

# OPTIMIERTE EMV-FILTERANALYSE FÜR DEN EINSATZ VON BRENNSTOFFZELLENGESPEISTEN GLEICHSPANNUNGSWANDLERN IN MODERNEN VERKEHRSFLUGZEUGEN

T. Kut<sup>1</sup>, B. Chand<sup>1</sup>, A. Lücken<sup>2</sup>, S. Dickmann<sup>1</sup>, D. Schulz<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr Hamburg,

<sup>1</sup>Professur für Grundlagen der Elektrotechnik, <sup>2</sup>Professur für Elektrische Energiesysteme,

<sup>1,2</sup>Holstenhofweg 85, 22043 Hamburg, Deutschland

## ZUSAMMENFASSUNG

Die zukünftigen Herausforderungen der Luftfahrtindustrie bei der Neuentwicklung von modernen Verkehrsflugzeugen bestehen zum Teil darin, hydraulisch - pneumatische Systeme durch elektrische zu ersetzen. Mit diesem Wechsel zu einer einheitlicheren Energieplattform versprechen sich die Hersteller zum einen eine erhöhte Zuverlässigkeit und verlängerte Wartungsintervalle sowie zum anderen ein besseres Langzeitverhalten. Diese Ansätze sind unter dem Begriff More-Electric-Aircraft (MEA) zusammengefasst. Diese Elektrifizierung der Bordsysteme erhöht jedoch das Störpotential der Komponenten untereinander. Um die ordnungsgemäße Funktion der Systeme zu gewährleisten, ist die Einhaltung von standardisierten EMV-Luftfahrtnormen unumgänglich, was z.B. durch den Einsatz von EMV-Filtern erreicht werden kann. Jedoch nehmen die dazu verwendeten Bauelemente einen immer größeren Teil des Gesamtsystemgewichts und -volumens ein. Vorherige Simulationsabschätzungen und im Vorfeld berücksichtigte schaltungstechnische Konzepte können dieses Störpotential verringern und wurden detailliert vorgestellt. Des Weiteren wurde ein Modell erstellt, mit dem auf automatisierte Weise durch vorher festgelegte Randbedingungen Filter dimensioniert werden können. Diese Erkenntnisse wurden anschließend an einem Hardware-in-the-loop-System getestet und die einzelnen Vorteile herausgestellt.

## SCHLAGWORTE

MEA, DC/DC, EMV-Filter, PSO, Brennstoffzelle

## 1 Einleitung

Die Zunahme der Globalisierung führt zu einem stetig steigenden Luftverkehr. Die prognostizierten Steigerungen von etwa 5% pro Jahr und der damit entsprechend erhöhte Bedarf an neuen Flugzeugen erfordern mit den in der ACARE 2020 (Advisory Council for Aeronautics Research in Europe) vereinbarten Zielen emissionsenkende Neuentwicklungen [1]. Zu diesen Zielen gehören z.B. die signifikante Reduktion des Ausstoßes von Treibhausgasen wie CO<sub>2</sub> sowie eine deutliche Lärmreduktion. Diese Zielvorgabe ist nur durch neue Flugzeugkonzepte zu erfüllen. Ein erster Ansatz ist hierbei das More-Electric-Aircraft (MEA) Konzept - vgl. Bild 1. Dazu gehören hocheffiziente elektrische Systeme, die zur Kraftstoffreduzierung und damit zur Umweltschonung beitragen. Als Energieversorger dieser Systeme bieten Brennstoffzellen als Ersatz der herkömmlichen Gasturbine (engl. Auxiliary Power Unit, APU) zur Bodenstromversorgung eine Reihe von Vorteilen. Sie führen sowohl zur Verbrauchs- und CO<sub>2</sub>-Reduktion, als auch zur möglichen Reduzierung von Betriebskosten. An den Professuren „Elektrische Energiesysteme“ und „Grundlagen der Elektrotechnik“ wird in Zusammenarbeit mit Airbus als Teil des Projekts „Kabinentechnologie und multifunktionale Brennstoffzelle“ die Umsetzung und Realisierung eines hocheffizienten Bordnetzes auf Basis einer Brennstoffzelleneinspeisung näher erforscht.

Durch den Einsatz von Brennstoffzellen ist eine effizientere und umweltschonendere elektrische Energieerzeugung möglich. Jedoch muss dabei berücksichtigt werden, dass die last-abhängige Ausgangsspannung der Brennstoffzelle durch Zuhilfenahme von leistungselektronischen Schaltungen dem spannungskonstanten Bordnetz (HVDC - vgl. [2]) angepasst werden muss. Diese Umformung wird fast ausschließlich durch schnell schaltende Halbleiter realisiert und soll zukünftig auch in der Luftfahrt zur Anwendung kommen.

