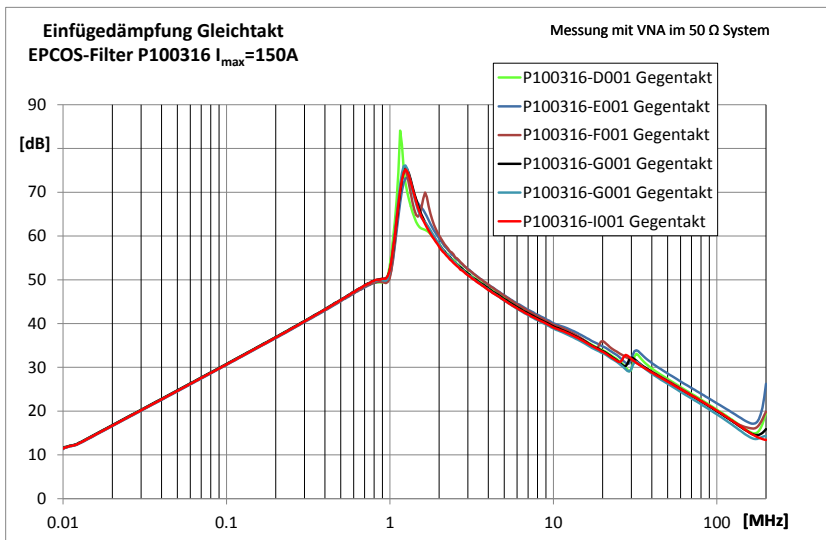


Abbildung 63
 Einfügedämpfung für den Gegentakt; 150 A
 Filter D001.. I001
 Quelle :EPCOS AG

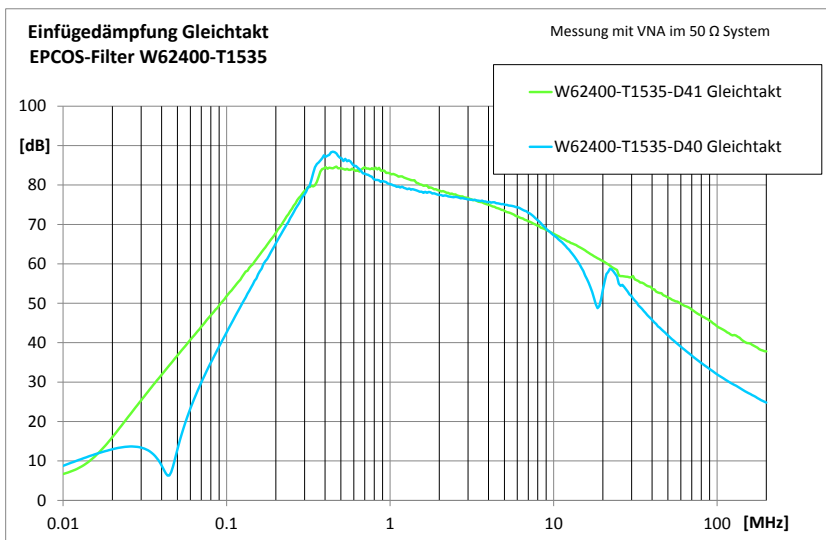


Abbildung 64
 Einfügedämpfung für den Gleichtakt Filter
 D40 / D41
 Quelle :EPCOS AG

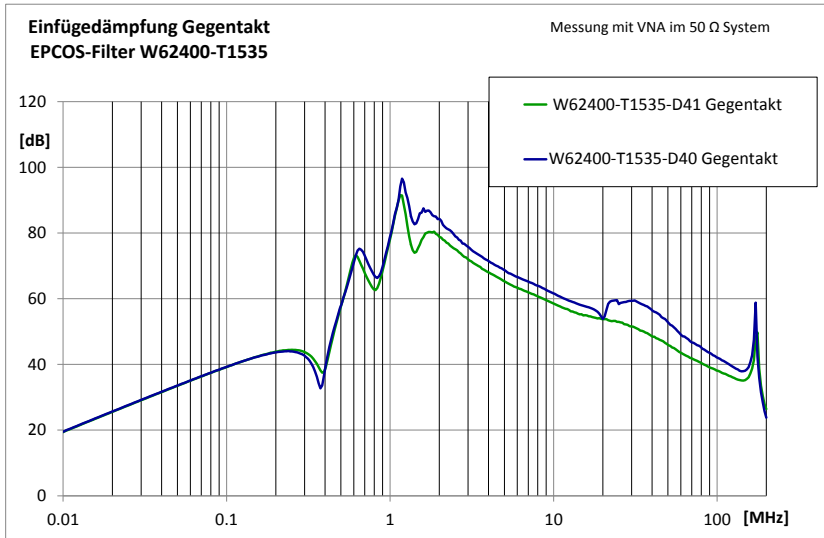


Abbildung 65
Einfügedämpfung für den Gegentakt Filter D40 / D41
Quelle :EPCOS AG

Nachfolgend sind die 350 A-Filtertypen in der Übersicht dargestellt. Die Ersatzschalbilder entsprechen denen in den Abbildung 57 – 59.



Abbildung 66
zwei 350 A DC-Filter der Serie P100316 mit Maßen



Abbildung 67
350 A DC-Filter der Serie P100316, gut erkennbar die unterschiedlichen Längenabmessungen bedingt durch den inneren Aufbau für eine verbesserte Filterwirkung

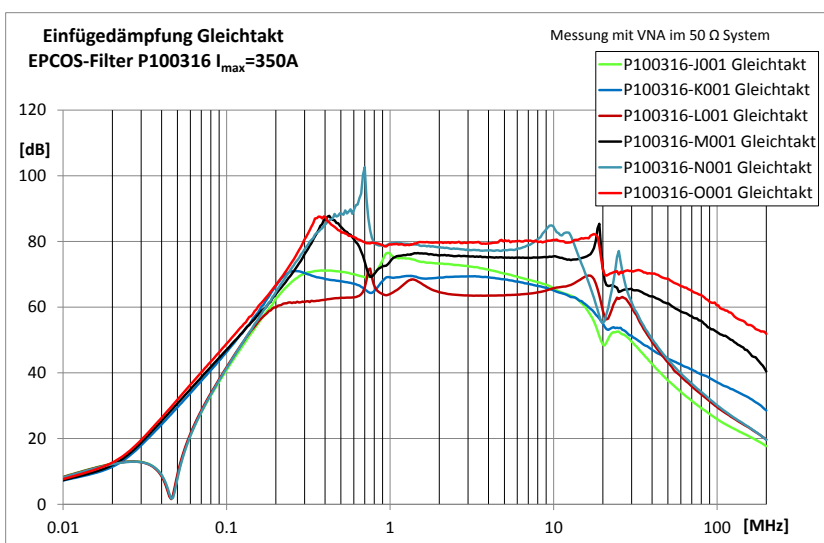


Abbildung 68
Einfügedämpfung für den Gegentakt; 350 A Filter J001...O001
Quelle :EPCOS AG

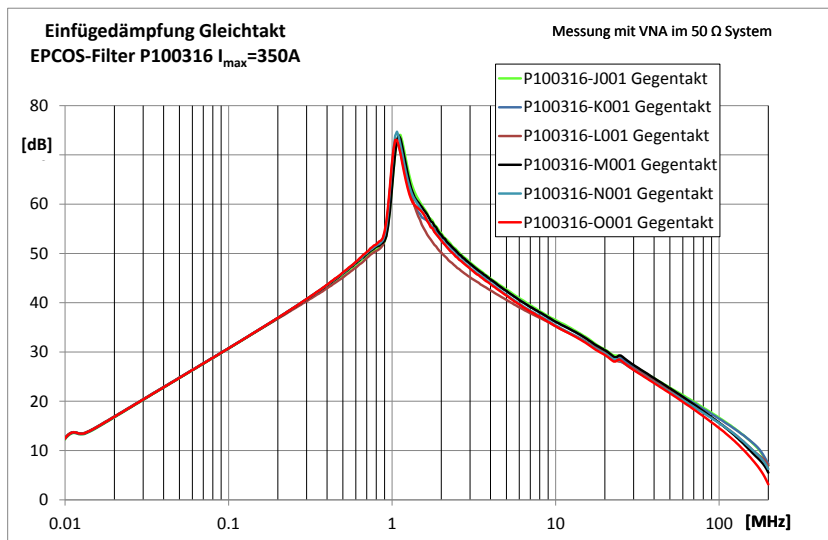


Abbildung 69
Einfügedämpfung für
den Gegentakt; 350 A
Filter J001...O001
Quelle :EPCOS AG

6 Messergebnisse mit DC-Filtern

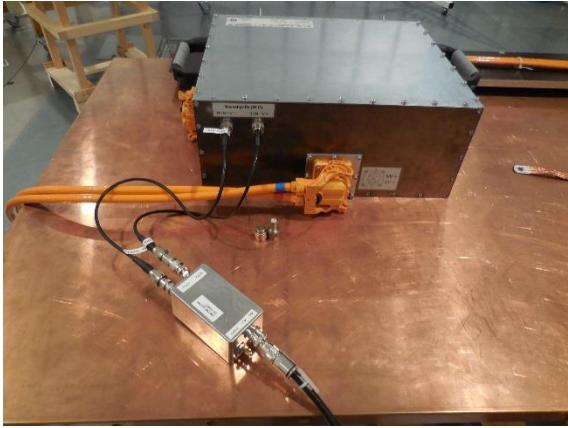

6.1 Messmittel und Messaufbauten

Sowohl die Messung der leitungsgebundenen als die gestrahlten Störaussendung des geschirmten Aufbaus wurden in einer geschirmten Kabine durchgeführt. Die Messungen erfolgten mittels einer FFT-basierten Zeitbereichsanalyse mit einem Messempfänger ESR 3 der Firma Rhode und Schwarz.

Messung	Messmittel
Störspannung, leitungsgebunden	BNN R&S ESH3-Z6
Störstrom, leitungsgebunden	Stromzange FCC F-65
E-Feld gestrahlt bis 30 MHz	Stabantenne Schwarzbeck VAMP 9243
E-Feld gestrahlt ab 30 MHz	BiLogPer Antenne R&S HL562
E-Feld gestrahlt 9 kHz bis 30 MHz	Loop Antenne ARA ALA-130/A

Tabelle 14 Übersicht verwendete Messtechnik

Um die Gleichtakt- und Gegentaktanteile der Störspannung bei den Messungen mit und ohne Filter besser bewerten zu können, erfolgte bei den Messungen an der BNN zum Teil der Einsatz eines Gleichtakt-/Gegentakt-Splitters auf transformatorischer Basis. Diese Messungen dienten der Analyse der einzelnen Störanteile. Es erfolgte für diese Messungen keine Bewertung.

Messung	Foto Messaufbau
Messung der Störspannung an der BNN mit Gleichtakt-/Gegentakt-Splitter	
Messung Gleichtaktstörstrom DC-Seite mit Stromzange	

Messung Gleichtaktstörstrom
AC-Seite mit Stromzange



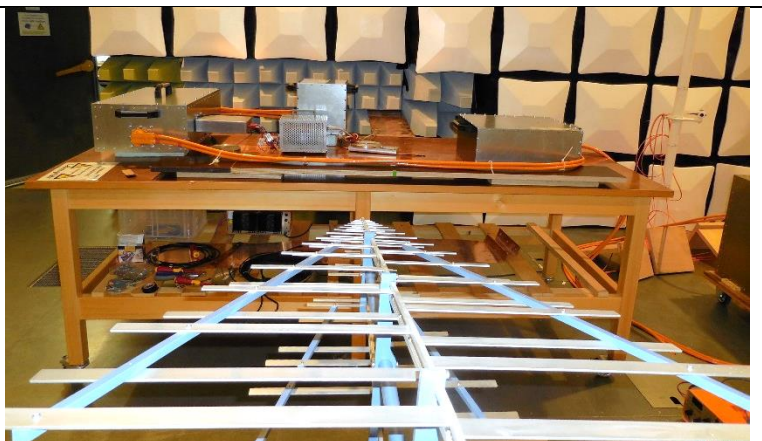
Messung E-Feld bis 30 MHz
mit Stabantenne



Messung H-Feld bis 30 MHz
mit Loop-Antenne



Messung E-Feld ab 30 MHz
mit BiLogPer-Antenne in
horizontaler Position



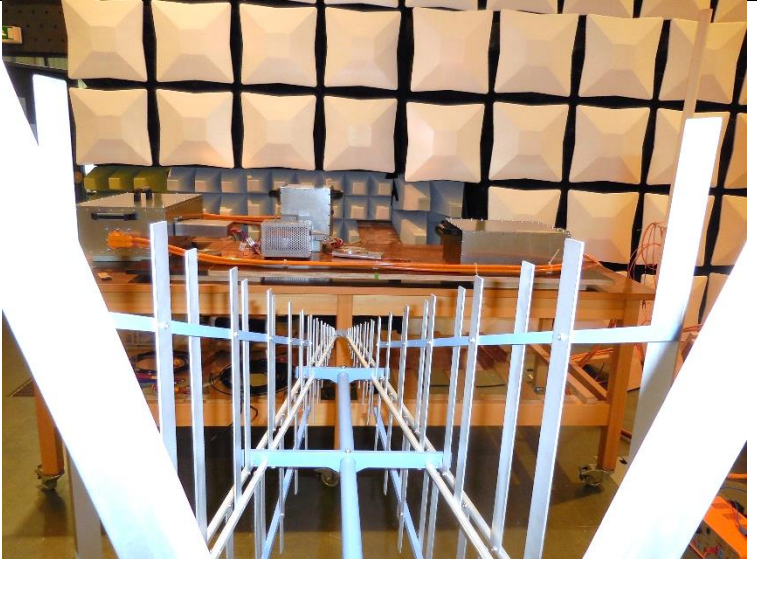

<p>Messung E-Feld ab 30 MHz mit BiLogPer-Antenne in vertikaler Position</p>	
<p>Messung Strom Masseband mit Stromzange</p>	

Tabelle 15 Darstellung der Messpunkte und Messaufbauten am Beispiel des Umrichters als DUT

Die erste Messreihe erfolgt mit der Motornachbildung als einphasige Last und 300 V_{DC}, Taktfrequenz 9 kHz Taktrate sowie 5% Tastverhältnis in der oben beschriebenen Tiefsetzstellerschaltung. In einem zweiten Durchlauf wird die Emission des Aufbaus an einem dreiphasigen Antriebssystem mit realem rotierendem Motor [11] und Belastungsmaschine gemessen.

6.2 Störaussendungsanalysen mit Motornachbildung

6.2.1 Messbedingungen

Die Untersuchungen mit den Filtern auf der DC-Seite erfolgen am Aufbau mit dem Umrichter als DUT. Somit liegen die Traktionsleitungen mit der vorgeschriebenen Länge [7] vor der Antenne. Die Phasenleitungen zur Motornachbildung bzw. zum Motor sind so kurz wie möglich ausgeführt. Die Niedervoltleitungen sind gefiltert. Sie sind über eine Niedervolt-BNN angepasst. Die Ansteuerung ist optisch realisiert.

Für den Vergleich erfolgen die Messungen mit

- ungeschirmten Traktionsleitungen ohne Filter (Phasenleitungen geschirmt)
- geschirmten Traktionsleitungen ohne Filter
- ungeschirmten Traktionsleitungen mit Filter (Phasenleitungen geschirmt)

Die folgenden Ergebnisse werden zuerst im Vergleich dargestellt und dann unter 6.3.2 mit den Anforderungen von verschiedenen Normen gegenübergestellt.

6.2.2 Analyse mit DC-Filter der Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG

Es wurde der Filter mit der Typbezeichnung 2F400-250.260FZ verwendet (Abschnitt 5.1). Der Vergleich der EMV-Maßnahmen wurde leitungsgebunden für die Störspannung an der BNN (Abbildung 70), für den Störstrom mittels Stromzange an den Traktions- sowie Phasenleitungen (Abbildungen 73 und 74) durchgeführt. Das H-Feld wurde mit einer Loopantenne aufgenommen (Abbildung 75). Die Erfassung des E-Feldes erfolgte bis 30 MHz mit einer Stabantenne (Abbildung 76) und ab 30 MHz (Abbildung 77) mit einer bikonisch-logarithmisch-periodischen Antenne (BiLogPer).

Die für Störspannung an der BNN wurde für die Analyse der Filterwirkung noch die Dämpfung für den Gleich- und Gegentakt getrennt gemessen (Abbildungen 71 und 72).

Für die Messungen an der BNN wurden am Messempfänger für den Bereich ab 30 MHz feste Dämpfungswerte eingestellt, um fehlerhafte Messungen durch Intermodulationsprodukte zu vermeiden. Daher steigt der Pegel der Rauschkurve auf 15 dB μ V ab 30 MHz und 35 dB μ V ab 100 MHz.

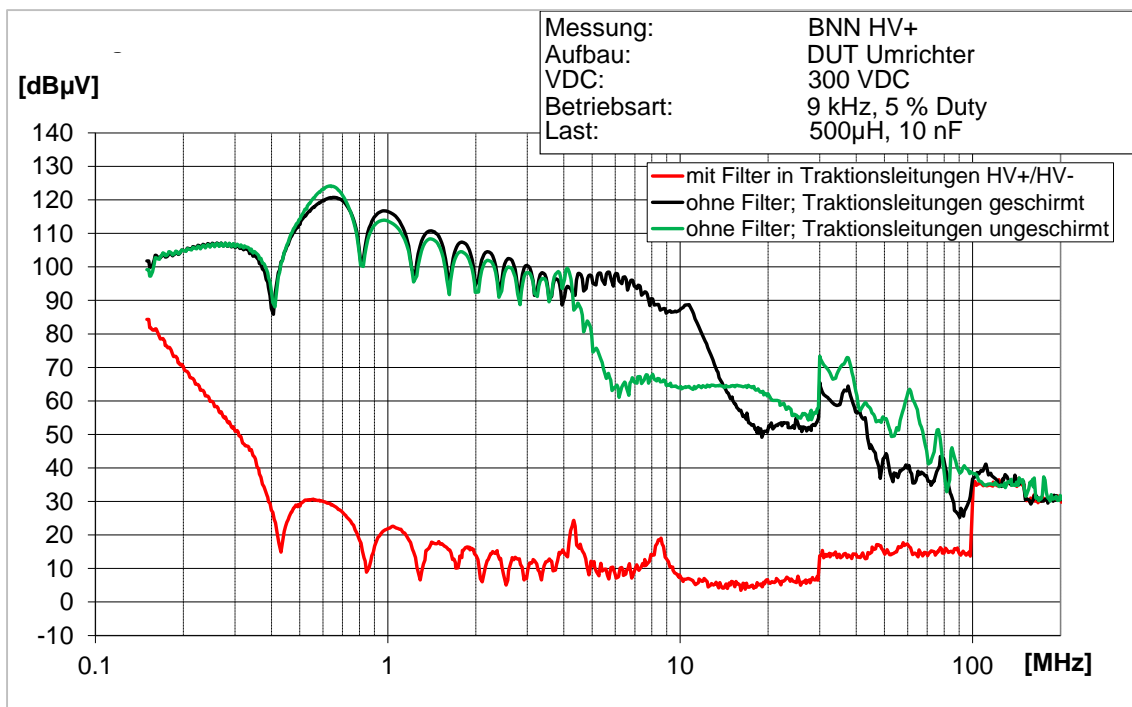


Abbildung 70 Vergleich der Störspannungen an der BNN für die HV+-Leitung für ungeschirmte und geschirmte Traktionsleitungen sowie mit Filter

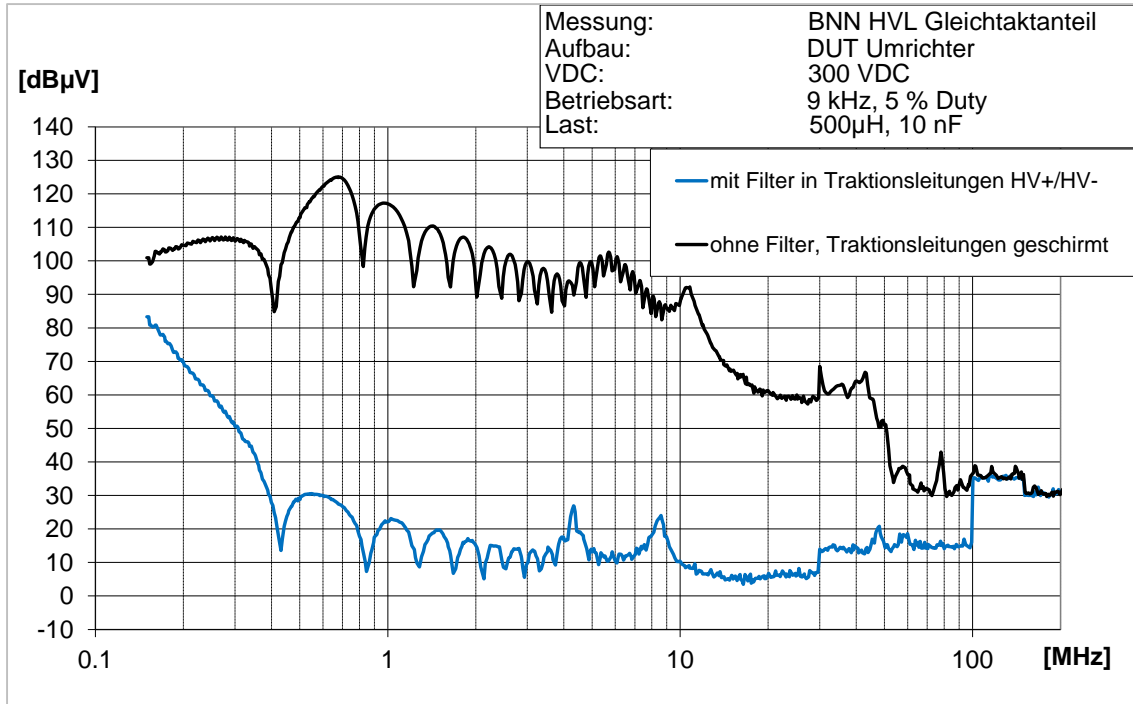


Abbildung 71 Vergleich des Gleichtaktanteils der Störspannungen an der BNN für die HV+-Leitung für geschirmte Traktionsleitungen sowie mit Filter

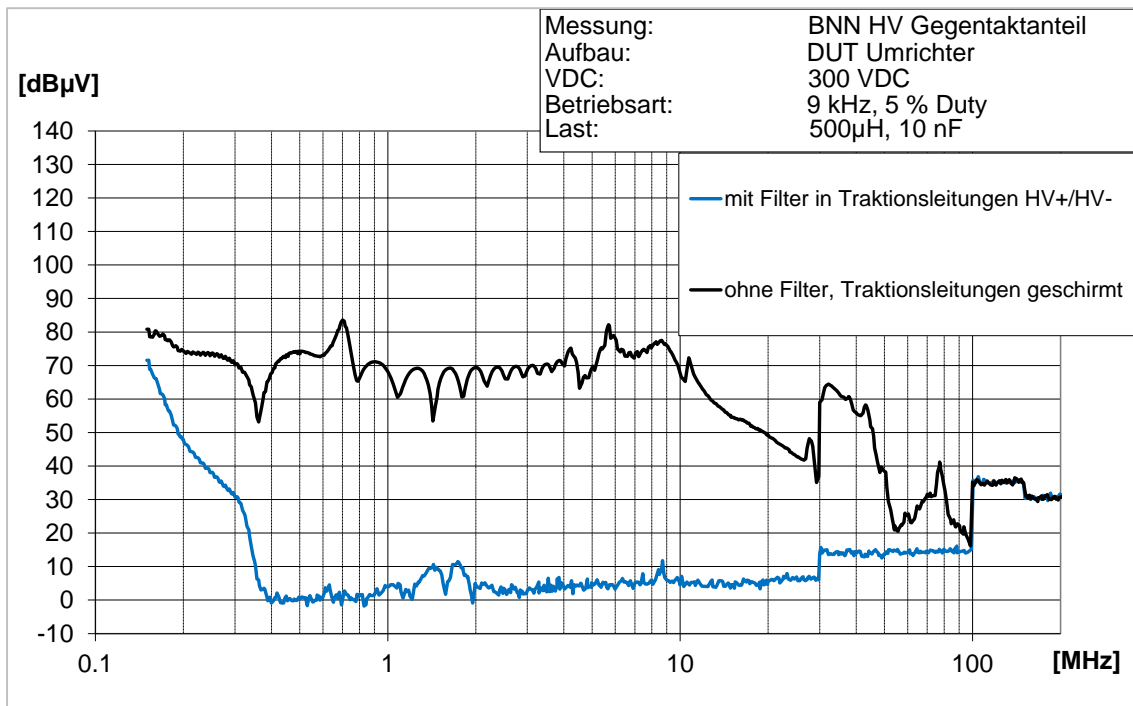


Abbildung 72 Vergleich des Gegentaktanteils der Störspannungen an der BNN für die HV+-Leitung für geschirmte Traktionsleitungen sowie mit Filter

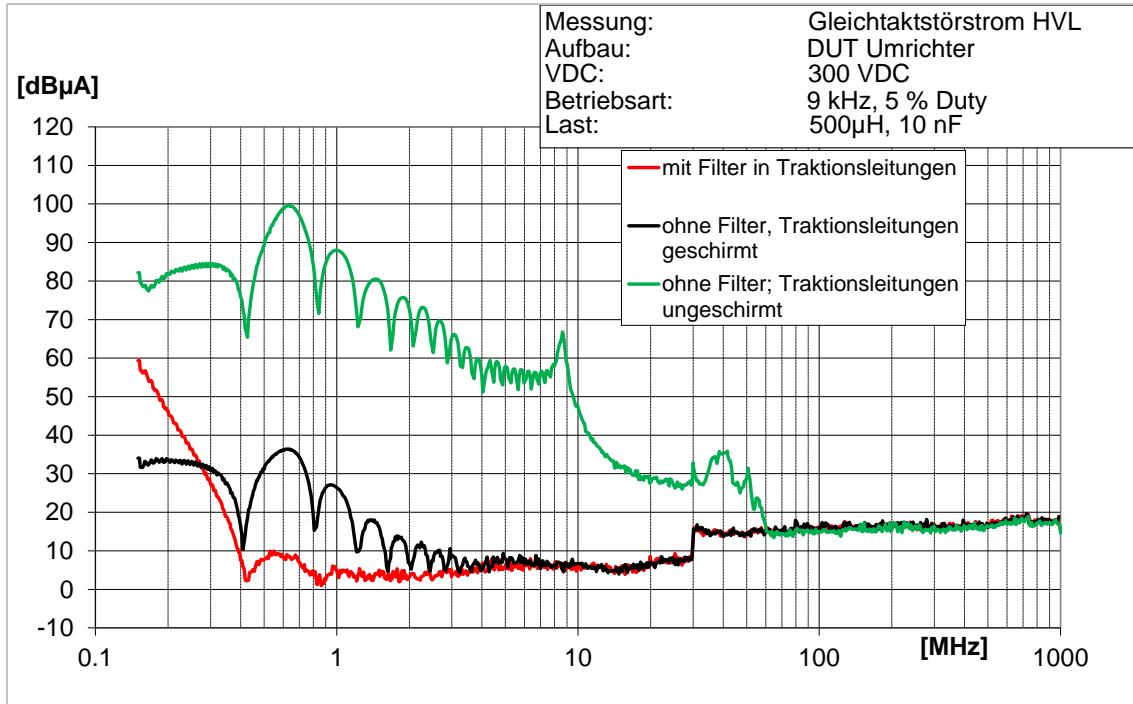


Abbildung 73 Vergleich der Störströme auf den Traktionsleitungen für Filterung und Schirmung

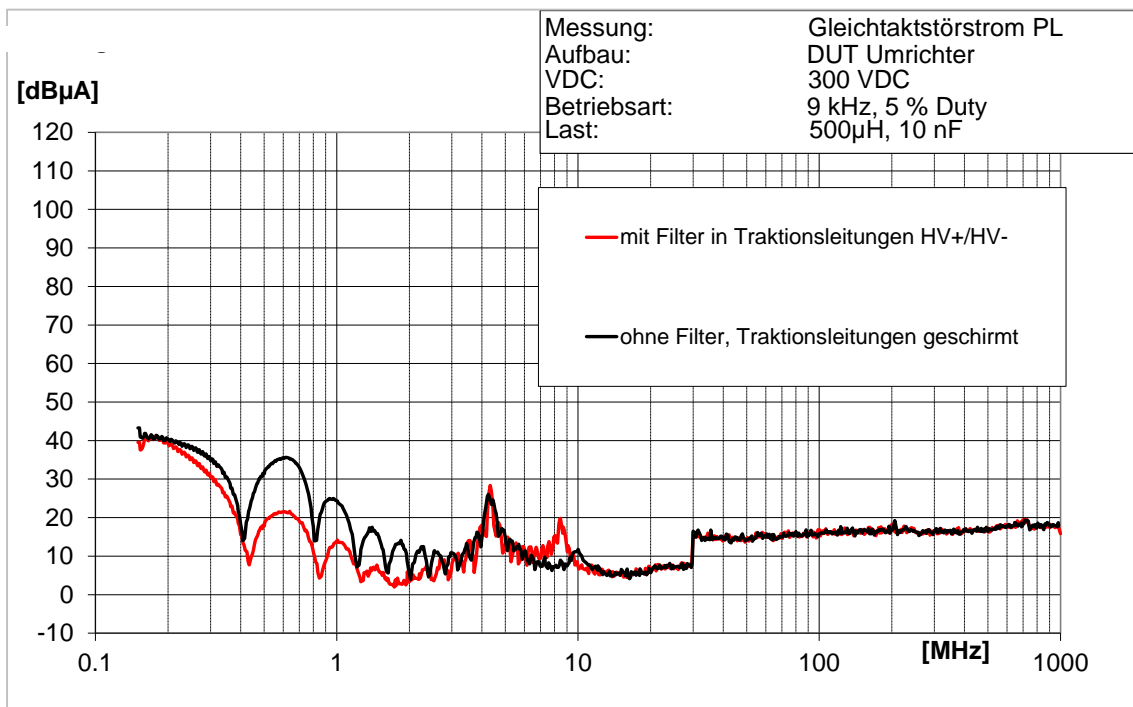


Abbildung 74 Vergleich der Störströme auf den Phasenleitungen für Filterung DC-Seite und Schirmung

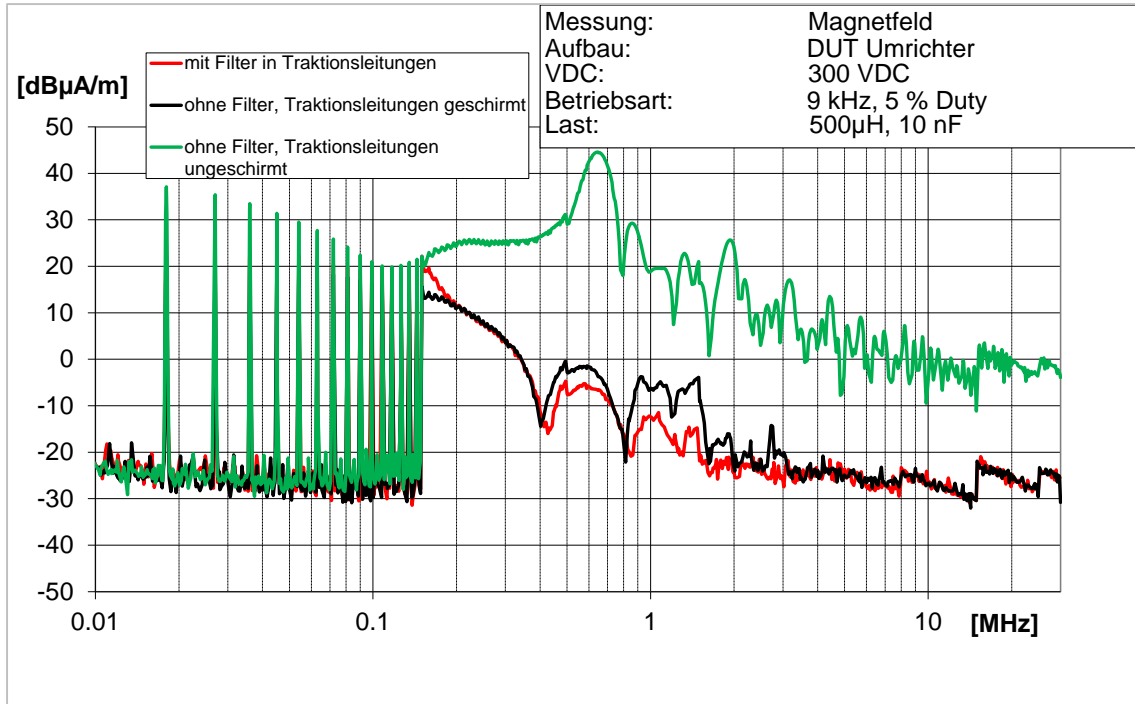


Abbildung 75 Vergleich Filterung und Schirmung für das H-Feld

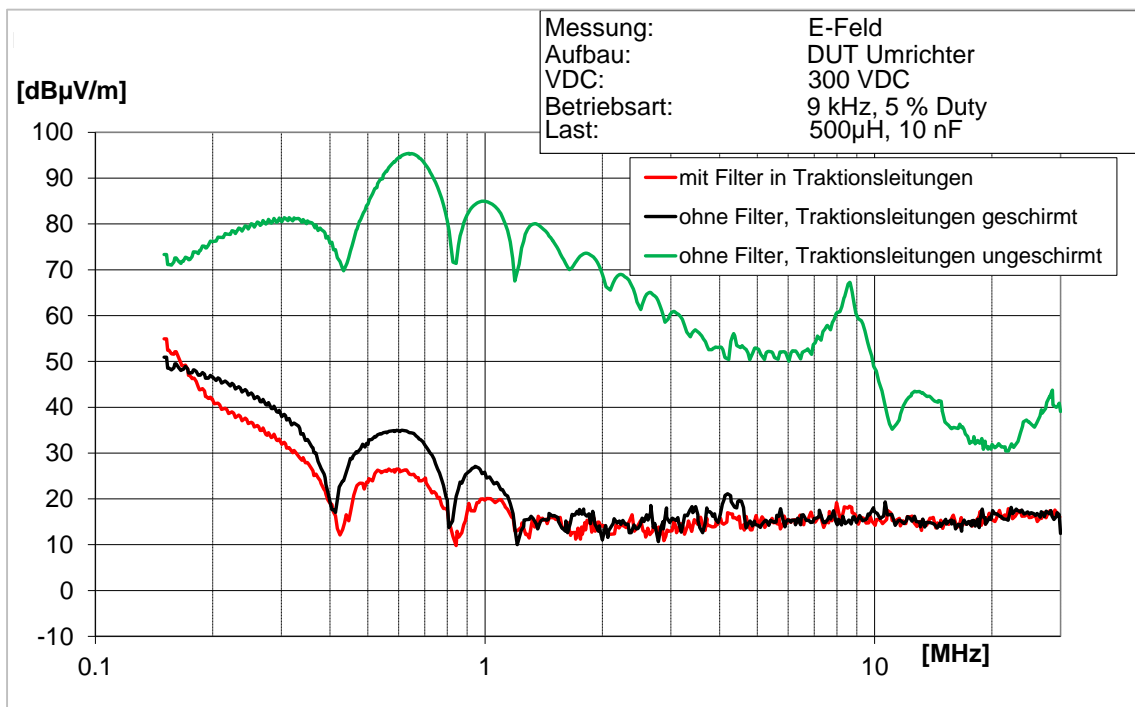


Abbildung 76 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld (Stabantenne)

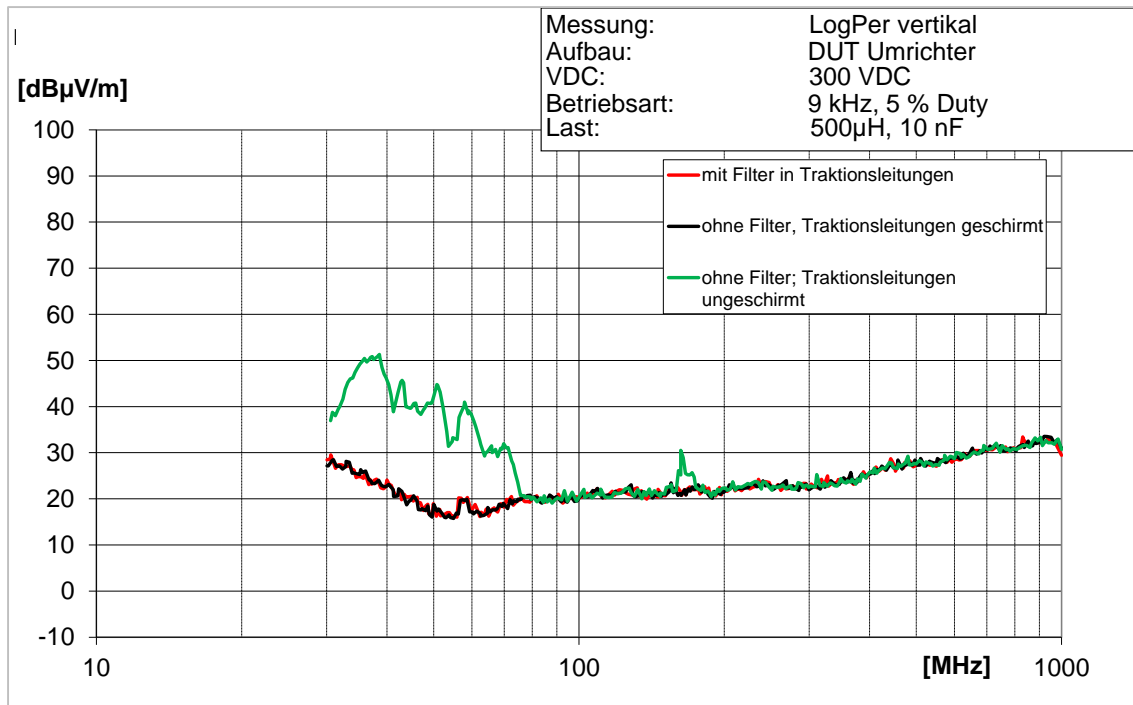


Abbildung 77 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld (BiLogPer Antenne)

6.2.3 Analyse der Störausendung DC-Filter 150 A der EPCOS AG

Wie im vorangegangenen Abschnitt werden die EMV-Maßnahmen mit verschiedenen Messverfahren verglichen.

Es wurde die Störspannung an der BNN (Abbildung 78), der Störstrom mittels Stromzange an den Traktionsleitungen (Abbildung 79) aufgenommen. Das H-Feld wurde mit einer Loopantenne gemessen (Abbildung 80). Die Erfassung des E-Feldes erfolgte bis 30 MHz mit einer Stabantenne (Abbildung 81) und ab 30 MHz (Abbildung 82) mit einer bikonisch-logarithmisch-periodischen Antenne (BiLogPer).

