

DESIGN VON GLEICH- UND GEGENTAKTFILTERN UNTER BERÜCKSICHTIGUNG DER EIN- UND AUSGANGSIMPEDANZEN FÜR GLEICHSPANNUNGSWANDLER IM HVDC-NETZ

T. Kut¹, A. Lücken², S. Dickmann¹, D. Schulz²

^{1,2}Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg,

¹Professur für Grundlagen der Elektrotechnik, ²Professur für Elektrische Energiesysteme,

^{1,2}Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, Deutschland

ZUSAMMENFASSUNG

Die Entwicklung von neuen Flugzeugsystemen ist geprägt durch steigende Anforderungen hinsichtlich Komfort, Sicherheit und Kosteneinsparungen, was eine höhere Effektivität und Effizienz der zugrundeliegenden Systementwicklungen erfordert. Beispielhaft für die gestiegene Komplexität in der Luftfahrtindustrie ist die zunehmende Elektrifizierung von Flugzeugsystemen zu nennen – der Airbus A350 oder die Boeing 787 sind Vertreter des More - Electric - Aircraft (MEA) Konzepts. Die Vernetzung zwischen den Einzelsystemen stellt neue Anforderungen an deren Regelung, Energieversorgung sowie die Einhaltung festgelegter Grenzen für die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV). Die Einhaltung der gängigen Luftfahrtnormen erfordert immer höhere Filteranforderungen für zukünftige Gleichspannungswandler in der Kilowatt - Leistungsklasse. Mögliche Kriterien für die Auslegung von EMV - Filtern sind die unterschiedlichen Ein - und Ausgangsimpedanzen der integrierten Systeme. Unter Berücksichtigung dieser Einflüsse können die Filter besser hinsichtlich Gewicht und Volumen optimiert werden. Basierend auf dieser Erkenntnis werden in diesem Artikel verschiedene Konzepte entsprechend der Bereitstellung dieser Impedanzinformationen in der Theorie miteinander verglichen. Anschließend werden diese für einen brennstoffzellengespeisten Gleichspannungswandler (10 kW) angepasst und gegenübergestellt. Das erfolgversprechendste Messkonzept wird in ein Echtzeitsimulationssystem integriert, um im laufenden Betrieb die Ein - und Ausgangsimpedanzen für verschiedene Arbeitspunkte aufnehmen zu können.

SCHLAGWORTE

MEA, EMV, Filter, DC/DC, Brennstoffzelle

1 Einleitung

Aufgrund der zunehmenden Rohstoffknappheit fossiler Brennstoffe sowie des Anstiegs des weltweiten Flugverkehrs [1] finden in Forschung und Entwicklung erhöhte Anstrengungen statt, effizientere Flugzeuge zu entwerfen. Im Bereich der Flugzeugsysteme bedeutet dies vor allem eine zunehmende Elektrifizierung und dadurch einen gesteigerten Einsatz mechatronischer bzw. voll - elektronischer Systeme [2, 3]. In Bild 1 ist hierzu eine aktuelle Flugzeugsystemarchitektur heutiger Single-Aisle Flugzeuge (A320) dargestellt. Die Aufgaben, die heute von pneumatischen sowie hydraulischen Systemen übernommen werden, sollen zukünftig durch elektrische Systeme substituiert werden. Dieser Wechsel innerhalb der Systemarchitektur resultiert aus der zu erwartenden höheren Gesamtenergieeffizienz und dem verbesserten Leistungsgewicht von elektrischen Systemen [4]. Dieser Trend hin zu More - Electric - Aircraft - Architekturen im Kontext mechatronischer Systeme, birgt durch die stärkere Systemvernetzung Gefahren und erfordert daher erhöhte Anforderungen im Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit [5]. An den Professuren „Elektrische Energiesysteme“ und „Grundlagen der Elektrotechnik“ wird in Zusammenarbeit mit Airbus Operations als Teil des Projekts „Kabinentechnologie und multifunktionale Brennstoffzelle“ die Umsetzung und Realisierung eines hocheffizienten Bordnetzes auf Basis einer Brennstoffzelleneinspeisung mit nachgeschalteter Leistungselektronik näher erforscht. Die Hauptvorteile der Brennstoffzellentechnologie im Vergleich zu der konventionell eingesetzten APU (engl. Auxiliary Power Unit) sind ein höherer Wirkungsgrad bei Voll- und Teillast, ein modularer Aufbau, ein geringerer Wartungsaufwand, die Vermeidung von Schadstoff - und Lärmmissionen sowie rotierender Elemente im Aggregat

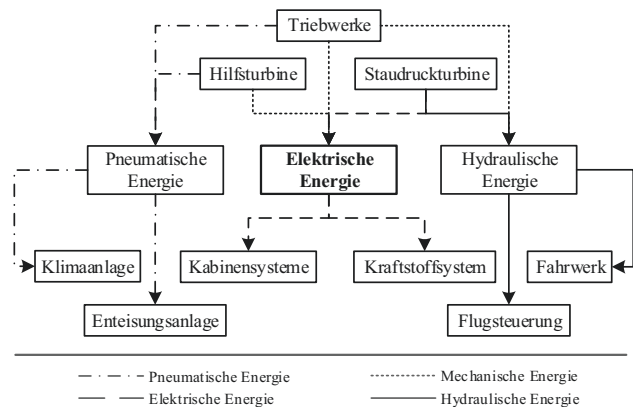


BILD 1: Übersicht der aktuellen Flugzeugsystemarchitektur, eigene Darstellung [6].

selbst [7]. Der modulare Aufbau des Systems ermöglicht, die Leistung der Brennstoffzelle (BSZ) genau auf die gewünschte Leistung des Verbrauchers einzustellen. Der notwendige leistungselektronische Teil zwischen Quelle und Verbraucher soll die von der BSZ erzeugte Gleichspannung, die stark lastabhängig ist, in die vom Verbraucher benötigte Spannung umwandeln und somit das spannungskonstante Bordnetz (HVDC) mit Energie speisen. Diese Umformung wird fast ausschließlich durch schnell schaltende Halbleiter realisiert und soll zukünftig immer stärker in der Luftfahrt zur Anwendung kommen. In Bild 2 ist ein Gewichtvergleich einer herkömmlichen elektrischen Flugzeugsystemarchitektur eines Single-Aisle Flugzeugs (A320) mit der einer ohne Zapfluft ausgelegten Architektur gegenübergestellt. Die Komponenten für DC & HVDC sind gesondert

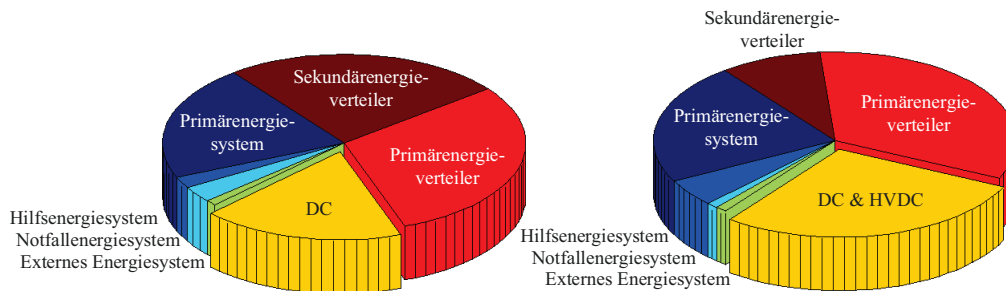


BILD 2: Gewichtsvergleich einer herkömmlichen (links) mit und einer ohne Zapfluft (rechts) ausgelegten Flugzeugarchitektur (Single - Aisle) – hervorgehoben ist der Anstieg der DC & HVDC -Komponenten [8].

aufgeführt, sodass der Trend zu More-Electric durch den Anstieg von 18% auf 28% für DC & HVDC-Komponenten deutlich sichtbar wird. Durch die steilen Schaltflanken der Leistungshalbleiter werden elektromagnetische Störemissionen im vorwiegend hochfrequenten Bereich hervorgerufen. Diese können das eigene, aber auch umliegende Systeme in ihrer Funktion stören. Die bereits angesprochenen erhöhten Anforderungen von EMV-Luftfahrtnormen, infolge der zunehmenden Systemvernetzung, erfordern ebenso erhöhte Anstrengungen im Bereich der Filterauslegung wie auch im Bereich der Anwendbarkeit auf bereits bestehende Systeme. Die Berücksichtigung sowie die optimale Auslegung von Filtern sollte deshalb so früh wie möglich im Entwicklungsprozess des Bordnetzes und der Leistungselektronik berücksichtigt werden. In dieser Hinsicht sollten die Ein- und Ausgangsimpedanzen des Systems ebenso beachtet werden, wie die genaue Aufteilung in Gleich- und Gegenakt. Denn je nach Konvertertopologie und Auslegung des HVDC-Netzes müssen andere Filtertopologien zur bestmöglichen Anpassung berücksichtigt und ausgelegt werden. Des Weiteren sollte dieses Filter aus Sicht der Gewichtsreduzierung zukünftiger Flugzeuggenerationen hin optimiert und als hybride Variante erweitert werden.