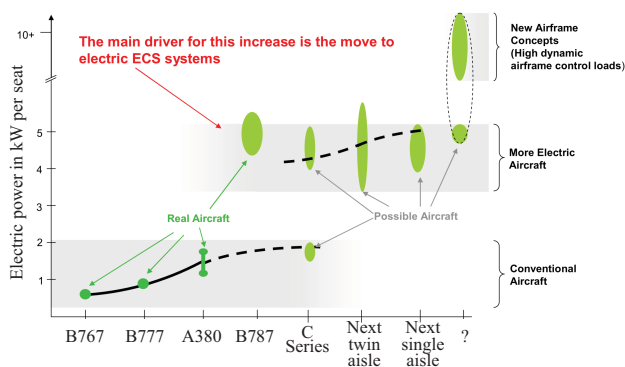
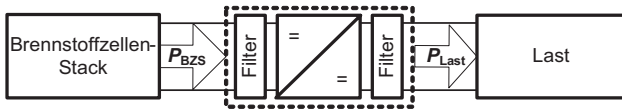


BILD 1: Steigerung des Leistungsbedarfs in der zivilen Luftfahrt [2].

Ein großer Nachteil dabei ist, dass hierbei steile Schaltflanken entstehen, durch die elektromagnetische Störemissionen im vorwiegend hochfrequenten Bereich hervorgerufen werden. Diese können das eigene, aber auch umliegende Systeme in ihrer Funktion stören. Aus diesem Grund ist es sinnvoll und hilfreich, dass das gesamte System bestehend aus Brennstoffzelle und Leistungselektronik vorab in gewissen Grenzen simuliert werden kann - vgl. Bild 2. Mit diesen Ergebnissen können EMV-Filter, die immer mehr zu einem großen Gewichtstreiber werden, im Vorfeld dimensioniert und hinsichtlich Gewicht und Volumen optimiert werden. Des Weiteren lassen sich neue Filterkonzepte, wie hybride Filterstrukturen, schneller testen und deren Gewinn in Hinblick auf Gewicht und Volumen abschätzen und mit herkömmlichen Systemen vergleichen. Abschließend soll dies an einem Teststand verifiziert werden.

Dieser Artikel stellt zunächst die Motivation zur Entwicklung eines Simulationsmodells, bestehend aus Brennstoff-

zelle (BSZ) und Leistungselektronik (LE) dar. Im darauffolgenden Abschnitt wird die Modellierung dieser Komponenten vorgestellt und näher auf die theoretische Berechnung von Störemissionen eingegangen.

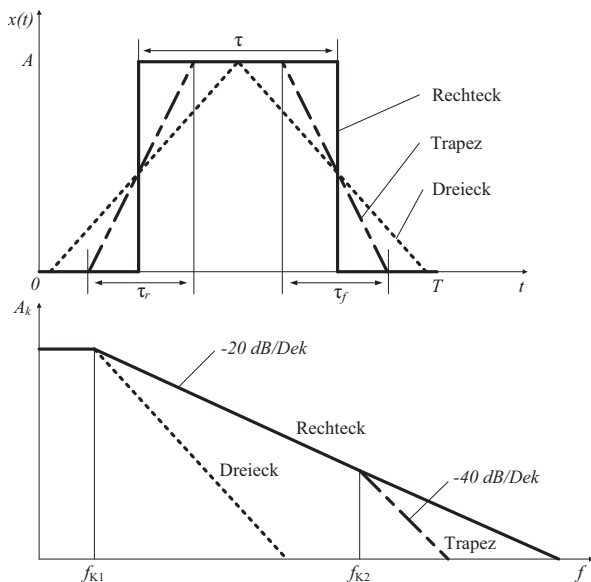


**BILD 2:** Elektrisches Gesamtmodell (Konzept).

Hierbei wird der genaue Aufbau mit den zugrunde liegenden Theorien erläutert. Im dritten Abschnitt wird die Idee eines Filtersimulationstools und deren Umsetzung in MATLAB detailliert beschrieben. Mithilfe dieses Tools und den Erkenntnissen aus dem Gesamtmodell lassen sich volumen- und gewichtsoptimierte Filter entwickeln und auf das jeweilige Anforderungsprofil auslegen. Zur Verifizierung dieser Ergebnisse wird ein Hardware-in-the-loop-System aufgebaut und deren Umsetzung an Beispielen beschrieben.