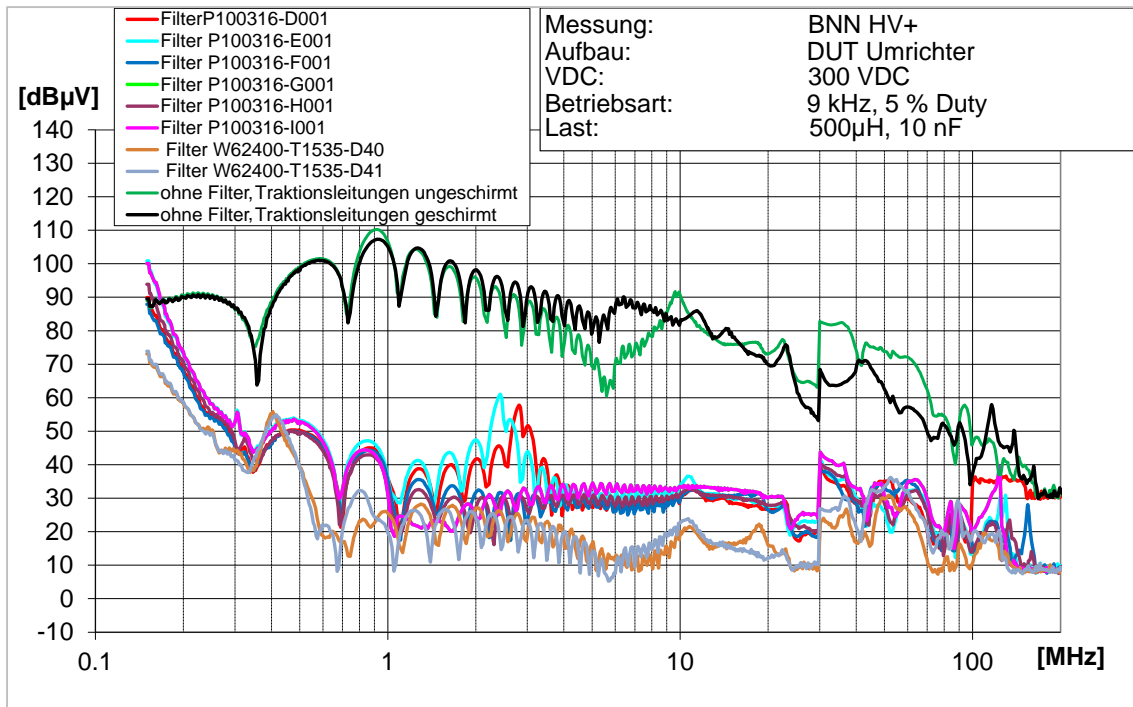


Abbildung 78 Vergleich der Störspannungspegel an der BNN; Messungen mit Filter mit reduzierter Vordämpfung im Messempfänger zur Erhöhung der Dynamik

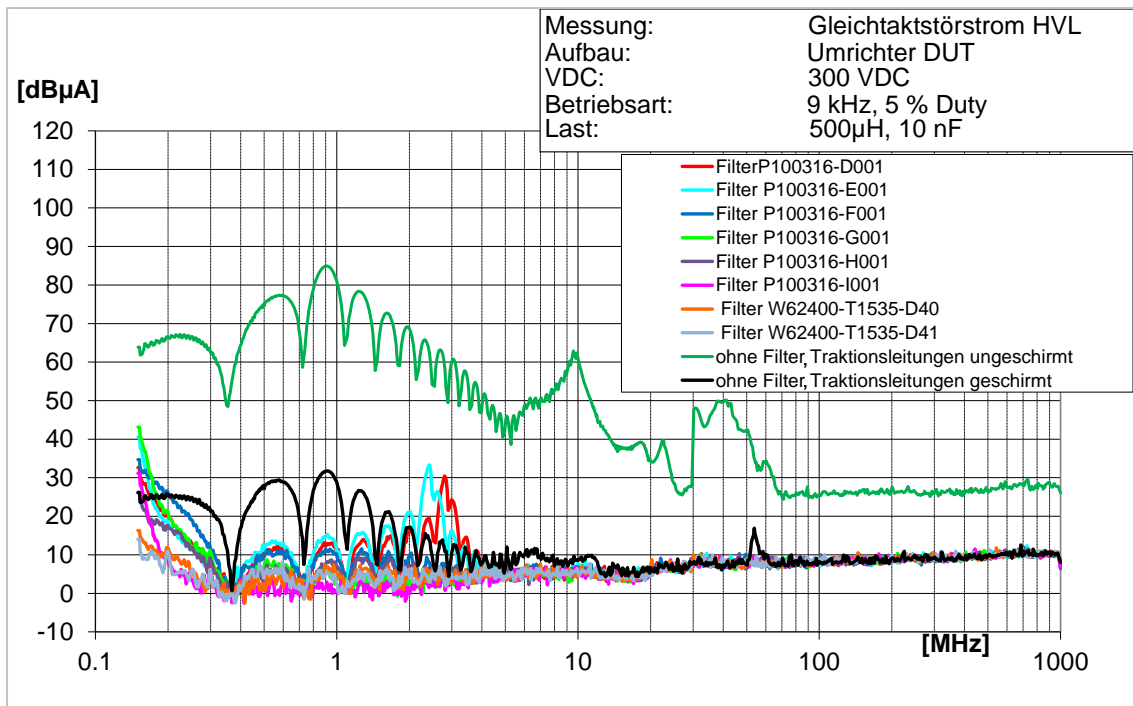


Abbildung 79 Vergleich der Gleichtaktstörstrompegel auf den Traktionsleitungen

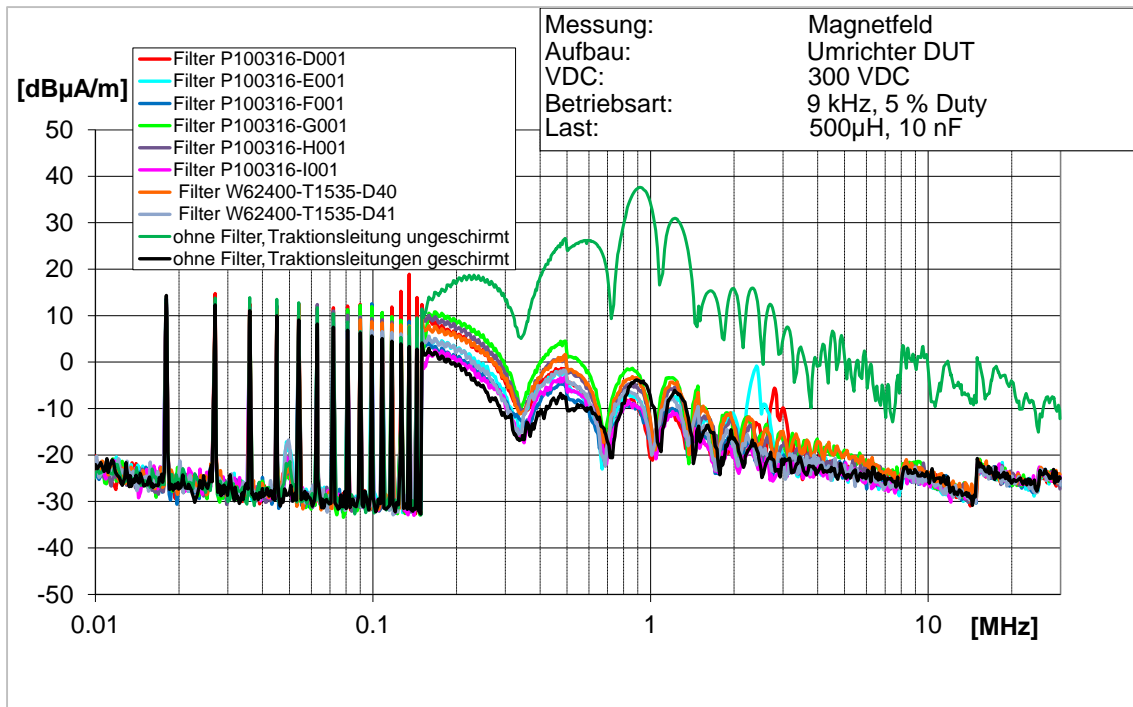


Abbildung 80 Vergleich Filterung und Schirmung für das H-Feld (Loop-Antenne)

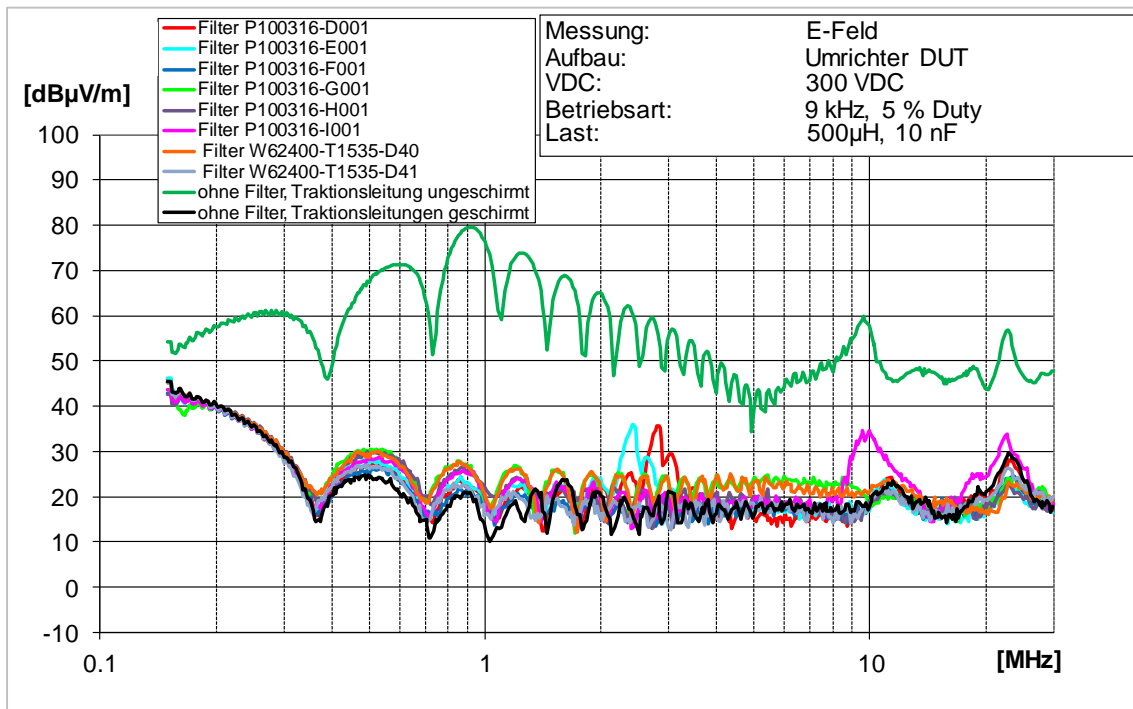


Abbildung 81 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld bis 30 MHz (Stabantenne)

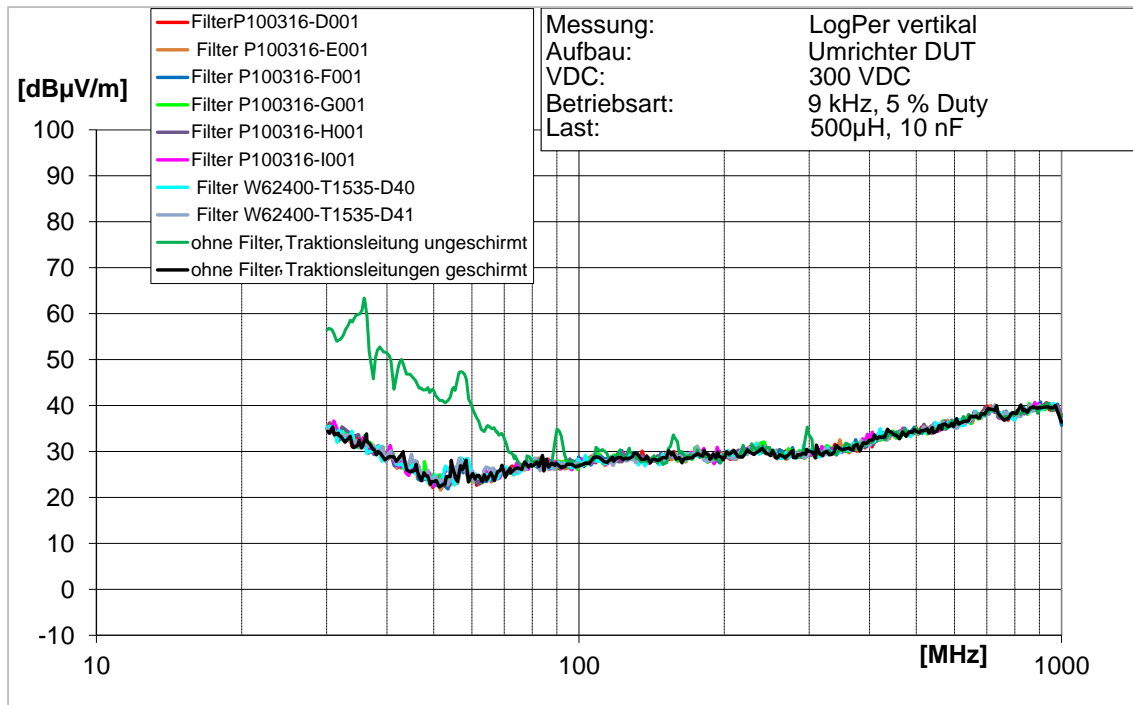


Abbildung 82 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld ab 30 MHz (BiLogPer)

6.2.4 Analyse der Störemission mit DC-Filter 350 A EPCOS AG

Wie in den vorangegangenen Abschnitten werden die EMV-Maßnahmen mit verschiedenen Messverfahren verglichen.

Es wurde die Störspannung an der BNN (Abbildung 83), der Störstrom mittels Stromzange an den Traktionsleitungen (Abbildung 84) sowie den Phasenleitungen (Abbildung 85) aufgenommen. Das H-Feld wurde mit einer Loopantenne gemessen (Abbildung 86). Die Erfassung des E-Feldes erfolgte bis 30 MHz mit einer Stabantenne (Abbildung 87) und ab 30 MHz (Abbildung 88) mit einer bikonisch-logarithmisch-periodischen Antenne (BiLogPer).

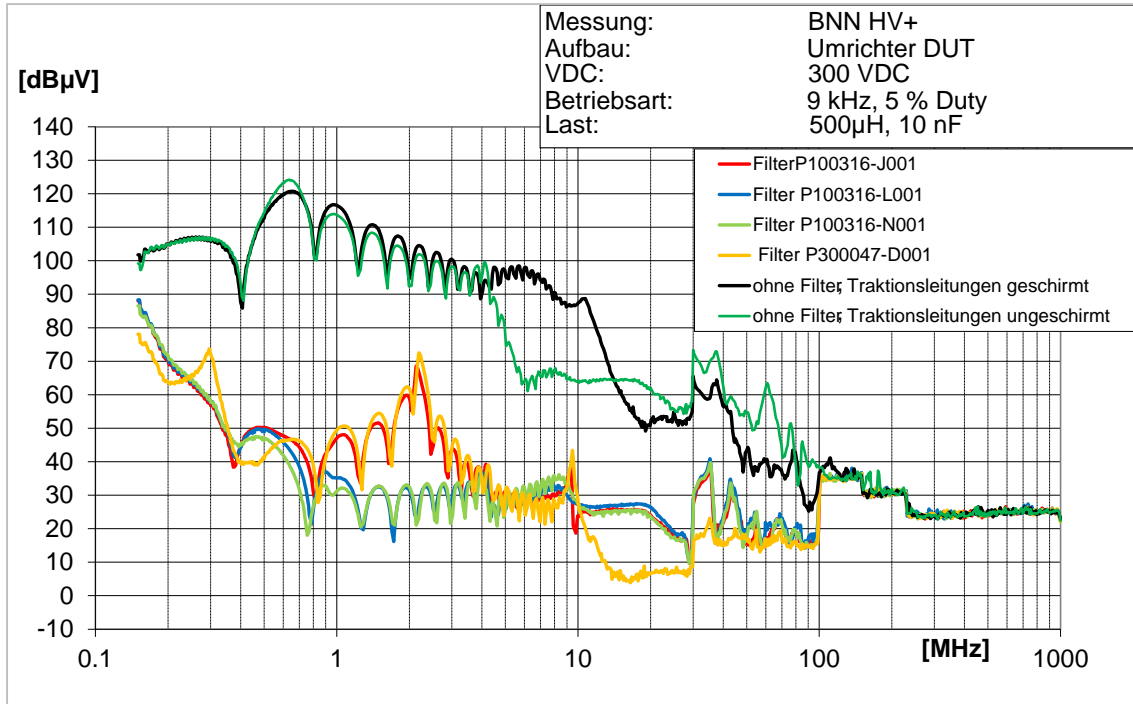


Abbildung 83 Vergleich der Störspannungen an der BNN für die HV+-Leitung für ungeschirmte und geschirmte Traktionsleitungen sowie mit Filter

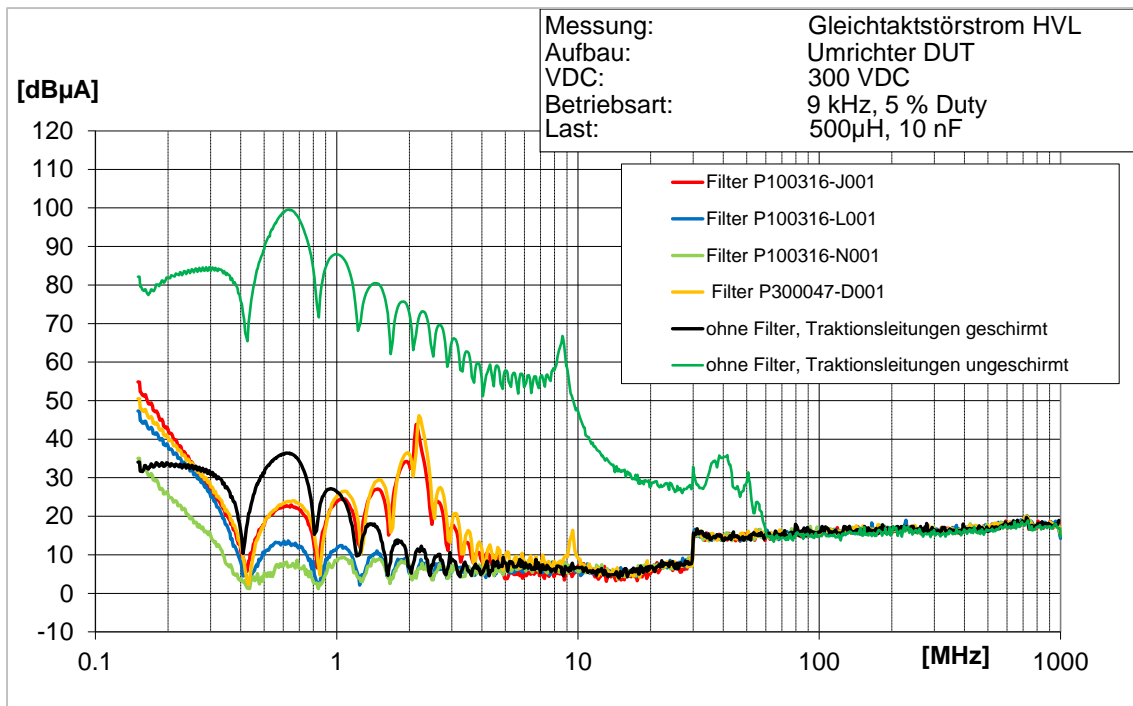


Abbildung 84 Vergleich der Gleichtaktstörstrompegel auf den Traktionsleitungen

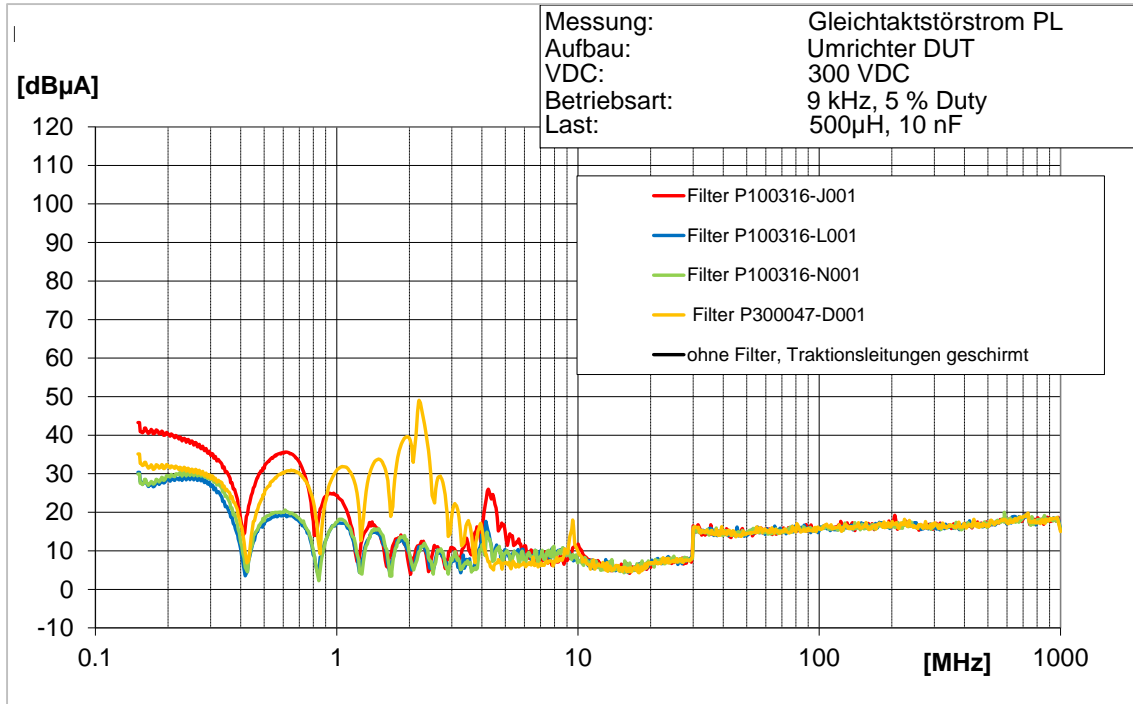


Abbildung 85 Vergleich der Gleichtaktstörstrompegel auf den Phasenleitungen

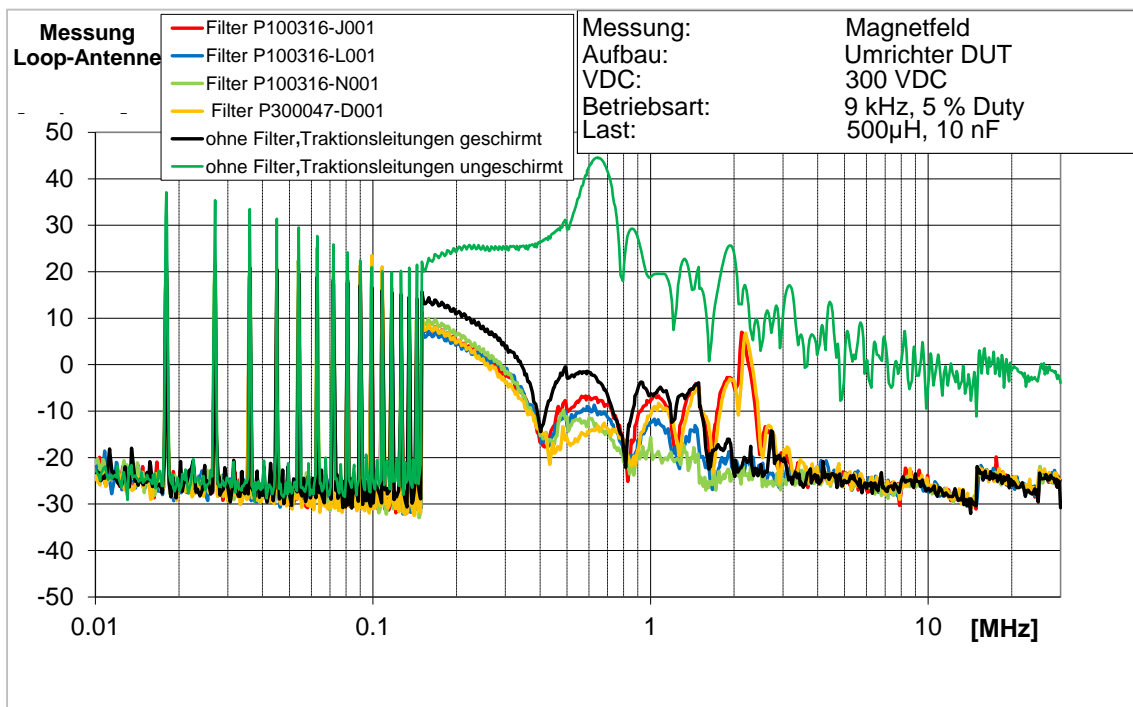


Abbildung 86 Vergleich Filterung und Schirmung für das H-Feld (Loop-Antenne)

6.2.4.1 Messung E-Feld bis 30 MHz mit Stabantenne

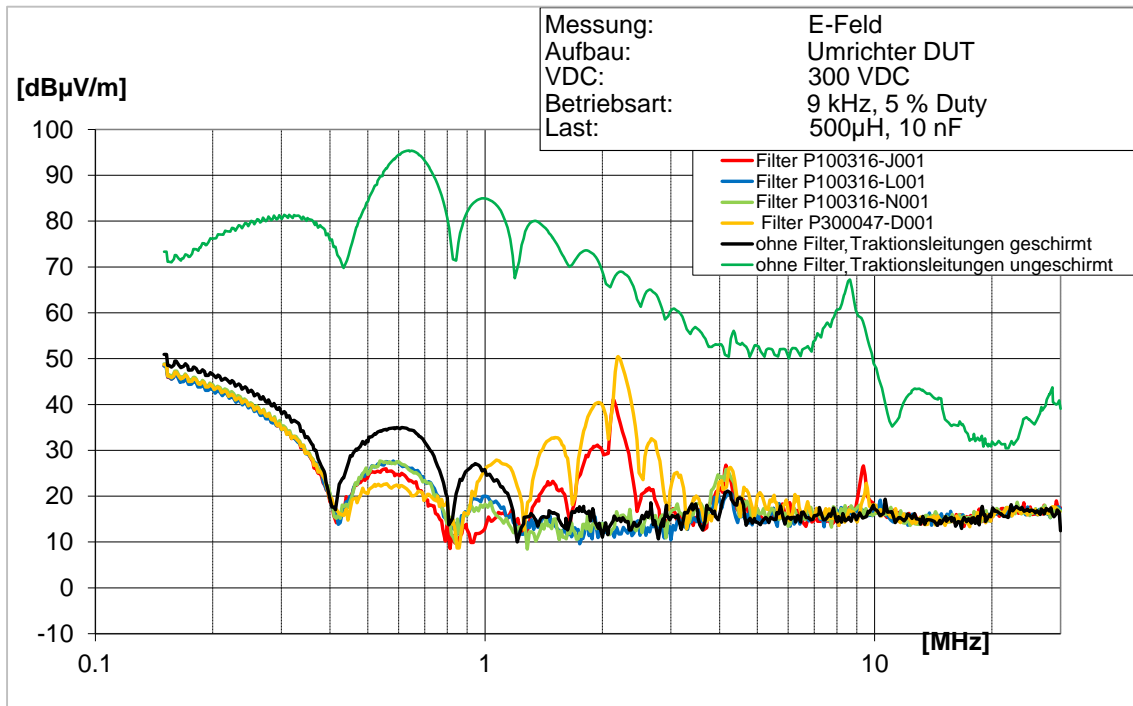


Abbildung 87 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld bis 30 MHz (Stabantenne)

6.2.4.2 Messung E-Feld ab 30 MHz mit BiLogPer-Antenne

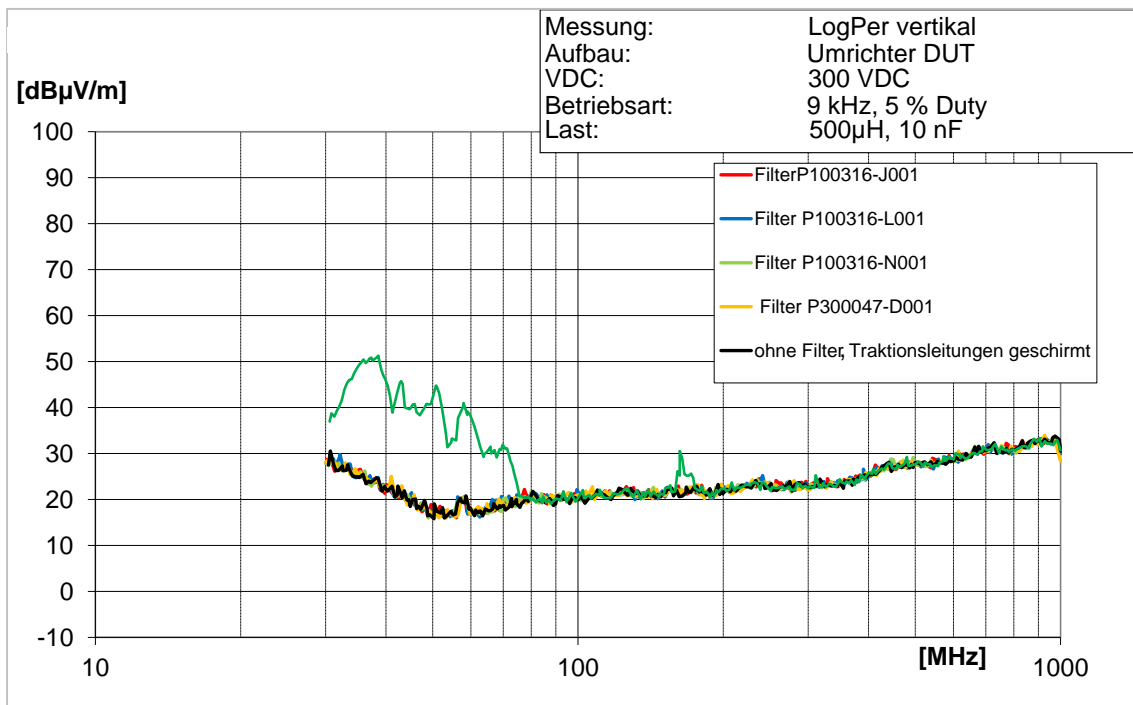


Abbildung 88 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld ab 30 MHz (BiLogPer)

6.2.5 Zusammenfassung der Messungen mit Motornachbildung

Beim gewählten Messsystem ist die Gleichtaktstörung der dominante Anteil. Die Gleichtaktstörspannung liegt für die Messung an der BNN bis zu 46 dB über der Gegentaktstörspannung.

Anhand der hier untersuchten Filter lässt sich festhalten, dass die unter 3.3.3 aufgeführten notwendigen Dämpfungswerte erreichbar sind. Die Dämpfungswerte der Filter sind bei der Messung des Gleichtaktstörstroms im Allgemeinen besser als die Schirmdämpfung des Aufbaus. Bei den E-Feld-Messungen erreichen die Filter ohne Resonanzstelle eine durchgängig bessere Störunterdrückung als das System mit Schirmung.

Die Störunterdrückung des geschirmten Systems erreicht 60 dB bei 1 MHz für die E-Feld-Messungen mit Stabantenne und bei der Messung des Gleichtaktstroms an den Traktionsleitungen gegenüber dem System mit ungeschirmten Traktionsleitungen.

6.3 Störausendungsanalysen mit Motor

6.3.1 Messung der Störausendung mit DC-Filter



Abbildung 89
Messaufbau mit Antriebsmotor
und Belastungs-maschine mit
Umrichter als DUT



Abbildung 90
geschirmtes Kabel und
Schirmstecker Motorleistungs-
anschluss

Die Messungen mit Motor werden beispielhaft nur mit einem DC-Filter (Epcos P100316-F001) durchgeführt, da die Charakteristiken der verschiedenen Filter bereits bei den Messungen mit der Motornachbildung aufgezeigt wurden. Durch die veränderte Last auf der AC-Seite sind keine signifikanten Auswirkungen auf die Filtercharakteristiken auf der DC-Seite zu erwarten. Beim Messaufbau mit Motor wird die Motornachbildung des einphasigen Aufbaus durch einen Motor Kollmorgen AKM72P ersetzt. Weiterhin wird die Leitung zum Motor auf ein zum Motor kompatibles Steckersystem geändert. Zusätzlich zum Leistungskabel, das die Phasenleitungen umfasst, wird noch die Datenleitung des Resolvers notwendig [11]. Der vom Umrichter angetriebene Motor wird mit einem isolierten Motor als Belastungsmaschine gekoppelt. Die Belastungsmaschine arbeitet auf einen dreiphasigen Widerstand. Die parasitäre Kapazität des Motors AKM72P zur Bezugsmasse C_{GNDMotor} beträgt ca. 2 nF.

Ein weiterer Unterschied ergibt sich aus der geringfügig höheren Taktrate von 10 kHz und den sechs aktiv geschalteten IGBTs. Die Ansteuerung erfolgt über die Controller Platine (Logic Board) des HybridKit2 [3] und die dazugehörige Software (Motor Control Graphical User Interface) für den Steuerrechner.

6.3.1.1 Vergleich der Störaussendungscharakteristik für Messaufbau mit Lastnachbildung und realer Lastmaschine

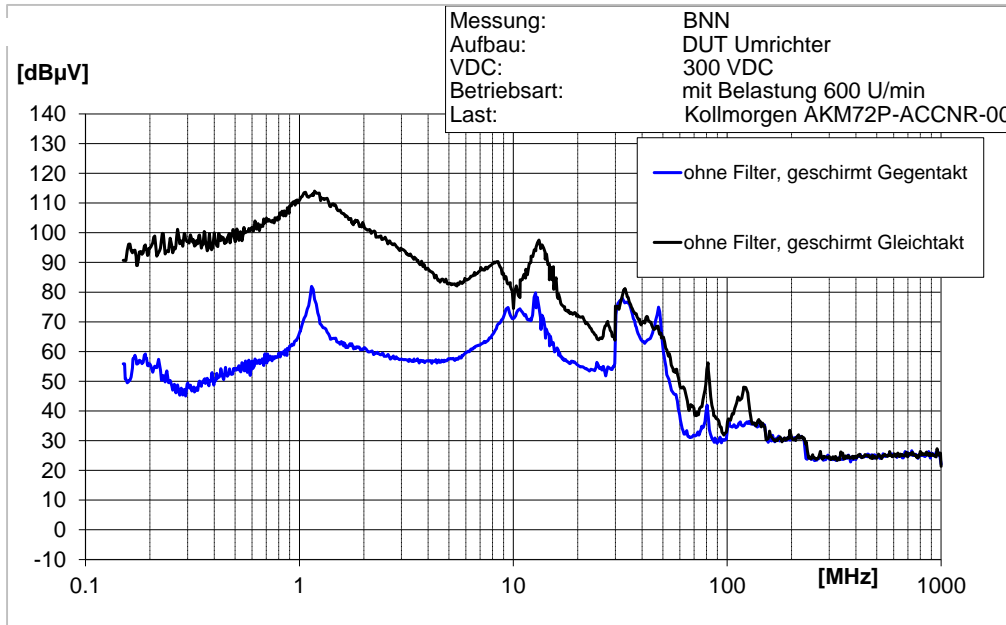


Abbildung 91 Gleichtaktanteil und Gegentaktanteil der gemessenen Störspannung an der BNN für den Messaufbau mit Motor (dreiphasiger Betrieb)

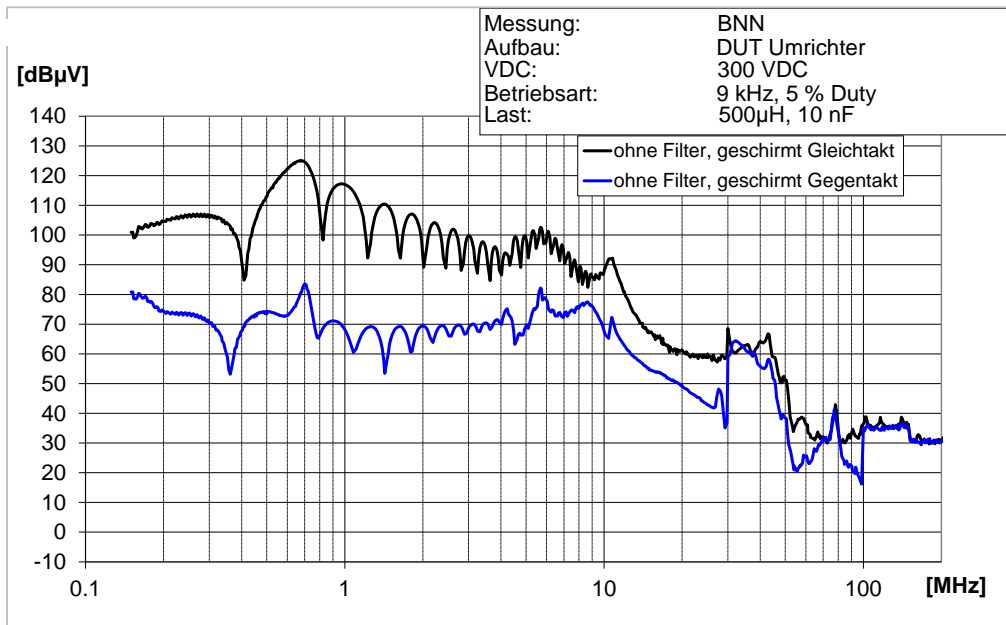


Abbildung 92 Gleichtaktanteil und Gegentaktanteil der gemessenen Störspannung an der BNN für den Messaufbau mit Lastnachbildung (einphasiger Betrieb)

Der Vergleich der Ergebnisse, hier beispielhaft für die Messung an der BNN dargestellt, zeigt, dass die Charakteristik sowie das Verhältnis der Gleich- und Gegentaktanteile für beide

Messaufbauten vergleichbar sind. Der Absolutwert für die Gleichtaktstörungen liegt im unteren Frequenzbereich für den Messaufbau mit Motor ca. 10 dB niedriger, da die Kapazität der Last zur Masse geringer ist. Weiterhin fehlt beim Motor die durch das feste Tastverhältnis hervorgerufene Welligkeit der Messkurve bis etwa 10 MHz.

Der Vergleich zeigt, dass die Verwendung der einfachen induktiven Last und der vereinfachten Ansteuerung zu vergleichbaren Ergebnisse bei der Bewertung der Störaussendung führt wie die Verwendung einer realen Lastmaschine.

6.3.1.2 Störaussendungsanalyse mit realer Lastmaschine

Wie in den vorangegangenen Abschnitten werden die EMV-Maßnahmen mit verschiedenen Messverfahren verglichen. Zusätzlich erfolgt hier noch die Bewertung mit den Grenzwertkurven nach CISPR 25 und auf 1 m Abstand umgerechneten Grenzwertkurven nach GB/T 18387 für die Messungen mit der Loop-Antenne.

Es wurde die Störspannung an der BNN (Abbildung 93), der Störstrom mittels Stromzange an den Traktionsleitungen sowie den Phasenleitungen (Abbildungen 94 - 96) aufgenommen. Die Erfassung des E-Feldes erfolgte bis 30 MHz mit einer Stabantenne (Abbildung 97) und ab 30 MHz (Abbildung 98) mit einer bikonisch-logarithmisch-periodischen Antenne (BiLogPer). Für die Bewertung mit den Grenzwerten wurde beide Antennenmessungen für die Bewertung Spitzenwertdetektor (Abbildung 99) und Mittelwertdetektor (Abbildung 100) zusammengefasst. Das H-Feld wurde mit der Loopantenne gemessen (Abbildung 101).

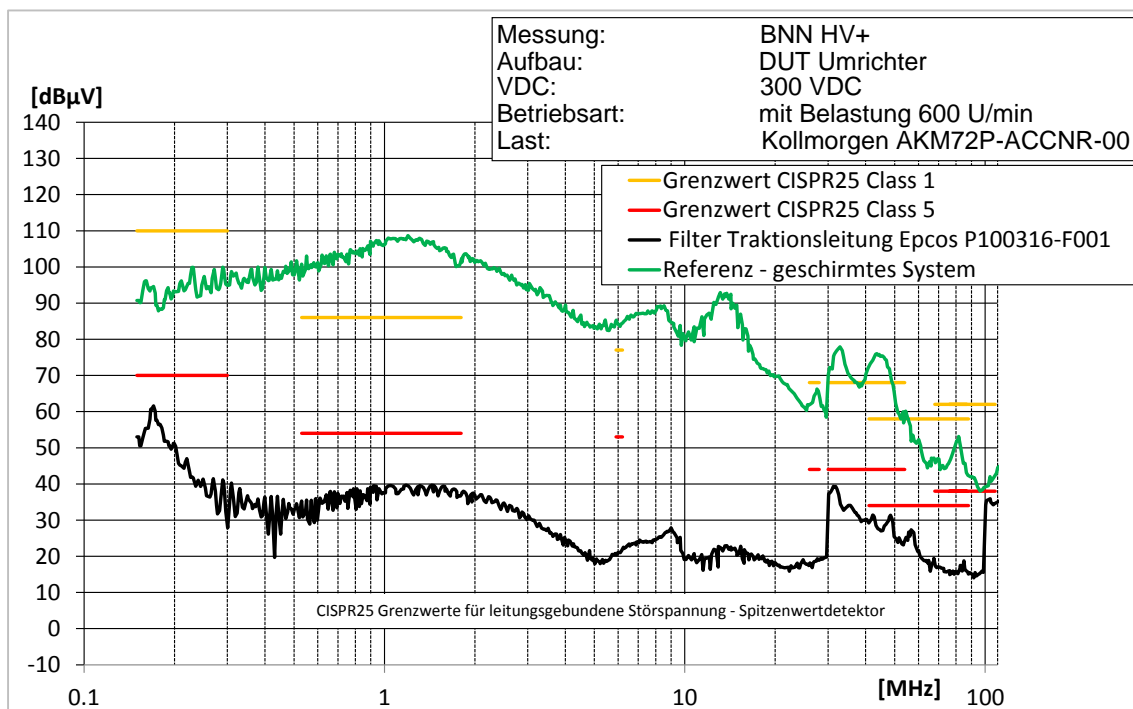


Abbildung 93 Abgleich der gemessenen Störspannung mit Filter und den Grenzwerten für ungeschirmte Leitungen nach CISPR 25; Messkurve geschirmtes System nur informativ (Bewertung der Messung für geschirmtes System muss mit Grenzwerten nach [7] erfolgen)

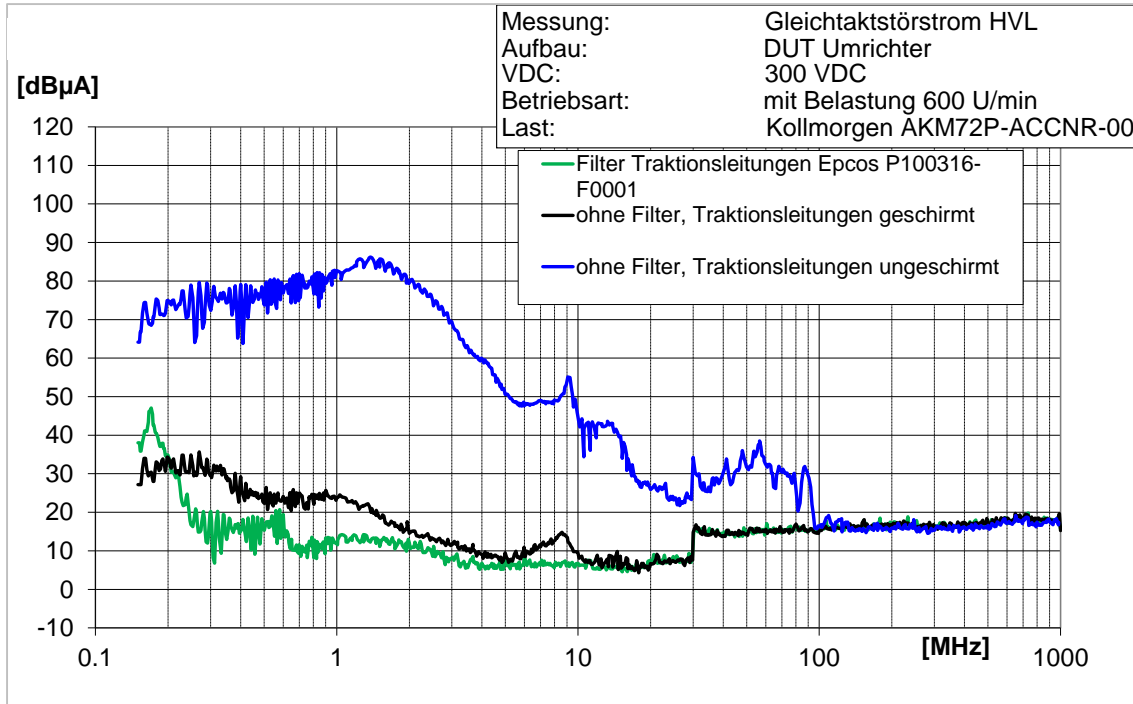


Abbildung 94 Vergleich der EMV-Maßnahmen auf den Gleichtaktstörstrom auf den Traktionsleitungen (HV+ und HV-)

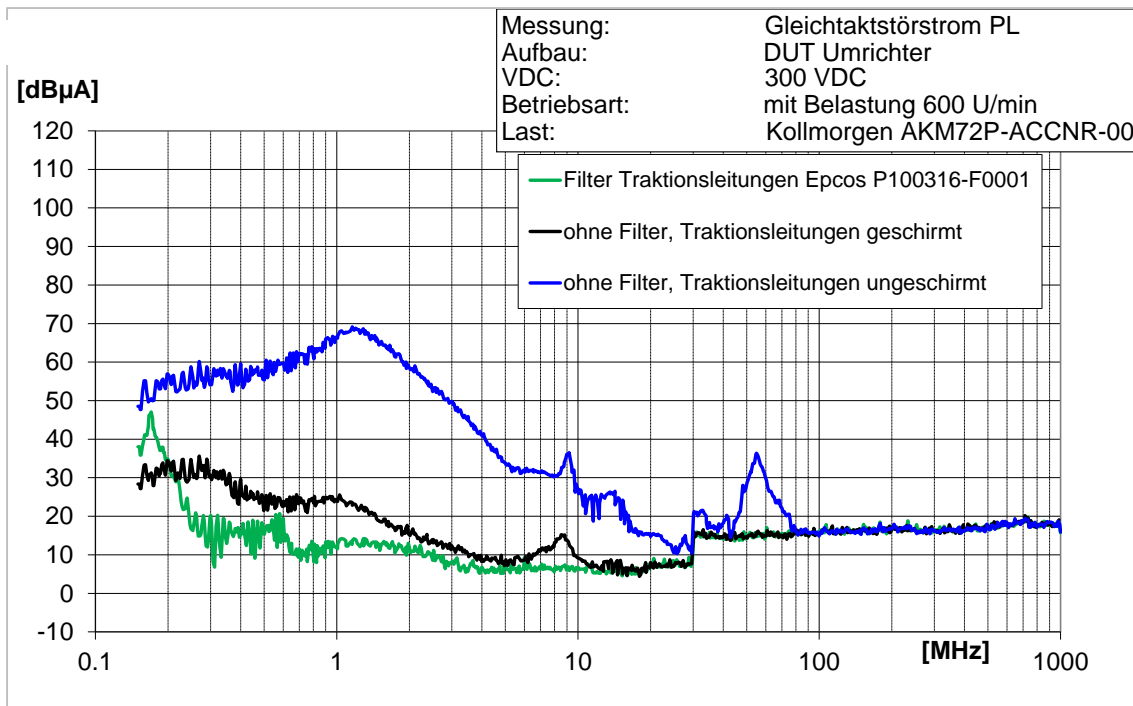


Abbildung 95 Vergleich der EMV-Maßnahmen DC-Seite auf den Gleichtaktstörstrom auf den geschirmten Phasenleitungen (AC-Seite)