1.1 Ziel dieser Arbeit

Vor diesem Hintergrund diskutiert dieser Artikel zunächst die Notwendigkeit zur Berücksichtigung der Systemimpedanzen bei der Auslegung von EMV-Filtern für Luftfahrtanwendungen und nennt die allgemeinen Betrachtungen zur Filterauslegung. Darauf aufbauend werden verschiedene Messansätze zur Bereitstellung dieser Informationen in der Theorie betrachtet und entsprechend der Anwendbarkeit klassifiziert. Im nächsten Schritt wird das erfolgversprechendste Verfahren dahingehend erweitert, dass es für einen brennstoffzellengespeisten DC/DC-Wandler der Kilowatt-Leistungsklasse angewendet und nachfolgend in eine Echtzeitsimulationsumgebung integriert werden kann. Die Praktikabilität dieses Konzepts sowie das Potential zur Unterstützung und Verbesserung aktueller Filterauslegungen in der Luftfahrt werden anschließend an einem Anwendungsbeispiel demonstriert, bevor der Artikel mit einer Zusammenfassung und Bewertung der erreichten Ergebnisse schließt.

2 Entstörfilterauslegung

Zur Entstörung von leistungselektronischen Geräten werden üblicherweise in letzter Instanz – nach Topologieabwägungen, Layoutoptimierungen von Bauteilkomponenten, Massekonzepten hinsichtlich der Störbeeinflussung – Tiefpassfilter eingesetzt, die die erzeugten Störungen oberhalb der Grenzfrequenz f_G soweit dämpfen, dass unter allen Betriebsbedingungen ein vorgegebener Grenzwert nicht überschritten wird. Die erforderliche Filterdämpfung ergibt sich somit aus der Differenz zwischen der maximal auftretenden Stör-Amplitude und dem festgelegten Grenzwert bei einer bestimmten Frequenz f_s . Im Bereich der Leistungselektronik müssen diese im Gegensatz zum nachrichtentechnischen Bereich infolge der hohen Betriebsspannungen und -ströme extrem verlustarm im Durchlassbereich sein, sodass die hier verwendeten Filter im Wesentlichen aus Induktivitäten und Kondensatoren aufgebaut sind. Auf zusätzliche Dämpfungswiderstände kann durch die Verwendung von verlustbehafteten Bauelementen in den meisten Fällen verzichtet werden. Neben den reinen passiven werden auch zunehmend hybride Filterstrukturen, die eine Zusammenschaltung von passiven und aktiven Komponenten darstellen, entwickelt [9-13]. Diese werden vorrangig in mobilen Anwendungen eingesetzt, wo sie bei gleicher Leistungsfähigkeit zur Gewichts- bzw. Volumenreduzierung beitragen. Dieses Konzept wird hier ebenfalls kurz aufgegriffen, um die Filterperformance in einzelnen Frequenzbereichen weiterhin zu verbessern.

2.1 Allgemeine Betrachtung

Wie bereits zu Beginn angedeutet, werden für die hier beschriebenen Anwendungen als Entstörmaßnahme fast ausschließlich Tiefpassfiltertopologien verwendet. Die Grundbausteine dieser Schaltungen sind sogenannte Halbglieder, die aus einem Längs- und einem Querkreispol zusammengesetzt sind. Als einfachstes Beispiel sei hier der LC-Tiefpassfilter genannt – das Schaltbild sowie der Betragsfrequenzgang sind in Bild 3 dargestellt. Werden mindestens zwei Filterhalbglieder miteinander kombiniert, so entstehen eingliedrige Filterketten in T- oder π -Struktur – eine Übersicht der verschiedenen Schaltungen ist in [14] dargestellt. Oftmals reichen einstufige Filterschaltungen zum Erfüllen der hohen Anforderungen hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit nicht aus und es muss auf mehrstufige Filter zurückgegriffen werden. Durch die Wahl eines Filters höherer Ordnung kann die Filtergrenzfrequenz (Bild 3) höher gewählt werden. Das Filter weist dann eine höhere Steilheit auf, was die Bauteile zwar in der Anzahl ansteigen,

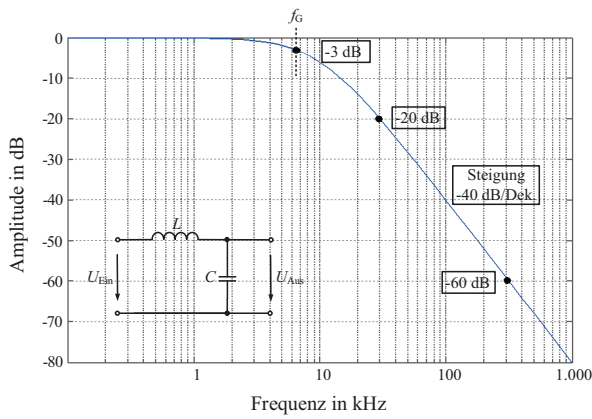


BILD 3: LC-Tiefpassfilter mit Übertragungsfunktion.

aber die Einzelelemente vom Volumen und Gewicht reduzieren lässt. Jedoch ist bei einem Filter sehr hoher Ordnung zu vermuten, dass die Größe und die Kosten des gesamten Filters wieder zunehmen. Des Weiteren werden die parasitären Effekte erhöht und diese wirken sich mitunter negativ auf die Filtercharakteristik aus. Zur mathematischen Beschreibung von Mehrstufenfiltern eignet sich besonders die Darstellung durch Kettenmatrizen [15, 16]. Vorteilhaft ist hierbei, dass jeder Vierpol, der ein elektrisches System darstellt, durch eine Matrix beschrieben werden kann und sich die Gesamtmatrix aus der Multiplikation der jeweiligen Einzelmatrizen ergibt. Berücksichtigt werden hierbei im Gegensatz zur klassischen Darstellung der Übertragungsfunktion einzelner Teilmittglieder die Einflüsse eines jeweiligen Filterteilmittgliedes auf das vorherige und das nachfolgende Filterglied. Diese Elemente sind bei der Kettenmatrix auf der Nebendiagonalen (a_{12} und a_{21}) dargestellt. Das Matrixelement a_{11} ist in diesem Fall die Einfügedämpfung des Filters - Leerlauf am Ein- und Ausgang. Der Kehrwert ergibt die herkömmliche Übertragungsfunktion, aus dem schließlich der Betragsfrequenzgang einhergeht, wider. Beispielhaft ist dies in Bild 4 und (1) sowie (2) gezeigt.