## 2 Störgrößen in der Leistungselektronik und Gesamtsystemmodellierung

Die Einhaltung der gängigen Luftfahrtnormen in Bezug zur elektromagnetischen Verträglichkeit erfordert immer höhere Filteranforderungen, so dass die dazu verwendeten Bauelemente einen immer größeren Teil des Gesamtsystemgewichts und -volumens einnehmen. Aus diesem Grund wird durch vorherige Simulationsabschätzungen (vgl. Bild 2) das optimale Filter für die unterschiedlichen Anforderungen ermittelt. Dabei werden die Filter anhand der Filterstufen, Bau-teilwerte oder auch Dämpfung charakterisiert. Einflusskriterien auf die Auslegung der Filtercharakteristik sind die unterschiedlichen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen (Brennstoffzelle und Leistungselektronik) sowie das Störpotential der Schaltung selbst. Diese Emissionen können zu einem gewissen Grad vorher abgeschätzt werden. Diese Herangehensweise wird im folgenden Abschnitt näher erläutert.



**BILD 3:** Zeitfunktion und Hüllkurve des Amplitudenspektrums.

## 2.1 Theoretische Berechnung

Die Schaltzeit moderner Leistungshalbleiter beträgt heute weniger als  $\tau_r = 20\text{ns}$ . Wird z.B. in dieser Zeit ein Spannungshub von  $A = 1000\text{V}$  mit einer Dauer von  $\tau$  geschaltet, so erhält man an den Anschlussklemmen eine Spannungsteilheit von  $50\text{V/ns}$ . Die Auswirkung der Schaltgeschwindigkeit auf das Frequenzspektrum der Störgrößen lässt sich am Beispiel eines periodischen Spannungsimpulses demonstrieren. Bild 3 (oben) zeigt drei typische Fälle am Beispiel eines Dreieck-, Trapez- sowie eines Rechteckspannungsimpulses (periodische Fortsetzung) und Bild 3 (unten) zeigt die dazugehörige Hüllkurve des Amplitudenspektrums. Wie dort zu erkennen ist, stehen die Steilheit ( $\tau_r, \tau_f$ ) und die Breite des Spektrums in einer engen Beziehung zueinander. Diese Korrelation lässt sich mathematisch über die Fourierreihendarstellung herleiten. Mithilfe dieser Transformation lassen sich die Frequenzen  $f_{K1}$  und  $f_{K2}$  in Abhängigkeit von  $\tau_r$  und  $\tau$  angeben. Grundsätzlich gilt dabei, dass jede nichtsinusförmige periodische Funktion  $x(t)$  mithilfe der Fourierreihendarstellung in eine Summe aus  $\sin$ - und  $\cos$ -Termen zerlegt werden kann.

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t)] \quad (1)$$

Mit den Fourierkoeffizienten  $a_k, b_k$  und  $a_0$ :

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T x(t) \cdot \cos(k\omega t) dt \\ b_k &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T x(t) \cdot \sin(k\omega t) dt \\ a_0 &= \frac{2}{T} \cdot \int_0^T x(t) dt \end{aligned} \quad (2)$$

Das Amplitudenspektrum lässt sich mit  $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$  berechnen und ist mit dem jeweils gemessenen Wert eines Spektrumanalysators vergleichbar. Dies soll im Folgenden an einem Rechteck- und Trapezimpuls exemplarisch gezeigt werden.

**Rechteckfunktion:** Ein Rechtecksignal mit der Amplitude  $A$ , der Periodendauer  $T$  und der Einschaltzeit  $\tau$  hat folgende Koeffizienten:

$$\begin{aligned} a_0 &= A \cdot \frac{\tau}{T} \\ a_k &= \frac{2A}{k\pi} \cdot \sin\left(k \frac{\pi}{T} \tau\right) \\ b_k &= 0 \quad \rightarrow \quad \text{gerade Funktion} \end{aligned} \quad (3)$$

Das Amplitudenspektrum des Signals ergibt sich anschließend zu:

$$A_k = \left| \frac{2A}{k\pi} \cdot \sin\left(k \frac{\pi}{T} \tau\right) \right| \quad (4)$$

Für die Bestimmung der Knickfrequenz  $f_{K1}$  wird Gleichung 4 für niedrige Frequenzen zu  $A_{k_{\max 1}} = \frac{2A}{k\pi}$  und für hohe Frequenzen zu  $A_{k_{\max 2}} \approx \frac{2A\tau}{T}$  abgeschätzt. Aus dem Schnittpunkt dieser beiden Geraden ergibt sich  $f_{K1} = \frac{1}{\pi\tau}$ .

**Trapezfunktion:** Die oben gezeigte Rechteckfunktion ist ein rein theoretisches Signal. Reale Signale sind immer mit einer endlichen Anstiegs- und Abfallzeit ( $\tau_r$  und  $\tau_f$ ) verbunden.