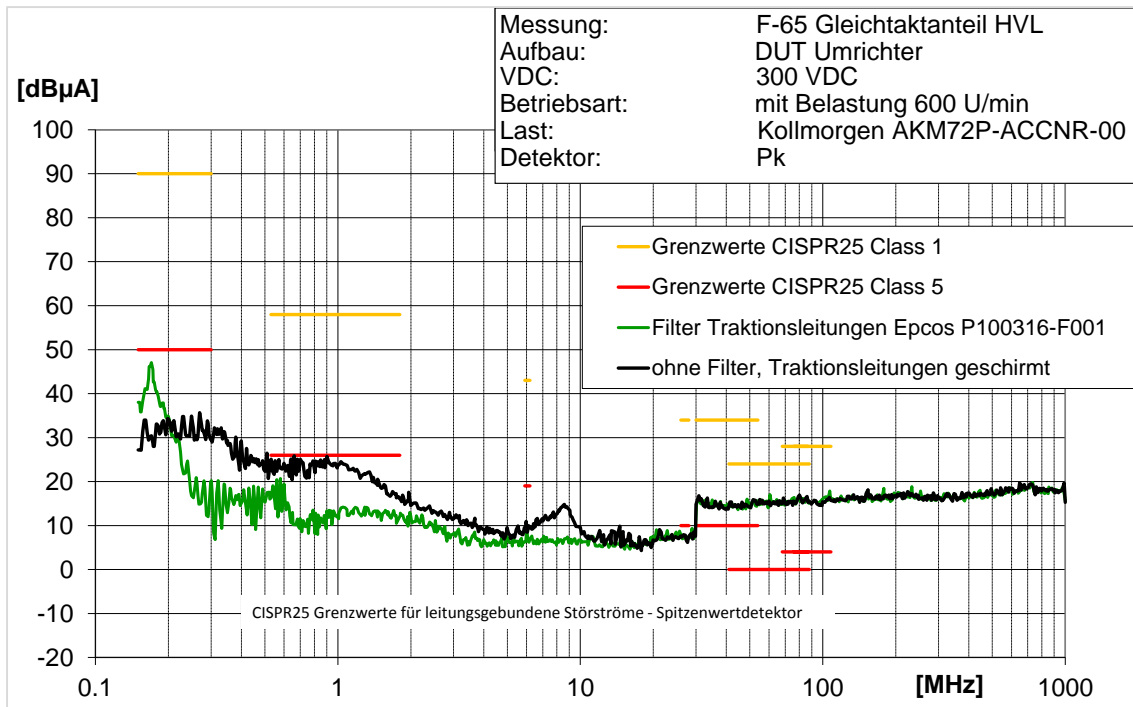


Abbildung 96 Vergleich der Messergebnisse für Filterung und Schirmung für den Gleichtaktstörstrom auf den Traktionsleitungen (HV+ und HV-) (Stromzange) mit den Grenzwerten aus CISPR 25 für den Spitzenwertdetektor

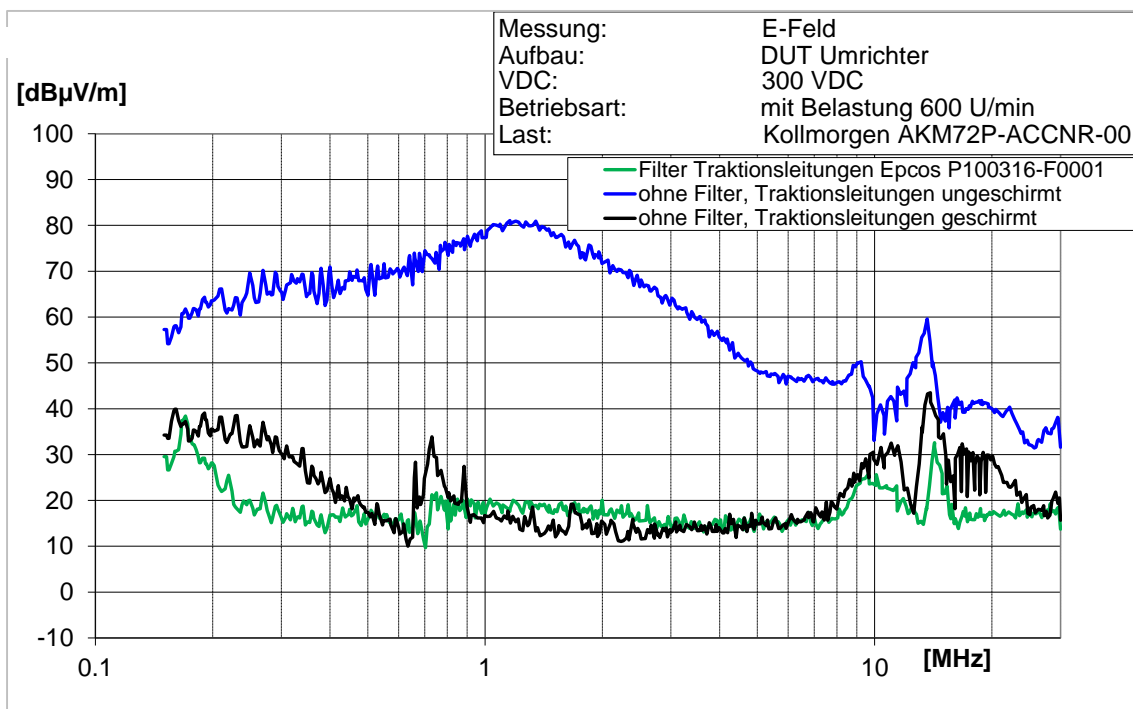


Abbildung 97 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld (Stabantenne)

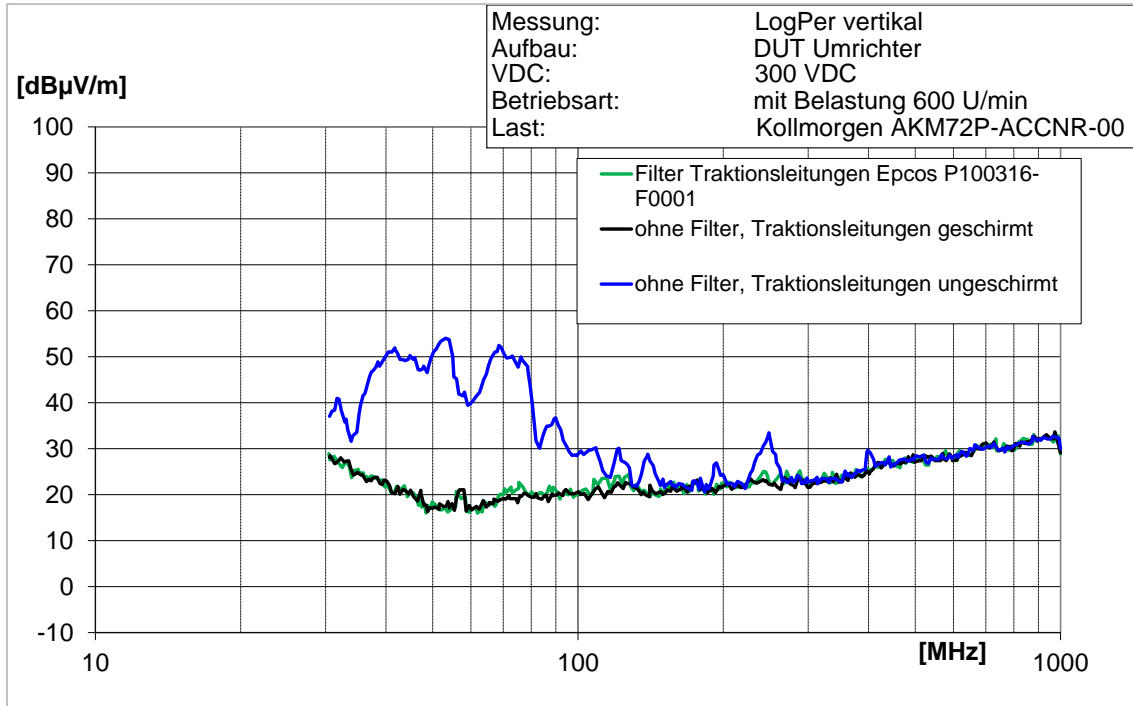


Abbildung 98 Vergleich Filterung und Schirmung für das E-Feld (BiLogPer-Antenne)

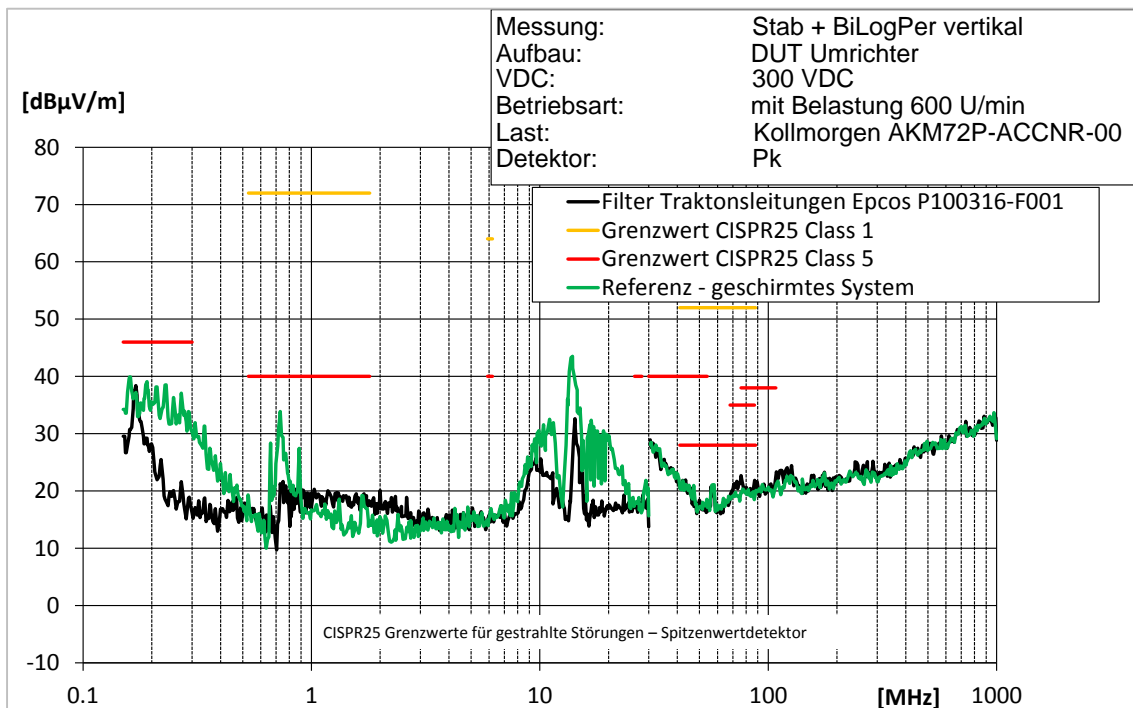


Abbildung 99 Vergleich der Messergebnisse für Filterung und Schirmung für das E-Feld (Stabantenne + BiLogPer) mit den Grenzwerten aus CISPR 25 für den Spitzenwertdetektor

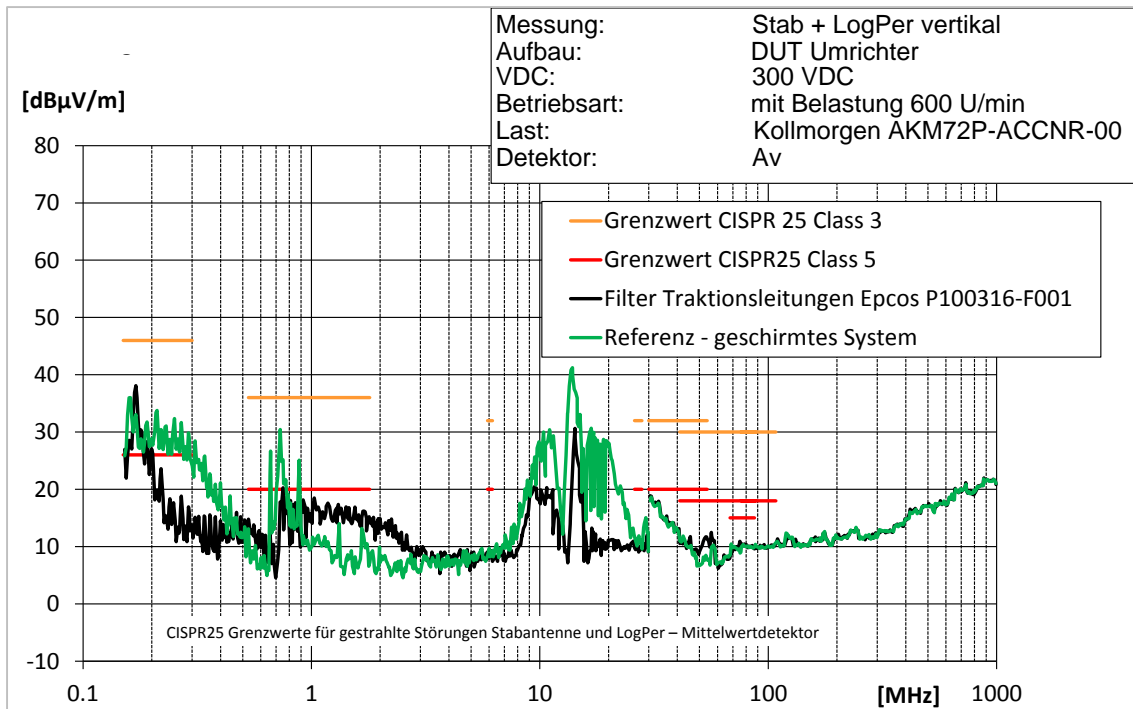


Abbildung 100 Vergleich der Messergebnisse für Filterung und Schirmung für das E-Feld (Stabantenne + BiLogPer) mit den Grenzwerten aus CISPR 25 für den Mittelwertdetektor

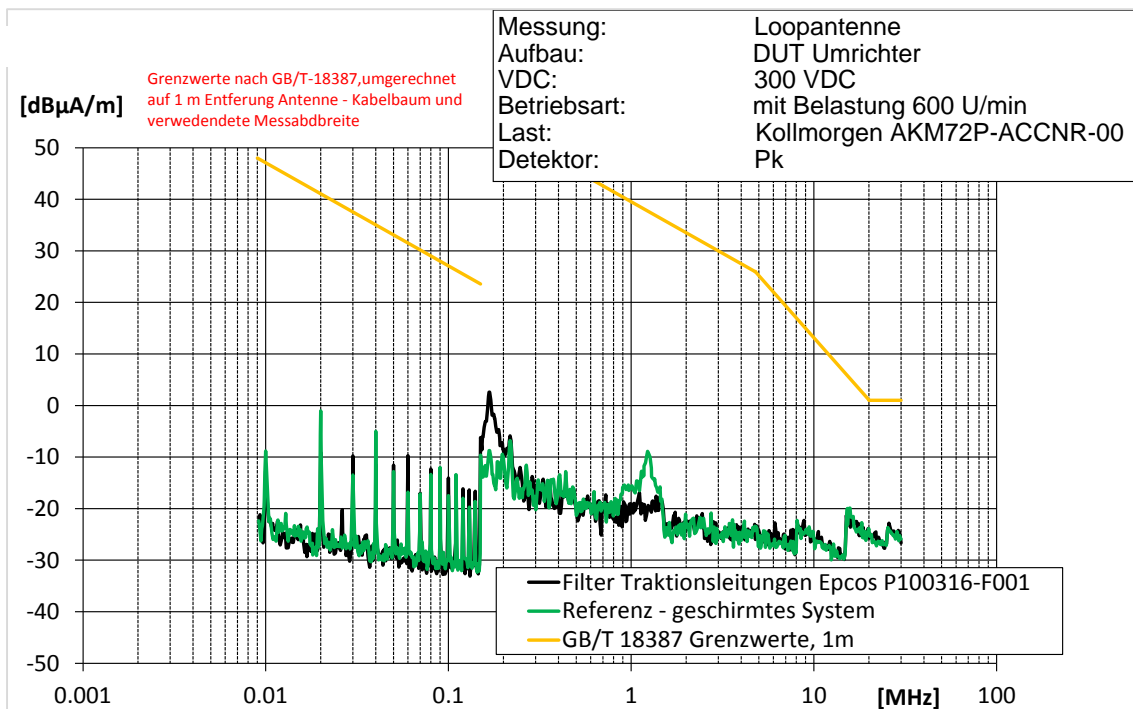


Abbildung 101 Vergleich der Messergebnisse für Filterung und Schirmung für das E-Feld (Loop-Antenne) mit den Grenzwerten aus GB-T-18387 für den Spitzenwertdetektor, umgerechnete Werte

Für die Messung und Bewertung des entstehenden Magnetfeldes existieren keine Vorgaben in CISPR 25. Üblich ist eine Bewertung in Bezug zur Norm GB-T 18387-2008 [15]. Diese gilt aber nur für Fahrzeugmessungen und einen Abstand der Antenne zum Fahrzeug von 3 Metern. Die Grenzwertkurve der Norm GB-T 18387 gilt außerdem für eine andere Messbandbreite des Messempfängers.

Damit muss für die Bewertung eine Umrechnung der Messwerte auf den verwendeten Antennenabstand von 1 Meter und eine Umrechnung der Grenzwertkurve auf die verwendete Messbandbreite erfolgen. Ein vergleichbares Vorgehen erfolgt für die Komponentenbewertung bei einigen Automobilherstellern.

6.3.2 Abgleich der Störaussendungsergebnisse mit Grenzwerten

Messaufbau mit Motor, DUT Umrichter			
Filter Epcos P100316-F001, Traktionsleitungen (DC) vor Antenne			
Detektor Peak			
Aufbau	Messmittel	Norm	erreichte Genzwertklasse
geschirmt	BNN	CISPR 25	HV 2 *)1
Filter Traktionsleitungen	BNN	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Stabantenne	CISPR 25	Class 5
Filter Traktionsleitungen	Stabantenne	CISPR 25	Class 5
geschirmt	BiLogPer	CISPR 25	Class 5
Filter Traktionsleitungen	BiLogPer	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Stromzange	CISPR 25	Class 4
Filter Traktionsleitungen	Stromzange	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Loop-Antenne	GB/T-18387	Pass
Filter Traktionsleitungen	Loop-Antenne	GB/T-18387	Pass
Detektor Average			
Aufbau	Messverfahren	Norm	erreichte Genzwertklasse
geschirmt	BNN	CISPR 25	keine Klasse eingehalten *1)
Filter Traktionsleitungen	BNN	CISPR 25	Class 2
geschirmt	Stabantenne	CISPR 25	Class 3
Filter Traktionsleitungen	Stabantenne	CISPR 25	Class 3
geschirmt	Logper	CISPR 25	Class 5
Filter Traktionsleitungen	Logper	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Stromzange	CISPR 25	Class 3
Filter Traktionsleitungen	Stromzange	CISPR 25	Class 3

Tabelle 16 Übersicht über erreichte Grenzwertklassen für ein geschirmten Messaufbau ohne Filter und eine Messaufbau mit gefilterten, ungeschirmten Traktionsleitungen (DC-Seite) und System; DC-Filter Epcos P100316-F001 (150A_{DC}); *1) Bewertung nach [7]

Für die Bewertung der Messergebnisse mit spezifizierten Grenzwerten müssen drei verschiedene Bewertungsmaßstäbe herangezogen werden. Für die Messungen mit Filter ist die Traktionsleitungen ungeschirmt. Damit gelten für diese Messungen – leitungsgeführt und elektrisches Feld – die Grenzwertklassen aus der CISPR 25 für ungeschirmte Niedervoltleitungen (Bewertungsmaßstab 1, Bezeichnung in obiger Tabelle Class X). Die gleichen Grenzwerte werde für den geschirmten Aufbau ohne Filter genutzt. Eine Ausnahme bildet die Messung an der BNN, da hier innerhalb des geschirmten Systems gemessen wird. Für diese Messungen existieren Vorschläge für Grenzwerte in [7]. Hierbei wird eine Entkopplung von Hochvolt- und Niedervoltbordnetz eingerechnet (Bewertungsmaßstab 2, Bezeichnung in obiger Tabelle HV X).

Für die Messung des magnetischen Feldes mit der Loop-Antenne wird für die Bewertung aller Messungen die Norm GB-T-18387 [15] herangezogen und die für die Bewertung notwendigen

Umrechnungen durchgeführt (Bewertungsmaßstab 3, Bezeichnung in obiger Tabelle Fail/Pass).

Die Bewertung zeigt, dass das Emissionsverhalten des Messaufbaus mit Filterung mindestens die gleichen Grenzwerte einhält wie der geschirmte Aufbau.

6.4 Weiterführende Untersuchungen

6.4.1 Einfluss von C_Y -Kondensatoren auf den Strom im Massesystem

C_Y -Kondensatoren werden eingesetzt, um dem Gleichtaktstörstrom einen kurzen und niederimpedanten Pfad zur Störquelle, den Halbleiterschaltern im Umrichter, zu bieten. Die Wirkung der Filtermaßnahme hängt hierbei von der Realisierung des Rückstrompfades zur Störquelle durch räumliche Nähe und gute Masseanbindung des Filters ab. Die C_Y -Kondensatoren sind Bestandteil der Filter. Für die Untersuchungen in diesem Punkt wurden die C_Y -Kondensatoren ohne weitere Filterbauelemente diskret aufgebaut. Der Filter besteht somit nur aus einem Halbglied für die Gleichtaktstörungen.

Beim verwendeten Messaufbau sind Umrichter und Last isoliert gelegt und jeweils mit einem Masseband mit Referenzmasse verbunden. Durch die Schirmung der Leitungen kommt ein zusätzlicher Massepfad über den Leitungsschirm zur BNN hinzu. Im Messaufbau wie in der realen Applikation ist der Pfad des Rückstromes nicht eindeutig nachvollziehbar. Ein Teil des Stromes fließt über den Schirm, ein Teil über die Massebänder. Die Aufteilung des Stromes hängt von der jeweiligen Impedanz des Massesystem oder des Schirmes ab. Einen Einfluss hat hier die räumliche Entfernung der Komponenten und die dadurch resultierende Impedanz des Kabelschirmes. Für den Aufbau wurde die Schirmung der Komponenten variiert. Bei der ersten Messung wurde die Konfiguration Filterung der DC-Seite gewählt. Die Traktionsleitung ist ungeschirmt, die Phasenleitung geschirmt, am Umrichter sind C_Y -Kondensatoren vom den Anschlüssen HV+ und HV- am Zwischenkreis direkt auf Masse geführt.

In einer zweiten Konfiguration wurde die Phasenleitung, bei sonst gleichem Aufbau ungeschirmt angeschlossen. Hiermit soll eine lange Phasenleitung nachgebildet werden, über deren Schirm nur ein vernachlässigbarer Störstromanteil fließt.

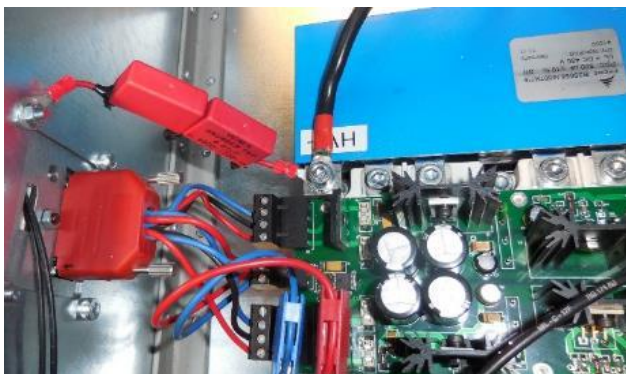


Abbildung 102
C_Y-Kondensator am HV+-Anschluss in Umrichterschirmbox

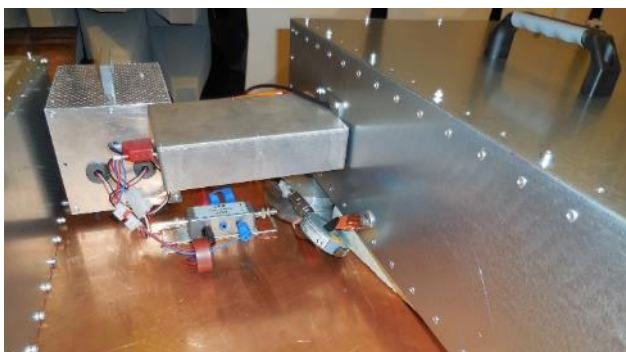


Abbildung 103
Strommessung Masseband Umrichter mit Stromzange F65

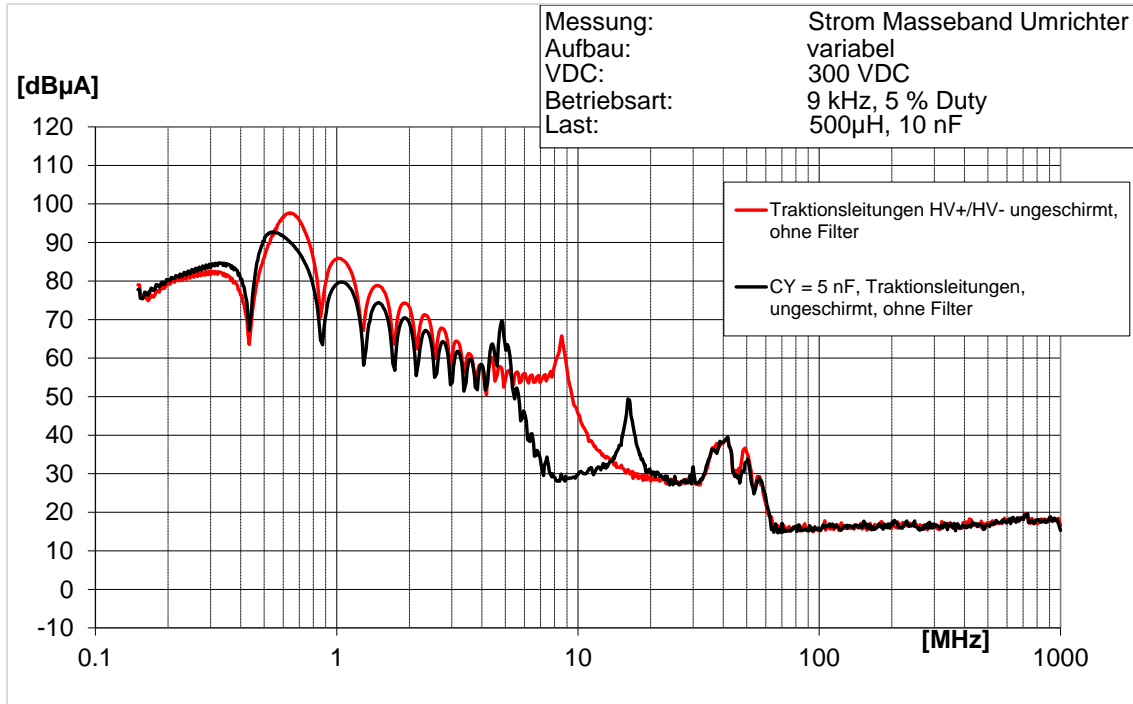


Abbildung 104 Vergleich der Ströme auf dem Masseband des Umrichters für den Aufbau mit geschirmten Phasenleitungen mit und ohne C_Y -Kondensator

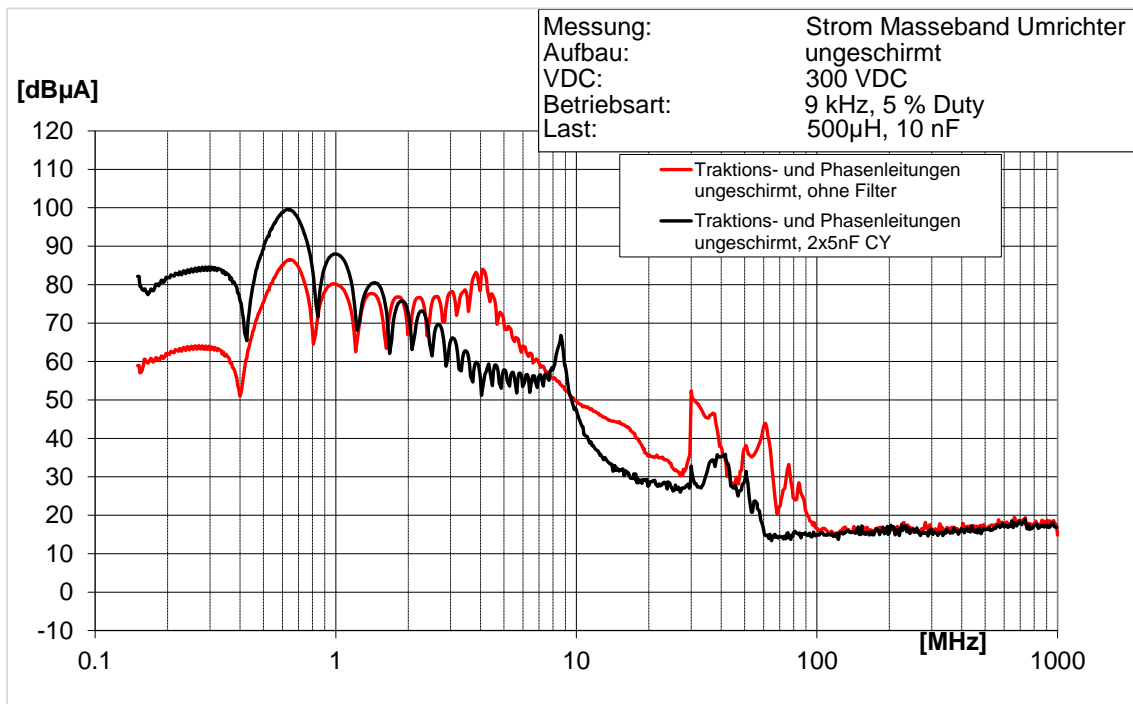


Abbildung 105 Vergleich der Ströme auf dem Masseband des Umrichters für den Aufbau mit ungeschirmten Phasenleitungen mit und ohne C_Y -Kondensator

Für den Aufbau mit geschirmter Phasenleitung kommt abgesehen von den Resonanzen bei 6 MHz und 12 MHz zu einer breitbandigen Verringerung der Störpegel durch den C_Y -Kondensator bis etwa 20 MHz.

Für den Aufbau mit ungeschirmter Phasenleitung kommt es mit dem C_Y -Kondensator zu einer signifikanten Erhöhung des Störstromes bis etwa 1,5 MHz. Im weiteren Frequenzbereich verringert sich der Störpegel durch die Filtermaßnahme wieder.

Durch die Verwendung von C_Y -Kondensatoren kann es bei entsprechender Systemauslegung zu einer Erhöhung der Masseströme bei Verwendung von C_Y -Kondensatoren kommen. Die Störungen des HV-Systems können über die Masse in Niederspannungssysteme einkoppeln.

6.4.2 Einfluss der Lastnachbildung auf das Emissionsverhalten

In den Untersuchungen wurden neben dem Motor zwei verschiedene Lastnachbildungen genutzt. Diese sind in den Abschnitten 3.2, Tabelle 1 und 9.2.2 näher erläutert. Für die Störaussendungsmessungen wurde die Last 1 (Drahtwicklung auf Volleisenkern) eingesetzt. Die Last 2 (Blechwicklung auf geblechten Kern) diente vor allem zur Verifikation der Simulationsmodelle. Beide Lastnachbildungen weisen unterschiedliche Impedanzverläufe auf. Die Messungen an der BNN zeigen, dass sich die dominante Gleichtaktstörung für beide Lasten durch die verwendete, zusätzliche Kapazität nur geringfügig unterscheidet. Die Gegentaktstörpegel sind für die Last 2 bis ca.16 MHz höher, da die Last einen geringeren Gleichstromwiderstand aufweist und somit die Ströme durch die Last 2 höher sind. Die Gesamtstörpegel an der BNN sind nahezu gleich (ohne Abbildung).

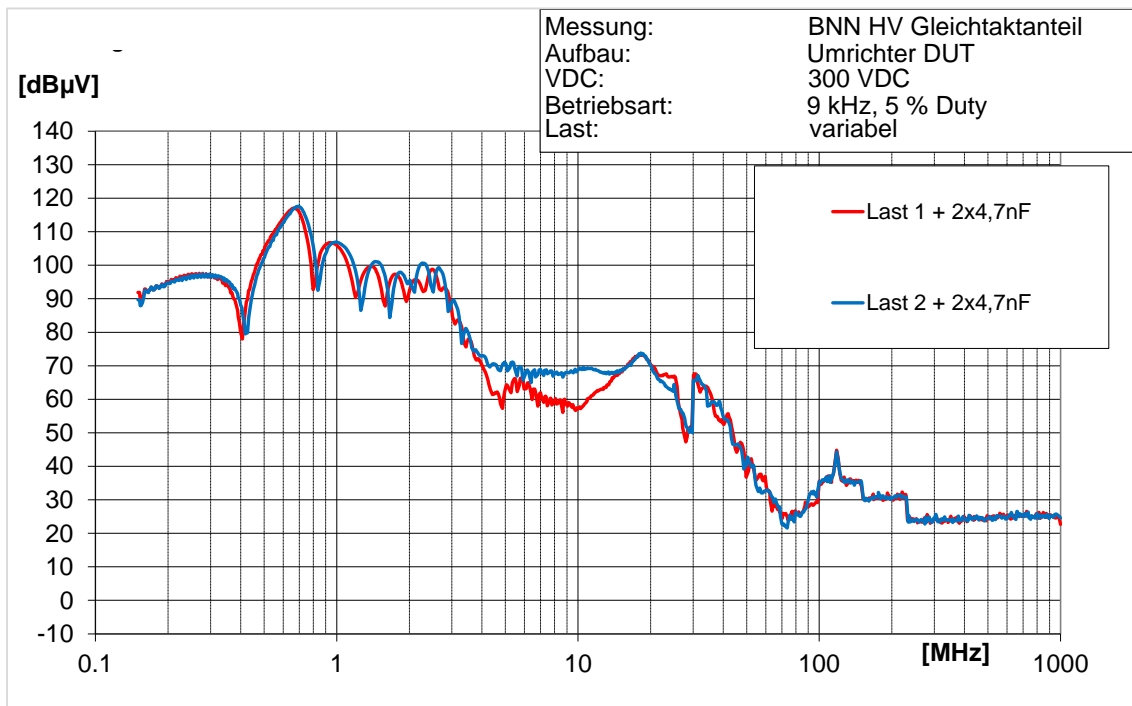


Abbildung 106 Einfluss der Last auf die Gleichtaktstörspannungen an der BNN

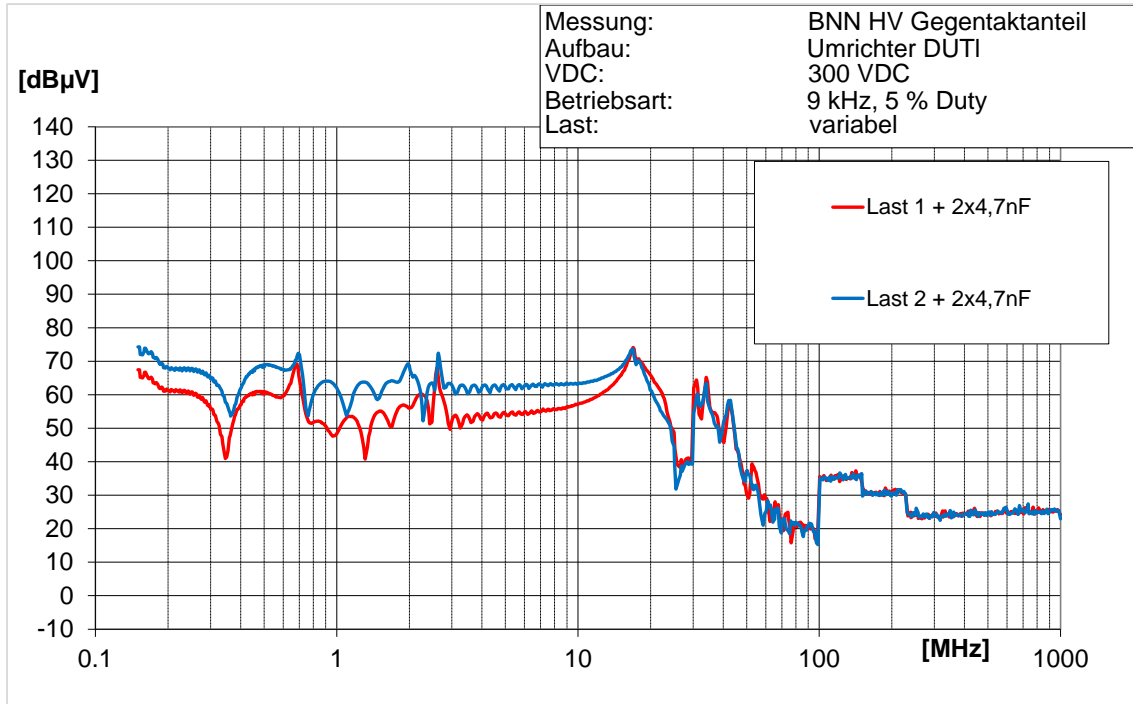


Abbildung 107 Einfluss der Last auf die Gegentaktstörspannungen an der BNN

6.4.3 Einfluss von Ferriten an Phasenleitungen zur Resonanzbedämpfung

Einige der verwendeten Filter zeigen Resonanzverhalten. Dadurch entstehen Überhöhungen des Störpegels liegen in Frequenzbereichen ohne Grenzwertfestlegungen. Sie können beispielsweise mit Hilfe von zusätzlichen Ferriten als Gleichtaktfilterelement an den Phasenleitungen unterdrückt werden.

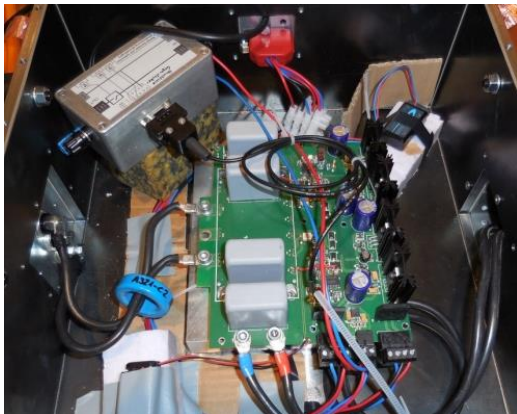


Abbildung 108
Detail Schirmbox Umrichter mit
zusätzlichen Ferritring aus N30-Material

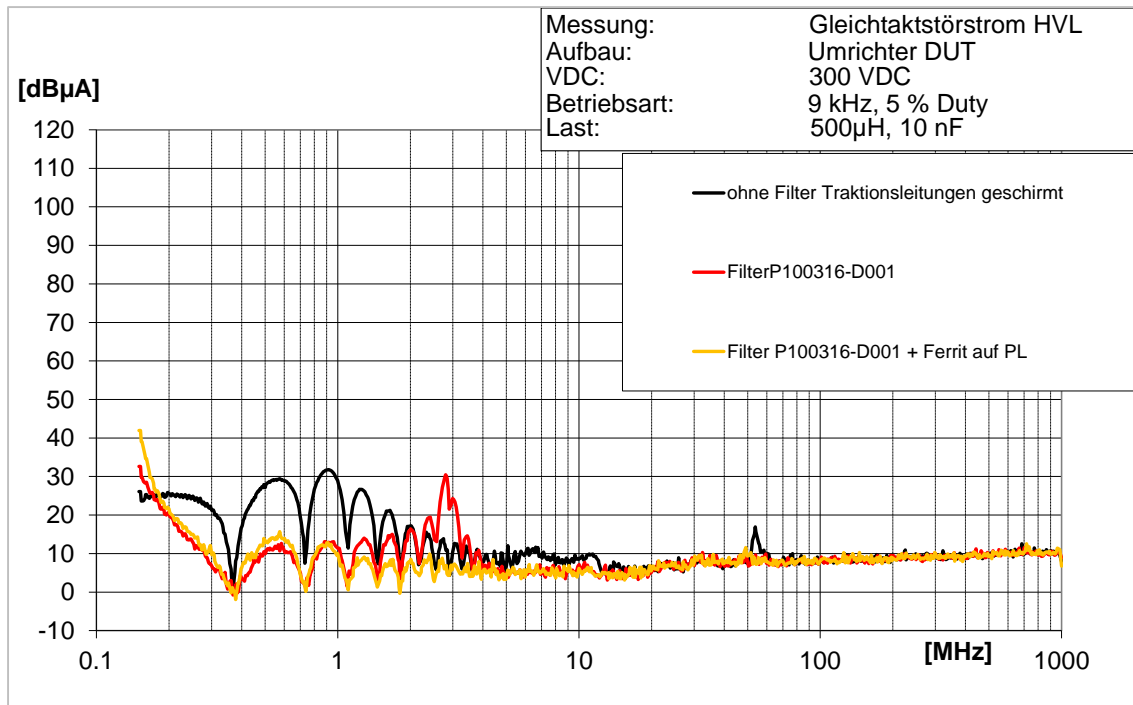


Abbildung 109 Darstellung des Einflusses eines zusätzlichen Ferritringes um die Phasenleitungen bei Verwendung eines Filters für die Traktionsleitungen (DC-Seite) für den Störstrom auf den Traktionsleitungen

6.4.4 Einfluss der Filterung der Niederschnittstellen des Antriebsumrichters auf das Emissionsverhalten

Die Störungen der Hochvoltseite koppeln auch über die Niederschnittstellen des Antriebssystems aus. Im Messaufbau wird die Ansteuerplatine mit einer Spannung von 12 V betrieben, die über eine BNN geführt werden. Beim Messaufbau nach CISPR 25 sind die Hochvolt- und die Niederschnittstellen über die 50 Ω / 100 nF der jeweiligen BNN relativ niederimpedant über die Bezugsmasse miteinander verkoppelt.

Die Untersuchung des Einflusses zeigt die Notwendigkeit einer ausreichenden Entkopplung auf.