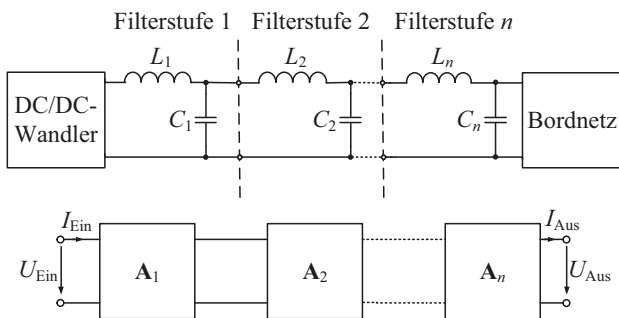


BILD 4: Eingangsfiler bestehend aus n -LC-Tiefpassfiltern mit zugehöriger Kettenmatrixstruktur.

$$\begin{pmatrix} U_{\text{Ein}} \\ I_{\text{Ein}} \end{pmatrix} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \cdot \dots \cdot \mathbf{A}_n \cdot \begin{pmatrix} U_{\text{Aus}} \\ I_{\text{Aus}} \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} U_{\text{Ein}} \\ I_{\text{Ein}} \end{pmatrix} = \mathbf{A}_{\text{Ges}} \cdot \begin{pmatrix} U_{\text{Aus}} \\ I_{\text{Aus}} \end{pmatrix} \quad \rightarrow \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Das in der Regel komplexe Spannungsübersetzungsverhältnis ($1/a_{11}$) eines solchen Filters n -ter Ordnung lässt sich

allgemein durch eine gebrochen rationale Funktion darstellen. Für eine Ordnung größer als $n=3$ können die Polstellen im Allgemeinen nur noch numerisch bestimmt werden, sodass für eine analytische Lösung und somit weitere Optimierungsbetrachtungen von Frequenzen nahe der Filtergrenzfrequenz und höher ausgegangen wird [15]. Diese Betrachtungsweise ist an dieser Stelle ausreichend, da für die spätere Filterauslegung nur das Dämpfungsverhalten von der Filtergrenzfrequenz berücksichtigt werden muss. Für den in Bild 3 skizzierten LC-Tiefpassfilter ergibt sich folgende Kettenmatrix.

$$\mathbf{A}_{LC} = \begin{pmatrix} 1 - \omega^2 LC & j\omega L \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

Werden nun n Tiefpassfilter aus Serieninduktivitäten und Parallelkapazitäten in einer Kettenstruktur verschaltet, so gilt für hohe Frequenzen als Näherung die folgende Matrix.

$$|\mathbf{A}_{(LC)^n}| = \begin{pmatrix} \omega^{2n} \prod_{i=1}^n L_i C_i & \sum_{p=0}^n a_p \omega^p \\ \sum_{p=0}^n b_p \omega^p & \sum_{p=0}^{n-1} c_p \omega^p \end{pmatrix} \quad (4)$$

Aufbauend auf der Beschreibung für LC-Tiefpassfilter können durch entsprechende Überlegungen auch Aussagen über CL-, T- und π -Filter getroffen werden. Hierzu müssen für CL-Topologien bis zur Ordnung n nur die Elemente der Hauptdiagonalen der Kettenmatrix aus (4) getauscht werden. Für die beiden anderen Strukturen muss die Kettenmatrix aus (3) nur mit einem weiteren Längs- bzw. Querzweipol multipliziert werden ($\begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ für zusätzliche Serieninduktivitäten und $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix}$ für Parallelkapazitäten. Dies ist ebenso bei (4) möglich.

2.2 Berücksichtigung von Ein- und Ausgangsimpedanzen

Mit den oben beschriebenen Vorüberlegungen können Filterschaltungen zur Entstörung von elektronischen Geräten berechnet und ausgelegt werden. Dabei wird deutlich, dass alle möglichen Längs- bzw. Querzweipole bei dieser Berechnung mitberücksichtigt werden sollten [17]. Zum einen sind dies zusätzlich zu den einzelnen Filterbauelementen die Quellen- und Lastimpedanzen des zugehörigen Systems und zum anderen die Leitungsimpedanzen der Verbindungskabel. Für den hier angesprochenen Bereich der leitungsgeführten Störungen sind diese Kabellängen weit unterhalb der Wellenlänge des übertragenden Signalspektrums und können daher als ideal angenommen werden. Zur Beurteilung, wie gut bzw. schlecht ein Filter anhand der Visualisierung der Übertragungsfunktion ausgelegt ist, hat sich in der Simulation und später auch in der praktischen Messung als Standard die Konvention durchgesetzt, als Quellen- und Lastimpedanz gleichermaßen $R = 50 \Omega$ zu verwenden. Sinnvollerweise wird diese Vereinbarung bei der Simulation von Filtern ebenfalls zugrunde gelegt. Die Quellen- und Lastimpedanzen, die EMV-Filter in ihrer späteren Applikation sowie ihrem Anwendungsfeld vorfinden, sind in aller Regel verschieden und betragen keineswegs 50Ω , sondern sind komplex und frequenzabhängig. Das bedeutet, dass es nur dann möglich ist, die Filter bestmöglich auszuliegen, wenn die realen Abschlüsse $Z_{\text{Ein}} = |Z_{\text{Ein}}(\omega)|$ und $Z_{\text{Aus}} = |Z_{\text{Aus}}(\omega)|$ bekannt sind. Dies wird im folgenden Bild 5 deutlich.

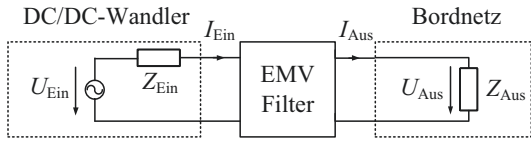


BILD 5: EMV-Filtertopologie mit Berücksichtigung der Quellen- und Lastimpedanz.

Dort ist die aus Bild 4 (unten) bekannte Schaltungstopologie mit der Erweiterung der Quellen- (DC/DC-Wandler) und Lastimpedanz (Bordnetz) dargestellt. Um im praktischen Umfeld dennoch belastbare Aussagen treffen zu können, wurde in CISPR 17 [18] die sogenannte „Approximate Worst Case Method“ definiert. Diese sieht vor, das Filter neben der herkömmlichen Methode mit 50Ω in zwei weiteren Abschlusskombinationen zu betrachten: $Z_{Ein} = 0.1\Omega$ und $Z_{Aus} = 100\Omega$ sowie $Z_{Ein} = 100\Omega$ und $Z_{Aus} = 0.1\Omega$. Verdeutlicht wird dieses Messprinzip durch Bild 6.

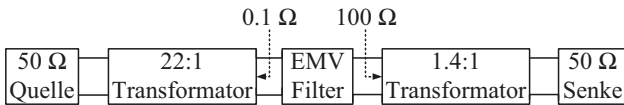


BILD 6: Erweiterte Messmethode zur Charakterisierung von EMV-Filtern [18].

Somit kann gezeigt werden, dass je nach Anwendungsszenario (Bordnetz) und Schaltungstopologie (DC/DC-Wandler) verschiedene Filtertopologien einen durchaus unterschiedlichen Beitrag zur Dämpfung der Störung beitragen können – obwohl sie einen nahezu ähnlichen Betragsfrequenzgang aufweisen. Die messtechnische Überprüfung vorhandener Filterschaltungen mit anderen Leistungsanschlüssen als 50Ω ist ein erster Schritt hin zur systemnahen Auslegung von Filtern und lässt dabei genaue Schlüsse hinsichtlich der Verwendbarkeit für bestimmte Einsatzszenarien zu. Unterstützt wird dies bei Vorüberlegungen zur Filtertopologie (LC -, CL -, T - und π -Filter) durch die Tatsache, dass durch grobe Abschätzungen hinsichtlich einer „hochimpedanten“ oder „niederimpedanten“ Impedanz für die Quelle und die Last gewisse Topologien ausgeschlossen werden können. Dies wird ebenfalls bei der angesprochenen Nachvermessung sichtbar. Die Berücksichtigung dieser Impedanzen geht immer davon aus, dass aus Sicht der hochfrequenten Störung eine Art „Impedanzfehl-anpassung“ vorliegt – analog zur Impedanzanpassung zur maximalen Energieübertragung zwischen Quelle und Last – und dadurch die Störausbreitung unterbindet. Dieser Sachverhalt beschreibt im Endeffekt die Dämpfung einer Filterschaltung. Die Übertragungsfunktion (U_{Aus}/U_{Ein}) nach Bild 5 kann mathematisch durch (5) ausgedrückt werden und beinhaltet dabei die angesprochenen Systemimpedanzen (Z_{Ein} und Z_{Aus}). Grundlage hierfür sind die in Abschnitt 2 hergeleiteten Systemmatrizen.

$$\frac{U_{Aus}}{U_{Ein}} = \frac{1}{a_{11Filter} + \frac{a_{12Filter}}{Z_{Aus}} + a_{21Filter} \cdot Z_{Ein} + a_{22Filter} \cdot \frac{Z_{Ein}}{Z_{Aus}}} \quad (5)$$

Die möglichen Tiefpasstopologien bestehend aus LC -, CL -, T - und π -Struktur wurden in Tabelle 1 zur besseren Beschreibung mit ihrer dazugehörigen Kettenmatrix abgebildet. Des Weiteren wurde auf Basis von (5) eine Hochfrequenzabschätzung der kompletten Übertragungsfunktion durchgeführt. Entscheidend ist hierfür, dass die Filter an das jeweilige System fehlangepasst („hochimpedante“

oder „niederimpedante“ Quellen/Lasten) werden. Dargestellt ist dieser Sachverhalt z.B. durch $Z_{Ein} \downarrow$ und $Z_{Aus} \uparrow$ für eine „niederimpedante“ Quelle und eine „hochimpedante“ Last bei einer LC -Topologie. Mit diesen Überlegungen ergibt sich für diesen Fall eine Übertragungsfunktion von $U_{Aus}/U_{Ein} = \frac{1}{a_{11Filter}}$.