Mit der Annahme  $\tau_r = \tau_f = \tau_s$  ändern sich die Koeffizienten zu:

$$a_0 = \frac{A}{T} \cdot (\tau + \tau_s)$$

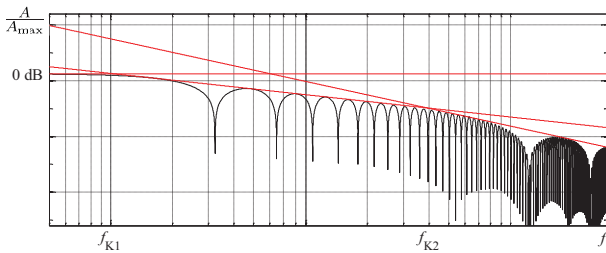
$$a_k = \frac{2AT}{k^2 \pi^2 \tau_s} \cdot \sin\left(k\pi \frac{\tau_s}{T}\right) \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{T} (\tau + \tau_s)\right) \quad (5)$$

$$b_k = 0 \quad \rightarrow \quad \text{gerade Funktion}$$

Das Amplitudenspektrum ergibt sich dann durch die Symmetrie wieder zu dem Betragsquadrat von  $a_k$ :

$$A_k = \frac{2AT}{k^2 \pi^2 \tau_s} \left| \sin\left(k\pi \frac{\tau_s}{T}\right) \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{T} (\tau + \tau_s)\right) \right| \quad (6)$$

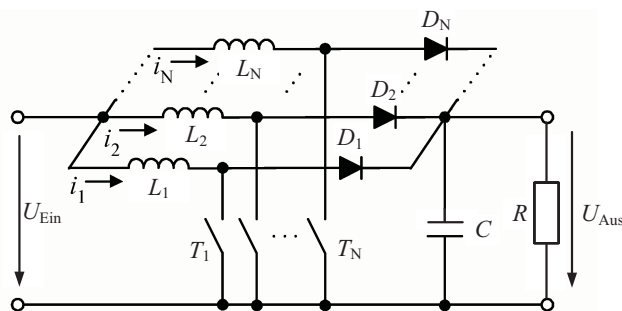
Analog zur Rechteckfunktion wird Gleichung 6 für niedrige Frequenzen zu  $A_{k_{\max 1}} \approx \frac{2A}{T} \cdot (\tau + \tau_s)$  und für hohe Frequenzen zu  $A_{k_{\max 2}} \approx \frac{2AT}{k^2 \pi^2 \tau_s}$  abgeschätzt. Mit der üblichen Annahme bei leistungselektronischen Systemen von  $\tau_s \ll T$ , ergibt sich für den mittleren Frequenzbereich folgende Abschätzung  $A_{k_{\max 3}} \approx \frac{2A}{k\pi}$ . Daraus lässt sich die zweite Knickfrequenz zu  $f_{K2} = \frac{T}{\pi \tau_s}$  bestimmen. Das Gesamtamplitudenspektrum sowie die einhüllenden Geraden als Hüllkurve zur schnelleren Abschätzung vom Filteraufwand sind in Bild 4 dargestellt.



**BILD 4:** Amplitudenspektrum Trapezfunktion bei  $T : \tau : \tau_s = 1 : 0.1 : 0.003$ .

### 2.2 Interleaved-Konverter

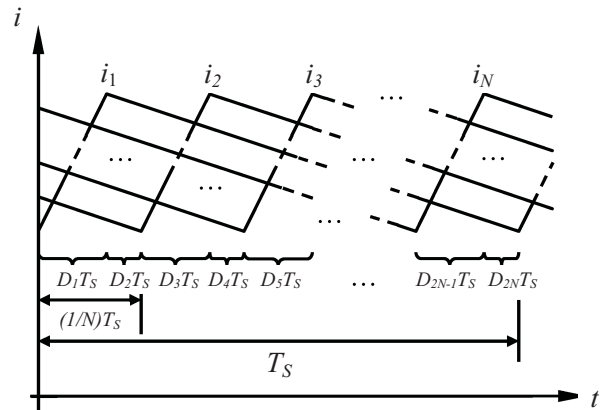
Für die in Kapitel 1 skizzierten Anforderungen, ein möglichst gewichtsoptimiertes System zu entwickeln, bietet sich die Aufteilung eines großen DC/DC-Konverters in  $N$  kleinere Module an - vgl. Bild 5. Die einzelnen Halbleiter werden dabei um  $T/N$  versetzt angesteuert.