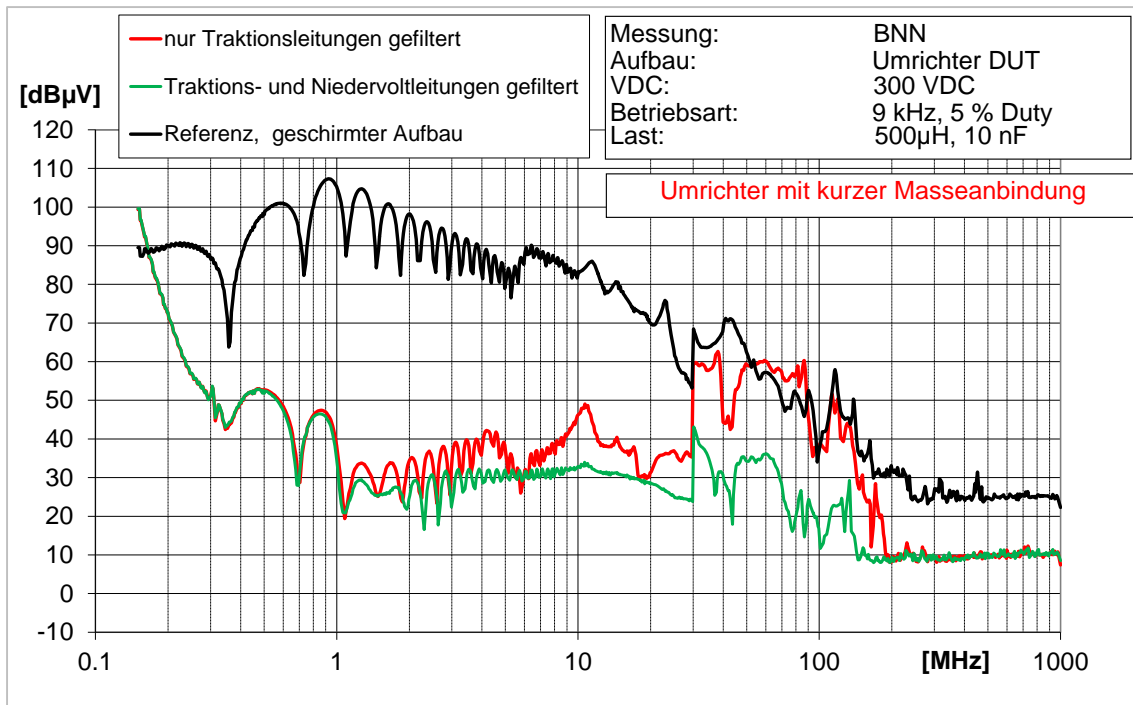


Abbildung 110 Einfluss der Filterung der Niederspannungsschnittstellen auf Störpegel an der BNN (Hochvolt) für den CISPR 25-Aufbau, Umrichter mit guter Masseanbindung über Masseband

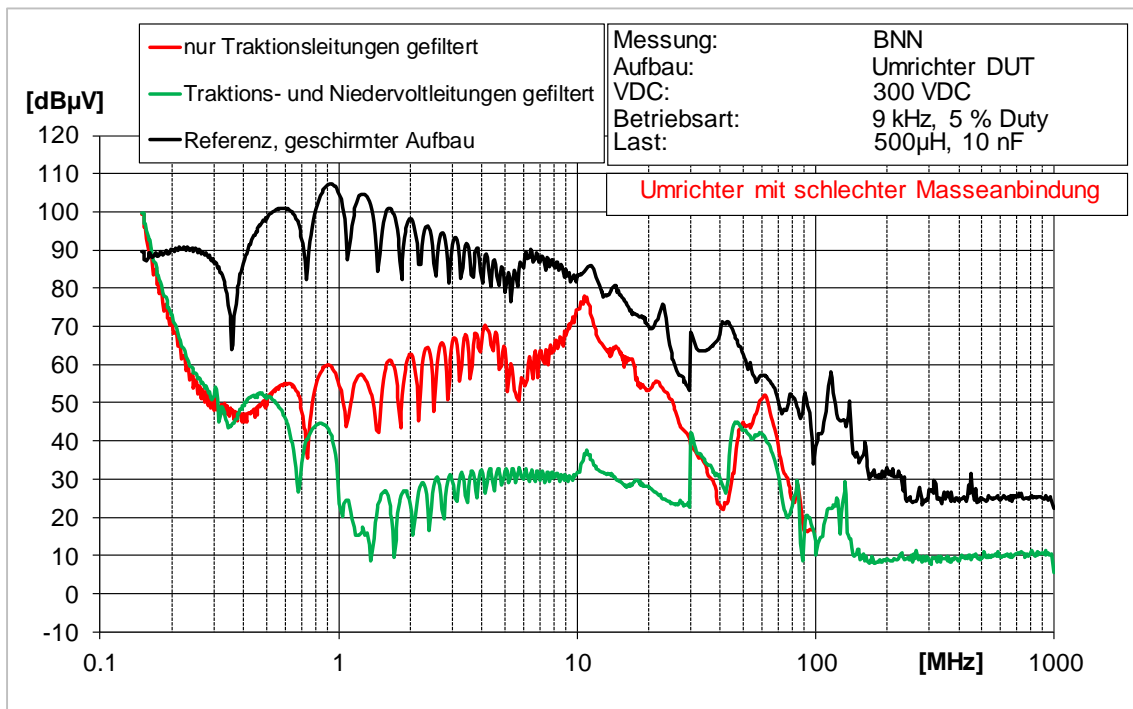


Abbildung 111 Einfluss der Filterung der Niederspannungsschnittstellen auf Störpegel an der BNN (Hochvolt) für den CISPR 25-Aufbau, Umrichter mit schlechter Masseanbindung, kein Masseband

6.4.5 Zeitbereichsmessungen zur Überprüfung von Resonanzen durch die DC-Filter im Aufbau

Die eingesetzten Tiefpassfilter bestehen im Wesentlichen aus Induktivitäten und Kondensatoren. Filter haben Eigenresonanzen, die sich aus den Bauteileigenschaften ergeben. Durch die schnell schaltenden Halbleiter im Umrichter können sich zusätzliche Resonanzen durch den Einsatz von Filtern ergeben. Die Resonanzen können unter Umständen das Regelverhalten des Umrichters beeinflussen.

Zur Untersuchung dieser durch Filter bedingten möglichen Resonanzen wurde der Aufbau nach CISPR 25 mit einem DC-Filter (Fuss EMV 2F400-250.260FZ) ergänzt. Der Aufbau mit diesem Filter ist nur stellvertretend für alle Filter zu sehen. Die Effekte sind bei vergleichbarem Filteraufbau ähnlich.

Die Messungen erfolgten mit einer Zwischenkreisspannung $V_{DC} = 100\text{ V}$ und bei einer Taktrate von 9 kHz mit der Last 1. Der Tastgrad wurde auf 10 % gesteigert, um eine Erhöhung des Stromes zu erreichen. Strom und Spannung wurden im Zeitbereich gemessen. Die Messung erfolgte an allen Schnittstellen vom Messaufbau. Nachfolgend werden nur Messungen gezeigt, bei denen sich der gemessene Verlauf mit und ohne DC-Filter unterschieden hat. Es wurde das Emissionsverhalten an der BNN gemessen, so dass die hier getroffenen Aussagen nur für Messaufbauten mit einer BNN gelten. Bei direktem Anschluss einer HV-Batterie ergeben sich andere Impedanzbedingungen, welche die Resonanzbildung beeinflussen können.

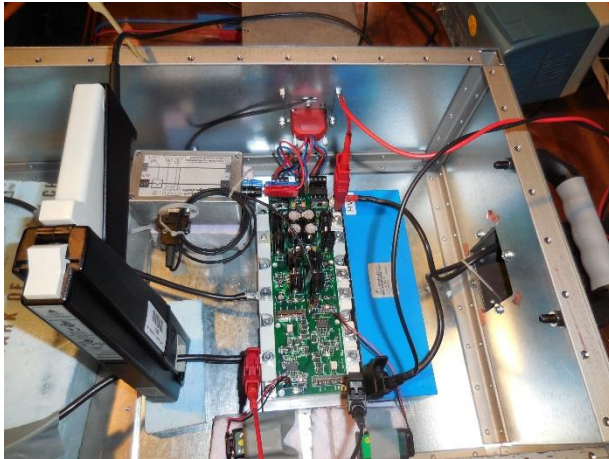


Abbildung 112
Umrichterschirmbox mit Tastkopfspitzen und Stromzange; rechts Öffnung für Filterschacht

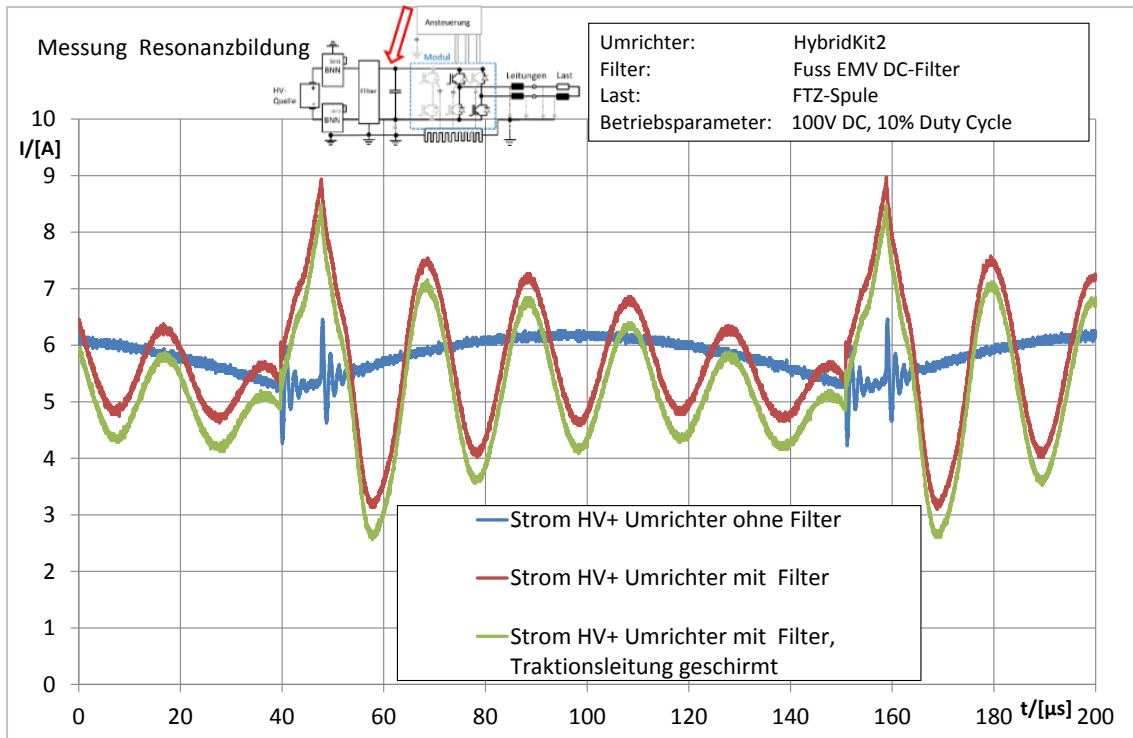


Abbildung 113 Stromverläufe am Messpunkt zwischen Zwischenkreiskondensator und Filter für den Aufbau ohne Filter/Traktionsleitung geschirmt, mit Filter/Traktionsleitung ungeschirmt und mit Filter/Traktionsleitung geschirmt

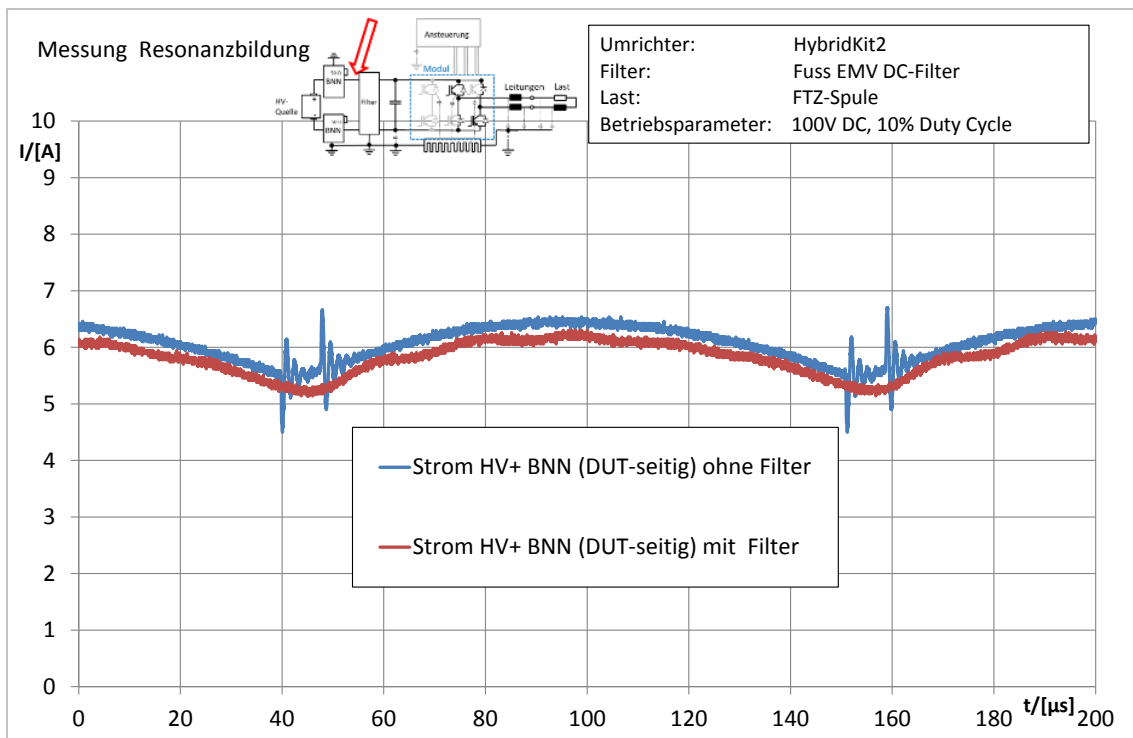


Abbildung 114 Stromverläufe am Messpunkt zwischen BNN und Filter für den Aufbau ohne Filter/Traktionsleitung geschirmt und mit Filter/Traktionsleitung ungeschirmt

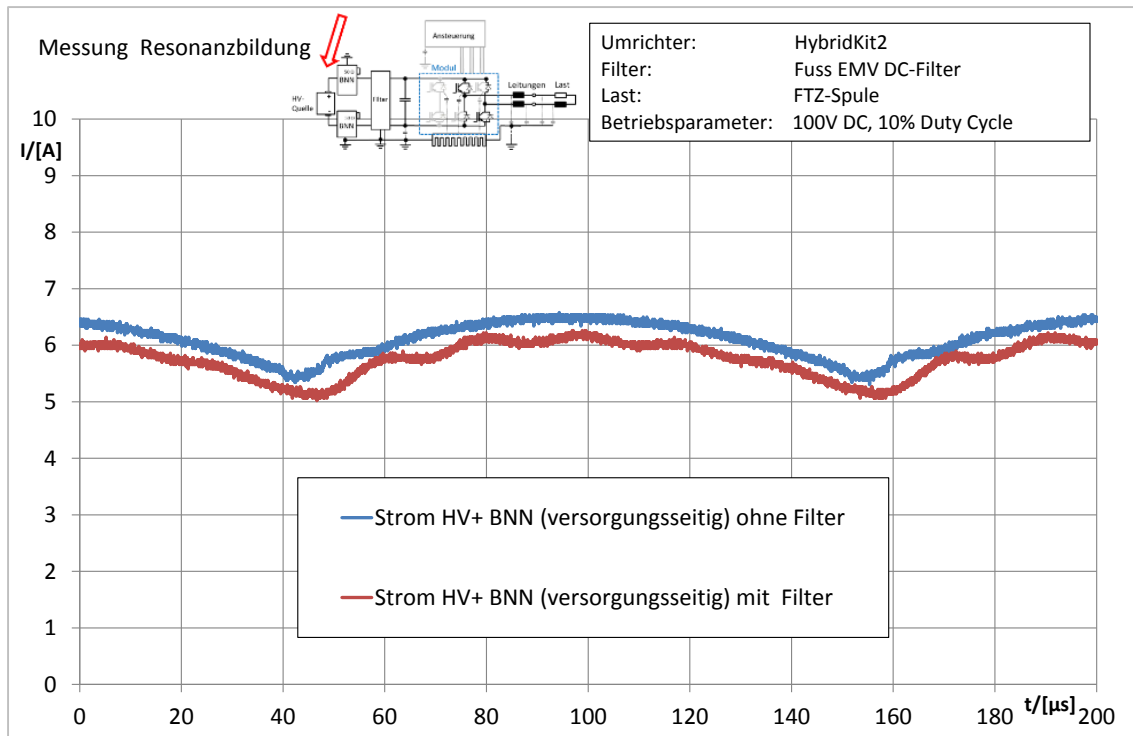


Abbildung 115 Stromverläufe am Messpunkt zwischen BNN und Kondensatorbatterie für den Aufbau ohne Filter/Traktionsleitung geschirmt und mit Filter/Traktionsleitung ungeschirmt

Bei den Spannungsmessungen mit Filterung auf der DC-Seite konnte kein nennenswerter Einfluss auf die Spannungen im Zeitbereich festgestellt werden. Bei Strömen zeigt nur die Messung zwischen Zwischenkreiskondensator und Filter signifikante Unterschiede bei Verwendung eines Filters.

6.5 Zusammenfassung Messungen mit DC-Filtern

Die Messungen mit den verwendeten passiven Filtern der EPCOS AG und der Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG auf der DC-Seite zeigen, dass eine Filterung der Traktionsleitungen die Dämpfungswerte der Schirmung des Versuchsaufbaus mindestens erreichen und teilweise übertreffen kann. Die DC-Filter können somit die Schirmung auf der DC-Seite aus EMV-Sicht ersetzen.

Der Vorteil der Filterung gegenüber der Schirmung liegt in der Dämpfung der Störungen nah an der Störquelle. Der benötigte Bauraum und das Gewicht der Filter liegen trotz der verwendeten Prototypengehäuse in einer vertretbaren Größenordnung für Fahrzeuganwendungen.

Da die Hochvoltssysteme heute neben dem hier untersuchten Traktionsstrang noch weitere Komponenten beinhalten können (DC/DC-Wandler, Kompressor,...), müssen bei Entfall der Schirmung alle Komponenten des HV-Bordnetzes konsequent gefiltert werden.

Auch bei Filterung des Hochvoltbordnetzes ist auf eine ausreichende Entkopplung der Schnittstellen zum Niedersvoltbordnetz zu achten. Der Einfluss der Eigenresonanzen der Filter auf die Systemstabilität ist zu prüfen.

7 Analysen mit AC-Filtern

7.1 AC-Filter FUSS EMV

Für die Messungen wurden zwei verschiedene AC-Filter eingesetzt. Ein erster Filter 3ACM250-100.260FZ wurde anhand der Messungen am vereinfachten Aufbau entworfen und gebaut. Der Filter zeigt im CISPR 25-Messaufbau nicht die gewünschte Wirkung. Auf Basis zusätzlicher Störaussendungsmessungen mit dem ersten Filter wurde ein weiteres optimiertes Filter 3ACM250-100.261FZ aufgebaut.



Abbildung 116
AC-Filter der Fa. FUSS
EMV

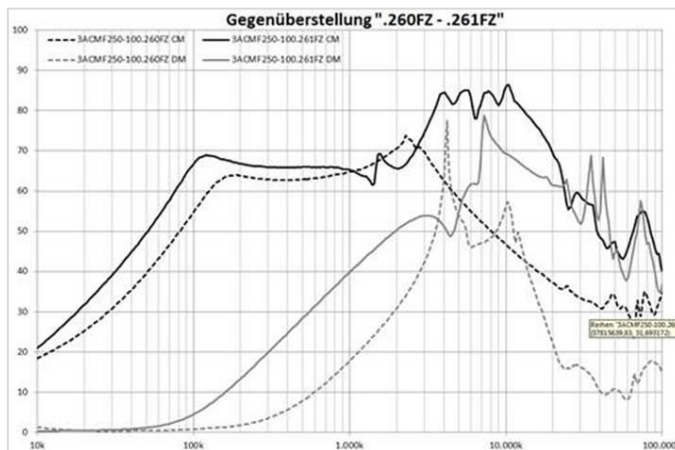


Abbildung 117
Einfügedämpfungen der
verwendeten AC-Filter
im Vergleich (Quelle:
Hersteller)

CM – Einfügedämpfung Gleichtakt
DM – Einfügedämpfung Gegentakt



Abbildung 118
AC-Filter .261FZ mit
Umrichter in Schirmbox

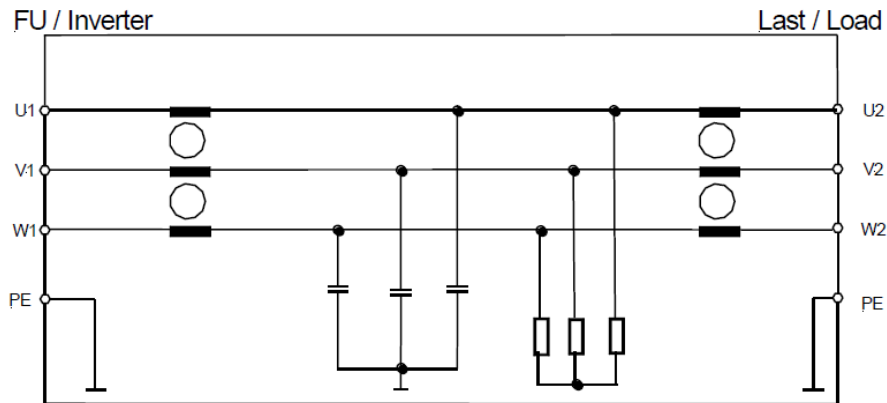


Abbildung 119
Schematisches
Ersatzschaltbild des
Filters 3ACMF250-
100.260FZ

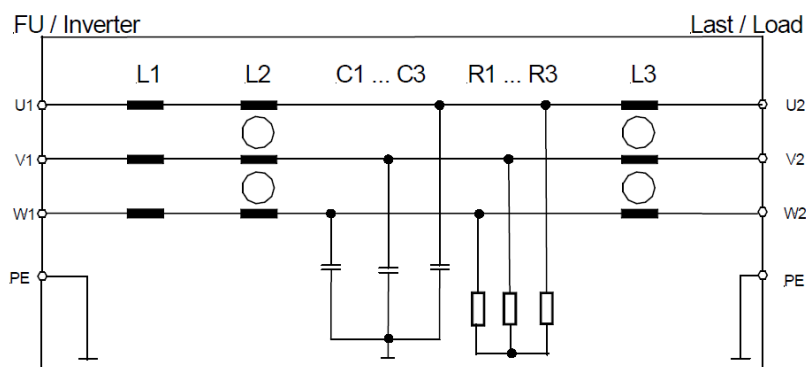


Abbildung 120
Schematisches
Ersatzschaltbild des
Filters 3ACMF250-
100.261FZ

Bei dem Filter 3ACM250-100.260FZ handelt es sich nicht um ein bereits fahrzeugaugliches Bauteil. Es wurde auf die Betriebsparameter Strom und Spannung und die notwendige Dämpfung ausgelegt. Die Kennwerte des Filters sind [16]:

- Bemessungsspannung: 250 V_{AC}
- Bemessungsstrom: 100 A_{AC}
- Gewicht: 11 kg
- Maße: 340 x 238 x 184 mm

Die maximalen Verluste des Filters liegen bei 110 W.

Auch der Filter 3ACM250-100.261FZ ist von den Temperaturanforderungen nicht fahrzeugauglich. Es wurde auf die Betriebsparameter Strom und Spannung und die notwendige Dämpfung ausgelegt. Die Kennwerte des Filters sind [17]:




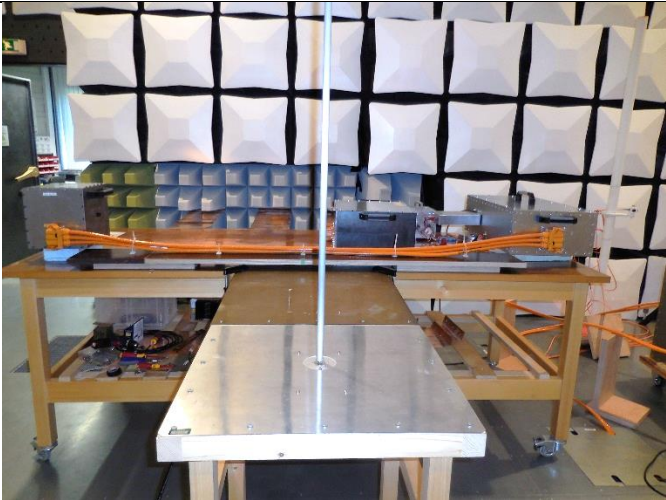
- Bemessungsspannung: 250 V_{AC}
- Bemessungsstrom: 100 A_{AC}
- Gewicht: 22 kg
- Maße: 330 x 234 x 160 mm

Die maximalen Verluste des Filters liegen bei 220 W.

8 Messergebnisse mit AC-Filtern

8.1 Messmittel und Messpunkte

An dem geschirmten Messaufbau wurden sowohl leitungsgebundene als gestrahlte Störaussendung in einer geschirmten Kabine gemessenen. Die Messmittel entsprechen den in Abschnitt 6.1, Tabelle 14 aufgeführten.

Messung	Foto Messaufbau
Übersicht Messaufbau	
AC-Filter Umrichterschirmbox	
Messung Gleichtaktstörstrom AC-Seite	
Messung des E-Feldes bis 30 MHz mit Stabantenne	

<p>Messung des E-Feldes ab 30 MHz mit BiLogPer horizontal</p>	
<p>Messung des E-Feldes ab 30 MHz mit BiLogPer vertikal</p>	
<p>Messung Störstrom im Masseband des Umrichter mit Stromzange</p>	

Tabelle 17 Darstellung der Messpunkte und Messaufbauten am Beispiel des Messaufbaus mit dem Motor als DUT

Die Messungen für die Untersuchungen mit den Filtern auf der AC-Seite erfolgen mit dem Messaufbau mit dem Motor als DUT. Somit liegen die Phasenleitungen mit der vorgeschriebenen Länge [7] vor der Antenne. Die Traktionsleitungen von der BNN zum Umrichter sind so kurz wie möglich ausgeführt. Die Niedervoltleitungen sind gefiltert über eine weitere BNN geführt. Die Ansteuerung erfolgt optisch.

Für den Vergleich erfolgen die Messungen mit

- ungeschirmten Phasenleitungen ohne Filter (nur Traktionsleitungen geschirmt)
- geschirmten Phasenleitungen ohne Filter
- ungeschirmten Phasenleitungen mit Filter (nur Traktionsleitungen geschirmt)

8.2 Ergebnisse Störausendungsmessungen mit AC-Filter

Die erste Messreihe erfolgte mit der Last 1 als Motornachbildung und einer Zwischenkreisspannung von 300 V_{DC}, 9 kHz Taktrate sowie Tastverhältnis von 5% in der oben beschriebenen Tiefsetzstellerschaltung. In einem zweiten Messdurchlauf wurde der Aufbau mit allen Brücken Zweigen aktiv angesteuert und realem rotierendem dreiphasigen Motor [11] und isolierter Belastungsmaschine (Abschnitt 8.2.4) analysiert.

Die folgenden Ergebnisse werden zuerst im Vergleich dargestellt und dann unter 8.2.5 mit den Anforderungen von verschiedenen Normen gegenübergestellt.

8.2.1 Störausendungsanalyse zur Optimierung der AC-Filter

Im Messaufbau wird die im 50-Ω-System gemessene Dämpfung für den Filter 3ACM250-100.260FZ nicht erreicht. Eine mögliche Ursache kann in der Abhängigkeit der Filterwirkung von der Impedanz der angeschlossenen Quelle (Umrichter) und Last (Last 1) liegen. Die Impedanz der Last 1 variiert frequenzabhängig von einigen mΩ bis zu 1 kΩ, so dass die Filterwirkung von der im 50-Ω-System abweicht.

Zur weiteren Optimierung der Filterwirkung auf der AC-Seite wurden weitere Messungen durchgeführt. Die Untersuchungen zeigten, dass die Gegentaktdämpfung des Filters nicht ausreichend war.

Auf Basis dieser Messungen wurde ein zweiter optimierter Filter (3ACM250-100.261FZ) entworfen, der neben einer zusätzlichen Gegentaktdrossel noch ein verbessertes internes Schirmkonzept umsetzt.

8.2.2 Störausendungsanalyse mit AC-Filter und Motornachbildung

In den Diagrammen ist der Filter 3ACM250-100.261FZ mit Phasenleitungsfilter V2 gekennzeichnet, da zum Zeitpunkt der Messungen noch keine Bezeichnung feststand.

Es wird Schirmung und Filterung mit verschiedenen Messverfahren verglichen.

Bei der Erfassung Störspannung an der BNN (Abbildung 121) ist zu beachten, dass diese bei Verwendung eines AC-Filters immer geschirmt ist, da die Traktionsleitungen nicht gefiltert werden. Der Störstrom wird mittels Stromzange an den Phasenleitungen sowie den Traktionsleitungen (Abbildungen 122 - 123) aufgenommen. Bei den Feldmessungen liegen jetzt die Phasenleitungen vor der Antenne. Das H-Feld wurde mit der Loopantenne gemessen (Abbildung 124). Die Erfassung des E-Feldes erfolgte bis 30 MHz mit einer Stabantenne (Abbildung 125) und ab 30 MHz (Abbildung 126) mit einer bikonisch-logarithmisch-periodischen Antenne (BiLogPer).

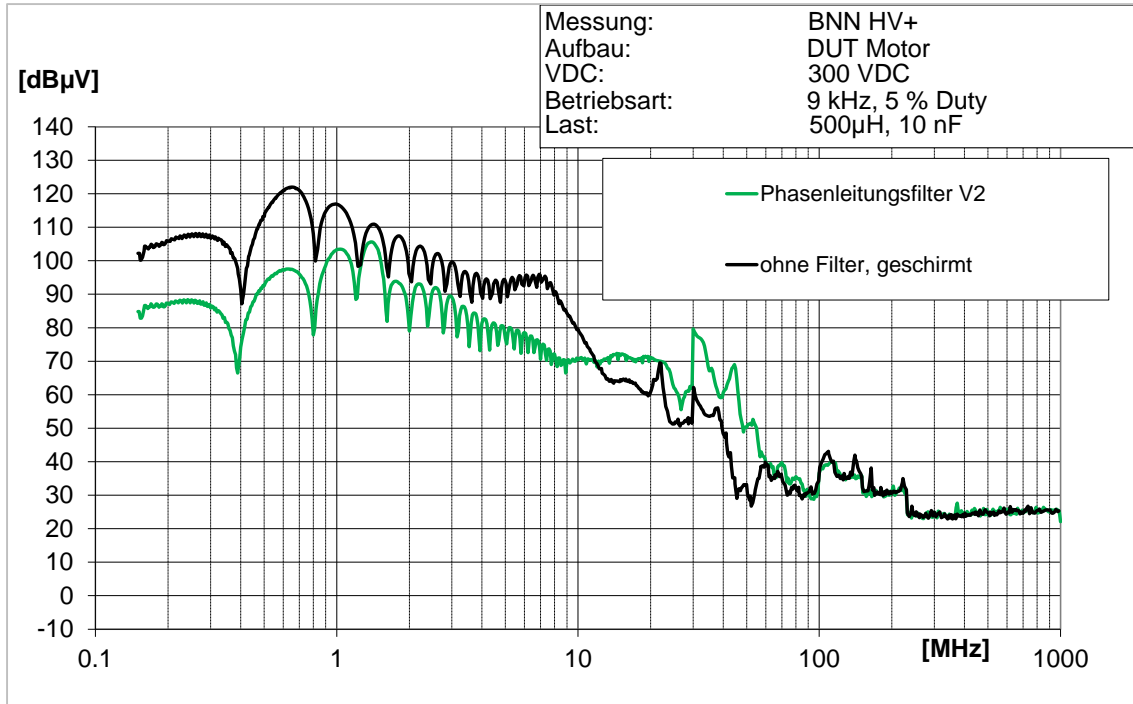


Abbildung 121 Messung der Störspannung an der BNN für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen

Die Dämpfung der Störpegel an der BNN ist trotz der Reduzierung der Störpegel auf der AC-Seite und Messung auf der DC-Seite des Umrichters bis ca. 10 MHz deutlich geringer. Zwischen ca.10 MHz und 60 MHz steigen die Störpegel für das System mit AC-Filter auf der DC-Seite an.

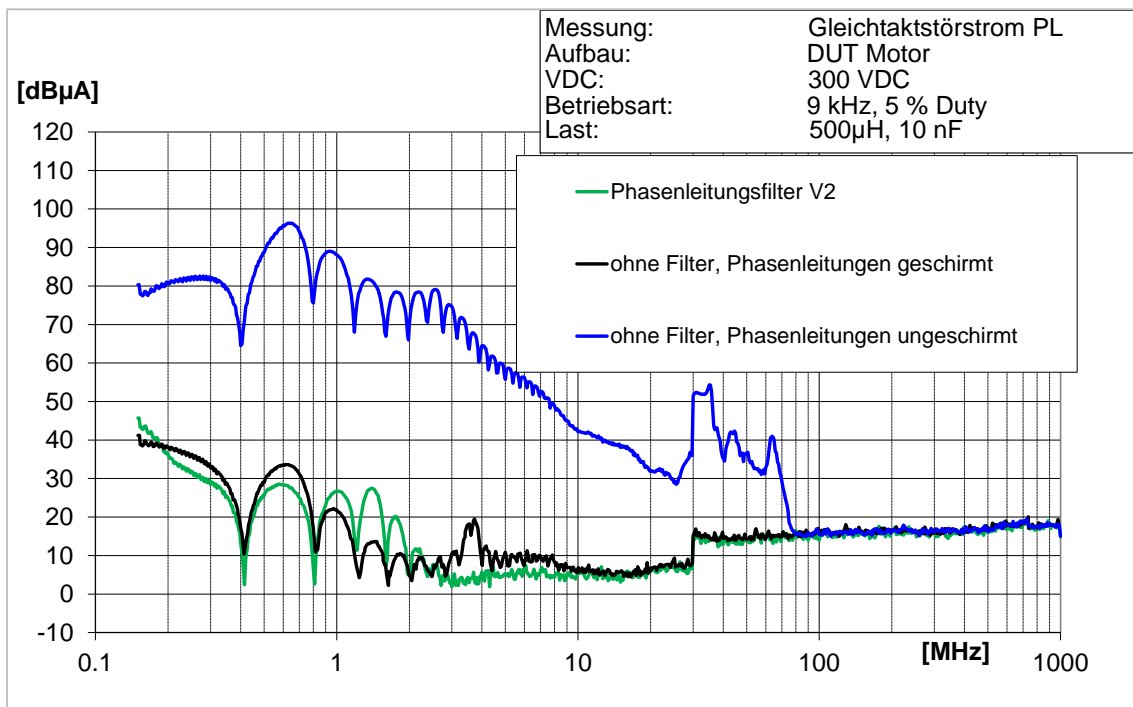


Abbildung 122 Messung der Gleichtaktstörströme auf den Phasenleitungen für den Aufbau ohne Filter / ungeschirmten Phasenleitungen, AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen

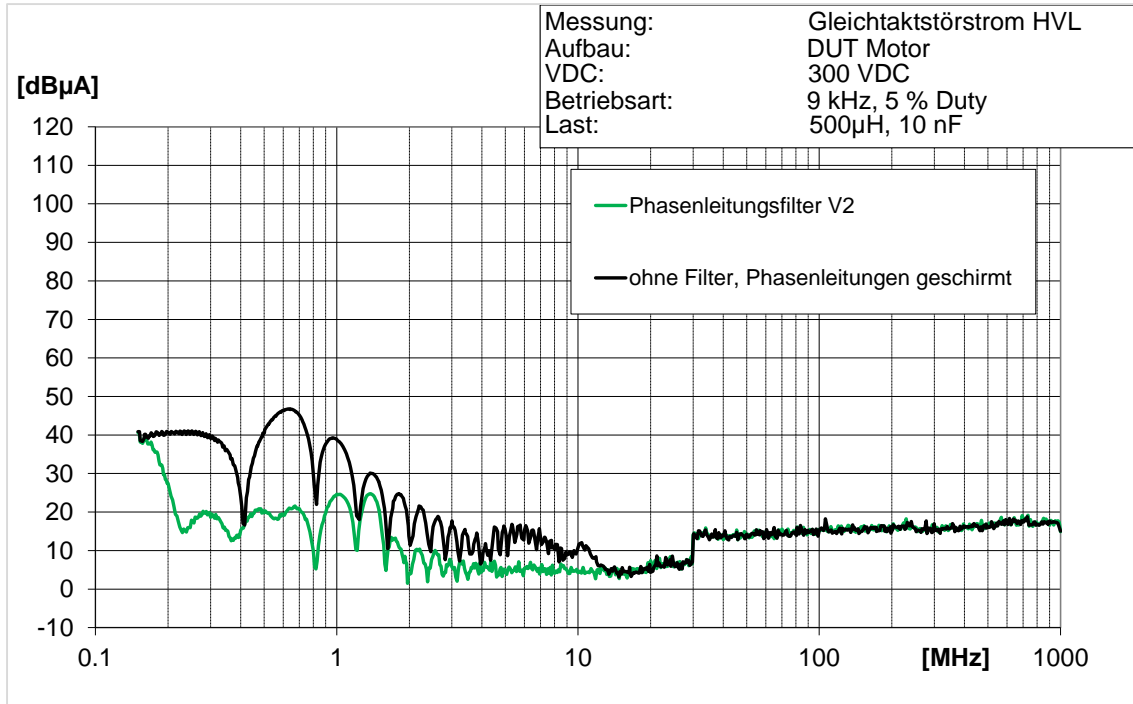


Abbildung 123 Messung der Gleichtaktstörströme auf den Traktionsleitungen für den Aufbau AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen

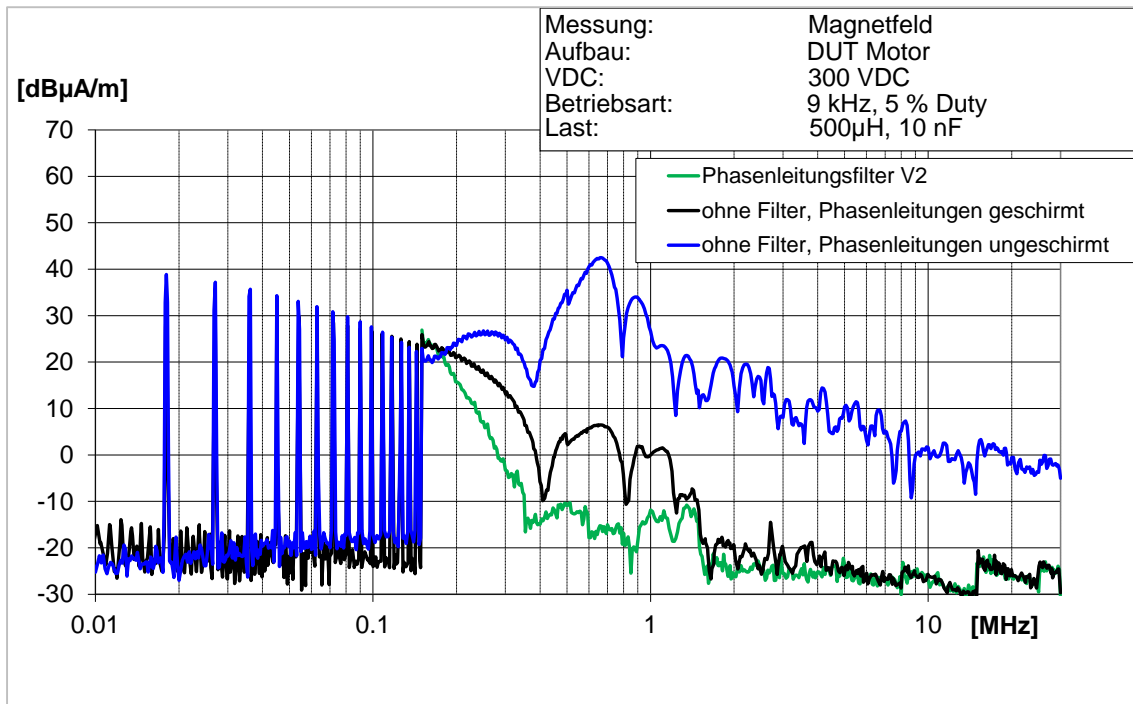


Abbildung 124 Messung H-Feld Phasenleitungen für den Aufbau ohne Filter / ungeschirmten Phasenleitungen, AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen

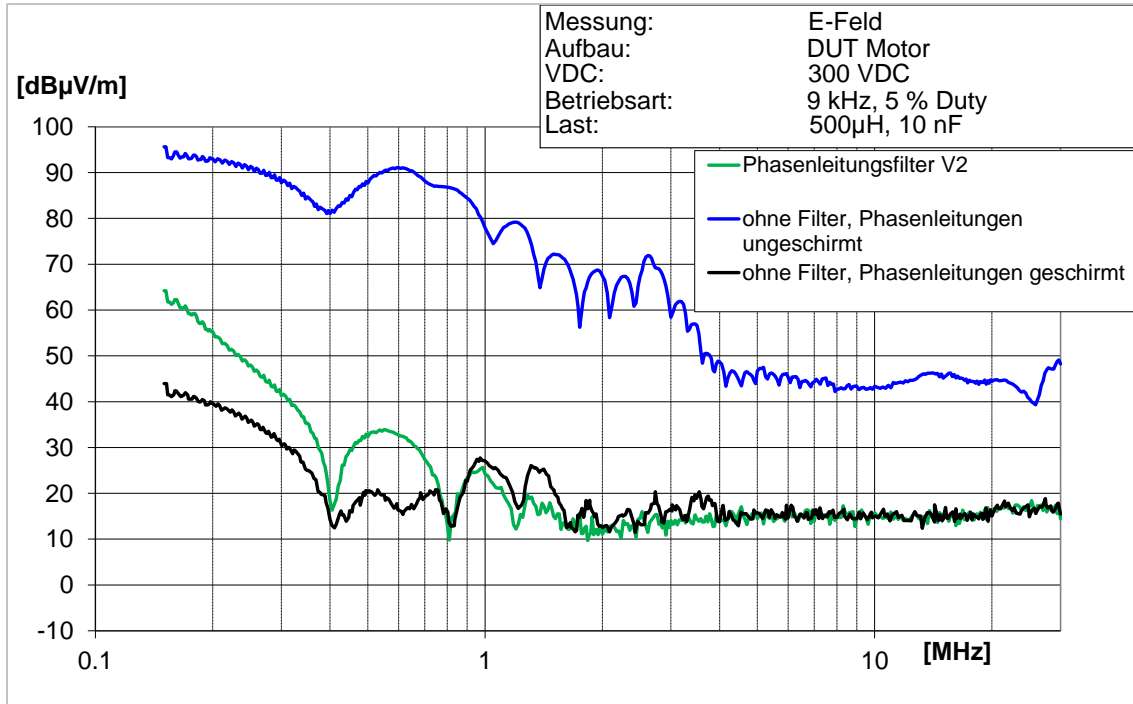


Abbildung 125 Messung E-Feld Stabantenne Phasenleitungen für den Aufbau ohne Filter / ungeschirmten Phasenleitungen, AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen

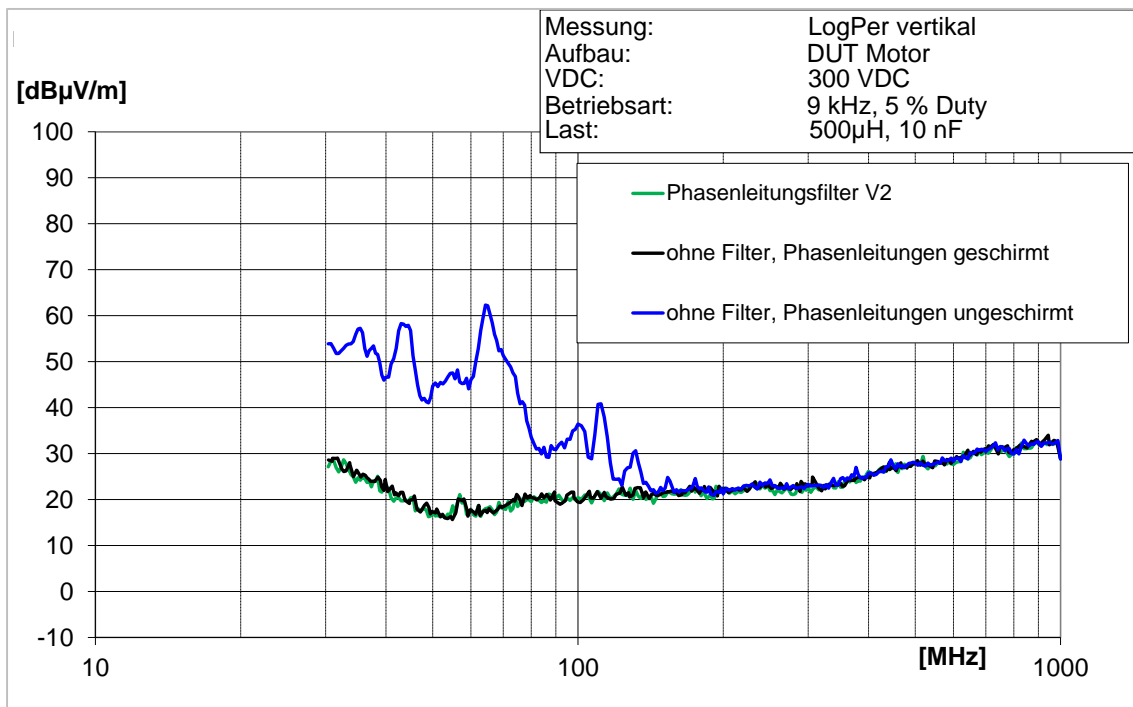


Abbildung 126 Messung E-Feld BilogPer Phasenleitungen für den Aufbau ohne Filter / ungeschirmten Phasenleitungen, AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen

8.2.3 Störaussendungsanalyse mit AC-Filter und Motor



Abbildung 127

Darstellung des Messaufbaus mit Motor, DUT Motor, Phasenleitungen vor der Antenne, Messmittel im Bild: Loop-Antenne

Auch bei den Messungen mit Motor zeigt sich der bereits bei den vorhergegangenen Messungen aufgetretene Unterschied des Einflusses der EMV-Maßnahme auf die Ergebnisse der Messungen von H-Feld und E-Feld. Auf Grund des deutlicheren Unterschiedes der Gleichtaktstörströme auf den Phasenleitungen lässt sich das Ergebnis der E-Feld-Messungen gut den Gleichtaktstörungen zuordnen. Bei den H-Feld-Messungen ist der Unterschied zwischen Schirmung und Filterung nicht ausschließlich auf die Gleichtaktstörströme des Gesamtsystems zurückzuführen.