TABELLE 1: Übersicht verschiedener Filtertopologien sowie deren A-Matrix bei Berücksichtigung einer Fehlanpassung der Systemimpedanzen und der daraus resultierenden Übertragungsfunktion.

Schaltbild	$Z_{Ein,Aus}$	$\frac{U_{Aus}}{U_{Ein}} =$	A-Matrix
 Γ -Vierpol I (LC -Filter)	$Z_{Ein} \downarrow$ $Z_{Aus} \uparrow$	$\frac{1}{a_{11Filter}}$	$\begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{pmatrix}$
 Γ -Vierpol II (CL -Filter)	$Z_{Ein} \uparrow$ $Z_{Aus} \downarrow$	$\frac{1}{a_{22Filter} \cdot \frac{Z_{Ein}}{Z_{Aus}}}$	$\begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{pmatrix}$
 π -Vierpol (CLC -Filter)	$Z_{Ein} \uparrow$ $Z_{Aus} \uparrow$	$\frac{1}{a_{21Filter} \cdot Z_{Ein}}$	$\begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_1}{Z_2 Z_3} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{pmatrix}$
 T -Vierpol (LCL -Filter)	$Z_{Ein} \downarrow$ $Z_{Aus} \downarrow$	$\frac{1}{a_{12Filter} \cdot \frac{Z_{Aus}}{Z_{Ein}}}$	$\begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} + Z_3 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{pmatrix}$

Dadurch ergibt sich allgemein die folgende Hochfrequenznäherung für die Übertragungsfunktion eines Tiefpassfilters aus Serieninduktivitäten und Parallelkapazitäten – dargestellt in (6). Berücksichtigt wird hier der Betrieb an einer Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand Z_{Ein} sowie dem Lastwiderstand Z_{Aus} .

$$\left| \frac{U_{Aus}}{U_{Ein}} \right| = \frac{1}{a_{11Ges}} = \frac{1}{\omega^{2n} \prod_{i=1}^n L_i C_i} \cdot \begin{cases} 1 & LC\text{-Filter} \\ \frac{Z_{Aus}}{Z_{Ein}} & CL\text{-Filter} \\ \frac{1}{Z_{Ein}} & CLC\text{-Filter} \\ \frac{Z_{Aus}}{Z_{Aus}} & LCL\text{-Filter} \end{cases} \quad (6)$$

3 Messtechnische Erfassung der Systemimpedanzen

Im vorangegangenen Abschnitt wurde detailliert veranschaulicht, dass zur optimalen Auslegung von EMV-Filter-schaltungen nicht nur die einzelnen Bauelemente der

verschiedenen Tiefpassstrukturen von Bedeutung sind, sondern auch die jeweiligen Systemimpedanzen bei der Auslegung mit beachtet werden sollten. Dieser Umstand wird dahingehend berücksichtigt, dass für systemnahe Entwicklungen grobe Abschätzungen nach oben („hochimpedant“) und unten („niederimpedant“) getätigt werden, um im Vorfeld schon aufgrund des internen Aufbaus der Quelle bzw. der Last gewisse Filtertopologien wegen ihres Impedanzverhaltens beim Zusammenwirken mit dem System auszuschließen, weil diese nicht zielführend sind. In diesem Abschnitt soll dieses Verfahren weiterentwickelt werden, indem die Impedanzen nicht nach Extremszenarien abgeschätzt, sondern explizit am System gemessen werden und dementsprechend in der Auslegung der Filter Berücksichtigung finden. Dies hat den Vorteil, dass durch die Wahl der Bauelemente des Filter noch mehr an das jeweilige System angepasst und damit leichter sowie effektiver ausgelegt bzw. arbeiten könnte. Nachteilig ist hierbei jedoch, dass das System in gewissen Grenzen hardwarenah aufgebaut sein muss und die messtechnische Aufnahme der Werte gewisse Anforderungen an die Messtechnik sowie die Einflussnahme selbiger auf die jeweils unbekannte, zu messende Impedanz stellt.

3.1 Anforderungen an die Messtechnik

Grundsätzlich können die Systemimpedanzen auf zweierlei Weisen, die sich weiter hinsichtlich Genauigkeit, Komplexität und Anwendungsszenario aufteilen, ermittelt werden. Die erste – direkte – Messmöglichkeit beschreibt die klassische Bestimmung des Widerstands aus dem Verhältnis von elektrischer Spannung am System zum aufgenommenen Strom [19]. In der hier beschriebenen Applikation ist dies nicht zielführend, da der Konverter zu sehr durch die Messtechnik (Shunt) beeinflusst würde und die Messung nur für den ausgeschalteten Konverter unter vertretbarem Aufwand realisiert werden könnte. Die zweite – indirekte – Messmethode arbeitet nach dem Prinzip der Ein- und Auskopplung und greift dazu auf Strommesszangen zurück [20]. Vorteilhaft ist hier, dass die eigentliche Schaltung nahezu unverändert bleibt und somit kaum beeinflusst wird. Jedoch muss hierbei berücksichtigt werden, dass aufgrund der Verwendung von Strommesszangen, Vektornetzwerkanalysatoren (VNA), Spektrumanalysatoren, Netznachbildungen und zahlreichen Verbindungskabeln eine Vorkalibrierung erforderlich ist, was zu einem erhöhten Messaufwand führt. Dieses Konzept soll hier aufgegriffen und dahingehend erweitert werden, dass:

- der laufende Betrieb in jedem Arbeitspunkt des verwendeten DC/DC - Wandlers, als unbekannte Impedanz, nicht durch die Messungen beeinträchtigt wird,
- die Messwerkzeuge (Frequenzabhängigkeit der Stromzangen, verwendete Verbindungskabel, VNA usw.) im Vorfeld bestmöglich herauskalibriert werden,
- Messungen mindestens im Frequenzbereich von 9kHz – 30MHz möglich sind,
- der Messaufbau sowohl zur Bestimmung der Gleich - als auch zur Messung der Gegentaktimpedanz des Wandlers verwendet und
- das Konzept auch für Betriebsgrößen von mehreren hundert Volt und einigen zehn Ampere zufriedenstellend verwendet werden kann.

3.2 Vorstellung des Gesamtsystems

Grundlage für die hier skizzierten Messreihen ist ein DC/DC - Wandler mit einer Nennleistung von 10kW. Dieser Konverter ist als Hochsetzsteller (engl. boost-converter) konzipiert und wandelt die an seinen Eingangsklemmen anliegende Spannung infolge des eingestellten Tastgrads für den verwendeten Halbleiterschalter in eine höhere Spannung um. Ein weiteres Merkmal der in Bild 7 gezeigten Schaltung ist, dass hier mehrere Zweige parallel geschaltet sind. Dies hat den Vorteil, dass die Verluste minimiert und/oder die Gewichte der verwendeten Speicherdrosseln je nach spezifizierter Ausgangsstromwelligkeit reduziert werden können. Die wichtigsten Kenndaten sind in Tabelle 2 zusammengefasst.