**BILD 5:** Hochsetzsteller mit  $N$ -Phasen.

Die Motivation zum Aufbau von Parallel-Wandlern [4, 5] besteht darin, dass Verluste über den Leiterbahnen und in den Bauelementen mit dem Produkt  $I^2 \cdot R$  in die Gesamtberechnung eingehen. Ein hauptsächlicher Gewichtstreiber ist die Speicherdrossel des jeweiligen Wandlers selbst. Werden nun mehrere Pfade parallel geschaltet, kann auch die Drossel für einen kleineren Strom ausgelegt werden und

das Gewicht reduziert sich dementsprechend. Auf der anderen Seite bietet diese Verschaltung auch Vorteile für EMV-Betrachtungen. Die Ein- und Ausgangsstromwelligkeit kann ohne Erhöhung der Frequenz verringert werden und setzt sich aus den einzelnen Teilströmen der parallelen Pfade zusammen (vgl. Bild 6).



**BILD 6:** Stromverlauf der Speicherdrosseln bei  $N$ -Phasen.

**Ein- und Ausgangsstromwelligkeit:** Dieser Strom für den Ein- und Ausgang kann über den normalen Ansatz zur Berechnung einer Speicherdrossel im nicht-lückenden Betrieb für Tief- bzw. Hochsetzsteller durch Gleichung 7 und 8 berechnet werden [7]. Dabei ist  $T$  die Periodendauer,  $L$  die Speicherdrossel,  $D$  der Tastgrad,  $U_{Aus}$  die Ausgangsspannung,  $N$  die Anzahl der Konverterstufen,  $m$  die Anzahl der parallelen Pfade (hier  $m = N$ ) und  $k = \lfloor m \cdot D \rfloor$ . Beispielhaft ist die Stromwelligkeit am Ausgang als Spitze-Spitze-Wert über dem Tastgrad  $D$  in Bild 7 dargestellt. Dort ist ersichtlich, dass mit Erhöhung der parallelen Phasen die Ausgangsstromwelligkeit sinkt. Des Weiteren können mit der Aufteilung die Anforderungen an die Bauelemente selber reduziert werden, was zu einer Verringerung des Filtergewichts und -volumens führt. Insgesamt erhöht sich damit die Effizienz des Gesamtsystems.

**Auslöschung von Harmonischen:** Durch den Umstand, dass die einzelnen Module um  $T/N$  versetzt angesteuert werden, erhöht sich auch von außerhalb des Systems betrachtet die Schaltfrequenz auf ein  $N$ -faches der Einzelmoduschaltfrequenz  $f_{sw}$ . Diese Charakteristik, zusammen mit der kleineren Stromwelligkeit, führt zu einer Verringerung des Störpotentials leitungsgebundener Störungen hinsichtlich der elektromagnetischen Verträglichkeit dieser betrachteten Schaltungstopologie [8]. Das Gewicht der benötigten Filterkomponenten kann durch die Erhöhung der benötigten Filterfrequenz ebenfalls verringert werden. Formelmäßig kann dies für einen idealen Parallelwandler in verkürzter Schreibweise durch Gleichung 9 ausgedrückt werden.

$$\Delta I_{Aus} = \frac{N \cdot U_{Aus} \cdot T}{L} \cdot \frac{\prod_{i=1}^m \left| \frac{i}{m} - D \right|}{\prod_{i=1}^{m-1} \left( \left| \frac{i}{m} - D \right| + \frac{1}{m} \right)} \quad (7)$$

$$\Delta I_{Ein}^2 = I_{RMS}^2 = \left(D - \frac{k}{m}\right) \left(\frac{k+1}{m} - D\right) I_{Aus}^2 + \frac{N^2}{12mD^2} \left(\frac{U_{Aus}(1-D)T}{L}\right)^2 \left[ (k+1)^2 \left(D - \frac{k}{m}\right)^3 + k^2 \left(\frac{k+1}{m} - D\right)^3 \right] \quad (8)$$

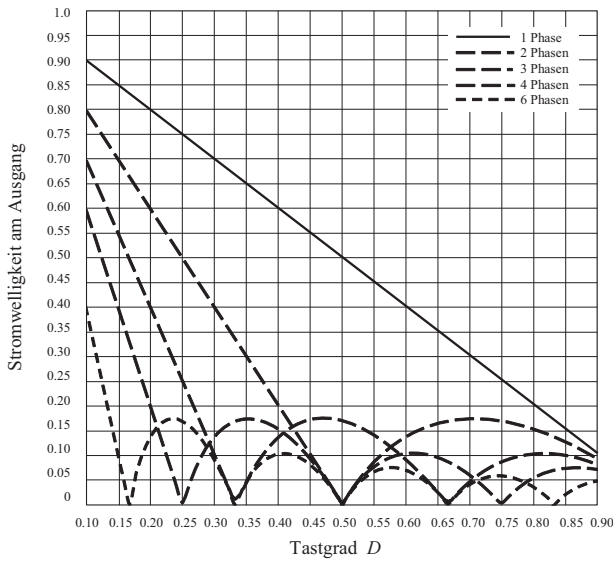


BILD 7: Normierte Stromwelligkeit  $\Delta I_{Aus}$  für  $N = 1, 2, 3, 4, 6$ -Phasen.