Ein möglicher Einfluss kann sich aus der geringen Gegentaktdämpfung des Filters ergeben. Eine weiterführende Untersuchung mit Nahfeldsonden führte zu keinem eindeutigen Ergebnis. In den Diagrammen ist der Filter 3ACM250-100.261FZ mit Phasenleitungsfilter V2 gekennzeichnet, da zum Zeitpunkt der Messungen noch keine Bezeichnung feststand.

Nachfolgend werden die EMV-Maßnahmen Schirmung und Filterung mit verschiedenen Messverfahren verglichen. Zusätzlich erfolgt noch die Bewertung mit den Grenzwertkurven nach CISPR 25 und auf 1 m Abstand umgerechneten Grenzwertkurven nach GB/T 18387 für die Messungen mit der Loop-Antenne.

Es wurde die Störspannung an der BNN für die Detektoren Spitzenwert (Abbildung 128) und Mittelwert (Abbildung 129) dargestellt: Der Störstrom mittels Stromzangenmessung an den Phasenleitungen für die Detektoren Spitzenwert (Abbildung 130) und Mittelwert (Abbildung 131) gezeigt. Das H-Feld wurde mit der Loopantenne gemessen und ist in Abbildung 132 aufgeführt. Die Erfassung des E-Feldes erfolgte bis 30 MHz mit einer Stabantenne und ab 30 MHz mit einer bikonisch-logarithmisch-periodischen Antenne (BiLogPer). Für die Bewertung mit den Grenzwerten wurde beide Antennenmessungen für die Bewertung Spitzenwertdetektor (Abbildung 133) und Mittelwertdetektor (Abbildung 134) zusammengefasst.

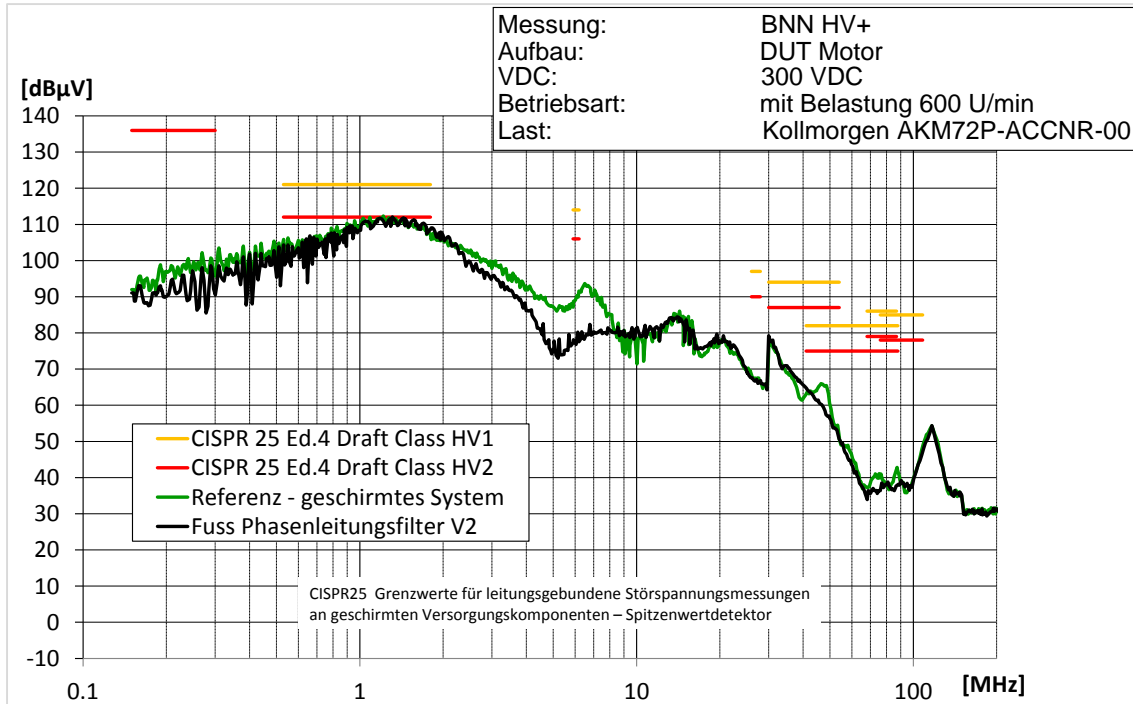


Abbildung 128 Messung der Störspannung an der BNN für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen und Bewertung mit Grenzwerten Spitzenwertdetektor

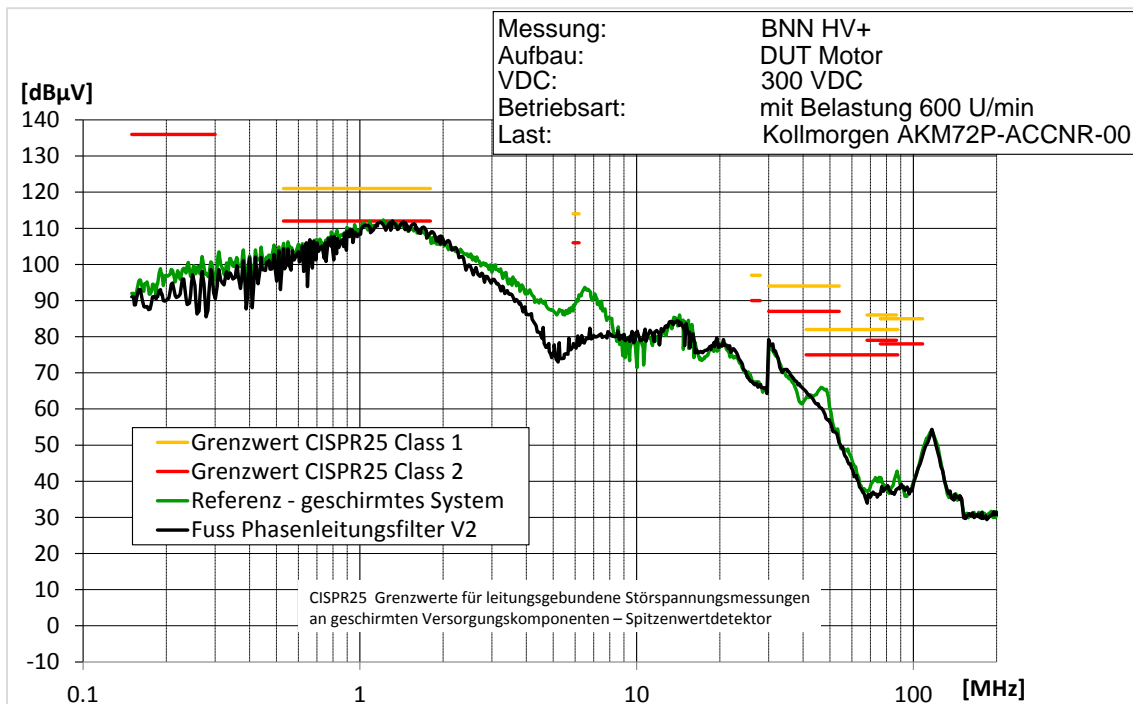


Abbildung 129 Messung der Störspannung an der BNN für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen und Bewertung mit Grenzwerten Mittelwertdetektor

Für die Messungen an der BNN gelten die Grenzwerte für geschirmte Versorgungskomponenten nach [7], da in beiden Fällen die Traktionsleitung geschirmt ausgeführt ist. Daher die Bezeichnung der Grenzwertklassen mit HVX. Die Filterung an der AC-Seite zeigt nur einen geringen Einfluss auf die Störpegel an der DC-Seite des Systems.

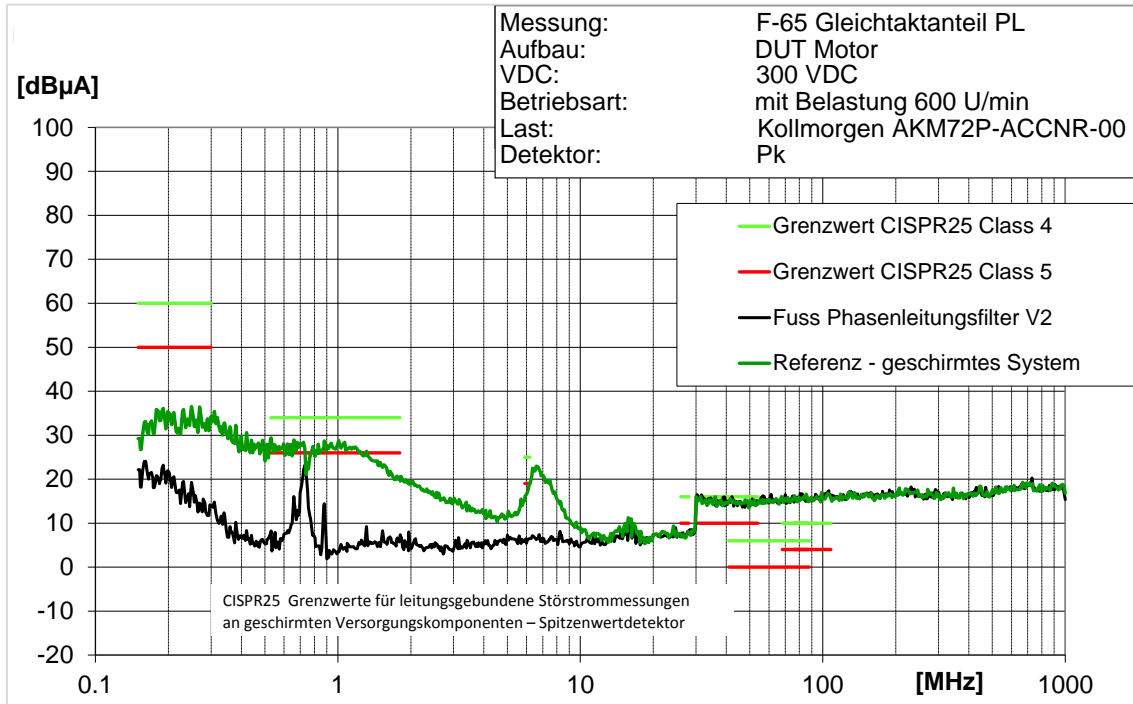


Abbildung 130 Messung der Gleichtaktstörströme auf den Phasenleitungen für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen, Grenzwerte für den Spitzenwertdetektor

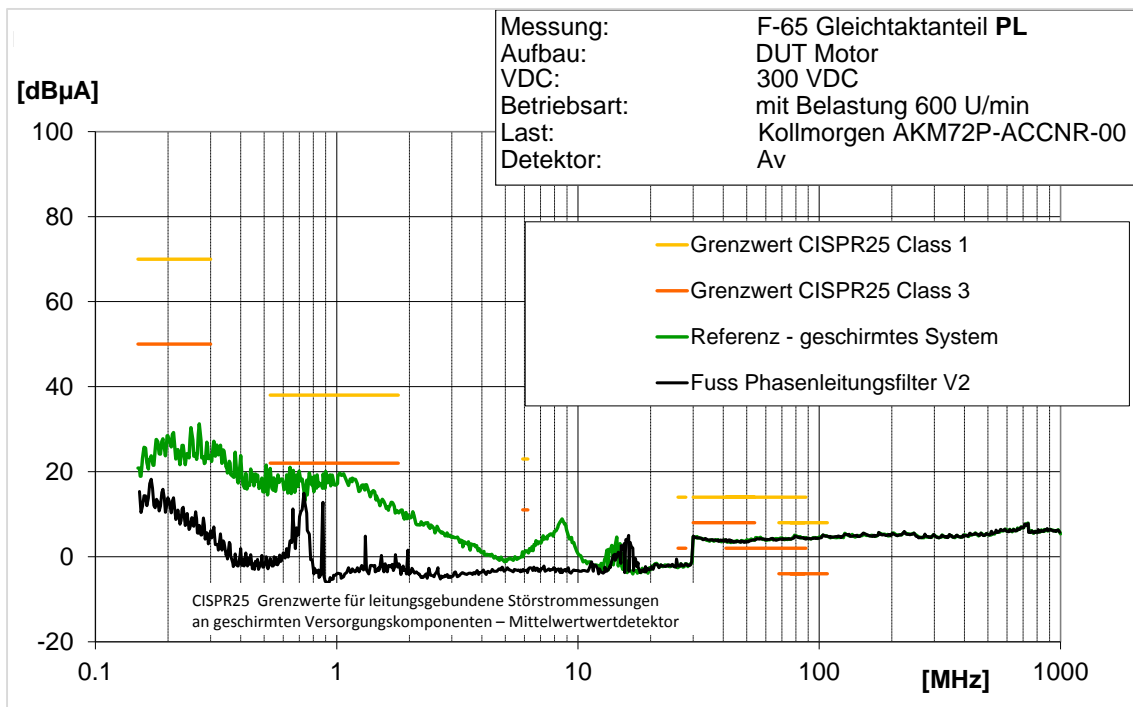


Abbildung 131 Messung der Gleichtaktstörströme auf den Phasenleitungen für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen, Grenzwerte für den Mittelwertdetektor

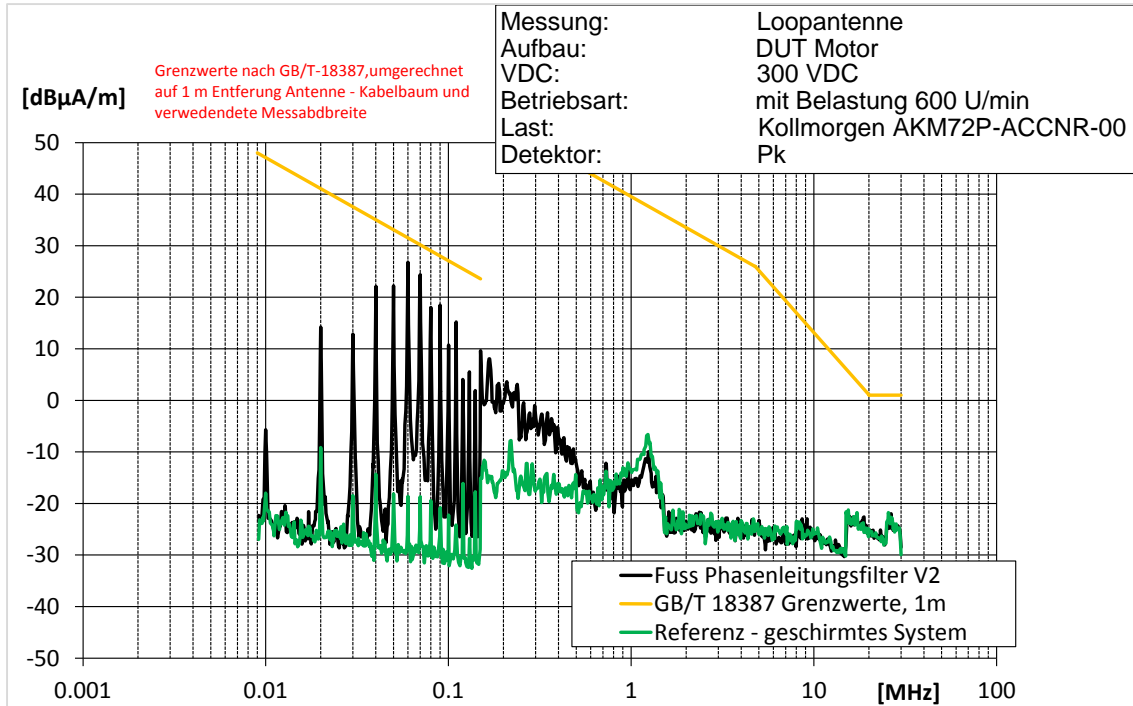


Abbildung 132 Messung des abgestrahlten H-Feldes für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen, umgerechnete Werte

Für die Bewertung der Messungen mit der Magnetfeldantenne sind die unter Abschnitt 6.3.1.2 gemachten Erläuterungen zu beachten.

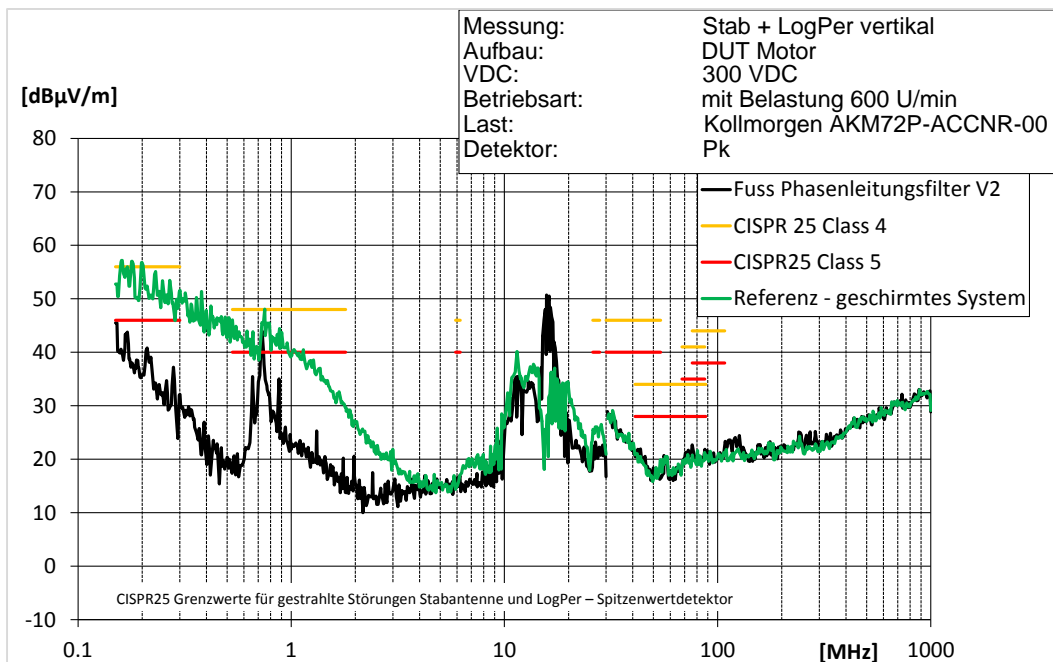


Abbildung 133 Messung des abgestrahlten E-Feldes für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen, Grenzwerte Spitzenwertdetektor

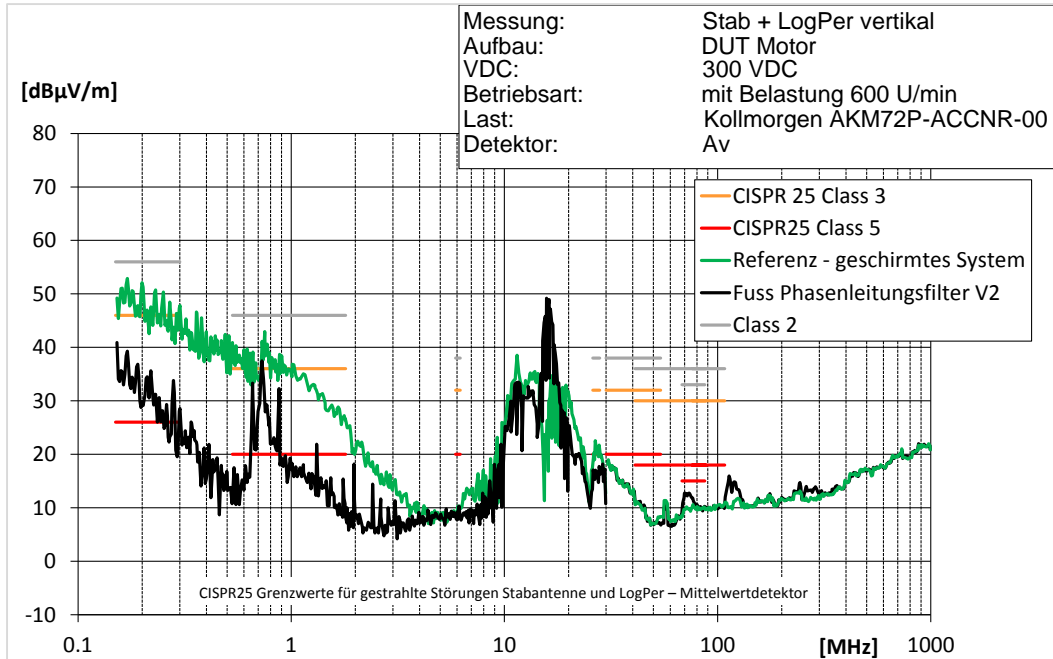


Abbildung 134 Messung des abgestrahlten E-Feldes für den Aufbau mit AC-Filter / ungeschirmten Phasenleitungen und ohne Filter / geschirmten Phasenleitungen, umgerechnete Werte, Grenzwerte Mittelwertdetektor

Die erhöhten Störpegel zwischen 10 – 30 MHz werden durch den Aufbau mit Motor und Belastungsmaschine hervorgerufen, der nicht ganz CISPR 25-konform ist. Die Belastungsmaschine ist zwar isoliert zum Messaufbau aufgebaut. Die Leitungen von der Belastungsmaschine zum Lastwiderstand sind allerdings nicht geschirmt, da dies im Aufbau nicht möglich ist. Weiterhin ist die Motorwelle der Antriebsmaschine nicht mit Bürsten auf die Gehäusemasse kurzgeschlossen. Ein möglicher Einfluss hierdurch wurde nicht untersucht.

8.2.4 Abgleich der Störaussendungsmessungen mit Grenzwerten

Messaufbau mit Motor , DUT Motor			
Filter Phasenleitungsfilter Fuss .261FZ			
Detektor Peak			
Aufbau	Messmittel	Norm	erreichte Genzwertklasse
geschirmt	BNN	CISPR 25	HV 2 *)1
Filter Phasenleitungen	BNN	CISPR 25	HV 2 *)1
geschirmt	Stabantenne	CISPR 25	Class 3
Filter Phasenleitungen	Stabantenne	CISPR 25	Class 4
geschirmt	BiLogPer	CISPR 25	Class 5
Filter Phasenleitungen	BiLogPer	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Stromzange	CISPR 25	Class 4
Filter Phasenleitungen	Stromzange	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Loop-Antenne	GB/T-18387	Pass
Filter Phasenleitungen	Loop-Antenne	GB/T-18387	Pass
Detektor Average			
Aufbau	Messverfahren	Norm	erreichte Genzwertklasse
geschirmt	BNN	CISPR 25	keine Klasse eingehalten *)1
Filter Phasenleitungen	BNN	CISPR 25	keine Klasse eingehalten *)1
geschirmt	Stabantenne	CISPR 25	Class 2
Filter Phasenleitungen	Stabantenne	CISPR 25	Class 2
geschirmt	Logper	CISPR 25	Class 5
Filter Phasenleitungen	Logper	CISPR 25	Class 5
geschirmt	Stromzange	CISPR 25	Class 3
Filter Phasenleitungen	Stromzange	CISPR 25	Class 3

Tabelle 18 Übersicht über erreichte Genzwertklassen für ein geschirmten Messaufbau ohne Filter und eine Messaufbau mit gefilterten, ungeschirmten Phasenleitungen (AC-Seite) und System; AC-Filter Ing. Max Fuss EMV 3ACM250-100.261FZ; *)1) Bewertung nach [7]

Für die Bewertung der Messergebnisse mit spezifizierten Grenzwerten müssen drei verschiedene Bewertungsmaßstäbe herangezogen werden. Für die Messungen mit Filter sind die Phasenleitungen ungeschirmt. Damit gelten für diese Messungen – leitungsführt und elektrisches Feld – die Genzwertklassen aus der CISPR 25 für ungeschirmte Niedervoltleitungen (Bewertungsmaßstab 1, Bezeichnung in obiger Tabelle Class X). Die gleichen Grenzwerte werde für den geschirmten Aufbau ohne Filter genutzt. Eine Ausnahme bildet die Messung an der BNN, da hier innerhalb des geschirmten Systems gemessen wird. Für diese Messungen existieren Vorschläge für Grenzwerte in [7]. Hierbei wird eine Entkopplung von Hochvolt- und Niedervoltbordnetz eingerechnet (Bewertungsmaßstab 2, Bezeichnung in obiger Tabelle HV X).

Für die Messung des magnetischen Feldes mit der Loop-Antenne wird für die Bewertung aller Messungen die Norm GB-T-18387 [15] herangezogen und die für die Bewertung notwendigen Umrechnungen durchgeführt (Bewertungsmaßstab 3, Bezeichnung in obiger Tabelle Fail/Pass).

Eine wichtige Erkenntnis aus den Messungen ist, dass sich die Störemission von H- und E-Feld bei Schirmung und Filterung nicht gleich verhalten. Während die Störpegel für das System mit Filter bei den H-Feld-Messungen für Frequenzen unterhalb von 1 MHz geringere Störpegel aufweisen, ist es bei den E-Feld-Messungen die geschirmte Variante. Da die Messungen reproduzierbar die Unterschiede zeigen, ist von einem unterschiedlichen Einfluss auf das jeweilige Abstrahlungsverhalten auszugehen.

8.2.5 Zeitbereichsmessungen zur Überprüfung von Resonanzen durch die AC-Filter im Aufbau

Die eingesetzten Tiefpassfilter bestehen im Wesentlichen aus Induktivitäten und Kondensatoren. Filter haben Eigenresonanzen, die sich aus den Bauteileigenschaften ergeben. Durch die die schnell schaltenden Halbleiter im Umrichter können sich zusätzliche Resonanzen durch den Einsatz von Filtern ergeben. Die Resonanzen können unter Umständen das Regelverhalten des Umrichters beeinflussen. Zur Untersuchung dieser durch Filter bedingten möglichen Resonanzen wurde der Aufbau nach CISPR 25 mit einem AC-Filter (Fuss EMV 3ACM250-100.260FZ) ergänzt. Die Messungen erfolgten mit einer Zwischenkreisspannung $V_{DC} = 100 \text{ V}$ und bei einer Taktrate von 9 kHz mit der Last 1. Der Tastgrad wurde auf 10 % gesteigert, um eine Erhöhung des Stromes zu erreichen. Strom und Spannung wurden im Zeitbereich gemessen. Die Messung erfolgte an allen Schnittstellen vom Messaufbau. Nachfolgend werden nur Messungen gezeigt, bei denen sich der gemessene Verlauf mit und ohne AC-Filter unterschieden hat.

Es wurde das Emissionsverhalten an der BNN gemessen, so dass die hier getroffenen Aussagen nur für Messaufbauten mit einer BNN gelten. Bei direktem Anschluss einer HV-Batterie ergeben sich andere Impedanzbedingungen auf der DC-Seite, welche die Resonanzbildung beeinflussen können.

Bei den Messungen waren keine DC-Filter verbaut.

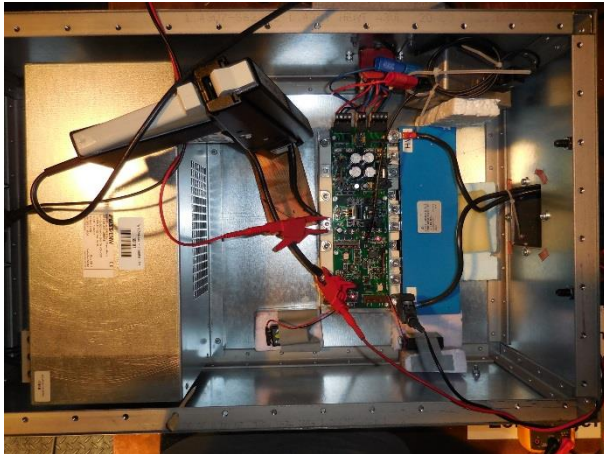


Abbildung 135
Tastkopfspitzen und Stromzange im Umrichterschirmbox mit AC-Filter

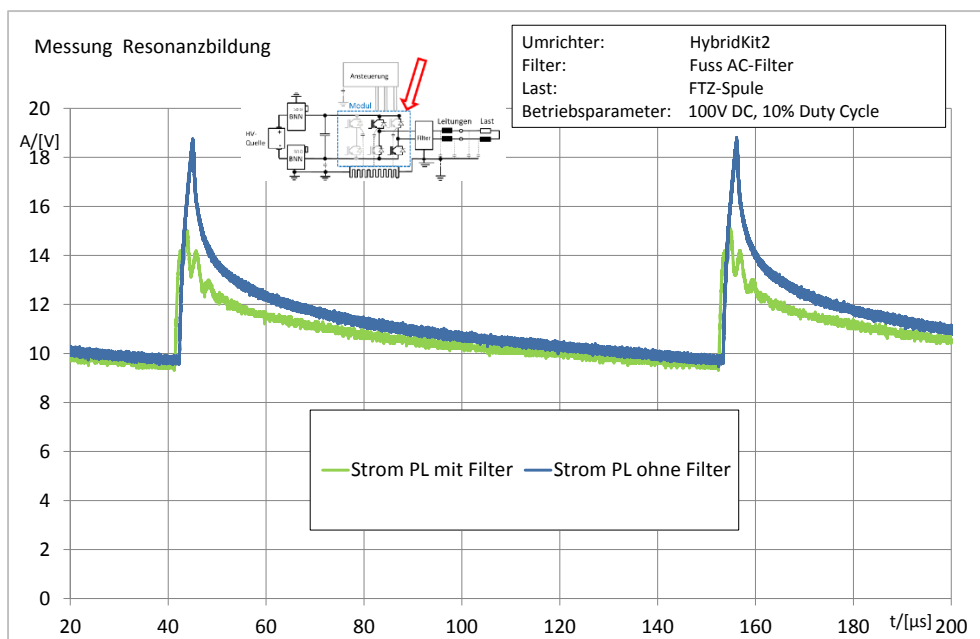


Abbildung 136 Messungen Stromverlauf Phasenleitungen für Aufbau mit Filter/ungeschirmte Phasenleitungen und ohne Filter/geschirmte Phasenleitungen

8.3 Zusammenfassung Emissionsverhalten mit AC-Filtern

Für die Filterung der Störsignale auf AC-Seite kann festgehalten werden, dass eine Filterung möglich ist. Bei entsprechender Anpassung des Filters können die Störpegel in die Störaussendungswerte eines geschirmten Systems erreichen.

Der Aufwand an Bauraum, Gewicht und Material den die Filterung erfordert, ist aber sehr hoch. Weiterhin haben die AC-Filter systembedingt relativ hohe Verluste, die zu thermischen Problemen führen können. Das liegt an den ungleich höheren Anforderungen an die Filter im Gegensatz zur Filterung auf der DC-Seite des Systems. So sind z.B. die Ströme höher als auf der DC-Seite, die Kondensatoren müssen thermisch auf den vollen Spannungshub mit Taktfrequenz ausgelegt werden und es müssen drei Leitungen gefiltert werden.

9 Simulation Messaufbau

9.1 Übersicht und Zielstellung

Die nachfolgenden Ausführungen beinhalten die Modellbildung und Simulation des Messaufbaus für das Traktionssystem. Es wurde der komplette Messaufbau in ein PSpice-Simulationsmodell übertragen.

Die Zielstellung ist, ein Simulationsmodell zu erstellen, das den CISPR 25-Aufbau nachbildet und das Systemverhalten im Zeit- und Frequenzbereich wiedergeben kann.

9.2 Modellbildung

9.2.1 Modell des Umrichtermoduls

9.2.1.1 Analyse Schaltverhalten und Ermittlung der notwendigen Modellparameter

Das harte, periodische Schalten der Leistungshalbleiter des Umrichters erzeugt das elektromagnetische Spektrum des Traktionssystems. Die gewählte Taktrate des Antriebsumrichters liegt bei 9 kHz. Die resultierende Periodendauer ist 111 μ s. Die Schaltflanken streuen im Bereich von 100...400 ns. Die IGBTs werden periodisch angesteuert. Somit ergibt sich trotz modulierter Pulsbreite eine Überlagerung der geschalteten Störungen. Werden drei Brücken Zweigen angesteuert, ergibt sich im Unterschied zum gewählten Prüfaufbau eine phasenversetzte Überlagerung der Störungen.

Im Messaufbau ist immer ein IGBT einer Brücke statisch eingeschaltet. Der IGBT einer weiteren Brücke wird aktiv geschaltet. Schaltet der obere IGBT einer Brücke ein, fließt Strom vom Zwischenkreis in die Last. Der IGBT übernimmt hierbei den Strom der unteren Freilaufdiode. Schaltet der IGBT ab, übernimmt die Freilaufdiode den Strom vom IGBT. Diese Kommutierungsvorgänge beinhalten auch immer eine Ladungsausräumung der jeweiligen pn-Übergänge, die wie Kapazitäten wirken. Der pulsformige Strom im Zwischenkreis führt proportional zur Kondensatorimpedanz zu einem Spannungsfall. Weiterhin bewirkt er an den parasitären Induktivitäten im Modul und im Zwischenkreis Spannungsüberhöhungen. Dadurch entstehen die Gegentaktstörungen. Die parasitären Kapazitäten an den Phasenanschlüssen des Moduls werden bei jedem Schaltvorgang umgeladen und treiben die Gleichtaktstörungen. Eine ausführliche Beschreibung hierzu ist in [12] zu finden. Um die beschriebenen Vorgänge in einem Simulationsmodell abzubilden, ist ein Modellierungsaufwand wie in Abbildung 137 dargestellt notwendig. Die normierten Strom- und Spannungsverläufe sind in Abbildung 138 und 139 dargestellt.

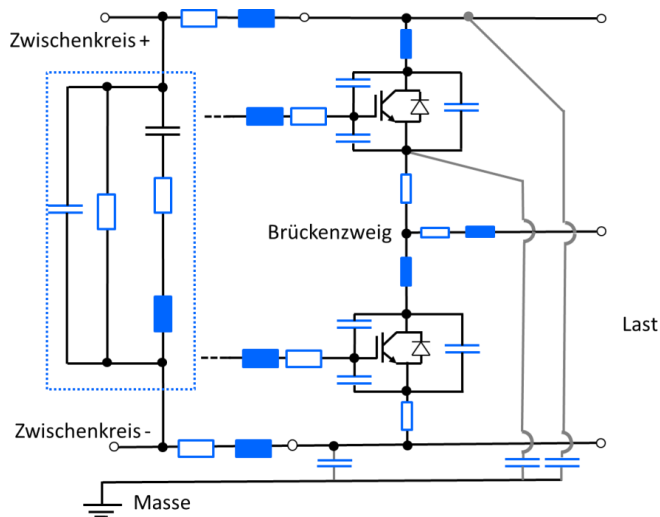


Abbildung 137
Brückenzweig des IGBT-Modul mit Zwischenkreiskondensator mit nominalen Elementen (schwarz) und EMV-relevanten parasitären Elementen (blau)

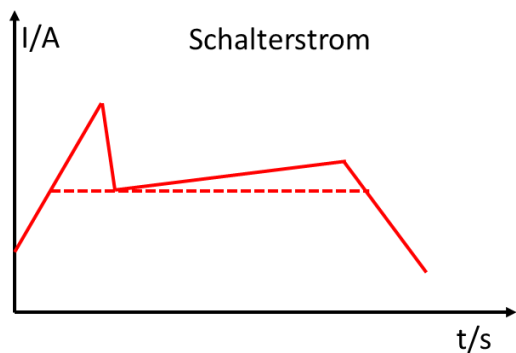


Abbildung 138
normierter Schalterstrom mit Grundstrom (gestrichelt) und Anteil des Diodenstromes und Stromanstieg über der Last

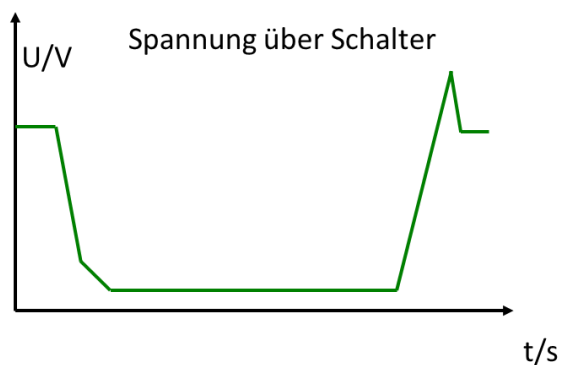


Abbildung 139
normierte Schalterspannung

9.2.1.2 Modellentwicklung für den IGBT

Im Projekt wird als Umrichtermodul das HybridPack2 von Infineon (FS800R07A2E3) [28] verwendet. Es kann bei Spannungen von bis zu 650 V Ströme von bis maximal 800 A schalten. Es enthält jeweils vier parallelgeschaltete Chips des Trench/Feldstop IGBT³ SIGC100T65R3EA und der Emitter Controlled Diode SIDC50D65C8A pro Halbleiterschalter. Von Infineon existieren Modelle basierend auf Halbleitergleichungen für den IGBT und auch für die Diode. Das IGBT-Modell ist jedoch sehr komplex und damit rechenaufwändig. Wichtig für die EMV-gerechte Modellierung ist die realitätsnahe Modellierung der Spannungs- und Stromverläufe im Leistungsstromkreis.

Daher wurde auf Basis der Modellstruktur in Abbildung 141 [29] ein eigenes Modell parametrisiert. Die aufwändige Modellierung der spannungsabhängigen Kapazität zwischen Gate und Kollektor soll das Schaltverhalten des Modells optimieren.

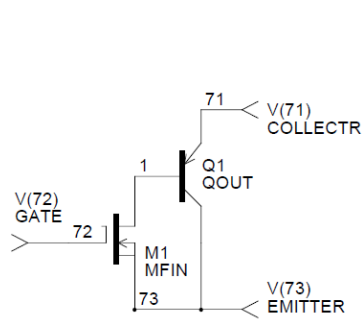


Abbildung 140
Prinzipialschaltbild IGBT

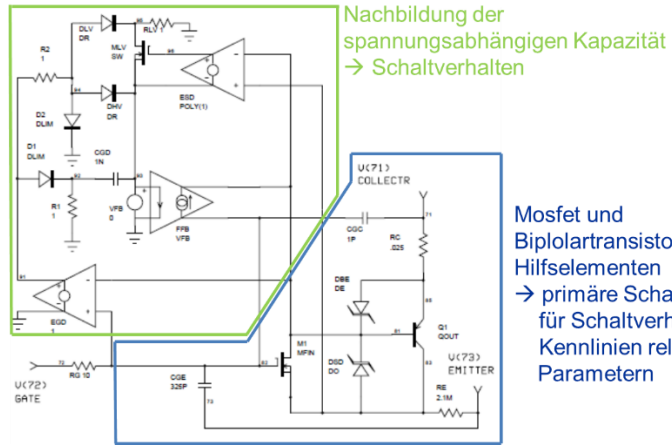


Abbildung 141 Simulationsmodell nach [29] zur Nachbildung IGBT-Schaltverhaltens mit funktionaler Aufteilung

Das Modell umfasst eine Vielzahl von Parametern. Durch umfangreiche Variation der Modellparametern im Abgleich mit Messungen und Simulationen mit dem Simulationsmodell von Infineon wurden folgenden Parameter ermittelt. Sie gelten für jeweils vier parallel geschaltete IGBT-Chips im IGBT-Modul.

```
.SUBCKT FS800R07a2E3 C G E PARAMS: VTO=5.80
Q1 83 81 85 QOUT
M1 81 82 83 83 MFIN L=1U W=1U
DDS 83 81 DO
DBE 85 81 DE
RC 85 C 554u
RE 83 73 61.6u
RG G 82 1
CGE 82 83 50.5n
CGC 82 C 1500p
EGD 91 E POLY(1) 82 81 5.80 1
VFB 93 E 0
FFB 82 81 VFB 1
CGD 92 93 200n
R1 92 E 1
D1 91 92 DLIM
DHV 94 93 DR
R2 91 94 1
D2 94 E DLIM
LE 73 E 1n
DLV 94 95 DR1
RLV 95 E 1
ESD 96 93 POLY(1) 82 81 -5.80 1
MLV 95 96 93 93 SW
.MODEL SW NMOS (LEVEL=3 VTO=0 KP=5)
.MODEL QOUT PNP (IS=3.74n NF=1.20 BF=10.67
+ CJE=40n TF=80.0n TR=40.0n XTB=1.3)
.MODEL MFIN NMOS (LEVEL = 3 VMAX=120k
+ THETA=5.4m ETA=3.85m VTO={ VTO } KP=105.3)
.MODEL DR D (IS=374p CJO=4.7n VJ=1.00 M=0.820 )
.MODEL DR1 D (IS=374p CJO=2.7n VJ=1.00 M=0.820 )
.MODEL DO D (IS=374p BV=649 CJO=4.7n VJ=1.00 M=0.700)
.MODEL DE D (IS=374p BV=15.0 N=2)
.MODEL DLIM D (IS=100N N=.5)
.ENDS
```

Tabelle 19 Ermittelte Modellparameter für IGBT-Modell nach [29]

Ausgehend vom klassischen Ersatzschaltbild weißt das verwendete Modell Parameter auf, die für die EMV-Betrachtungen relevant sind (Kollektor-Emitter-Induktivität L_E , Kollektor-Gate-Kapazität C_{GC} , Gate-Widerstand R_G). Es sind nicht alle EMV-relevanten Parameter direkt enthalten (Kollektor-Emitter-Kapazität, Kollektor-Gate-Kapazität).