TABELLE 2: Betriebsparameter DC/DC - Wandler.

P_{Nenn}	P_{Spitze}	U_{Ein}	U_{Aus}	I_{max}	f_{Schalt}
10kW	12kW	40 – 100 V	400 V	125 A	150kHz

Der in Bild 7 (unten) gezeigte Wandler wurde anschließend in einen Echtzeitsimulationsteststand integriert. Dieser besteht aus einer elektronischen Last zur Nachbildung eines Flugzeuggordnetzes, einer programmierbaren Spannungsquelle zur Simulation der Brennstoffzelle mit ihrer typischen Kennlinie sowie als Verbindungsglied dem DC/DC - Wandler selbst. Die Steuerung erfolgt über eine Benutzeroberfläche, in der verschiedene Lastszenarien sowie Kennlinien von Brennstoffzellen hinterlegt sind und entsprechend eingestellt werden können. Ziel ist es, die Impedanzen unabhängig vom jeweiligen Arbeitspunkt des Gesamtsystems aufzunehmen und damit Rückschlüsse auf die Beeinflussung durch elektromagnetische Störungen zu ziehen.

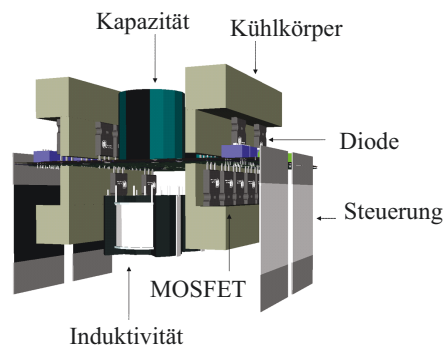
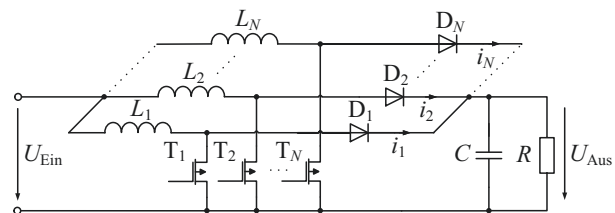


BILD 7: Schaltbild eines allgemeinen Hochsetzstellers in Parallelstruktur (oben) mit prototypischer Realisierung als 4 - Stufen - Parallelwandler (unten) – 3D - Modell.

3.3 Theorie

Um die Impedanzen zu ermitteln, wird mittels eines vektoriellen Netzwerkanalysators (VNA) und zweier Strommesszangen die Systemimpedanz Z_X der Schaltung (Bild 8) bestimmt. Dazu speist eine Strommesszange ein von Port 1 des Netzwerkanalysators ausgehendes Signal mit bekannter Frequenz, Amplitude sowie Phase ein und eine weitere

Strommesszange, an Port 2 angeschlossen, misst das resultierende Signal. Dieses Messprinzip wird zum Teil schon bei kleineren Schaltnetzteilen im Watt-Bereich [21] angewandt und soll hier ebenfalls Verwendung finden. Diese indirekte Messmethode hat zum einen den Vorteil, dass der bestehende Verbindungsaufbau sowie das Layout des Wandlers nicht geändert werden müssen und sich die eingesetzte Messtechnik als potentielle Fehlerquelle zum anderen durch die Verwendung von Strommesszangen und eines VNAs in Grenzen hält. Ebenfalls in Bild 8 ist das zu der Messschaltung zugehörige Ersatzschaltbild (ESB) veranschaulicht. In diesem befinden sich die beiden Tore des VNAs mit einer Impedanz von Z_i , die als Übertrager dargestellten Stromzangen und die zu messende, unbekannte, Impedanz Z_X . Mit Hilfe des ESBs lassen sich drei Spannungsgleichungen (7) mit dem Ziel aufstellen, dass die Messtechnik weitestgehend herauskalibriert werden kann und nur noch bekannte oder messbare Größen zur Berechnung von Z_X enthalten sind.

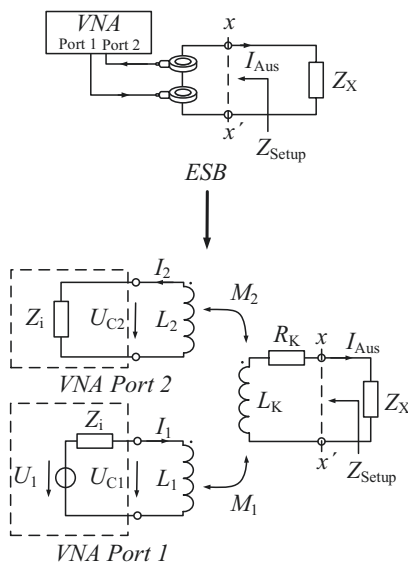


BILD 8: Messprinzip zur Bestimmung der Gleich- und Gegentaktimpedanzen, eigene Darstellung [21].

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ 0 \\ -Z_X \cdot I_{Aus} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_i + j\omega L_1 & 0 & -j\omega M_1 \\ 0 & Z_i + j\omega L_2 & j\omega M_2 \\ -j\omega M_1 & j\omega M_2 & R_K + j\omega L_K \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_{Aus} \end{pmatrix} \quad (7)$$

Durch Eliminierung von I_1 und I_2 ergibt sich (8) als Zwischenergebnis. Dort werden die Terme, die im Wesentlichen den Einfluss der verwendeten Messtechnik widerspiegeln zu Z_{Setup} zusammengefasst.

$$\begin{aligned} \frac{j\omega M_1 U_1}{Z_i + j\omega L_1} &= \\ = \underbrace{\left(Z_X + \frac{(\omega M_1)^2}{Z_i + j\omega L_1} + \frac{(\omega M_2)^2}{Z_i + j\omega L_2} + R_K + j\omega L_K \right)}_{Z_{Setup}} \cdot I_{Aus} \quad (8) \end{aligned}$$

Durch die Ersetzung von $I_{Aus} = U_{C2}/Z_T$ mit Z_T als Übertragungsimpedanz der Strommesszange an Messport 2 sowie

$U_1 = (Z_i + j\omega L_1) \cdot U_{C1} / j\omega L_1$ kann letztendlich durch (9) eine Formel zur Berechnung der unbekanntes Impedanz Z_X mit K als frequenzabhängigen Vorfaktor angegeben werden.

$$Z_X = K \cdot \left(\frac{U_{C1}}{U_{C2}} \right) - Z_{Setup} \quad \text{mit} \quad K = \frac{M_1 Z_T}{L_1} \quad (9)$$

3.4 Messaufbau

Mit dem Wissen der zugrundeliegenden Theorie können nun die einzelnen Messaufbauten erläutert werden. Alle Messungen werden im Bereich von 9 kHz bis 30 MHz durchgeführt, sodass die zuvor getroffenen Annahmen gültig bleiben. Als Verbindung sollten Kabel verwendet werden, die in Länge und Durchmesser in etwa denen der späteren Serienkabel entsprechen. Wichtig ist zudem, dass zur Messung und Abgrenzung der verwendeten Quelle und Last Netznachbildungen (LISN) sowohl am Eingang als auch am Ausgang verwendet werden müssen – diese sollten natürlich bei der späteren Messauswertung mitberücksichtigt werden. Insgesamt sind somit drei Messaufbauten nötig. Dabei ist ausschließlich der dritte Messaufbau zur Bestimmung der unbekanntes Impedanz $Z_X = Z_{DC/DC}$ gedacht. Die ersten beiden Aufbauten werden zur Kalibrierung benötigt und sollen die Einflüsse des Messaufbaus und der -technik verringern. Die einzelnen Aufbauten werden in der folgenden Reihenfolge erklärt:

- Messung der Leitungs- und Aufbauimpedanz Z_{Setup}
- Messung der Netznachbildungsimpedanz Z_{LISN}
- Messung der Gesamtimpedanz Z_{Ges} zur Bestimmung der Systemimpedanz $Z_{DC/DC}$

Des Weiteren wird zur besseren Beurteilung der Gesamtergebnisse und zur Abschätzung des Filteraufwandes eine gesonderte Betrachtung von Gleich- und Gegentaktimpedanz vorgenommen. Diese wird für alle drei oben definierten Impedanzen durchgeführt und unterscheidet sich nur hinsichtlich der Verkabelung untereinander.