$$c_n^{total} = \begin{cases} c_n \cdot N & , \frac{n}{N} \in \mathbb{Z} \\ 0 & , \frac{n}{N} \notin \mathbb{Z} \end{cases} \quad (9)$$

Dabei stellt  $c_n$  die komplexe Amplitude der  $n$ -ten Harmonischen dar. Somit heben sich die Harmonischen für die Frequenzen  $f_{sw}, 2f_{sw}, \dots, (N-1) \cdot f_{sw}$  im Idealfall auf und übrig bleiben die Harmonischen bei  $N \cdot f_{sw}, 2N \cdot f_{sw}, 3N \cdot f_{sw}$  usw. Für einen 4-Phasen Parallelwandler mit der Schaltfrequenz von  $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$  heben sich somit alle Harmonischen bis zur Frequenz  $4 \cdot f_{sw}$  im Idealfall auf. Die weiteren Harmonischen wären demnach  $8 \cdot f_{sw}, 12 \cdot f_{sw}, 16 \cdot f_{sw}$  usw. Beispielhaft ist dies in Bild 8 und 9 anhand verschiedener Halbleiter gezeigt. Das Potential hinsichtlich der Gewichtsreduzierung als auch hin zur Wirkungsgraderhöhung wird dadurch deutlich ersichtlich. Eine komplette Analyse im Zeit- und Frequenzbereich für einen Parallelwandler ist in [4] angegeben.

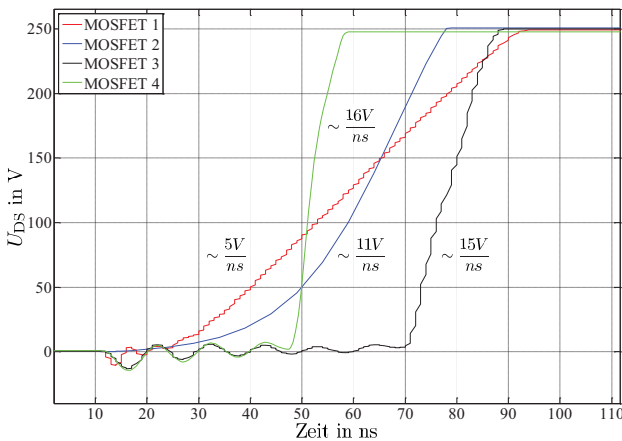


BILD 8: Spannungsanstiegszeiten 600 V- Halbleiter.

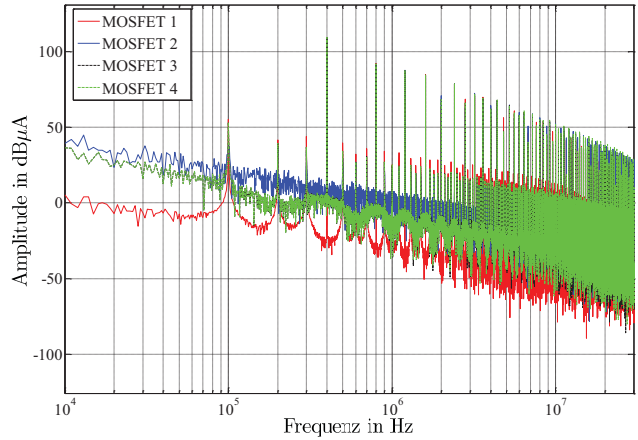


BILD 9: Simuliertes Störspektrum verschiedener Halbleiter.

**Zustandsraummodell:** Für die vollständige Beschreibung des Parallelwandlers wird in dieser Arbeit auf das Zustandsraummodell (engl. State-Space-Averaging-Technique) zurückgegriffen, wobei an dieser Stelle nur die Endmatrizen der Vollständigkeit halber angegeben werden und für tiefergehende Erläuterungen auf [9, 10] verwiesen wird. Die Mittelung erfolgt hierbei durch Berücksichtigung des Tastgrads  $D$ . Allgemein wird dieses Modell durch die Gleichungen 10 und 11 beschrieben, wobei  $D_j$  aus Bild 6 zu entnehmen ist und den jeweiligen Tastgrad beschreibt. Der Vektor  $x$  beinhaltet die gesuchten Ströme der einzelnen Phasen  $i_1 \dots i_N$  und der Spannung am Ausgang des Wandlers.