Der Wert von C_{GE} ist auf Basis der Datenblattangaben zu den Kleinsignalkapazitäten berechnet. Die weiteren genannten Parameter wurden auf Basis von Parametervariationen ermittelt.

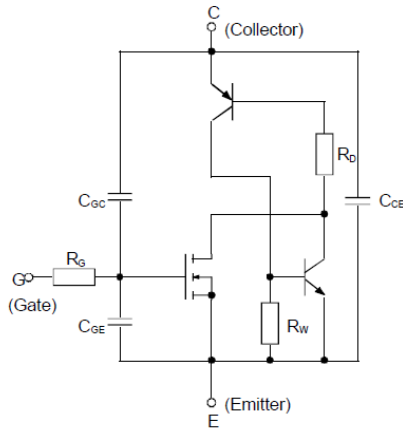


Abbildung 142
Prinzipschaltbild IGBT mit spannungsabhängigen Halbleiterkapazitäten und parasitären Widerständen

Die IGBTs haben einen internen Gate-Widerstand von $R_G = 0,5 \Omega$. Dieser ist im Modell berücksichtigt, allerdings wurde dieser auf Basis von Parametervariation bei Optimierung der Kennlinien und des Schaltverhaltens modifiziert.

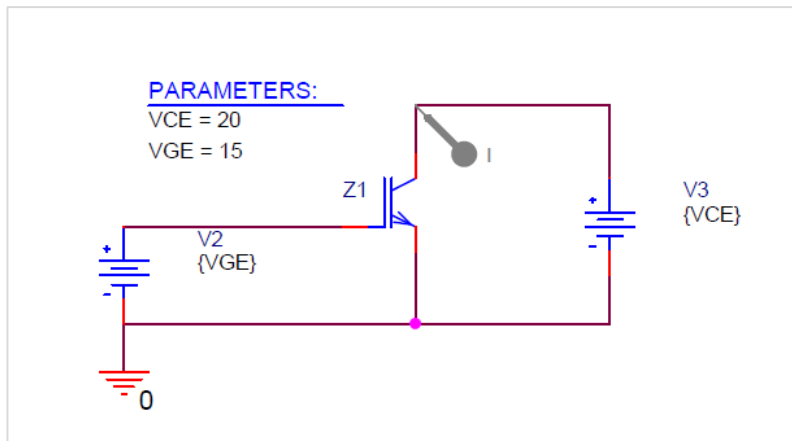


Abbildung 143
Simulationsschaltung zur Ermittlung der Kennlinien

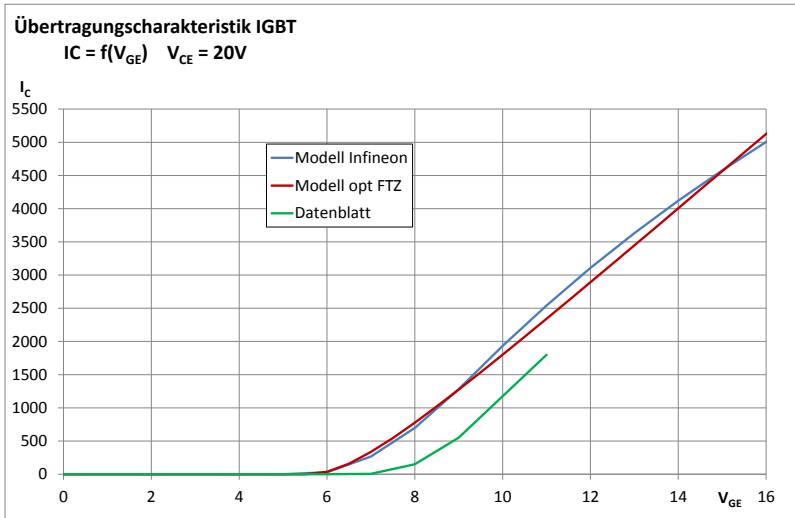


Abbildung 144
Vergleich der Übertragungscharakteristiken für die Datenblattwerte und die Simulationsmodelle von Infineon und FTZ

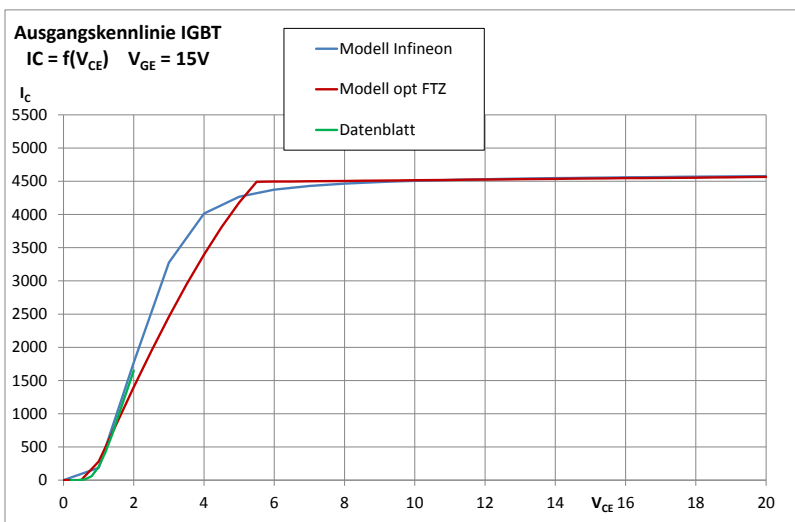


Abbildung 145
Vergleich der Ausgangskennlinien für die Datenblattwerte und die Simulationsmodelle von Infineon und FTZ

Für die Ermittlung der Modellparameter wird das Modell zuerst hinsichtlich der Kennlinien optimiert. Der Kollektor-Emitter-Strom wird in Bezug zu den jeweiligen Spannungen hier eingestellt (Abbildungen 144 und 145).

Als nächster Schritt wird das Schaltverhalten des IGBT-Modells mit einer möglichst einfachen Schaltung (Abbildung 146) unter Variation der ohmschen und induktiven Komponente der Last verglichen und die Modellparameter bis zu einer ausreichenden Übereinstimmung der Verläufe von Strom und Spannung angepasst.

Das Modell wurde mit 10 kHz Taktfrequenz und 50% Tastgrad genutzt. Der Vergleich von Strom und Spannung erfolgt für die angegebenen Lastparameter. Als Referenz für die Optimierung des rechenzeitoptimierten Modells dient das Simulationsmodell von Infineon.

Die Verläufe zeigen für den Zeitbereich eine gute Übereinstimmung (Abbildung 147 – 149), wenn auch das FTZ Modell bei gleichen Ansteuerparametern einen geringen zeitlichen Versatz im Schalten aufweist. Dieser ist aber für die geplanten Untersuchungen nicht relevant, da es nur auf die Periodizität und das Tastverhältnis ankommt. Die Darstellungen der Verläufe der Störspannung an der BNN (Abbildung 150) im Frequenzbereich zeigen, dass die beiden Modelle im Frequenzbereich bis 30 MHz ein nahezu deckungsgleiches Spektrum liefern.

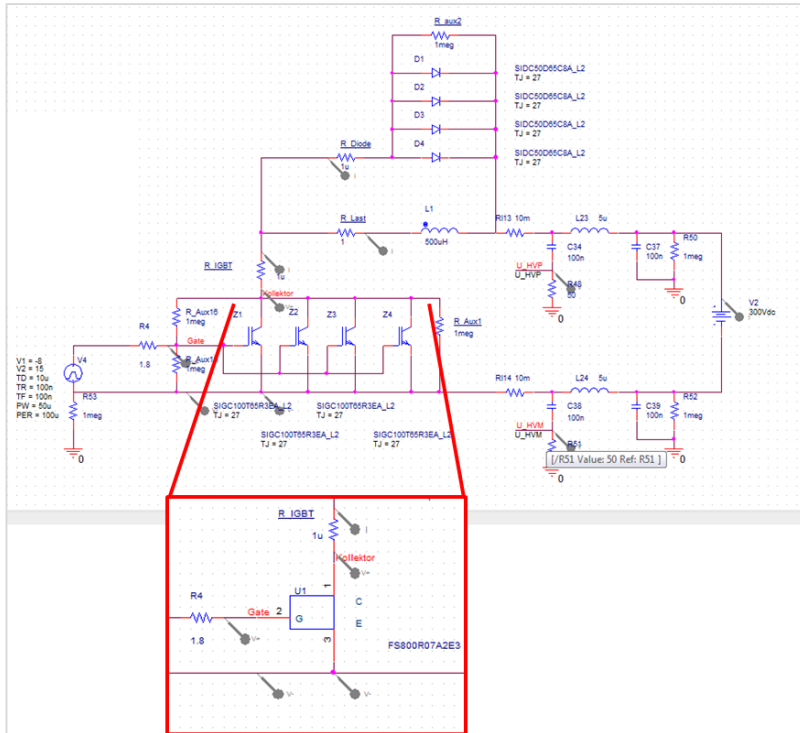


Abbildung 146
Schaltung zur Optimierung des Schaltverhaltens des IGBT-Modells mit Last Freilaufdiode und Versorgung über BNN

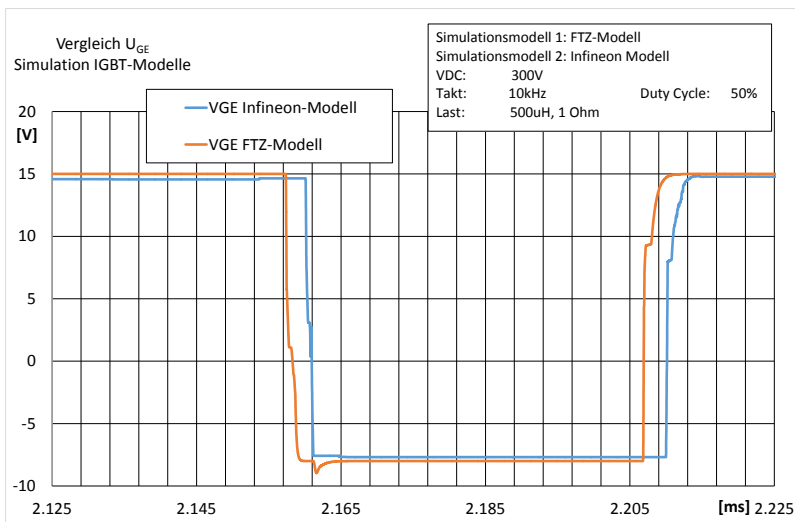


Abbildung 147
Vergleich der Gate-Emitter-Spannungsverläufe für das FTZ und das Infineon Modell

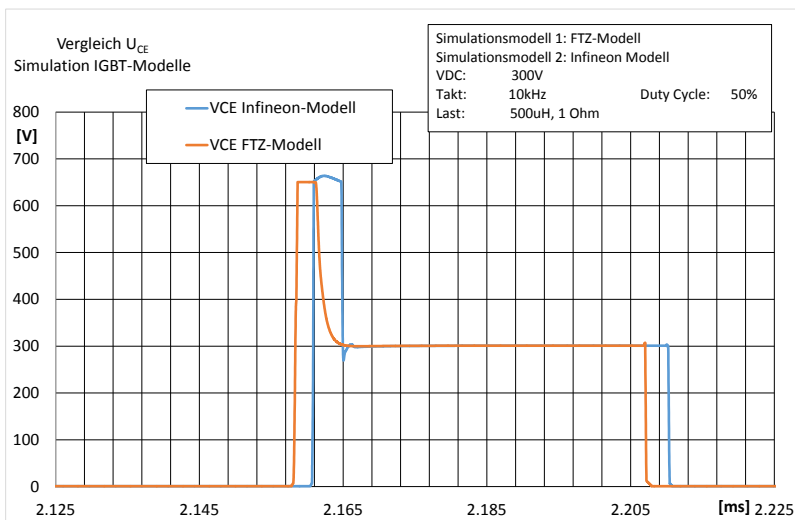


Abbildung 148
Vergleich der Kollektor-Emitter-Spannungsverläufe für das FTZ und das Infineon Modell

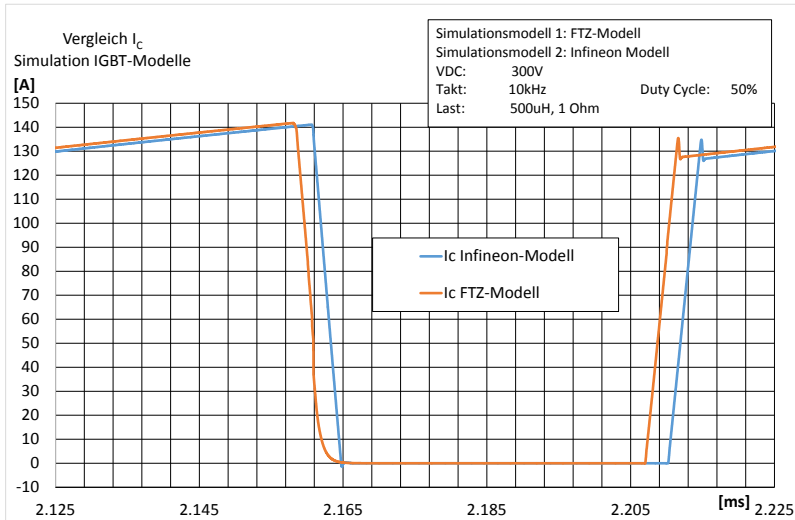


Abbildung 149
Vergleich des Kollektorstromes für das FTZ und das Infineon Modell

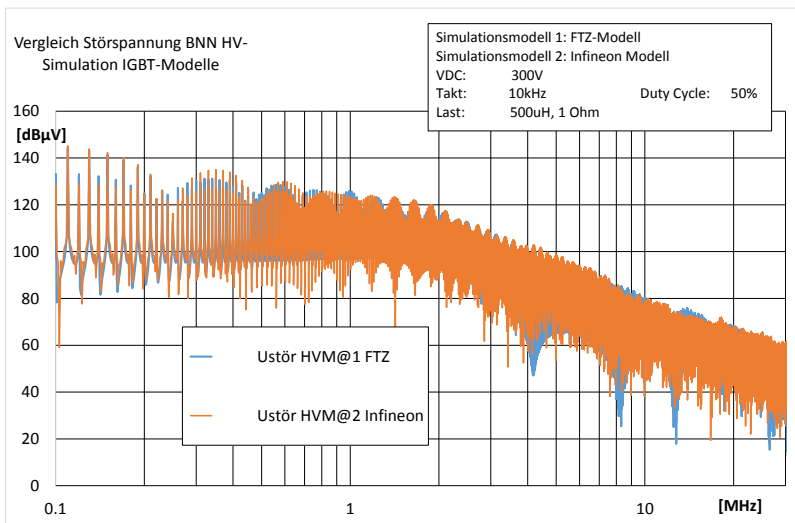


Abbildung 150
Vergleich der Störspannungsverläufe an der BNN für das FTZ und das Infineon-Modell

9.2.1.3 Modell Zwischenkreiskondensator

Der Zwischenkreiskondensator Epcos B25655J4507K**5 ist auf das IGBT-Modul angepasst. Er wurde bei den Messungen verwendet. Wie bereits weiter oben erläutert, ist die Nachbildung der frequenzabhängigen Impedanz des Zwischenkreiskondensators ein wichtiger Schritt zur Nachbildung der Gegentaktstörungen.

Aus dem Datenblatt und Messungen mittels Impedanzanalysator kann man die wichtigsten Ersatzschaltbildparameter bestimmen. Zur Optimierung des Impedanzverlaufes erfolgten dann noch Anpassungen an den weiteren Parametern.

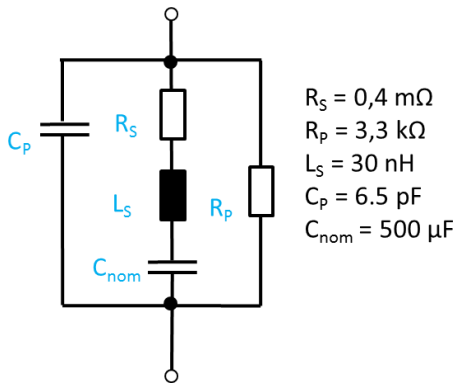


Abbildung 151
Ersatzbild für den Zwischenkreiskondensator

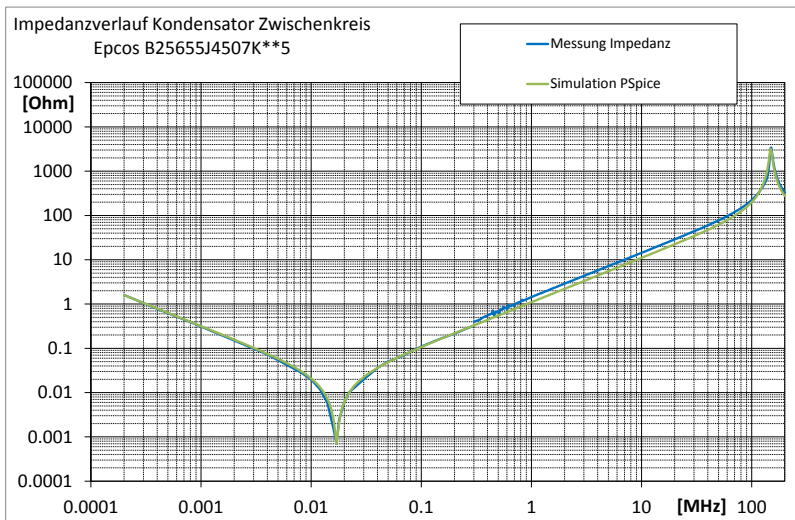


Abbildung 152
Vergleich des Impedanzverlaufes für die Messung und das Simulationsmodell des Zwischenkreis-kondensators

9.2.1.4 Parasitäre Elemente des Moduls

Ein IGBT-Modul ist nach Standardtechnik, wie in Abbildung 153 zu sehen, aufgebaut. Damit ergeben sich durch die Aufbau und Verbindungstechnik parasitäre Elemente, die bei der Modellierung zu berücksichtigen sind. Durch den Lagenaufbau ergeben sich die für die Gleichtaktstörungen relevanten Kapazitäten zur Basisplatte und durch die Bonddrähte und die Kupferflächen modulinterne Induktivitäten. Die Induktivitäten sind im Datenblatt mit jeweils $L_{sCE} = 14 \text{ nH}$ angegeben. Für das Modell wurde auf Basis der Optimierung des Schaltverhaltens ein kleinerer Wert gewählt.

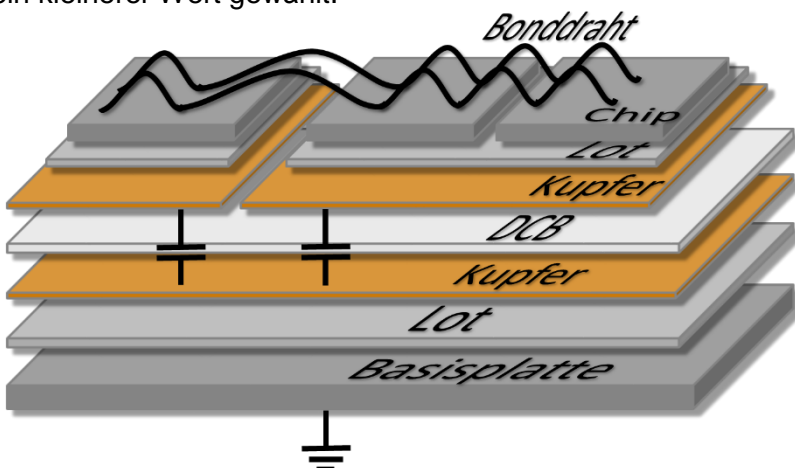


Abbildung 153
schematischer Lagenaufbau IGBT-Modul mit eingezeichneten aufbaubedingten Kapazitäten

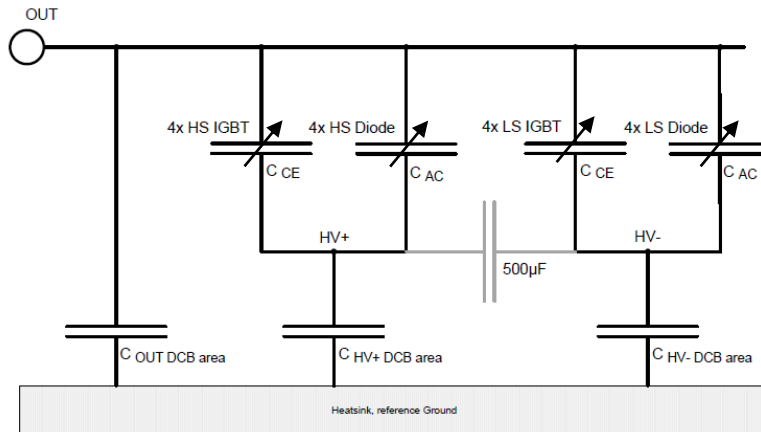


Abbildung 154
Schematische Darstellung der Verkopplung der Kapazitäten von DCB-Flächen, spannungsabhängigen Halbleiterkapazitäten und Zwischenkreiskondensator (grau) im IGBT-Modul für einen Brückenweig
Quelle: Infineon

Für die Kapazitäten des Modulaufbaus finden sich keine Werte im Datenblatt. Diese müssen gemessen und berechnet werden. Die Kapazitäten nach Bezugsmasse teilen sich in C_{OUT} , C_{HV+} und C_{HV-} auf. Diese sind beim gewählten Modul unterschiedlich groß. Eine reine Messung ist insofern schwierig, da die Kapazitäten wie in Abbildung 154 dargestellt im Modul verkoppelt sind. Weiterhin sind die Halbleiterkapazitäten stark spannungsabhängig. Will man die Kapazität für C_{OUT} nach Abbildung 154 bestimmen und schließt dafür $HV+$ und $HV-$ nach Masse kurz, um die zugehörigen Kapazitäten aus dem Ergebnis zu eliminieren sind immer noch die Chipkapazitäten C_{CE} und C_{AC} im Messergebnis enthalten. In Abhängigkeit der angelegten Bias-Spannung ändert sich somit der gemessene Wert für die Modulkapazität.

Daher wurde die Messung an einem Brückenweig des Moduls durchgeführt, bei dem alle Bondverbindungen aufgetrennt waren und die Anschlüsse zum Zwischenkreis auf Masse gelegt sind. Aus dem Impedanzwert und der Frequenz in Abbildung 155 kann man die Kapazität der DCB-Fläche berechnen. Es ergibt sich 1 nF für beide DCB-OUT-Flächen des Brückenweiges. Mit den bekannten Flächen kann dann die Dicke des Isolationsmaterials Aluminiumoxid berechnet werden. Die Kapazitäten zu $HV+$ und $HV-$ wurde mithilfe der geometrischen Daten über die Formel für Plattenkondensatoren (4) bestimmt.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot A}{d} \quad (4)$$

Der Isolator Al_2O_3 hat eine Permittivität $\epsilon_r = 9,1$ und eine Dicke $d = 320 \mu m$ womit sich aus dem ermittelten Flächeninhalten des DCB mit aufgelöteten IGBT- und Dioden-Chips folgende Kapazitäten ergeben (Tabelle 20).

C_{OUT}	C_{HV+}	C_{HV-}
500 pF	330 pF	110 pF

Tabelle 20 Ermittelte Werte für die DCB-Kapazitäten für die Modellierung

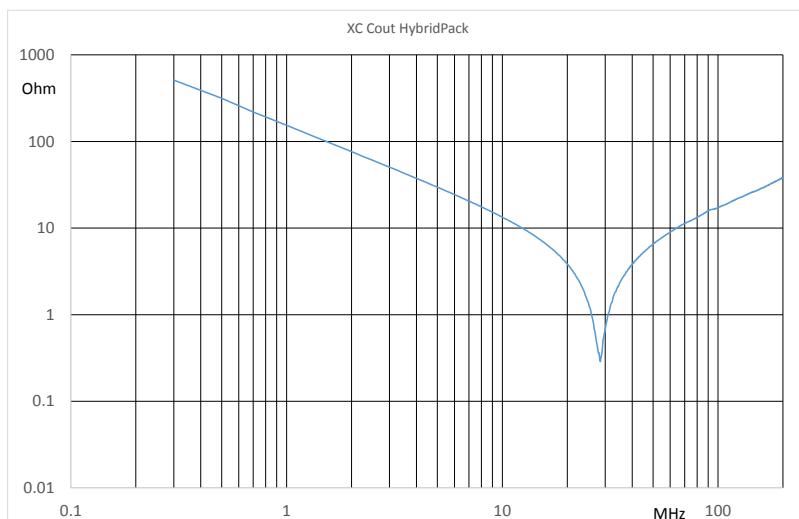
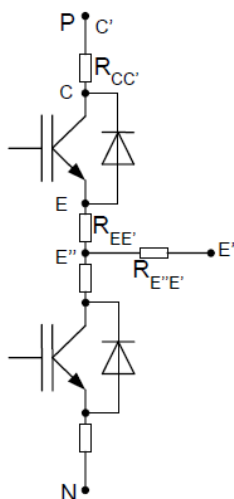


Abbildung 155
Impedanzverlauf zur Bestimmung von C_{OUT}

Weiterhin sind sich im Modul noch DC-Widerstände für die Kollektor-Emitter-Strecke zu berücksichtigen. Diese sind im Datenblatt mit $R_{CC'+EE'} = 0,8 \text{ m}\Omega$ angeben. Die folgende Abbildung zeigt die Definition der Widerstände im Schaltbild.



$$R_{CC'+EE'} = R_{CC'} + R_{EE'} + R_{E''E'}$$

Abbildung 156
Definition der Leiterbahnwiderstände des Moduls im Datenblatt

9.2.2 Modellierung der Lasten

Als Lastbeispiel ist der im Projekt verwendete Motor der Fa. Kollmorgen genutzt worden. Die Basis für Modellierung der Lasten bildet der Verlauf der Gleich- und Gegentaktimpedanz eines realen Motors.

Die Impedanz für den Gegentakt wird bei niedrigen Frequenzen durch den Gleichstromwiderstand und für hohe Frequenzen durch die Induktivität der Wicklungen bestimmt. Durch die parasitären Kapazitäten zwischen den Wicklungen entstehen bei hohen Frequenzen Resonanzen im Impedanzverlauf. Ein weiterer signifikanter Einfluss entsteht durch die parallele Leitungsführung der Wicklungen zum Anschlusskasten oder Stecker des Motors.

Die Gleichtaktimpedanz wird durch die Kapazität der Wicklungen nach (Gehäuse)-Masse bestimmt. Die bereits genannten Resonanzerscheinungen treten auch in diesem Fall auf. Die Messungen erfolgten mit Last 1 (Drahtwicklung auf Volleisenkern), Last 2 (Blechwicklung auf geblechten Kern) sowie abschließend mit dem Motor Kollmorgen AKM 72P. Für eine realitätsnahe Nachbildung der Lasten ist es notwendig, zuerst die Impedanz des realen Motors zu bestimmen. In den Abbildungen 157...158 sind die Impedanzverläufe und Einflussgrößen aufgezeigt. Die Messungen erfolgen bis 1 MHz mit einem Impedanzanalysator. Oberhalb von 1 MHz wurde ein Netzwerkanalysator genutzt. Das zugehörige Ersatzschaltbild kann aus den gemessenen Werten und einer Parametervariation durch Simulation gewonnen werden. Die Induktivität der Motorwicklung beträgt ca. 0,5 mH, die Kapazität nach GND ca. 2 nF und der Gleichstromwiderstand ca. 1 Ω . Es handelt sich hierbei allerdings nicht um einen Motor für den Kfz-Bereich. Das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 159 zu sehen.

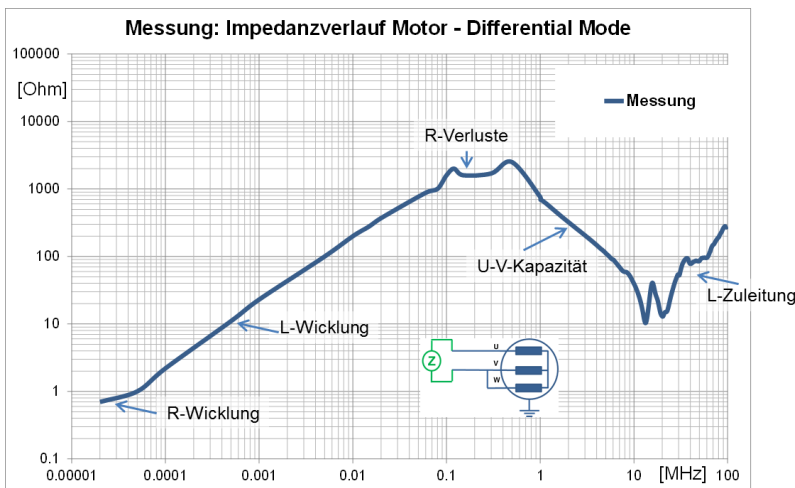


Abbildung 157
Messung
Gegentaktimpedanz des
Kollmorgen Motors,
Einflussgrößen und
schematischer Messaufbau

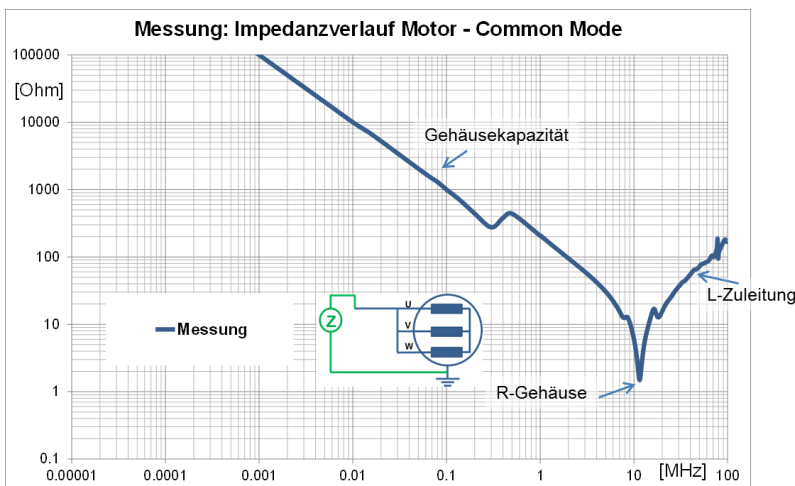


Abbildung 158
Messung
Gleichtaktimpedanz des
Kollmorgen Motors,
Einflussgrößen und
schematischer Messaufbau

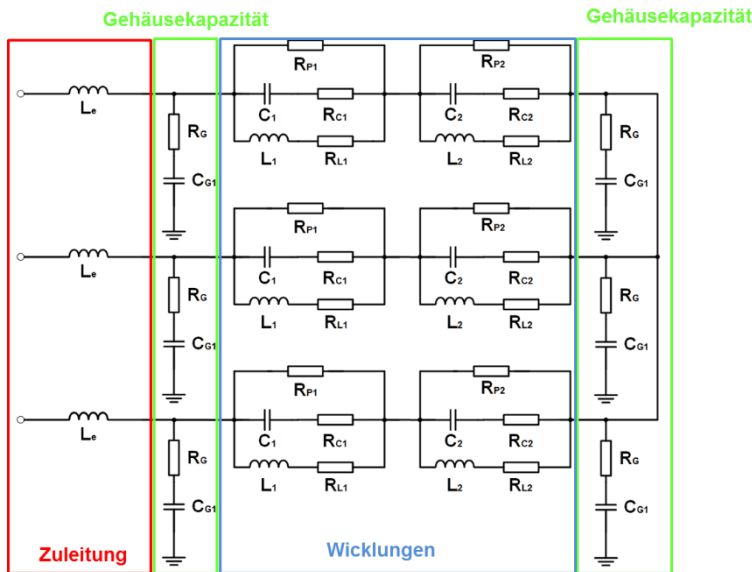


Abbildung 159
Ersatzschaltbild zur
Impedanznachbildung des
Motors [27]

Die Motornachbildungen im Aufbau müssen folgende Kriterien erfüllen:

- Auslegung von Gleichstromwiderstand und Induktivität für nicht lückenden Stromverlauf bei vorgegebener Frequenz und festem Tastverhältnis
- definierte, einstellbare Kapazität nach Bezugsmasse
- einfacher Aufbau
- Möglichkeit der Schirmung im Gehäuse
- Nachbildung der Charakteristik des Impedanzverlaufes des Motor

Der Zielwert für die Induktivität der Last ist mit 0,5 mH niedriger als für den Motor der Fa. Kollmorgen, um näher an eine KFZ-Applikation zu kommen. Der Ansatz zur Realisierung einer Last erfolgt durch den Aufbau der Last 1 mittels einer 6 mm² Kupferdrahtwicklung mit Silikonisolierung auf einem Volleisenkern. Durch den kleinen Querschnitt und den Verzicht auf einen geblechten Kern sollen der Gleichstromwiderstand R_{DC} und die Verluste möglichst groß sein. Eine mögliche Erwärmung während der Messung ist vernachlässigbar, da durch die Messung im Zeitbereich sehr kurze Messzeiten realisiert werden können.

Die Messungen mit dem Impedanzanalysator ergeben für die Kleinsignalgrößen der Last 1 folgende Werte:

- $L_{nom} = 0,5 \text{ mH}$
- $R_{DC} = 85 \text{ m}\Omega$
- $C_{GND} = 1 \text{ nF}$

Die Impedanzmessungen zeigen für die Last 1, dass die Last ab der ersten Resonanzstelle bei ca. 6 MHz eine starke Resonanzbildung aufweist (Abbildung 160). Diese ist in den Emissionsmessungen allerdings nicht auffällig, wie in Abschnitt 6.4.2 gezeigt wird. Für die Modellierung ist diese Last jedoch nicht geeignet, da die Resonanzstellen jeweils mit eigenen Schwingkreis nachbildet werden müssen.

Die ausgeprägte Resonanzbildung ergibt sich aus der regelmäßigen Anordnung der Wicklungen auf dem Kern, die eine gleichmäßige Ausbildung der Wicklungskapazitäten ermöglicht. Werden die Wicklungsabstände verändert, kommt es zu einer Resonanzverschiebung, die grundsätzliche Resonanzneigung bleibt aber erhalten.

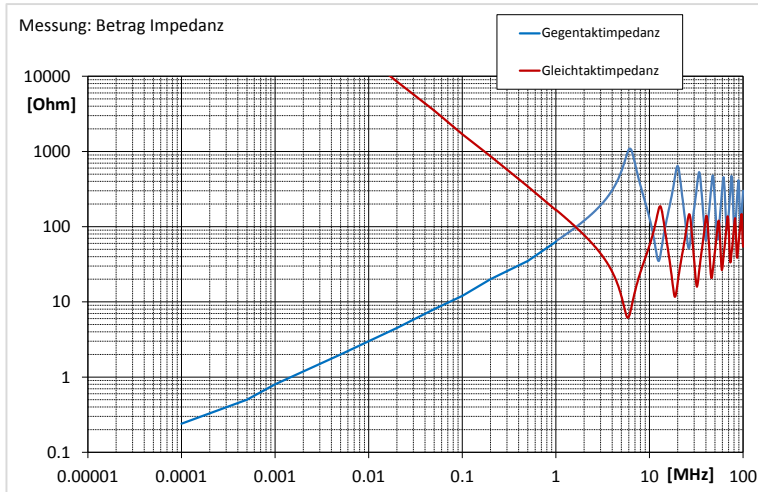


Abbildung 160
Messung
Impedanzverläufe der
Last 1 für Gleich- und
Gegentakt

Für die Modellierung wurde daher die andere Motornachbildung „Last 2“ gewählt, die aufbaubedingt eine geringere Resonanzbildung aufweist. Die Last 2 hat zwei parallele Blechwicklungen auf geblechtem μ -Metallkern in Halterung und ist in der gleichen Halterung, allerdings isoliert, verbaut. Die gemessenen Impedanzverläufe der Lastnachbildung für Gleich- und Gegentakt sind in den Abbildungen 161 und 162 dargestellt.

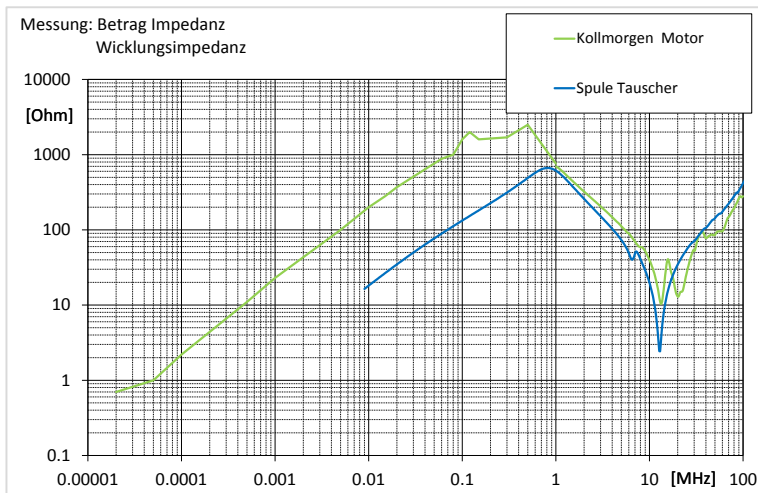


Abbildung 161
Messung
Impedanzverläufe der
Last 2 für Gegentakt im
Vergleich zum Motor

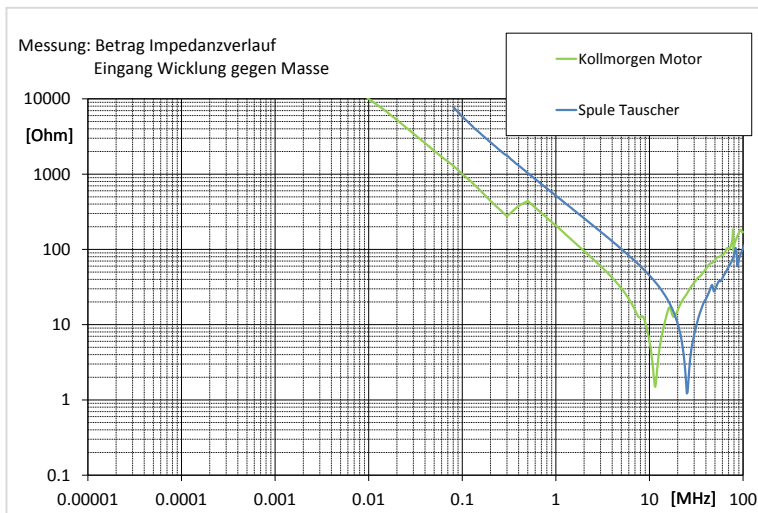


Abbildung 162
Messung
Impedanzverläufe der
Last 2 für Gleichtakt im
Vergleich zum Motor

Die Nachbildung der Lastdrosseln erfolgt mit nur einem Resonanzkreis pro Bauteil. Neben den Nominalwerten L_{nom} und R_{DC} sind noch die Parallelkapazität C_P und die Kapazität zur Bezugsmasse C_{GND} nachgebildet. Der Widerstand R_P dient zum Einstellen der Impedanz bei der Parallelresonanz. Die Werte R_W und L_W bilden die Impedanz der Anschlüsse nach. Das Simulationsmodell ist in Abbildung 163 dargestellt. Die erreichte Übereinstimmung von Simulationsmodell und realer Lastnachbildung ist in den Abbildungen 164 und 165 zu sehen.

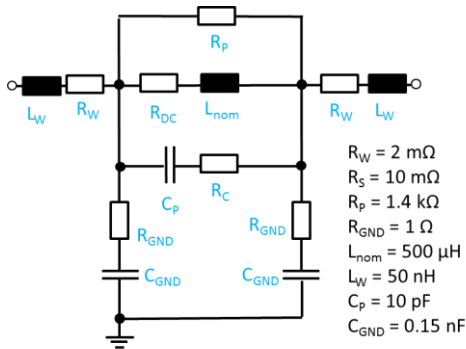


Abbildung 163
Simulationsmodell Last 2

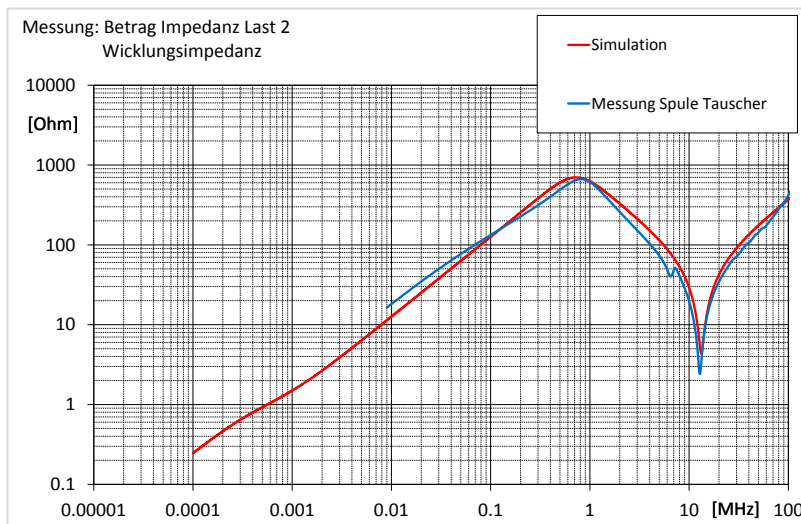


Abbildung 164
Vergleich
Impedanzverläufe der
Last 2 für Gegentakt
Messung und Simulation

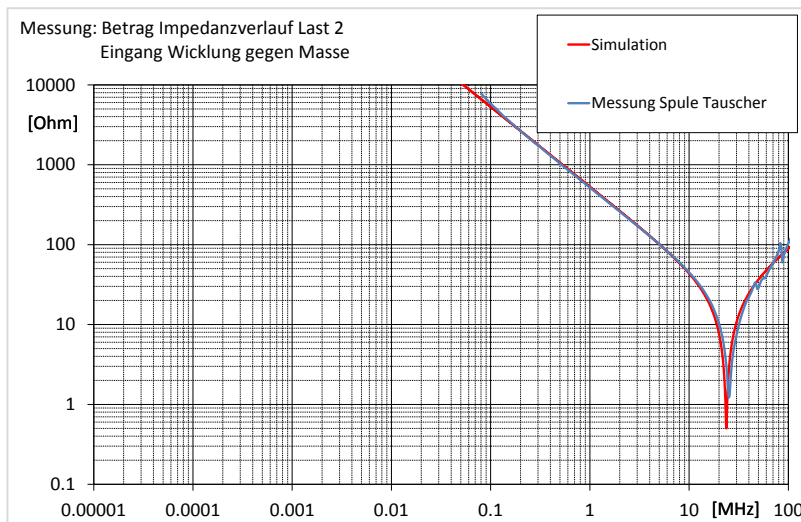


Abbildung 165
Vergleich
Impedanzverläufe der
Last 2 für Gleichtakt im
Messung und Simulation

Bei den Messungen wird die Motornachbildung um zwei Kondensatoren ergänzt, welche die Kapazität der Last zur Masse erhöhen, um realitätsnahe Größenordnungen für Traktionsmotoren von 5 ... 10 nF zu erreichen (Abbildung 166). Der in den Messungen verwendete Kondensator zur Erhöhung der parasitären Kapazität nach Masse ist nachzubilden (Abbildung 167) und hat einen nominalen Wert von $C_{nom} = 4.7$ nF. Bei der Modellierung ist besonders auf die parasitären Elemente Wert zulegen, die das Verhalten des Kondensators ab ca. 10 MHz bestimmen (Abbildung 168).