Bestimmung von Z_{Setup} : Der erste Messaufbau (Bild 9) dient zur Feststellung von K und Z_{Setup} . Hierzu werden zum einen die im späteren Aufbau ebenfalls verwendeten Kabel mit einem genau bekannten Präzisionswiderstand ($R_{Std.}$) abgeschlossen (Var. 1) und zum anderen wird der Kreis kurzgeschlossen (Var. 2). Anschließend wird am VNA das Verhältnis von U_{C1}/U_{C2} über die Streuparameter für beide Messungen bestimmt. Unter Zuhilfenahme von (9) kann nun der Einfluss der Leitungs- und Aufbauimpedanzen sowie der Strommesszangen berechnet werden – siehe (10). Die Genauigkeit kann dadurch erhöht werden, dass als erstes der Messaufbau sowie die Verkabelung dem späteren Einsatzzweck sehr nahe kommen und als zweites der bekannte Widerstand in der Größenordnung der Systemimpedanzen liegen sollte.

$$\begin{aligned} Z_X = R_{Std.} &= K \cdot \left(\frac{U_{C1}}{U_{C2}} \right) \Bigg|_{Z_X=R_{Std.}} - Z_{Setup} \\ 0 &= K \cdot \left(\frac{U_{C1}}{U_{C2}} \right) \Bigg|_{Z_X=0} - Z_{Setup} \end{aligned} \quad (10)$$

Die Aufteilung der Gleich- und Gegentaktimpedanzen erfolgt über den unterschiedlichen Anschluss von $R_{Std.}$. Für die Gegentaktimpedanz gilt Bild 9 und für die Gleichentaktimpedanz wird $R_{Std.}$ zwischen den Punkten 1 und 2 angeschlossen sowie die beiden Strommesszangen so platziert, dass beide Leitungen jeweils mit eingeschlossen werden. Somit

können die Werte für K_{CM} , K_{DM} , $Z_{Setup,CM}$ und $Z_{Setup,DM}$ bestimmt werden.

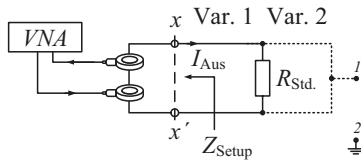


BILD 9: Bestimmung der Leitungs- und Aufbauimpedanz Z_{Setup} .

Bestimmung von Z_{LISN} : Netznachbildungen werden bei standardisierten EMV-Messungen immer dann verwendet, wenn es um die Nachbildung von definierten Abschlüssen eines Messobjektes zwischen Versorgungsnetz, Last und dem Prüfling geht. Des Weiteren dienen sie zur Unterdrückung von möglichen hochfrequenten Störungen von der Quellen- oder Lastseite her. Zur Berücksichtigung dieser Abschlüsse wird folgender Messaufbau zum Herausrechnen der Netznachbildungsimpedanz verwendet (Bild 10). Zur Nachbildung eines AC-Kurzschlusses wird ein Kondensator als Verbindungsglied verwendet. Die Messungen sind wieder in Gleich- und Gegentakt unterteilt. Für den Gegentakt wird C_{DM} verwendet. Für den Gleichtakt wird dieser entfernt, eine Verbindung zwischen den Punkten 1 und 2 hergestellt und für jede Leitung C_{CM} integriert. Anschließend werden die Strommesszangen so platziert, dass jeweils wieder beide Leitungen eingeschlossen sind.

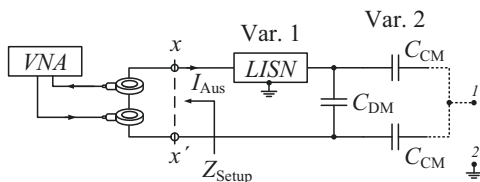


BILD 10: Bestimmung der Netznachbildungsimpedanz Z_{LISN} .

Mit den aus der ersten Messung gewonnenen Werten können über (9) die beiden Impedanzen $Z_{LISN,CM}$ und $Z_{LISN,DM}$ bestimmt werden.

Bestimmung von Z_{Ges} : Nachdem die ersten beiden Messungen der Kalibrierung bzw. der Berücksichtigung des Einflusses der Messtechnik galten, wird in der dritten Messung die Systemimpedanz selbst gemessen. Hierfür wird die komplette Schaltung bestehend aus Quelle, elektronischer Last, DC/DC-Wandler, Netznachbildungen, Verbindungskabel, Strommesszangen und Netzwerkanalysator aufgebaut. In Bild 11 ist diese für die Messung der Gleichtaktsystemimpedanz gezeigt.

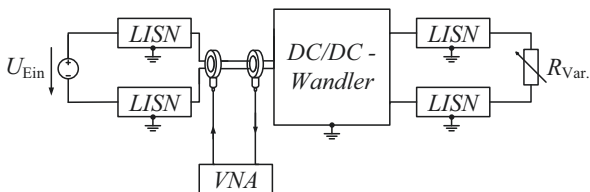


BILD 11: Bestimmung der Gesamtimpedanz Z_{Ges} .

Zur Messung der Gegentaktimpedanz wird eine der beiden Leitungen um 180° gedreht und wieder in beide Strommesszangen platziert. Die so gewonnenen Werte $Z_{Ges,CM}$

und $Z_{Ges,DM}$ können in (11) eingesetzt und anschließend die Werte für $Z_{DCDC,CM}$ sowie $Z_{DCDC,DM}$ berechnet werden.

$$Z_{DCDC,CM,DM} =$$

$$Z_{Ges,CM,DM} - Z_{Setup,CM,DM} - Z_{LISN,CM,DM}$$

(11)

4 Messergebnisse

Im vorangegangenen Kapitel wurde detailliert beschrieben, wie sich auf einfache Art und Weise die Impedanzen bestehender Systeme ausmessen und zum Filterentwurf nutzen lassen. Wichtig ist dabei, dass das zugrundeliegende Messkonzept um die Punkte aus 3.1 ergänzt wurde, um damit zufriedenstellende und letztendlich belastbare Ergebnisse zu erhalten. Diese sollen nun im Folgenden vorgestellt werden.

Auswertung von Z_{Setup} : In der ersten Messung wurden die möglichen Einflüsse der Verbindungskabel sowie die frequenzabhängigen Strommesszangen gemessen. Wie in Bild 12 ersichtlich, sind diese relativ gering. Über einen breiten Frequenzbereich bei der Gegentaktdämpfung sind keine nennenswert erhöhten Impedanzwerte messbar, nur der Einfluss der verwendeten Kabel ist sichtbar. Für die Gleichtaktdämpfung sind leicht erhöhte Werte erkennbar, die auf eine impedanzbehaftete Anbindung an Masse schließen lassen. Jedoch sind diese im gesamten Aufbau gleich geblieben und somit mitberücksichtigt. Mit steigendem Frequenzbereich ab 1 MHz sind die parasitären Einflüsse des Messaufbaus ersichtlich. Für diese Art der Messung jedoch nicht ausschlaggebend.

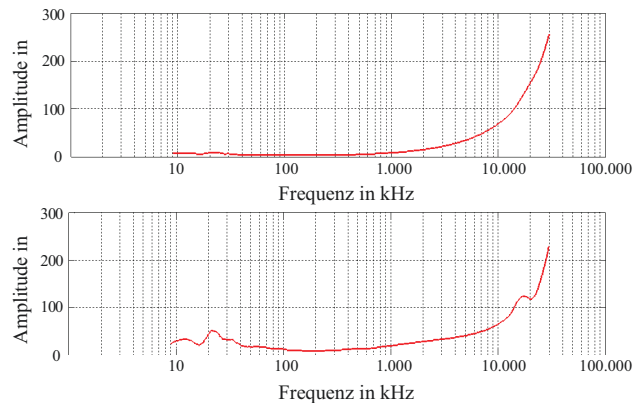


BILD 12: Darstellung der Messergebnisse zu $Z_{Setup,DM}$ (oben) und $Z_{Setup,CM}$ (unten).