$$\dot{x} = A \cdot x + b \cdot U_{Ein} \quad (10)$$

$$A = \sum_{j=1}^{2N} D_j \cdot A_j \quad \text{und} \quad b = \sum_{j=1}^{2N} D_j \cdot b_j \quad (11)$$

Für einen nicht-lückenden Parallelwandler mit 2-Phasen ( $S_{1(on)}/S_{2(off)}, S_{1(off)}/S_{2(on)}, S_{1(on)}/S_{2(on)}, S_{1(off)}/S_{2(off)}$ ) ergibt sich beispielhaft folgender Zusammenhang (Gleichung 12), der für Mehrphasensysteme entsprechend erweitert werden kann. Die Lösung kann anschließend über die Berechnung der inversen Matrix von  $A$  ermittelt werden. Der Serienwiderstand  $R_L$  für jede Induktivität  $L$  einer Phase wird hier verwendet, um Singularitäten der Matrix  $A$  zu vermeiden. Der Parameter  $D^*$  ist hier als  $1 - D$  definiert und  $R$  symbolisiert den Lastwiderstand am Ausgang.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{D^*}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & -\frac{D^*}{L} \\ \frac{D^*}{C} & \frac{D^*}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}_A \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}_b \cdot U_{Ein} \quad (12)$$

### 2.3 Brennstoffzellenmodell

Für die kommenden Simulationen ist es wichtig, dass die Brennstoffzelle als reale Spannungsquelle abgebildet wird. Bis zu diesem Zeitpunkt wurden für Simulation z.B. in LTSpice nur ideale Quellen verwendet und die Konzentration auf die Modellierung und Gegenüberstellung der unterschiedlichen DC/DC-Wandlertopologien gelegt. Für die weitere



Vorgehensweise sollen deshalb die chemischen Prozesse/Reaktionen, Materialeigenschaften und physikalischen Effekte durch elektrische Komponenten nachgebildet werden. Ziel ist es, dass daraus erstellte Modell bzw. Ersatzschaltbild leicht in Simulationsprogramme wie z.B. LTSpice einzubinden. Wichtig ist dabei, dass nicht alle Effekte bei der Umwandlung von chemischer Energie in elektrische Energie mitberücksichtigt werden müssen, sondern nur diejenigen, die für die ausreichend genaue Abbildung des elektrischen Verhaltens einer Brennstoffzelle notwendig sind. In diesem Zusammenhang soll auch geklärt werden, inwiefern einzelne Parameter Einfluss auf das elektrische Verhalten haben, so dass das Modell leicht auf andere Brennstoffzellencharakteristika des gleichen Typs angepasst werden kann. Mithilfe des erstellten Modells lassen sich gewisse Szenarien (Teillast, Lastabwurf, Volllast) im Hinblick auf das Arbeitsverhalten der Leistungselektronik näher untersuchen und erhöhen damit die Aussagekraft der Ergebnisse.

Grundsätzlich gilt es, die typische Kennlinienform einer Brennstoffzelle (Bild 10) durch ein Ersatzschaltbild (Bild 11) darzustellen. Dieser Verlauf lässt sich grob in die drei Bereiche kinetische Verluste, Massentransportverluste (nicht-lineare Funktionen) und dem ohmschen Bereich (linearer Verlauf) unterteilen und gibt die typischen Verluste einer Brennstoffzelle wieder. In der Literatur sind durchaus unterschiedliche Ansätze zu finden: von der Parametrierung nicht-linearer Widerstände durch entsprechende mathematische Funktionen [12] über die Nachbildung der nicht-linearen Bereiche der Kennlinie durch Transistorschaltungen [14] und Anpassung der Bauteilparameter bis hin zur vollständigen Berücksichtigung nicht nur statischer, sondern auch dynamischer Vorgänge [12, 15]. Weiterführende Arbeiten haben gezeigt, dass für den hier skizzierten Sachverhalt das Schaltungskonzept nach Bild 11 sehr geeignet ist [16].

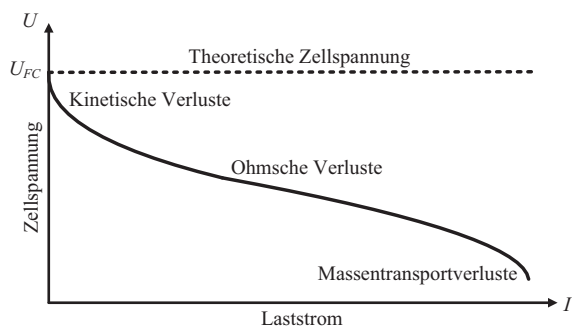


BILD 10: U-I-Kennlinie einer PEM-Brennstoffzelle.