Abbildung 166
Kondensatoren an Motornachbildung

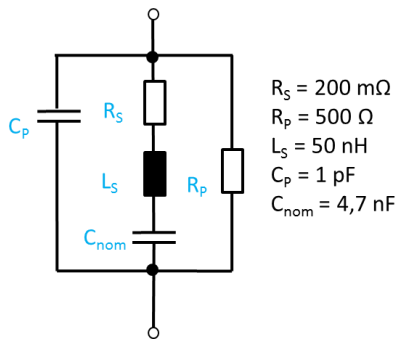


Abbildung 167
Simulationsmodell des Kondensators für die Erhöhung der Gleichtaktkapazität der Lastnachbildungen

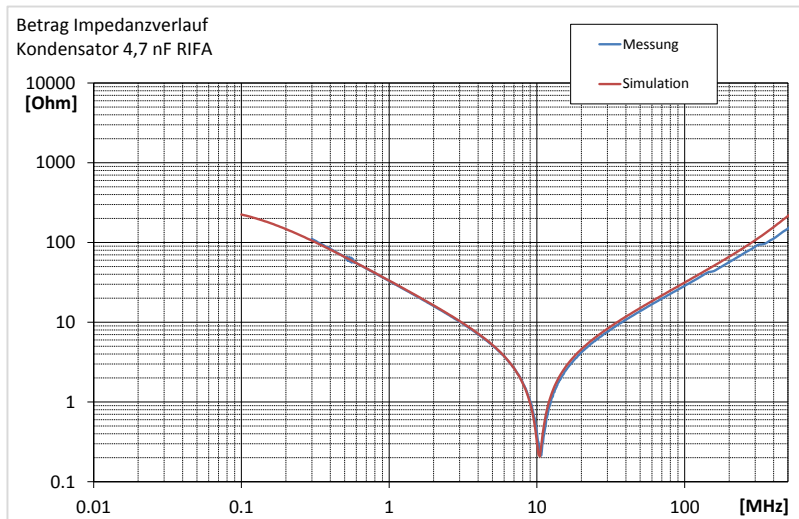


Abbildung 168
Vergleich Impedanzverläufe des Lastkondensators für Messung und Simulation

9.2.3 Modellierung HV-Kabel

Die HV-Kabel sind geschirmt ausgeführt (Abbildung 169). Beim Aufbau auf dem Labortisch (Abbildung 170) sind die Komponenten aber nicht direkt auf Masse, sondern von der Masse isoliert und mit einem Masseband angebonden. Damit ist der Schirm nicht mehr beidseitig auf Massepotential gelegt. Vielmehr ist das Massepotential über die Impedanz des Massebandes von der Bezugsebene getrennt. Über den Schirm fließt somit ein anteiliger Rückstrom. Das Kabel bildet ein Dreileitersystem aus Innenleiter, Schirm und Bezugsmasseplatte des Messtisches (Tabelle 21).

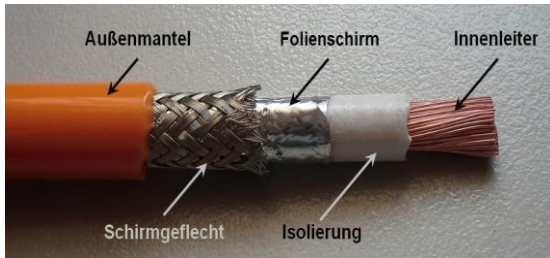


Abbildung 169
 Beispielhafte
 Abbildung eines
 geschirmten HV-
 Kabel für
 Traktionssysteme

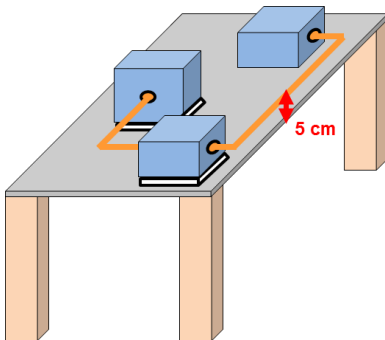


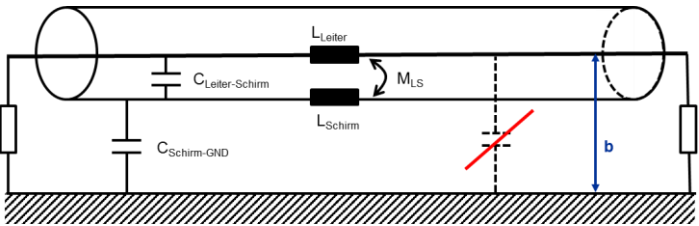
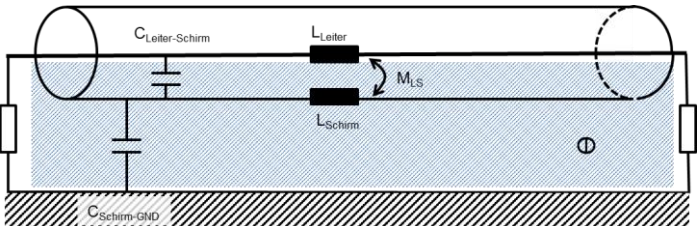
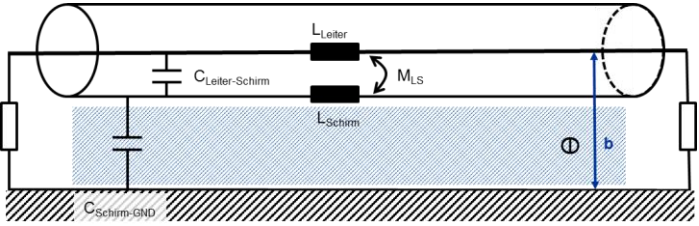
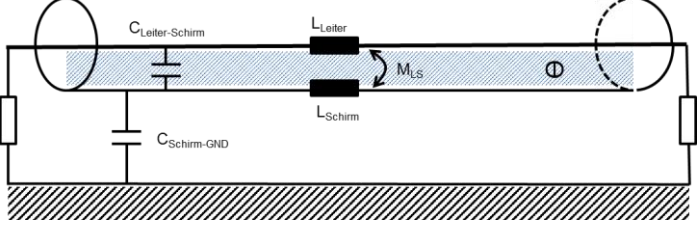
Abbildung 170
 Schematischer
 Aufbau auf
 Messtisch

In [25] findet man Berechnungsvorschriften der relevanten Modellierungsparameter für eine solche Anordnung. Diese Anordnung und die entsprechenden Berechnungsvorschriften sind in der Tabelle 21 aufgeführt.

Bei einem idealen Schirm kann sich keine direkte Kapazität zwischen Innenleiter und Massefläche ausbilden. Das gilt auch für mögliche direkte Kapazitäten zu weiteren, externen leitenden Strukturen. Die kapazitive Verkopplung bleibt allerdings über die Reihenschaltung von $C_{\text{Leiter-Schirm}}$ und $C_{\text{Schirm-GND}}$ weiter bestehen. Die kapazitive Verkopplung im geschirmten Fall wird somit maßgeblich über das Schirmpotential bestimmt (Tabelle 21).

Die Erkenntnis $M_{LS} = L_S$ ist für die richtige Bewertung der magnetischen Verkopplung wichtig. Sie ergibt sich aus der Tatsache, dass die jeweiligen Teilflüsse für das äußere und innere System in der Stromschleifenfläche des anderen Systems wirken und dort einen der Ursache entgegengesetzten Stromfluss hervorrufen.

$$L_{\text{Schirm}} = \frac{\Phi_{\text{Schirm}}}{I_{\text{Schirm}}} = \frac{\Phi_{\text{Leiter}}}{I_{\text{Schirm}}} = M_{LS} \quad (5)$$

Bezeichnung	Ersatzschaltbild und Formel
Teilkapazitäten der Anordnung	 $C'_{Leiter-Schirm} = \frac{2 * \pi * \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln(r_{i_Schirm}/r_{Leiter})} \quad (6) \quad *)1$ $C'_{Schirm-GND} = \frac{2 * \pi * \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln \left[\frac{b}{r_{a_Schirm}} + \sqrt{\left(\frac{b}{r_{a_Schirm}}\right)^2 - 1} \right]} \quad (7) \quad *)2$
Induktivität des Innenleiters	 $L'_{Leiter} = \frac{\mu_0}{2\pi} * \ln\left(\frac{2 * b}{r_{a_Leiter}}\right) \quad (8) \quad *)3$
Induktivität des Schirms	 $L'_{Schirm} = \frac{\mu_0}{2\pi} * \ln\left(\frac{2 * b}{r_{i_Schirm} + d_{Schirm}}\right) \quad (9) \quad *)4$
Gegeninduktivität Innenleiter und Schirm	 $M'_{LS} = L'_{Schirm} = \frac{\mu_0}{2\pi} * \ln\left(\frac{2 * b}{r_{i_Schirm} + d_{Schirm}}\right) \quad (10)$

*)1 r_{i_Schirm} – Innenradius des Schirmes, *)2 r_{a_Schirm} – Außenradius des Schirmes, *)3 r_{a_Leiter} – Außenradius des Innenleiters, *)4 d_{Schirm} – Schirmdicke

Tabelle 21 Ersatzschaltbilder und Formeln zur Bestimmung der notwendigen Ersatzschaltungselemente für die Modellierung des HV-Kabels nach [25]

Anhand der Formeln aus Tabelle 21 lassen sich mit bekannten Werten des Kabelaufbaus und es Messaufbaus die notwendigen Werte für die Modellierung errechnen.

Parameter	Wert
r_{Leiter}	3,75 mm
R_{a_Schirm}	5,55 mm
R_{i_Schirm}	5,15 mm
l_{Kabel}	1 m
b	5 cm
R_{DC_Leiter}	2,72 m Ω /m
R_{DC_Schirm}	4,68 m Ω /m

Tabelle 22 Parameter der HV-Leitung für Berechnung

Parameter	Wert
$C'_{\text{Leiter-Schirm}}$	530 pF
$C'_{\text{Schirm-GND}}$	11 pF
L'_{Leiter}	650 nH
L'_{Schirm}	565 nH
M'_{LS}	565 nH

Tabelle 23 Berechnete Werte für die Ersatzschaltbildelemente

In PSpice sind für die Modellierung von Mehrleitersystemen mehrere Ansätze möglich. In dieser Arbeit wurden die Leitungen nur mit passiven Ersatzelementen nachgebildet.

Hierfür bietet sich das integrierte T2coupledX-Modell an, das sich für zwei unsymmetrisch verkoppelte Leitungen und Masseebene eignet. Mit diesem Leitungsmodell wurde eine gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Messungen erzielt. Die Rechenzeiten werden jedoch durch diesen Modellierungsansatz sehr lang.

Daher wurde ein zweiter, noch einfacherer Ansatz zur Leitungsmodellierung gewählt. Die Leitungen werden mittels diskreter RLC-Kettenglieder nachgebildet (Abbildung 173). Dabei wurden die oben berechneten Parameter auf jeweils 15 Kettenglieder pro Meter Leitungen aufgeteilt. Damit lässt sich direkt auch die in Tabelle 21 dargestellte Bedingung umsetzen, dass es keine direkte Kapazität zwischen Innenleiter und Masse gibt. Für die Nachbildung einer Leitung mit RLC-Kettengliedern ist zu beachten, dass die Modellierung nur bis zu einer oberen Abbruchfrequenz ω_a gültig ist. Eine LC-Kette kann Signal nur bis zu dieser Frequenz übertragen [26]. Mit der Formel (11) kann die Frequenz ω_a berechnet werden:

$$\omega_a = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (11)$$

Durch die Verwendung der Kettengliedermodelle steigt die Rechenschrittweite vom Picosekunden- in den Nanosekundenbereich und damit sinkt die Gesamtberechnungszeit im Zeitbereich signifikant.

Ein Vergleich der Kabelmodelle mit der Messung für ein offenes und ein kurzgeschlossenes Kabelstück mit einer Länge von 0,75 m zeigt eine gute Übereinstimmung der Resonanzpunkte (Abbildungen 171 und 172). Die Maxima und Minima sind beim simulierten System aufgrund

der idealen Modellierung ausgeprägter. Für die Verifikation der Modelle wurde ein Ende des Kabels in der Messung mit einem Netzwerkanalysator HP gespeist, das andere Ende war offen oder kurzgeschlossen. In der Simulation erfolgt der Abschluss am Kabelende durch einen 1 M Ω Widerstand für das offene Ende und einem Kurzschluss. Die Speisung wurde mittels Sinusquelle mit Innenwiderstand von 50 Ω nachgebildet.

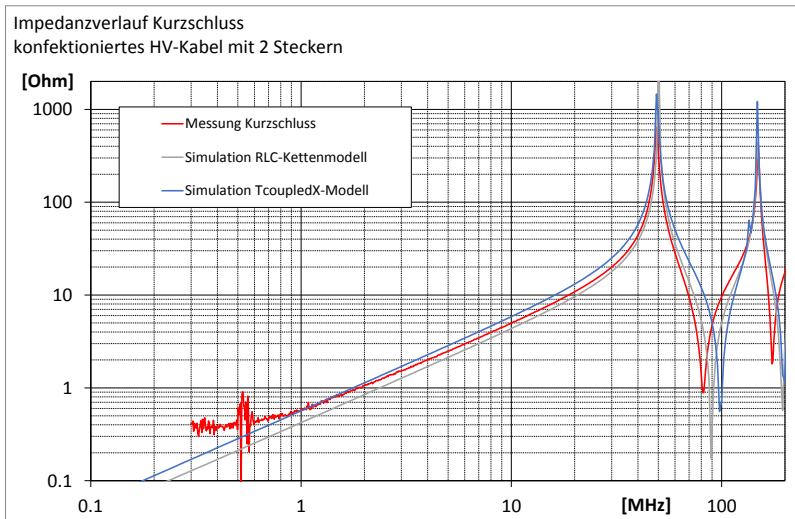


Abbildung 171
Vergleich Messung
und Simulation
Kabelmodell im
Frequenzbereich für
Kurzschluss am
Kabelende

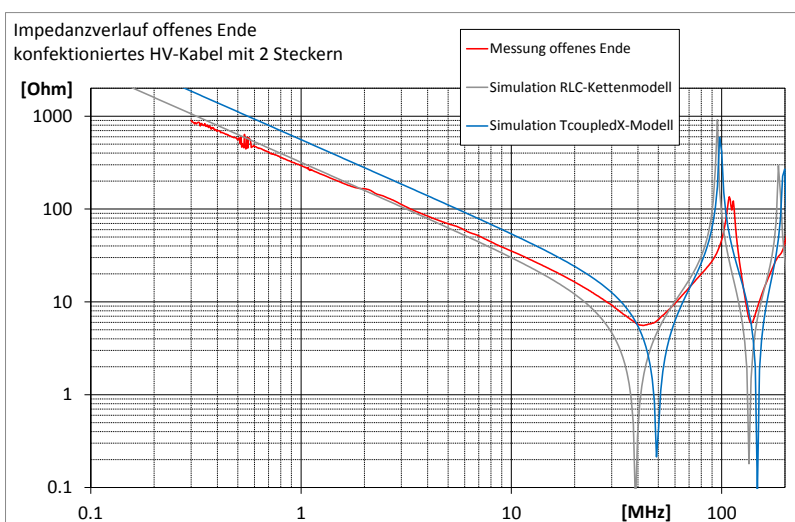


Abbildung 172
Vergleich Messung
und Simulation
Kabelmodell im
Frequenzbereich für
offenes Kabelende

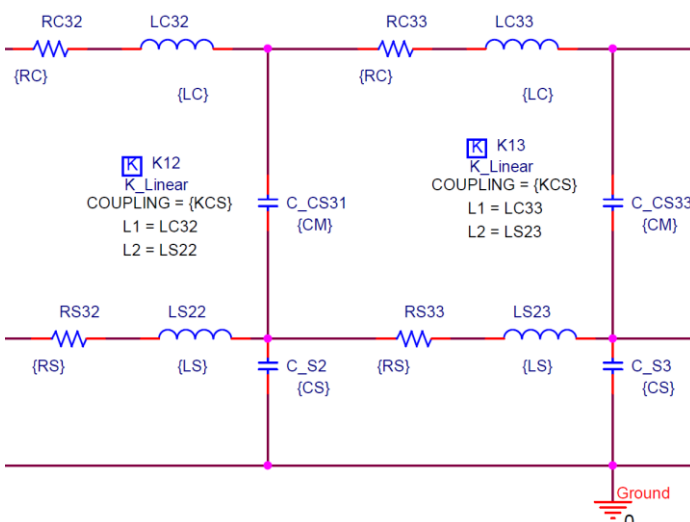


Abbildung 173
Ausschnitt RLC-Kabelmodell

9.2.4 Modellierung Bordnetznachbildung

Die BNN ist in [6], [7] in Bezug auf die prinzipielle Schaltung und den Impedanzverlauf definiert. Die reale BNN für die Messungen weist diesen normativen Impedanzverlauf auf. Für die Simulation wurde das ideale Ersatzschaltbild aus [6], [7] umgesetzt.

Das Schaltungsmodell und der Verlauf der Impedanz sind in den folgenden Abbildungen 174 und 175 dargestellt.

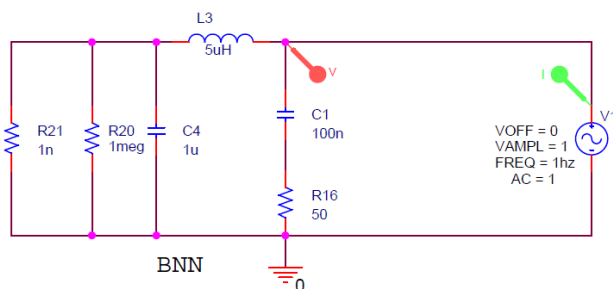


Abbildung 174
Schaltungsmodell der BNN
für Bestimmung
Impedanzverlauf

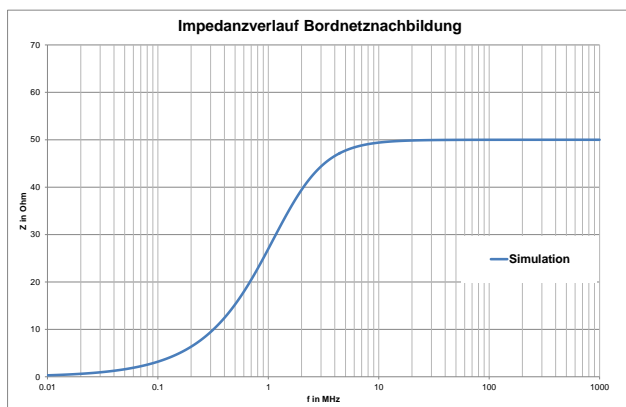


Abbildung 175
Impedanzverlauf Simulation
BNN

9.2.5 Modell DC-Filter

Eine genaue Modellierung des Filters ist mit vertretbarem Aufwand nur möglich, wenn die Struktur des Filters bekannt ist. Eine weitere Einschränkung ergibt sich bei der Simulation im Zeitbereich. Frequenzabhängige Eigenschaften bestimmter Bauelemente wie Drosselkerne lassen sich so nur mit erheblichen Aufwand abbilden.

Nachfolgend sind ein Ersatzschaltbild eines Filters (Abbildung 176) sowie das zugehörige Simulationsmodell (Abbildung 177) abgebildet. Wichtig für die reale Modellierung des Verhaltens bei hohen Frequenzen sind die parasitären Eigenschaften der Bauelemente. Das ideale Verhalten des Bauelements wird ab einer bestimmten Frequenz, die jeweils vom Aufbau und der Ausführung des Anschlusses an die Filterschaltung abhängt, von den parasitären Eigenschaften dominiert.

Simulations- und Messergebnisse zeigen in Abbildung 178 und 179 im 50—System eine gute Übereinstimmung der Einfügedämpfung die Gegentakt- und Gleichtaktstörungen.

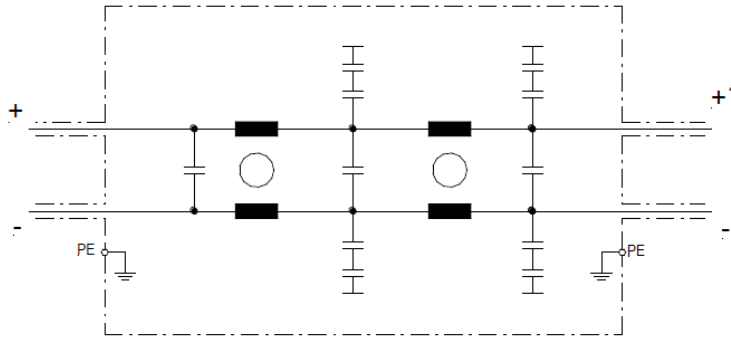


Abbildung 176
Ersatzschaltbild des DC-Filter
der Fa. Ing. Max Fuss EMV
aus dem Datenblatt

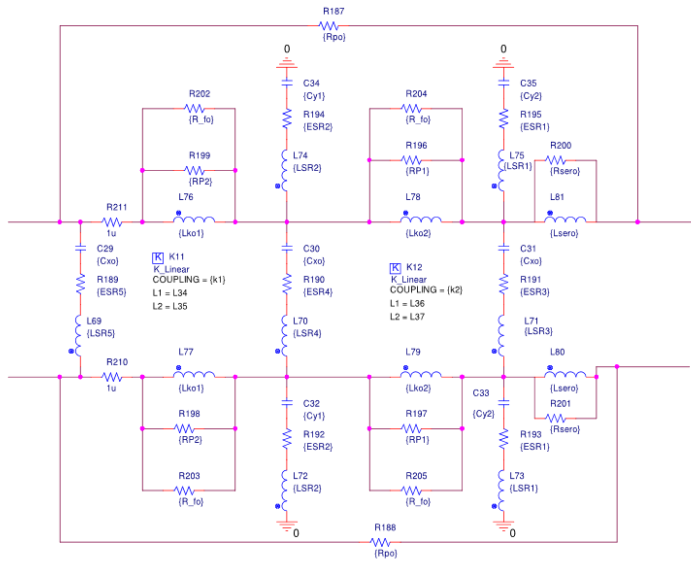


Abbildung 177
Simulationsmodell des Filters
(Quelle Fa. Ing. Max Fuss
EMV aus dem Datenblatt)

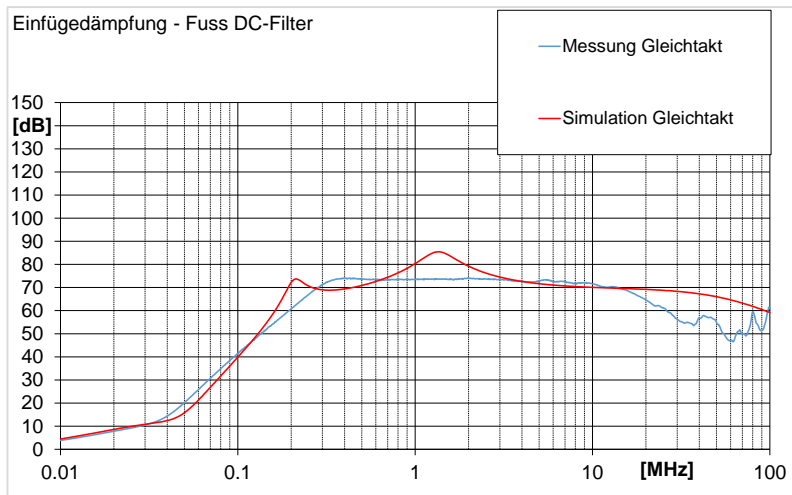


Abbildung 178
Vergleich der Einfügedämpfung für Messung und Simulationsmodell für Gleichtaktsignale

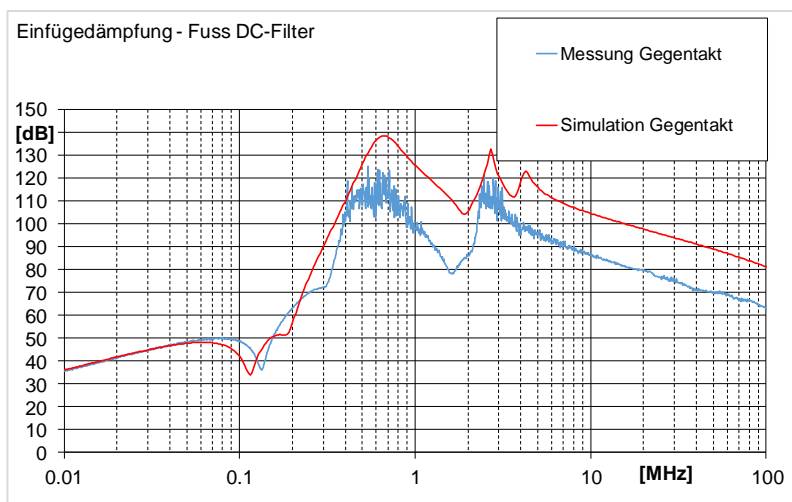


Abbildung 179
Vergleich der Einfügedämpfung für Messung und Simulationsmodell für Gegentaktsignale

9.3 Verifikation des Gesamtmodells

Für die Verifikation des Modells (Abbildung 180) wird aus den bereits modellierten Einzelkomponenten der gesamte Messaufbau nachgebildet. Die simulierten Strom- und Spannungsverläufe werden mit den Messungen verglichen. Die Messbandbreite und die Bandbreite der simulierten Werte sind für einen Vergleich anzupassen.

Für eine nachgelagerte FFT-Berechnung müssen in PSpice im Zeitbereich ermittelte Ergebnisse einige Bedingungen einhalten:

1. Die Stützstellen der Simulation müssen äquidistant und für die erforderliche Genauigkeit ausreichend klein sein.
2. Pspice erwartet für die FFT nur ganzzahlige Vielfache der Periodendauer.
3. Die Zeitbereichsformen der notwendigen Signale müssen auf der Y-Achse bei Null beginnen und enden, da PSpice nur ein Rechteck als Fensterfunktion auf die Funktionswerte im Betrachtungsfenster anwendet.

In der Simulation (und Messung) besteht die Besonderheit, dass die Abtastfrequenz bis 30 MHz für die EMV-Bewertung und die Taktfrequenz des Systems mit je 9 kHz übereinstimmen. Daher erhält man deckungsgleiche Simulationsergebnisse im Frequenzbereich direkt aus PSpice und für nachträglich mit Matlab™ auf die Abtastbandbreite

angepasste Simulationskurven, da das zu untersuchende System nicht als Breitbandstörer wirkt.

Bei der Simulationen mit Filter entstehen Spannungsverläufe an dem Messpunkt der BNN, die mit einer niederfrequenten Schwingung überlagert sind. Diese klingen innerhalb einer Periodendauer nicht ab. Diese Schwingungen entstehen durch die Induktivitäten und Kapazitäten des Filters.

Für eine korrekte Bewertung der Pegel wurde somit eine Matlab™-Routine (Tabelle 24) angewendet, die aus dem Zeitbereichssignal eine auf die Abtastbandbreite angepasste und mit Fensterfunktion (Hamming) versehene FFT-Funktion berechnet.

```
function FFT_plotausgabe(x,y)

step=10e-9;
[nrows,ncols]=size(x);
lastrowx = x(nrows,:);
start=x(1);
stop=lastrowx;
vq=interp1q(x,y,(start:step:stop)');
[nrowsvq,ncolsvq]=size(vq);
[S,F,T,P]=(spectrogram(vq,22222,20000,22222,100000000));
S_db = 20*log10((2*abs(S)/(22223/2))/0.000001);
h=surf(T,F,S_db);
set(get(h,'Parent'),'YScale','log');
set(get(h,'Parent'),'YLim',[1e5 1e8]);
set(get(h,'Parent'),'ZTick',[-40:10:120]);
view(90,0);
S_dbmax= max(S_db');
S_dbmax=S_dbmax';
filename = 'testdata.xlsx';
sheet = 1;
xlRange = 'A1';
xlswrite(filename,F,sheet,xlRange);
xlRange = 'B1';
xlswrite(filename,S_dbmax,sheet,xlRange);
```

Tabelle 24 Matlab-Funktion zur Erzeugung von Excel-Werten in dB μ V aus den Simulationsergebnissen

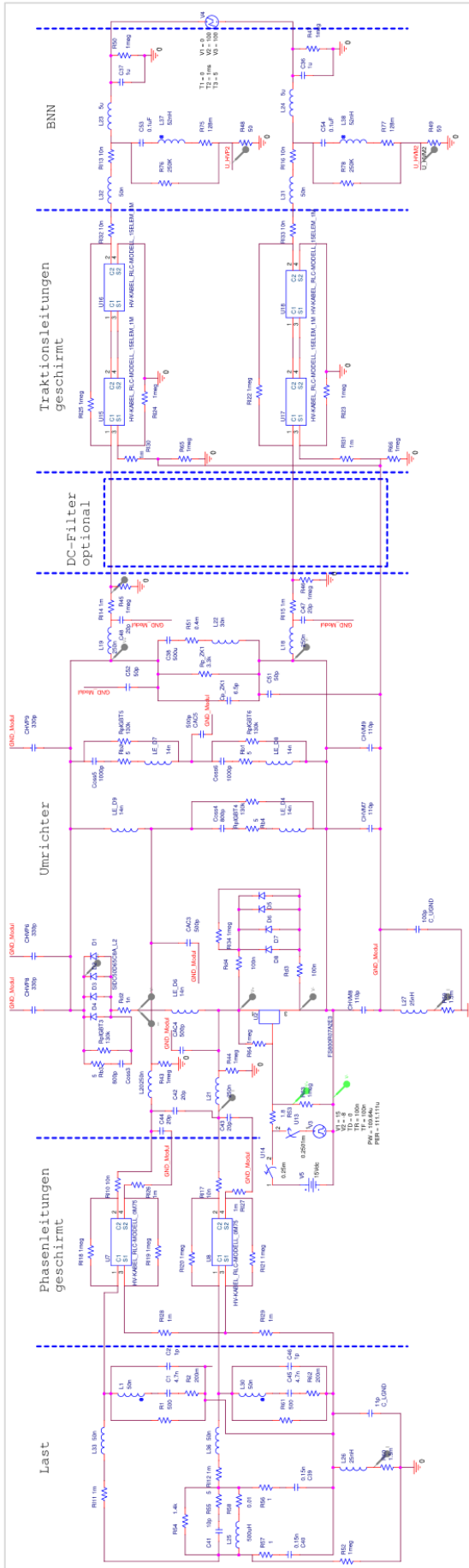


Abbildung 180 Simulationsmodell Gesamtschaltung mit zusätzlichen Lastkondensator ohne Filter

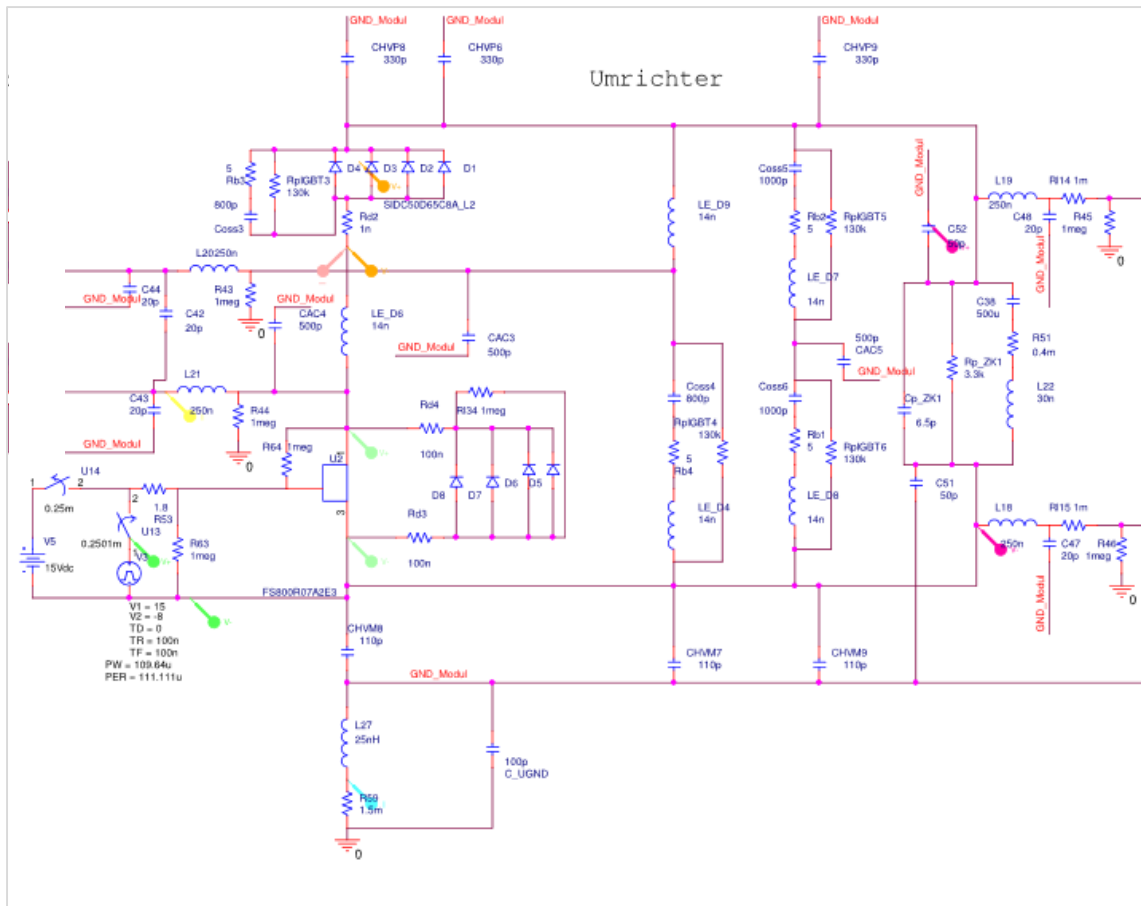


Abbildung 181 Detailausschnitt des Umrichtermoduls aus Simulationsmodell

Die Anschlüsse des Moduls (Abbildung 181), die aus kurzen Leitungen und den Steckern sind jeweils mit einer Induktivität und einer Kapazität nachgebildet. Die Widerstände $R_{XX} = 1\text{meg}\Omega$ dienen nur als Gleichstrompfad zur Masse (Konvergenz Bedingung PSpice). Das Netz „GND_Modul“ steht für die Gehäusemasse und ist über das Masseband (L27 und R59) auf die Bezugsmasse gelegt. C_UGND ist die Kapazität der Umrichterschirmbox zur Bezugsmassenplatte.

Die Werte von CHVPX, CHVMX und CACX bilden die Kapazitäten des DCB zur Gehäusemasse. Die Elemente C38, R51, L22, Rp_ZK1, Cp_ZK1 bilden den Zwischenkreiskondensator. C51 und C52 sind die gemessenen Werte seiner Streukapazitäten nach Gehäusemasse.

Die Elemente Coss5, Rb2, LE_D7, RpIGBT5 bilden den High Side IGBT des passiven Brückenweiges nach. Die weiteren Elemente unterhalb bilden den Bottom Side IGBT nach. LE_D9 steht für die Induktivität des aktiven High Side Schalters. Die darunter dargestellte RLC-Kombination modelliert den ausgeschalteten IGBT des Brückenweiges. U2 bildet mit den zugehörigen Freilaufdiode den aktiv geschalteten IGBT nach. Coss3, Rb3, RpIGBT3 stehen für den ausgeschalteten IGBT des Brückenweiges. D1 bis D4 sind die zugehörigen Freilaufdiode.

Die spannungsabhängigen Werte von C_{OSS} (Ausgangskapazität des IGBTs) wurde jeweils mit einem Festwert für die Zwischenkreisspannung V_{DC} gemittelt. Dabei entsteht ein gewisser Fehler in der Modellierung für das Verhalten bei kleinen Spannungen.

Die Ansteuerung des IGBT erfolgt periodisch über eine Pulsquelle. Für den Beginn der Simulation ist der IGBT über eine DC-Quelle statisch angesteuert. Damit wird der Einschwingvorgang der Schaltung verkürzt.

Für eine erste Verifikation werden die Strom- und Spannungsverläufe im Leistungskreis der Messungen und Simulationen verglichen. Die Modellierung im Zeitbereich wurde mit einer

Zwischenkreisspannung von 100 V durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 183 und 184 dargestellt.

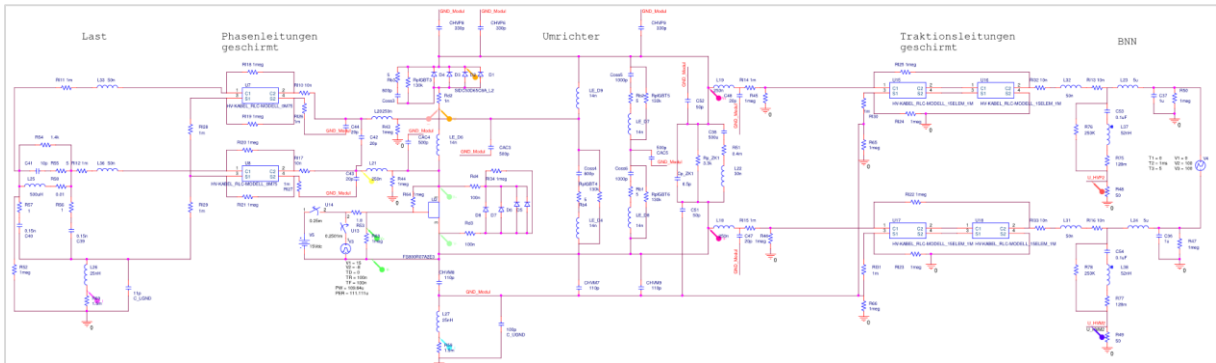


Abbildung 182 Simulationsmodell Gesamtschaltung ohne Kondensator an Last

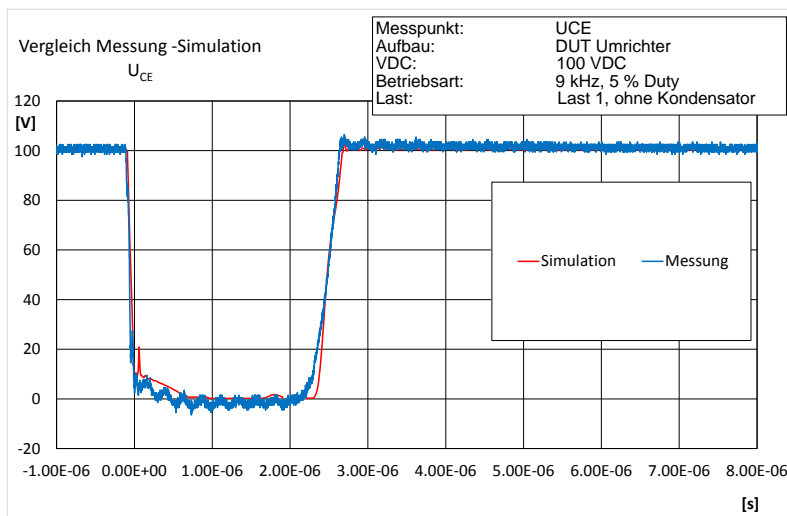


Abbildung 183
Vergleich der Verläufe der Kollektor-Emitter-Spannung für Messung und Simulation

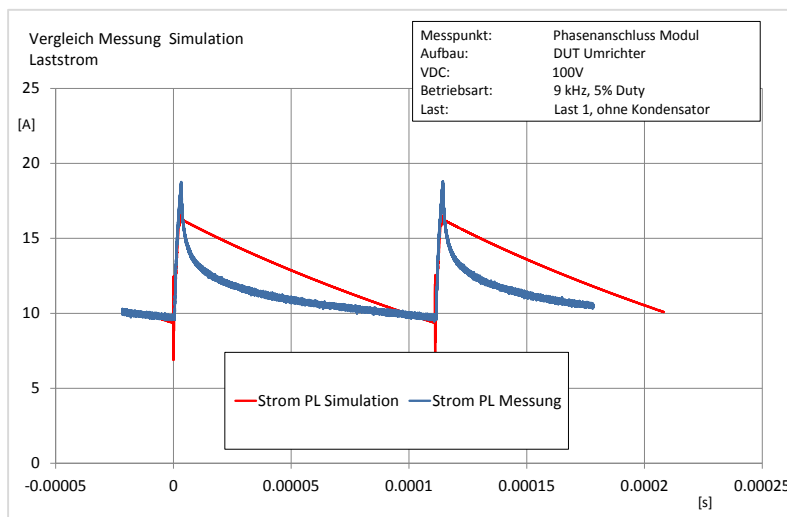


Abbildung 184
Vergleich der Verläufe des Laststromes für Messung und Simulation

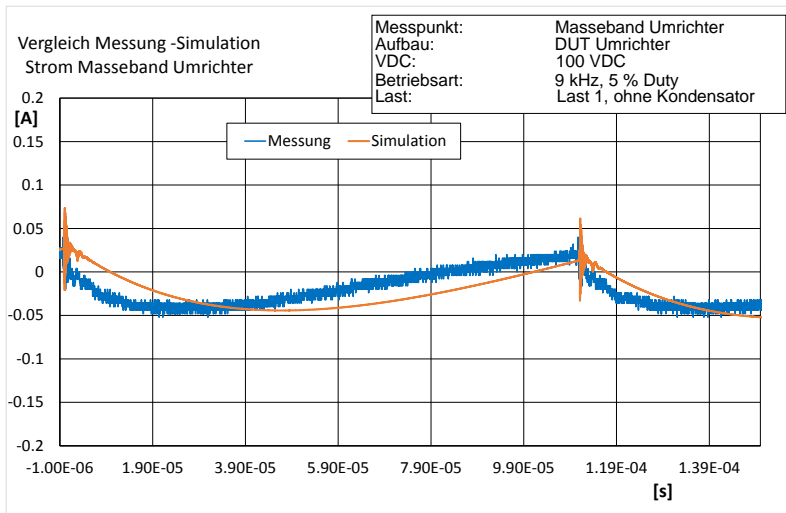


Abbildung 185
Vergleich der Verläufe des Stromes im Masseband des Umrichters für Messung und Simulation

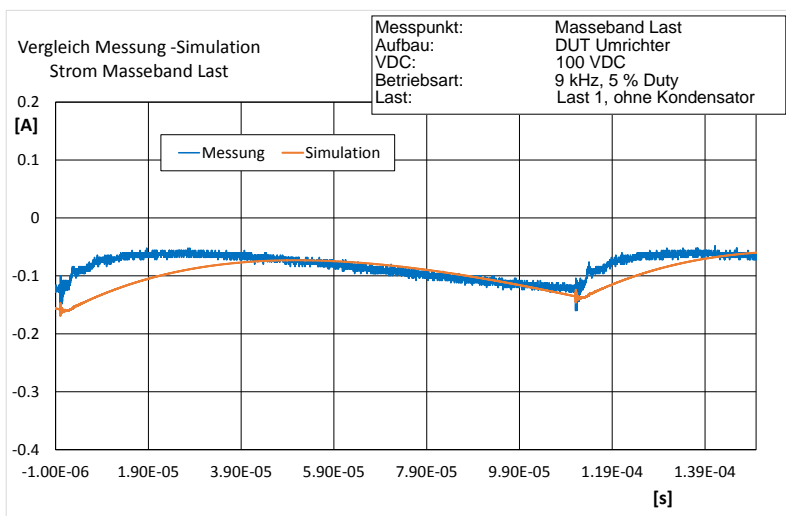


Abbildung 186
Vergleich der Verläufe des Stromes im Masseband der Last für Messung und Simulation

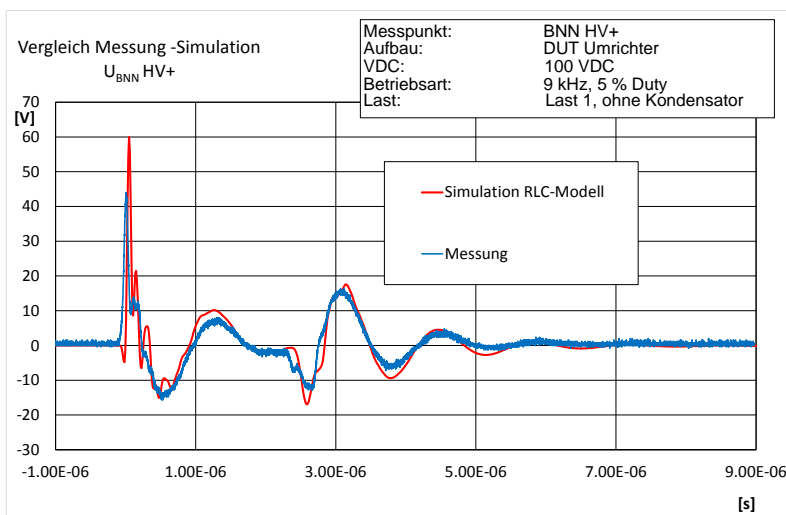


Abbildung 187
Vergleich der Verläufe der Spannung am Messpunkt der BNN für Messung und Simulation

Nachdem bei den Messungen und Simulationen im Zeitbereich eine gute Übereinstimmung der Ergebnisse feststellbar ist, kann der Vergleich der Ergebnisse im Frequenzbereich erfolgen.