Auswertung von Z_{LISN} : Die oft bei EMV-Messungen eingesetzten Netznachbildungen haben die Hauptaufgabe, das elektronische Testobjekt mit einer definierten Impedanz zur Quelle und Lastseite hin abzuschließen, um Störungen auszuschließen. Die hier verwendeten Netznachbildungen NNBM 8126 mit zusätzlicher Luftfahrtspezifizierung nach RTCA/DO-160G sind für kurzzeitige Ströme von bis zu 125 A ausgelegt und für die hier beschriebene Anwendung ausreichend. Die beiden Impedanzen sind in Bild 13 dargestellt.

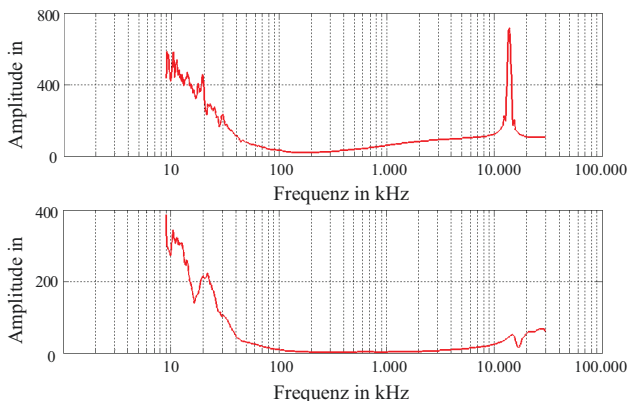


BILD 13: Darstellung der Messergebnisse zu $Z_{LISN,DM}$ (oben) und $Z_{LISN,CM}$ (unten).

Auswertung von Z_{Ges} : Von der Gesamtimpedanz Z_{Ges} werden die zuvor vorgestellten Impedanzen nach (11) subtrahiert. In Bild 14 sind somit die beiden endgültigen Systemimpedanzen des hier vermessenen DC/DC-Wandlers dargestellt. Deutlich sichtbar ist die höhere Impedanz von $Z_{DCDC,CM}$ im Gegensatz zu $Z_{DCDC,DM}$. Die Gleichtaktdämpfung ist hauptsächlich geprägt durch parasitäre Kapazitäten gegenüber Masse, wie z.B. vom Kühlkörper oder parasitäre Überkopplungen zwischen den einzelnen Lagen der Platine. Demgegenüber ist die Gegentaktdämpfung durch Serieninduktivitäten sowie Parallelkapazitäten geprägt und weist ohne EMV-Filter geringere Werte auf.

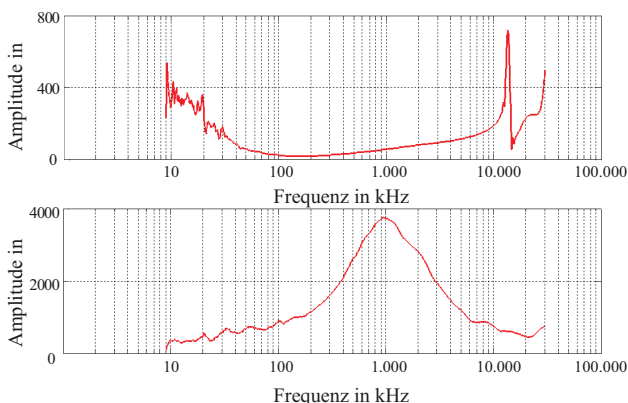


BILD 14: Darstellung der Messergebnisse zu $Z_{DCDC,DM}$ (oben) und $Z_{DCDC,CM}$ (unten).

4.1 Berücksichtigung der Systemimpedanzen bei der Filterauslegung

Die aus den verschiedenen Messungen herausgearbeiteten Systemimpedanzen sollen nun für den Filterentwurf berücksichtigt werden. Dazu wird für jede einzelne Impedanz ein Curve-Fitting-Verfahren nach der polynomialen Regression durchgeführt. Grundsätzlich kann jede 2D-Methode hierzu angewendet werden. Die Darstellung der Polynominterpolation in der Form $f(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots + a_nx^n$ für Z_{Ein} und Z_{Aus} hat den Vorteil, dass dies in (4) und (5) für die Auslegung der EMV-Filter besser in den Rechenprozess integriert werden kann. In Bild 15 ist dies beispielhaft für die Gleichtaktimpedanz des Systems bei einem Polynomgrad von $n = 10$ sowie $n = 20$ gezeigt.

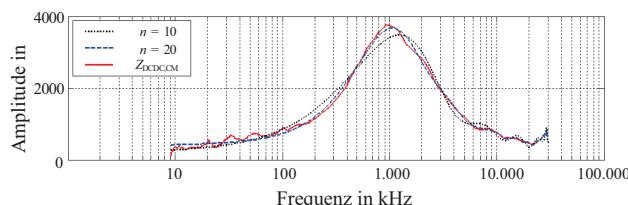


BILD 15: Darstellung der Messergebnisse zu $Z_{DCDC,CM}$ (durchgezogen) sowie die jeweiligen Polynominterpolationen vom Grade $n = 10$ (gepunktet) und $n = 20$ (gestrichelt).

Mit der in Abschnitt 2.2 beschriebenen Theorie und der messtechnischen Erfassung der Werte aus Abschnitt 4.1 wird für die optimierte Filterauslegung folgendes Verfahren angewendet:

- Vermessung oder Simulation [14] der Systemimpedanzen sowie des Amplitudenspektrums des jeweiligen Messobjekts.
- Vergleich des Spektrums mit der anzuwendenden Norm bezüglich der maximal zulässigen Grenzwerte.
- Berücksichtigung einer zusätzlichen Sicherheitsreserve aufgrund von parasitären Effekten, Bauteilschwankungen und dergleichen.
- Berechnung der Übertragungsfunktionen nach (5) sowie ohne Berücksichtigung des möglichen Filters.
- Iterative Berechnung der benötigten Einfügedämpfung bei der normüberschreitenden Frequenz durch Variation der Bauteilparameter [16].

Die Einfügedämpfung $E_{Ben.}(f_S)_{dB}$ berechnet sich gemäß (12) aus der gemessenen Störung $S_{Mess.}(f_S)_{dB\mu V}$, dem Normgrenzwert $N_{Gr.}(f_S)_{dB\mu V}$ und einer konstanten Reserve von $R_{Sich.} = 10\text{dB}$. Immer jeweils bei der geschnittenen Frequenz f_S . Dieses Konzept ist in Bild 16 verdeutlicht und zeigt zum einen das Amplitudenspektrum (oben) des ungefilterten DC/DC-Wandlers mit der Analyse der Frequenz f_S bei der das Delta zwischen dem Normgrenzwert sowie dem Messwert bestimmt wird und zum anderen das Spektrum mit einem auf die jeweiligen Systemimpedanzen schlecht angepasstes Filter (mittig) sowie mit der Berücksichtigung dieser Impedanzen bei der Auslegung eines EMV-Filters (unten). Die Grenzwerte sind jeweils aus den Normen MIL-Std. 4611F sowie RTCA/DO-160F für die Kategorien B und LM entnommen.

$$E_{Ben.}(f_S)_{dB} = S_{Mess.}(f_S)_{dB\mu V} - N_{Gr.}(f_S)_{dB\mu V} + R_{Sich.,dB} \quad (12)$$

Anhand dieses Beispiels wird deutlich, wie wichtig die Systemimpedanzberücksichtigung bei der Auslegung von EMV-Filtern ist. Denn ohne Berücksichtigung müsste die Filtercharakteristik aus Bild 16 (Mitte) dahingehend verändert werden, dass der jeweilige Bauteilwert und letztendlich die Masse erhöht werden müsste.