Die Zielstellung ist eine gute Übereinstimmung der leitungsgebundenen Störaussendung an der BNN zwischen Messung und Simulation.

Für die Simulation der Störaussendung wird eine 300V Zwischenkreisspannung genutzt, um eine Vergleichbarkeit mit den bisherigen Störaussendungsmessungen zu gewährleisten.

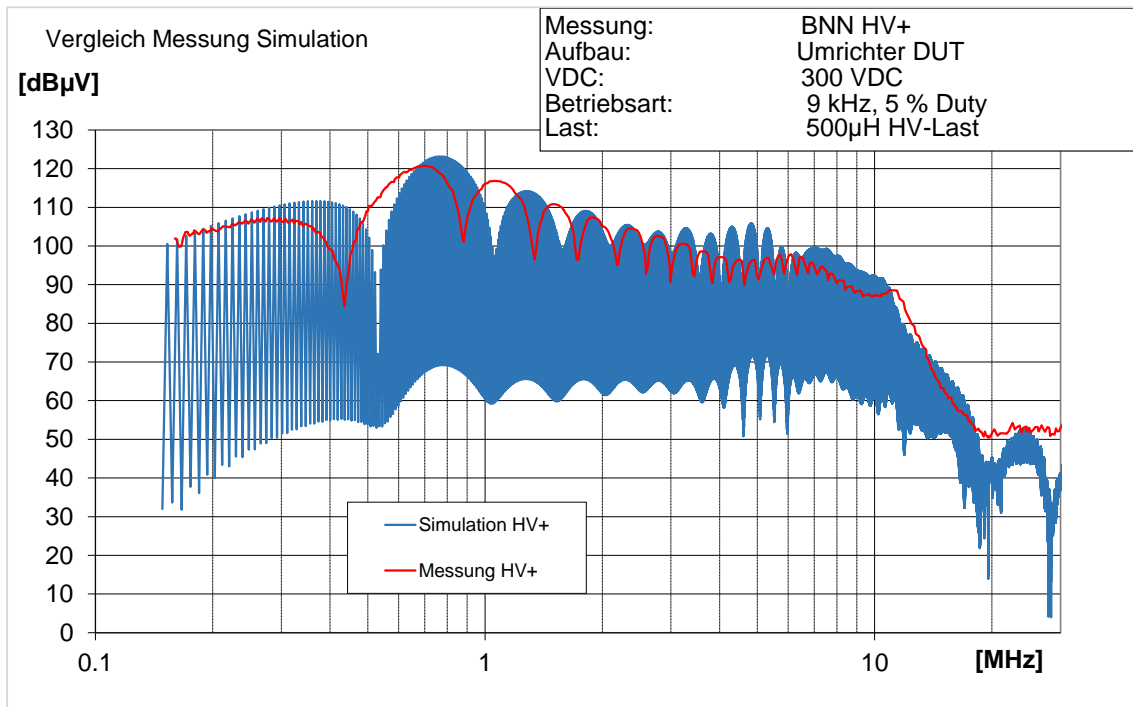


Abbildung 188 Vergleich Messung und Simulationsergebnis für Modell mit 300V an Messpunkt BNN HV+ ohne Filter

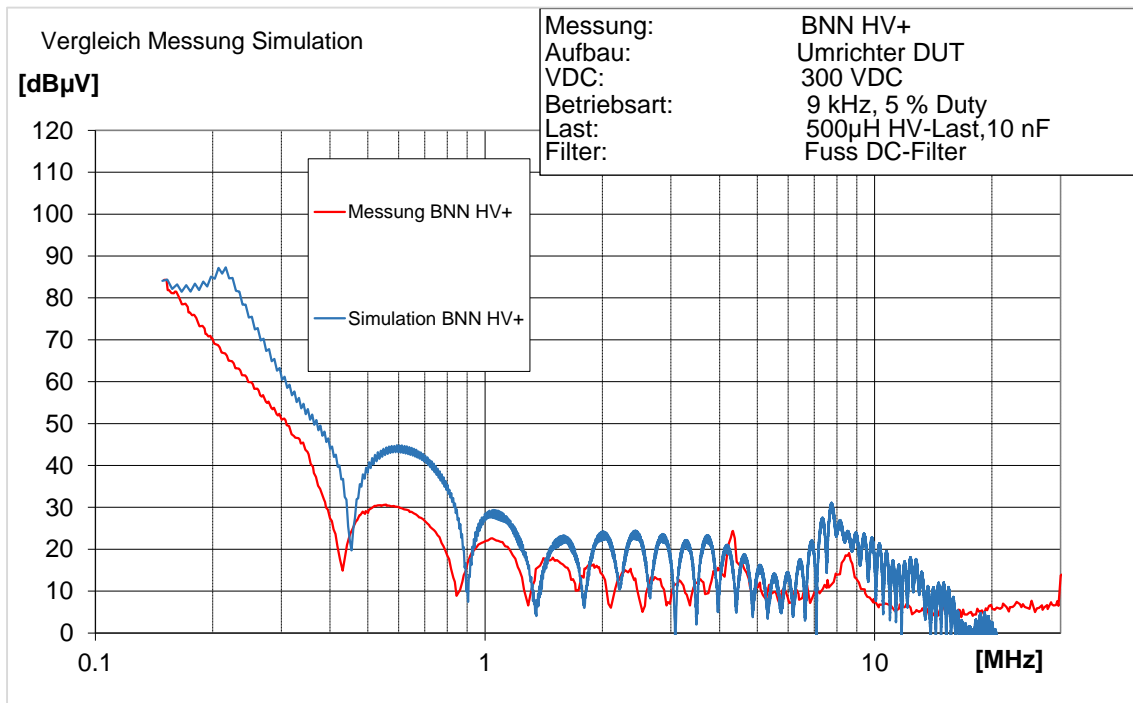


Abbildung 189 Vergleich Messung und Simulationsergebnis für Modell mit 300V an Messpunkt BNN HVP mit Filter

Mit den gewählten Modellierungsparametern wird auch im Frequenzbereich eine gute Korrelation der Störspannungsverläufe an der BNN erreicht. Das gilt für das geschirmte Referenzsystem als auch für den Aufbau mit Filter.

9.4 Übertragbarkeit der Modellierungsergebnisse auf höhere Leistungen

9.4.1 Zielstellung

Es sind zwei Arten der Leistungserhöhung möglich. Eine Spannungshö­hung von 300 V auf 600V (Maximum für DC-Filter) bedingt eine signifikante Stromerhöhung bei Verwendung der festen PWM und der Lastnachbildung. Eine Erhöhung des Tastgrades bei gleicher Zwischenkreisspannung führt ebenfalls zu einer Erhöhung des Stromes im Lastkreis.

Aus den Erfahrungen bisheriger Messungen lässt sich der Einfluss der Parameter auf die Messung an der BNN abschätzen. Eine Verdopplung der DC-Spannung führt zu 6 dB mehr Störpegel bei Messung an der BNN. Eine Stromerhöhung bei gleicher Spannung zeigt nur einen geringen Einfluss auf die Störaussendung an der BNN bei dem gewählten Aufbau.

Für das Verhalten der Filter bei höheren Leistungen lässt sich festhalten, dass gleichbleibende Dämpfungseigenschaften zu erwarten sind, solange die Gleichtaktdrosseln nicht in die Sättigung gehen oder Stromtragfähigkeit des Filters nicht überschritten wird. Die Spannungshöhe im Zwischenkreis ist von den Parametern der Kondensatoren begrenzt. Ein höherer puls­förmiger Strom im Zwischenkreis führt auch zu einer höheren Belastung der X-Kondensatoren, was bei deren Auslegung zu beachten ist. Die thermische Belastung der Filter steigt mit zunehmender Leistung an. Eine Grenze ist hier vom Aufbau und dem Verbau vorgegeben.

9.4.2 Simulationsergebnis

Die Simulation zeigt im ungefilterten Fall (Abbildung 190) bis 3 MHz höhere Störpegel für den Simulationslauf mit 600 V. Die Unterschiede zur Simulation mit 300 V liegen hier im Maximum bei 5 – 6 dB.

Für die Simulationsdurchläufe mit Filter (Abbildung 191) ergeben sich vergleichbare Aussagen. Die Störpegel liegen im Bereich bis 3 MHz um bis zu 6 dB auseinander. Die Charakteristik der Kurven ist gleich. Das Ergebnis der Simulationsdurchläufe entspricht damit der Zielstellung.

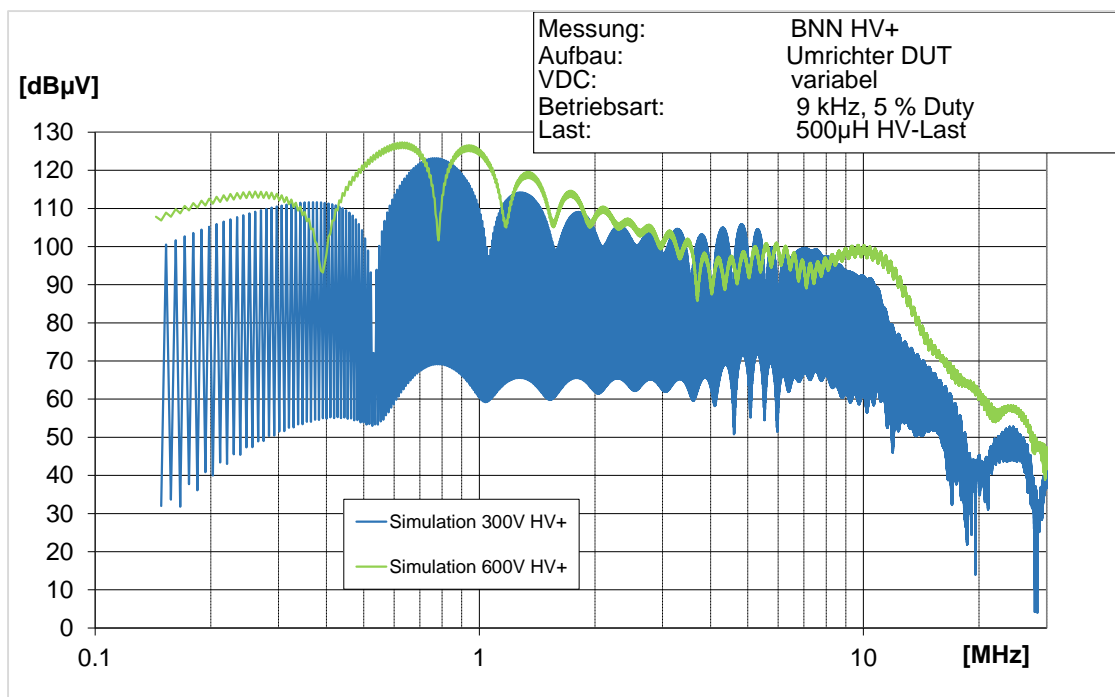


Abbildung 190 Simulationsergebnis für Gesamtmodell mit 300V und 600V Zwischenkreisspannung ohne Filter

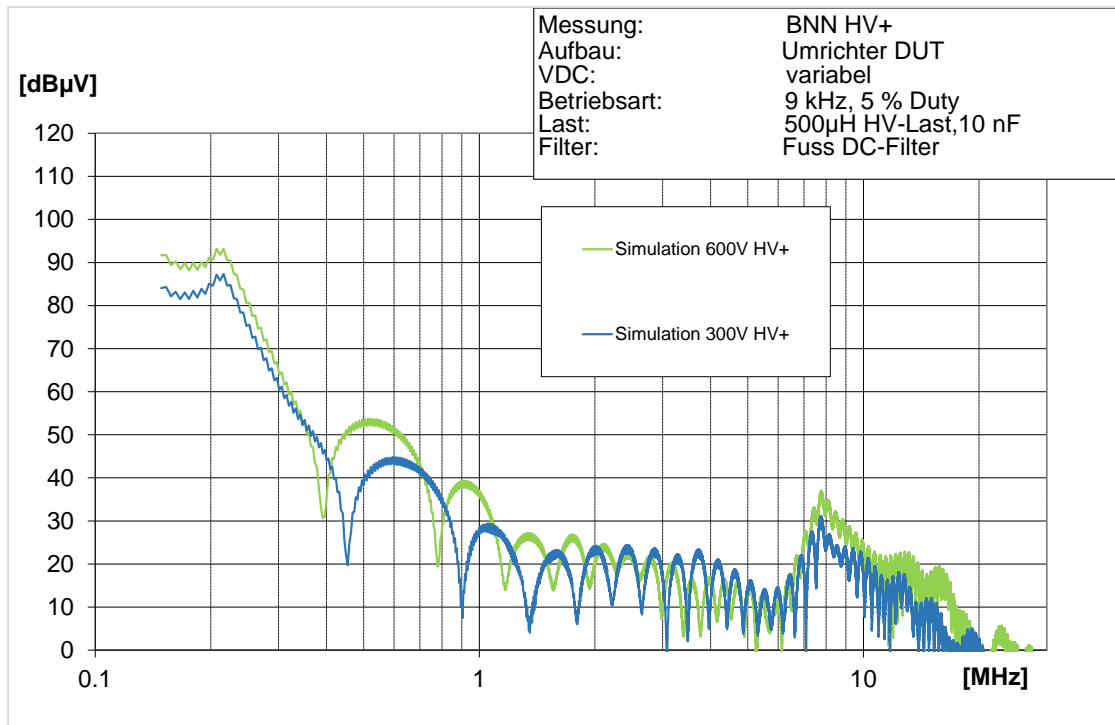


Abbildung 191 Simulationsergebnis für Gesamtmodell mit 300V und 600V Zwischenkreisspannung mit Filter

9.5 Fazit Simulation

Mit Hilfe der Simulation sind sehr genaue Vorhersagen zum Verhalten der Filter möglich. Wenn bereits ein Simulationsmodell des HV-System vorhanden ist, lassen sich mit vertretbarem Aufwand Filterlösungen testen. Durch den Ansatz der Simulation im Zeitbereich und die nachträgliche Berechnung der Störpegel im Frequenzbereich sind neben dem Simulationstool PSpice noch weitere Softwarelösungen notwendig. Die Software muss in der Lage sein eine FFT-Methode mit passender Fensterung zu gewährleisten, wenn die Funktionswerte im Betrachtungsfenster nicht mit Null beginnen und enden oder das System als Breitbandstörer wirkt.

Für die Modellierung eines kompletten Traktionssystems muss eine sehr detaillierte Systemkenntnis vorhanden sein. Der Aufwand der Modellierung ist hoch. Es sind HF-taugliche Modelle aller Systemkomponenten notwendig. Diese sind für einzelne Komponenten wie z.B. den Zwischenkreiskondensator einfach zu erstellen. Andere Teile des Systems, wie der Umrichter, sind durch die spannungsabhängigen Einflussgrößen sehr aufwändig in der messtechnischen Parametrisierung.

Das rechenzeitoptimierte Modell des IGBT ist nur mit Hilfe von Messungen oder auf Basis des Infineon-Modells zu optimieren, da das Datenblatt zu wenige Informationen enthält.

Für die messtechnische Parametrisierung der Modelle werden RLC-Messbrücken, Impedanzanalytoren bzw. Netzwerkanalysatoren benötigt.

10 Literaturverzeichnis

- [1] Körber, B.; Trebeck, M.: Entwurf Störaussendungsmessverfahren für IGBT-Module für den Einsatz in Traktionssystemen V0.4, FTZ e.V. 2014
- [2] Datenblatt FS800R07A2E3, Infineon Technologies AG, 2009
- [3] Application Note: Evaluation Kit for Applications with HybridPACK™2 Module V2.2, Infineon Technologies AG, 2010
- [4] Datenblatt Film Capacitors – Power Electronic Capacitors, Version 4, Epcos AG, 2009
- [5] Data sheet Current Probe F-65, Fischer Custom Communications, Inc.
- [6] CISPR 25: Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers, Edition 3, IEC, Bruxelles, 2007
- [7] CISPR 25 Ed. 4 Draft, High Voltage Part V, Additional requirements for high voltage components used in electrical propelled vehicles; IEC, Bruxelles, 2013
- [8] Trebeck, M.; Richter, M.; Körber, B.; Enzinger, T.; Rinkleff, T.: Bewertung der Störaussendung von Hochvolthalbleitern für Elektrofahrzeuge, Tagungsband zum Kongress EMV2014, VDE-Verlag 2014
- [9] Datenblatt EMV-Filter 2F400-250.260FZ, Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG, 2014
- [10] Datenblatt High Voltage Filter 600V_{dc}, 150 A - P100316 Series, EPCOS AG, 2014
- [11] Kollmorgen AKM Synchron-Servomotor Manual, KOLLMORGEN Europe GmbH, 2014
- [12] Domurat-Linde, André: Optimierung des Störemissionsverhaltens von Leistungsmodulen im UKW-Frequenzbereich; VDI-Verlag, Düsseldorf, 2013
- [13] Klotz, Frank: Leitungsgebundene elektromagnetische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien, Verlag ISLE, Ilmenau, 1997
- [14] Hohloch, J.; Köhler, W.; Tenbohlen, S.; Aidam, M.; Krauß, T.: Messverfahren zur Beurteilung des Emissionsverhaltens von geschirmten Energiekabeln für KFZ-Hochvoltbordnetze; Tagungsband zum Kongress EMV2010, VDE-Verlag 2010
- [15] Standardization Administration of China (SAC), GB/T 18387-2008, Limits and Test Method of Magnetic and Electric Field Strength from Electric Vehicles, Broadband, 9 kHz to 30 MHz, 2008
- [16] Datenblatt EMV-Filter 3ACM250-100.260FZ, Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG, 2014
- [17] Datenblatt EMV-Filter 3ACM250-100.261FZ, Ing. Max Fuss GmbH & Co. KG, 2014
- [18] DIN EN 50289-1-6: Kommunikationskabel - Spezifikationen für Prüfverfahren - Teil 1-6: Elektrische Prüfverfahren - Elektromagnetisches Verhalten, Deutsche Fassung EN 50289-1-6:2002

- [19] Müller, N.; Richter, M.; Winkler, A.; Wunderlich, T.; Jacob, F.: Untersuchungen zur Störkopplung und Schirmdämpfung von Elektro- und Hybridfahrzeugen, Tagungsband zum Kongress EMV2014, VDE-Verlag 2014.
- [20] Reuter, M.; Tenbohlen, S.; Köhler, W.: Einfluss der Batterieimpedanz auf EMV-Störgrößen im Hochvolt-Bordnetz elektrisch angetriebener Kraftfahrzeuge; Tagungsband VDE TEG-Kongress 2013
- [21] Reuter, M.; Friedl, S.; Tenbohlen, S.; Köhler, W.: Emulation of Conducted Emissions of an Automotive Inverter for Filter Development in HV Networks, IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2013
- [22] Hoene, E.: EMC in Power Electronics, ETG-Fachbericht CIPS 2008, VDE-Verlag, 2008
- [23] Preliminary Datasheet, 2-line filters for high voltage DC bus P100316*; EPCOS AG, 2014
- [24] Nagel, A.: Leitungsgebundene Störungen in der Leistungselektronik: Entstehung, Ausbreitung und Filterung, Wissenschaftsverlag Mainz, 1999
- [25] Paul, C.R.: Introduction to Electromagnetic Compatibility, Wiley, New York, 1992
- [26] Uni Oldenburg, Signalübertragung auf LC-Ketten und Koaxialkabeln, Modul Physik Teil 2
- [27] Grandi, G., Casadei, D., Reggiani, U.: Common- and Differential-Mode HF Current Components in AC Motors Supplied by Voltage Source Inverters, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 19, NO. 1, JANUARY 2004
- [28] Technische Information IGBT-Modul FS800R07A2E3 rev. 3, Infineon AG, 2011
- [29] Petrie, A. F., Hymowitz, C.: A SPICE MODEL FOR IGBTs, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995

11 Anhang

Nachfolgend sind die Rauschkurven für die verwendeten Messmittel der Emissionsmessungen gezeigt. Diese wurden in den Diagrammen der vorangegangenen aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht mit dargestellt.

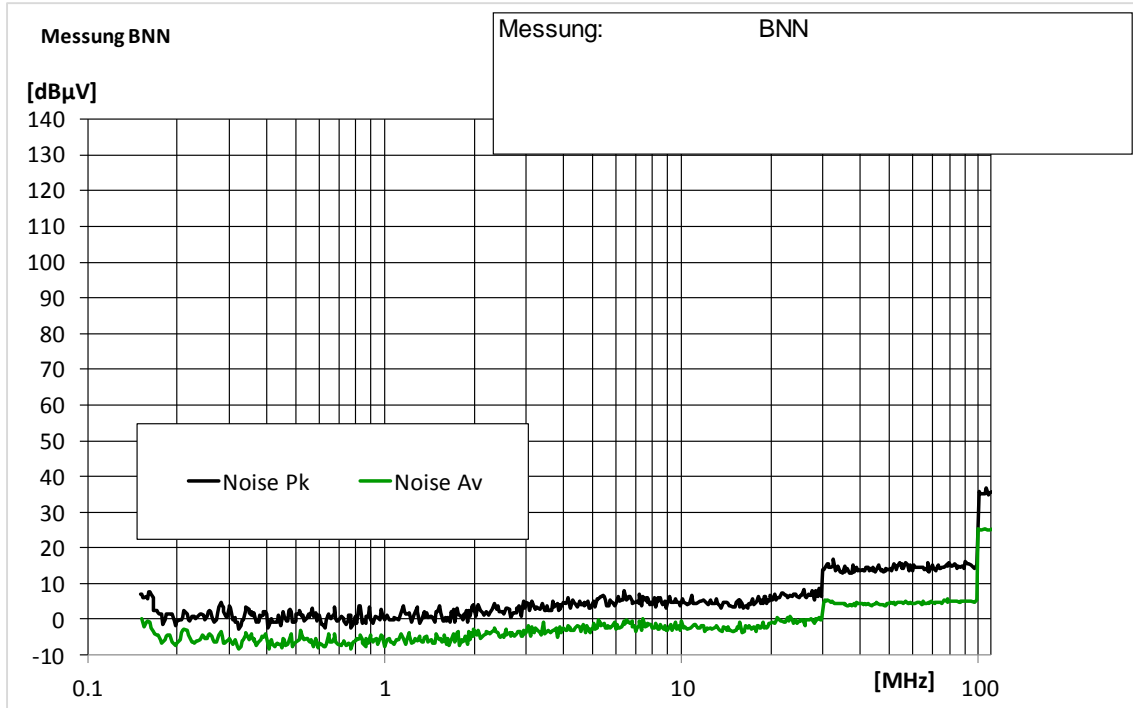


Abbildung 192 Messung Rauschkurve BNN

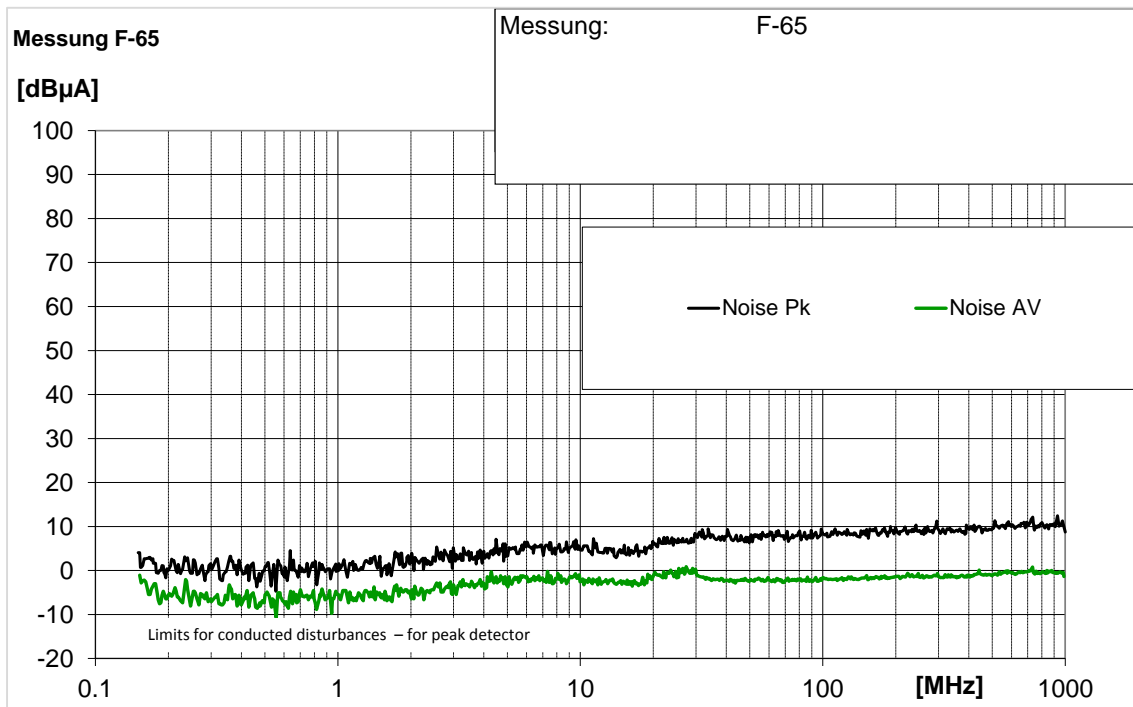


Abbildung 193 Messung Rauschkurve Stromzange

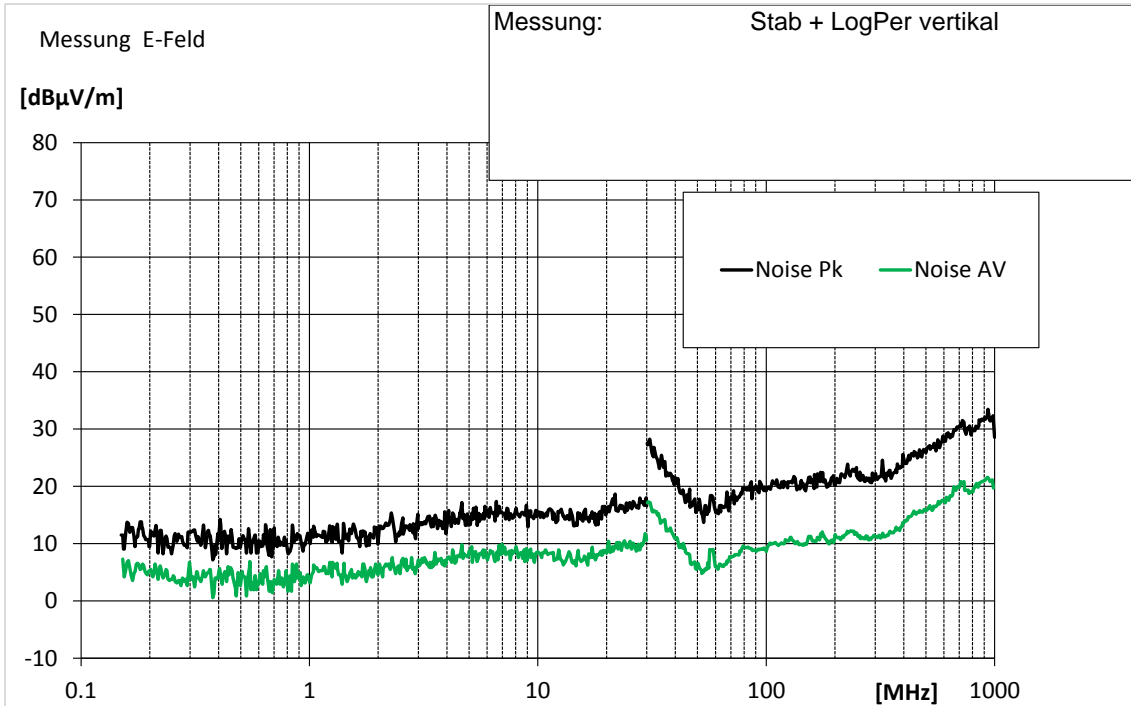


Abbildung 194 Messung Rauschkurve Stabantenne und LogPer Antenne vertikal

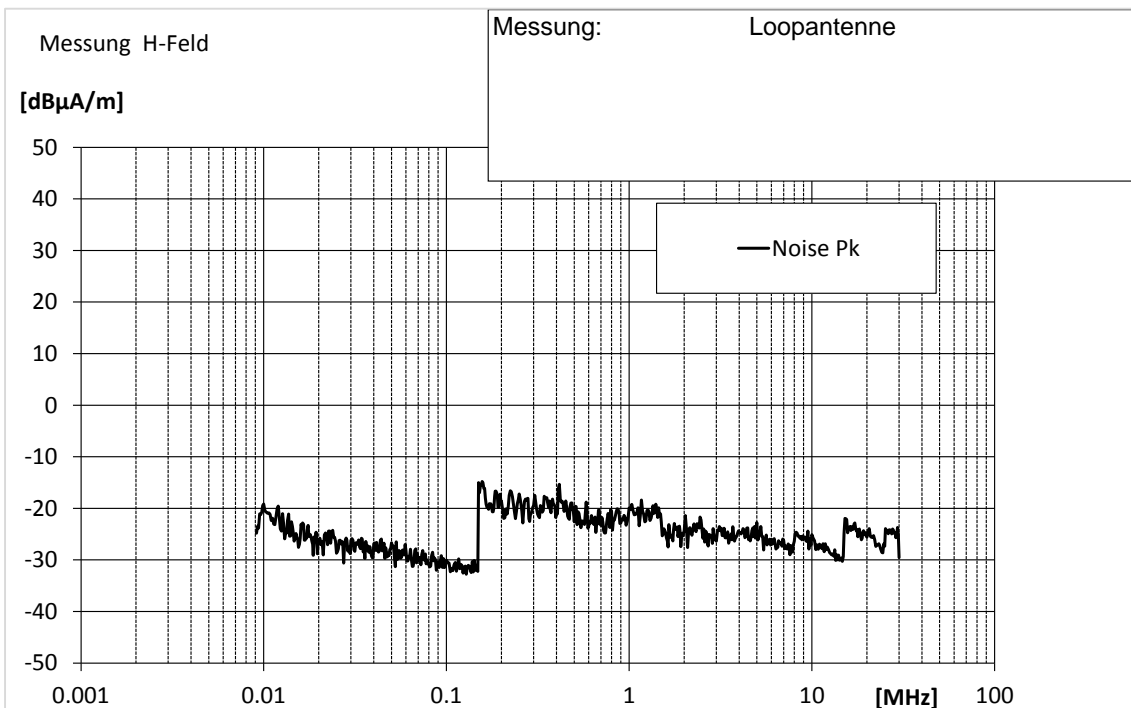


Abbildung 195 Messung Rauschkurve Loopantenne

Bisher in der FAT-Schriftenreihe erschienen (ab 2010)

Nr.	Titel
227	Schwingfestigkeitsbewertung von Nahtenden MSG-geschweißter Dünnbleche aus Stahl, 2010
228	Systemmodellierung für Komponenten von Hybridfahrzeugen unter Berücksichtigung von Funktions- und EMV-Gesichtspunkten, 2010
229	Methodische und technische Aspekte einer Naturalistic Driving Study, 2010
230	Analyse der sekundären Gewichtseinsparung, 2010
231	Zuverlässigkeit von automotive embedded Systems, 2011
232	Erweiterung von Prozessgrenzen der Bonded Blank Technologie durch hydromechanische Umformung, 2011
233	Spezifische Anforderungen an das Heiz-Klimasystem elektromotorisch angetriebener Fahrzeuge, 2011
234	Konsistentes Materialmodell für Umwandlung und mechanische Eigenschaften beim Schweißen hochfester Mehrphasen-Stähle, 2011
235	Makrostrukturelle Änderungen des Straßenverkehrslärms, Auswirkung auf Lästigkeit und Leistung, 2011
236	Verbesserung der Crashsimulation von Kunststoffbauteilen durch Einbinden von Morphologiedaten aus der Spritzgießsimulation, 2011
237	Verbrauchsreduktion an Nutzfahrzeugkombinationen durch aerodynamische Maßnahmen, 2011
238	Wechselwirkungen zwischen Dieselmotortechnik und -emissionen mit dem Schwerpunkt auf Partikeln, 2012
239	Überlasten und ihre Auswirkungen auf die Betriebsfestigkeit widerstandspunktgeschweißter Feinblechstrukturen, 2012
240	Einsatz- und Marktpotenzial neuer verbrauchseffizienter Fahrzeugkonzepte, 2012
241	Aerodynamik von schweren Nutzfahrzeugen - Stand des Wissens, 2012
242	Nutzung des Leichtbaupotentials von höchstfesten Stahlfeinblechen durch die Berücksichtigung von Fertigungseinflüssen auf die Festigkeitseigenschaften, 2012
243	Aluminiumschaum für den Automobileinsatz, 2012
244	Beitrag zum Fortschritt im Automobilleichtbau durch belastungsgerechte Gestaltung und innovative Lösungen für lokale Verstärkungen von Fahrzeugstrukturen in Mischbauweise, 2012
245	Verkehrssicherheit von schwächeren Verkehrsteilnehmern im Zusammenhang mit dem geringen Geräuschniveau von Fahrzeugen mit alternativen Antrieben, 2012
246	Beitrag zum Fortschritt im Automobilleichtbau durch die Entwicklung von Crashabsorbieren aus textilverstärkten Kunststoffen auf Basis geflochtener Preforms und deren Abbildung in der Simulation, 2013
247	Zuverlässige Wiederverwendung und abgesicherte Integration von Softwarekomponenten im Automobil, 2013
248	Modellierung des dynamischen Verhaltens von Komponenten im Bordnetz unter Berücksichtigung des EMV-Verhaltens im Hochvoltbereich, 2013
249	Hochspannungsverkopplung in elektronischen Komponenten und Steuergeräten, 2013
250	Schwingfestigkeitsbewertung von Nahtenden MSG-geschweißter Feinbleche aus Stahl unter Schubbeanspruchung, 2013

- 251 Parametrischer Bauraum – synchronisierter Fahrzeugentwurf, 2013
- 252 Reifenentwicklung unter aerodynamischen Aspekten, 2013
- 253 Einsatz- und Marktpotenzial neuer verbrauchseffizienter Fahrzeugkonzepte – Phase 2, 2013
- 254 Qualifizierung von Aluminiumwerkstoffen für korrosiv beanspruchte Fahrwerksbauteile unter zyklischer Belastung (Salzkorrosion), 2013
- 255 Untersuchung des Rollwiderstands von Nutzfahrzeugreifen auf echten Fahrbahnen, 2013
- 256 Naturalistic Driving Data, Re-Analyse von Daten aus dem EU-Projekt euroFOT, 2013
- 257 Ableitung eines messbaren Klimasummenmaßes für den Vergleich des Fahrzeugklimas konventioneller und elektrischer Fahrzeuge, 2013
- 258 Sensitivitätsanalyse rollwiderstandsrelevanter Einflussgrößen bei Nutzfahrzeugen, Teile 1 und 2, 2013
- 259 Erweiterung des Kerbspannungskonzepts auf Nahtübergänge von Linienschweißnähten an dünnen Blechen, 2013
- 260 Numerische Untersuchungen zur Aerodynamik von Nutzfahrzeugkombinationen bei realitätsnahen Fahrbedingungen unter Seitenwindeinfluss, 2013
- 261 Rechnerische und probandengestützte Untersuchung des Einflusses der Kontaktwärmeübertragung in Fahrzeugsitzen auf die thermische Behaglichkeit, 2013
- 262 Modellierung der Auswirkungen verkehrsbedingter Partikelanzahl-Emissionen auf die Luftqualität für eine typische Hauptverkehrsstraße, 2013
- 263 Laserstrahlschweißen von Stahl an Aluminium mittels spektroskopischer Kontrolle der Einschweißtiefe und erhöhter Anbindungsbreite durch zweidimensional ausgeprägte Schweißnähte, 2014
- 264 Entwicklung von Methoden zur zuverlässigen Metamodellierung von CAE Simulations-Modellen, 2014
- 265 Auswirkungen alternativer Antriebskonzepte auf die Fahrdynamik von PKW, 2014
- 266 Entwicklung einer numerischen Methode zur Berücksichtigung stochastischer Effekte für die Crash-simulation von Punktschweißverbindungen, 2014
- 267 Bewegungsverhalten von Fußgängern im Straßenverkehr - Teil 1, 2014
- 268 Bewegungsverhalten von Fußgängern im Straßenverkehr - Teil 2, 2014
- 269 Schwingfestigkeitsbewertung von Schweißnahtenden MSG-geschweißter Feinblechstrukturen aus Aluminium, 2014
- 270 Physiologische Effekte bei PWM-gesteuerter LED-Beleuchtung im Automobil, 2015
- 271 Auskunft über verfügbare Parkplätze in Städten, 2015
- 272 Zusammenhang zwischen lokalem und globalem Behaglichkeitsempfinden: Untersuchung des Kombinationseffektes von Sitzheizung und Strahlungswärmeübertragung zur energieeffizienten Fahrzeugklimatisierung, 2015
- 273 UmCra - Werkstoffmodelle und Kennwertermittlung für die industrielle Anwendung der Umform- und Crash-Simulation unter Berücksichtigung der mechanischen und thermischen Vorgeschichte bei hochfesten Stählen, 2015
- 274 Exemplary development & validation of a practical specification language for semantic interfaces of automotive software components, 2015
- 275 Hochrechnung von GIDAS auf das Unfallgeschehen in Deutschland, 2015
- 276 Literaturanalyse und Methodenauswahl zur Gestaltung von Systemen zum hochautomatisierten Fahren, 2015
- 277 Modellierung der Einflüsse von Porenmorphologie auf das Versagensverhalten von Al-Druckgussteilen mit stochastischem Aspekt für durchgängige Simulation von Gießen bis Crash, 2015

- 278 Wahrnehmung und Bewertung von Fahrzeugaußengeräuschen durch Fußgänger in verschiedenen Verkehrssituationen und unterschiedlichen Betriebszuständen, 2015
- 279 Sensitivitätsanalyse rollwiderstandsrelevanter Einflussgrößen bei Nutzfahrzeugen – Teil 3, 2015
- 280 PCM from iGLAD database, 2015
- 281 Schwere Nutzfahrzeugkonfigurationen unter Einfluss realitätsnaher Anströmbedingungen, 2015
- 282 Studie zur Wirkung niederfrequenter magnetischer Felder in der Umwelt auf medizinische Implantate, 2015
- 283 Verformungs- und Versagensverhalten von Stählen für den Automobilbau unter crashartiger mehrachsiger Belastung, 2016
- 284 Entwicklung einer Methode zur Crashsimulation von langfaserverstärkten Thermoplast (LFT) Bauteilen auf Basis der Faserorientierung aus der Formfüllsimulation, 2016
- 285 Untersuchung des Rollwiderstands von Nutzfahrzeugreifen auf realer Fahrbahn, 2016
- 286 χ MCF - A Standard for Describing Connections and Joints in the Automotive Industry, 2016
- 287 Future Programming Paradigms in the Automotive Industry, 2016
- 288 Laserstrahlschweißen von anwendungsnahen Stahl-Aluminium-Mischverbindungen für den automobilen Leichtbau, 2016
- 289 Untersuchung der Bewältigungsleistung des Fahrers von kurzfristig auftretenden Wiederübernahmesituationen nach teilautomatischem, freihändigem Fahren, 2016
- 290 Auslegung von geklebten Stahlblechstrukturen im Automobilbau für schwingende Last bei wechselnden Temperaturen unter Berücksichtigung des Versagensverhaltens, 2016
- 291 Analyse, Messung und Optimierung des Ventilationswiderstands von Pkw-Rädern, 2016
- 292 Innenhochdruckumformen laserstrahlgelöteter Tailored Hybrid Tubes aus Stahl-Aluminium-Mischverbindungen für den automobilen Leichtbau, 2017
- 293 Filterung an Stelle von Schirmung für Hochvolt-Komponenten in Elektrofahrzeugen, 2017

Impressum

Herausgeber	FAT Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V. Behrenstraße 35 10117 Berlin Telefon +49 30 897842-0 Fax +49 30 897842-600 www.vda-fat.de
ISSN	2192-7863
Copyright	Forschungsvereinigung Automobiltechnik e.V. (FAT) 2017

VDA

Verband der
Automobilindustrie

FAT

Forschungsvereinigung
Automobiltechnik

Behrenstraße 35
10117 Berlin
www.vda.de
www.vda-fat.de