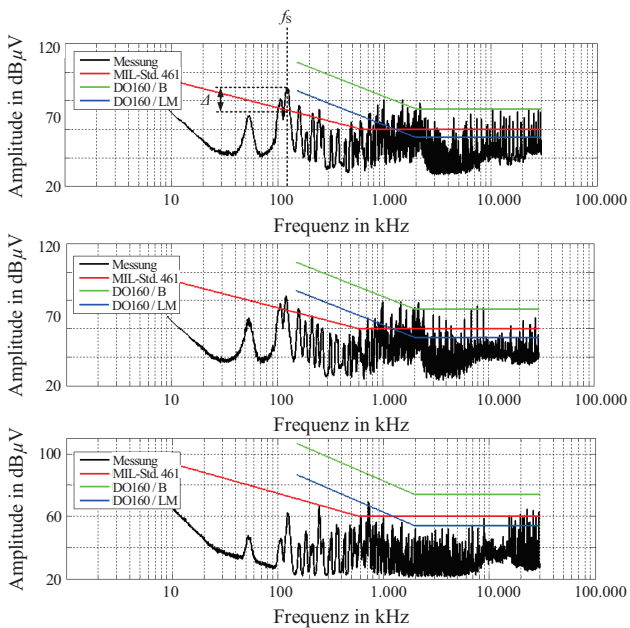


BILD 16: Ungefilterte Störampplitude (oben), unzureichend angepasstes (Mitte) und an die Systemimpedanzen angepasstes Filter (unten).

5 Zusammenfassung

Steigende Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit zukünftiger Flugzeuge werden zunehmend zu einem Technologie-Treiber für neuartige Flugzeugsystemkonzepte. Die Elektrifizierung der Bordsysteme erhöht das Störpotential der Komponenten untereinander. Ohne Verwendung von EMV-Filtern können die gängigen Normen nicht eingehalten werden. Gerade für Luftfahrtanwendungen ist die Volumen- und Gewichtsminimierung der Filterkomponenten von großer Bedeutung. Heutige Lösungen sind oftmals überdimensioniert, weil sie im Entwicklungsprozess erst sehr spät Berücksichtigung finden und somit nicht bestmöglich auf das jeweilige System ausgelegt werden konnten. Innerhalb dieser Arbeit wird deshalb deutlich herausgestellt, dass die Berücksichtigung der Systemimpedanzen Vorteile bei der Auslegung von Filtern bietet. Um ein solches Filter zu erhalten, wurden am Anfang zunächst die nötigen Grundlagen erläutert. Anhand eines anwendungsbezogenen Beispiels wurde anschließend verdeutlicht, wie sich diese Berücksichtigung schon zu einem gewissen Teil bei der heutigen Auslegung integrieren lässt. Jedoch stellt dies nur einen Kompromiss dar. Im Weiteren werden dazu einzelne Messkonzepte zur Bereitstellung detaillierter Informationen vorgestellt. Dieses Prinzip wird auf eine DC/DC-Wandler Applikation angepasst und entsprechend der Leistungsklasse erweitert. Anschließend werden zwei Filterschaltungen aufgebaut – eine ohne und eine mit Beachtung der jeweiligen Systemimpedanzen. Durch den Vergleich der jeweiligen Amplitudenspektren wird deutlich, dass für optimierte EMV-Filter für mobile Anwendungen die Systemimpedanzen bei der Auslegung mitberücksichtigt werden sollten. Durch weiterführende Arbeiten sollen parasitäre Einflüsse des jeweiligen Messobjekts bzw. des späteren Filters gezielt dazu genutzt werden, um die Filterperformance weiterhin zu verbessern. Diese Art des Filterdesign ist nicht nur auf Luftfahrtanwendungen begrenzt, sondern kann im Speziellen bei weiteren mobilen Anwendungen Vorteile generieren.

Danksagung

Diese Arbeit, als Teil des Projekts „Kabinentechnologie und multifunktionale Brennstoffzelle“ wurde unterstützt durch die Airbus Operations GmbH und das Bundesministerium für Bildung und Forschung (Förderkennzeichen: 03CL03A).

LITERATUR

- [1] ACARE STRATEGY REVIEW GROUP, „Aeronautics and Air Transport beyond Vision 2020 (Towards 2050)“ *Background Document, Juni 2010*
- [2] DEROUINEUA, J. - L., „Power Optimized More Electrical Aircraft“, *Proceedings of the European Conference TOWARDS eENVIRONMENT, pp. 293 - 295, Prag 2009*
- [3] MCLOUGHLIN, A., „More Electric – Ready for take off“, *13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona 2009*
- [4] MOIR, I. UND SEABRIDGE, A., „Aircraft Systems: Mechanical, Electrical and Avionics Subsystems Integration“, *Vol. 3, pp. 227 - 229, John Wiley & Sons, ISBN: 978 - 0470059968*
- [5] FALEIRO, L., „Power Optimised Aircraft: A Keystone in European Research in More Electric Aircraft Equipment Systems“, *5th Community Aeronautics Days, Aerodays, Wien 2006*
- [6] LISCOUËT - HANKE, S., „A Model-Based Methodology for Integrated Preliminary Sizing and Analysis of Aircraft Power System Architectures“, *Dissertation, Toulouse University, Toulouse 2008*
- [7] PRATS, M.M. UND LAVOIE, C., „Hybrid Fuel Cell-Based Emergency Power Architecture for Commercial Aircraft“, *3rd Conference of the European Aerospace Societies, Venedig 2011*
- [8] MOET CONSORTIUM, „More Open Electrical Technologies“, [online] <http://www.eurtd.com/moet>, zitiert Juni 2013
- [9] SCHINKEL, M., „Entwurf und Simulation aktiver EMV-Filter für dreiphasige drehzahlveränderbare Antriebe“, *Dissertation, Technische Universität Berlin, Berlin 2009*
- [10] HELDWEIN, M.L., ERTL, H., BIELA, J. UND KOLAR, J.W., „Implementation of a Transformer - Less Common Mode Active Filter for Off-Line Converter Systems“, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06, Twenty-First Annual IEEE, 2006*
- [11] RAGGL, K., NUSSBAUMER, T. UND KOLAR, J.W., „Guideline for a Simplified Differential - Mode EMI Filter Design“, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 57, no. 3, pp. 1031 - 1040, März 2010*
- [12] WEBER, T., TER HASEBORG, J.L., MAACK, T. UND KUT, T., „Efficient EMI - Filters for High - Current Mobile Applications“, *EMC Europe, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, September 2010*

- [13] KUT, T., CHAND, B., LÜCKEN, A., DICKMANN, S. UND SCHULZ, D., „EMC Studies on Systems with Hybrid Filter Circuits for Modern Aircraft Applications“, *Adv. Radio Sci.*, Vol. 11, pp. 237 - 242, doi:10.5194/ars-11-237-2013, 2013
- [14] KUT, T., CHAND, B., LÜCKEN, A., DICKMANN, S. UND SCHULZ, D., „Optimierte EMV-Filteranalyse für den Einsatz von brennstoffzellengespeisten Gleichspannungswandlern in modernen Verkehrsflugzeugen“, 61. *Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress*, urn:nbn:de:101:1-201211021656, Berlin, September 2012
- [15] NAGEL, A. UND DE DONCKER, R.W., „Systematic Design of EMI-Filters for Power Converters“, *Thirty - Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, Vol. 4, pp. 2523 - 2525, 2000
- [16] CHAND, B., KUT, T. UND DICKMANN, S., „Optimal Design of Active EMC Filters“, *Adv. Radio Sci.*, Vol. 11, pp. 243 - 249, doi:10.5194/ars-11-243 - 2013, 2013
- [17] GARRY, B. UND NELSON, R., „Effect of Impedance and Frequency Variation on Insertion Loss for a Typical Power Line Filter“, *Electromagnetic Compatibility, IEEE International Symposium on*, Vol. 2, pp. 691 - 695, Denver, August 1998
- [18] CISPR 17 ED2.0, „Methods of Measurement of the Suppression Characteristics of Passive EMC Filtering Devices“, *International Special Committee on Radio Interference*, Juni 2011
- [19] SEE, K.Y. UND DENG, J., „Measurement of Noise Source Impedance of SMPS Using a Two Probes Approach“, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 19, no.3, pp. 862 - 868, Mai 2004
- [20] AUDONE, B. UND BOLLA, L., „Insertion Loss of Mismatched EMI Suppressors“, *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, Vol. EMC-20, no.3, pp. 384 - 389, August 1978
- [21] TARATEERASETH, V., SEE, K.Y., WANG, L.B. UND CANAVERO, F.G., „Systematic Power Line EMI Filter Design for SMPS“, *EMC Europe*, pp. 586 - 591, York, September 2011