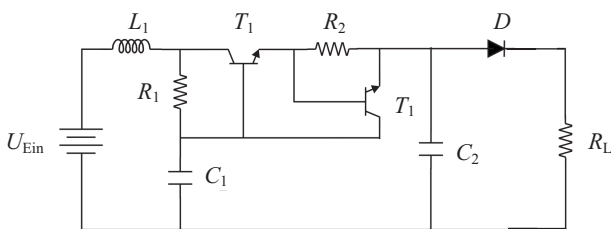


BILD 11: Ersatzschaltbild der Brennstoffzelle.

### 3 Beschreibung des Filtersimulationswerkzeugs

Im Folgenden soll das MATLAB-Hauptprogramm erläutert werden. Hierbei werden mithilfe einer grafischen Benutzeroberfläche Randbedingungen für die Erstellung der Filterschaltungen festgelegt. Diese sind die Minimal- und Maximalwerte der verwendeten Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände ( $L_{min}, L_{max}, C_{min}, C_{max}, R_{min}, R_{max}$ ). Ein weiterer Eingabeparameter ist die Dämpfung innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes, die das Filter haben soll. Weiterhin muss festgelegt werden, ob es sich um eine hochohmige oder niederohmige Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz handelt. Ausserdem ist zu bestimmen, aus wie vielen Filterstufen das Filter bestehen soll. Für die Auswertung muss noch ein Eingangssignal in Form einer Textdatei hinzugefügt werden. Als Ausgangsparameter des Skriptes können die benötigte Rechenzeit bzw. die errechnete Dämpfung gewählt werden.

In Bild 12 ist der Ablaufplan des Hauptprogramms dargestellt. Zu allererst werden in dem Programm die in die GUI eingegebenen Randbedingungen abgespeichert und initialisiert.

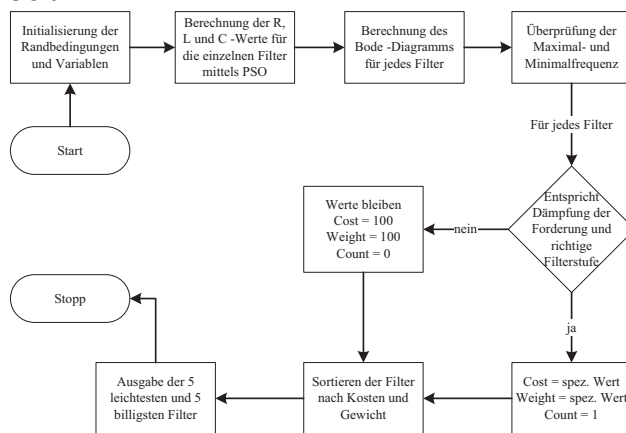


BILD 12: Programmablaufplan [3].

Im nächsten Schritt werden die verschiedenen Bauteile der unterschiedlichen Filterschaltungen berechnet. Dies geschieht mithilfe eines Suchalgorithmus, der Particle Swarm Optimization (PSO) genannt wird. Dieses Verfahren soll im späteren Verlauf erörtert werden. Nach der Berechnung der Bauteile der einzelnen Filter, wird die Frequenzkennlinie der unterschiedlichen Filterstufen berechnet. Hierzu werden die A-Matrizen der Filterschaltungen verwendet. Nach einem Vergleich des Eingangssignals mit der gewählten Minimal- und Maximalfrequenz, überprüft das Programm, ob die Filter grundsätzlich anwendbar sind. Zum einen ist es wichtig, dass das Filter die geforderte Dämpfung in dem gegebenen Frequenzband erfüllt und zum anderen wird überprüft, ob das Filter mit der gegebenen Filterstufe übereinstimmt. Falls diese beiden Bedingungen zutreffen, wird die jeweilige Kontrollvariable „Count“ auf den Wert 1 gesetzt und es wird für dieses Filter ein spezifischer Wert für das Gewicht und den Preis festgelegt. Wenn die vorher genannte Bedingung nicht zutrifft, wird die Kontrollvariable „Count“ auf den Wert 0 gesetzt, die spezifischen Kosten und das spezifische Gewicht des Filters werden auf den Wert 100 gesetzt.

Anschließend werden die Kosten und das Gewicht aller Filter der Größe nach sortiert, beginnend mit dem niedrigsten. Danach werden die fünf Filter mit dem geringsten Gewicht

und die fünf Filter mit dem kleinsten Preis ausgegeben. Filter, bei denen die Kontrollvariable „Count“ null ist, werden hierbei nicht berücksichtigt.

**3.1 Übersicht der verwendeten Filterschaltungen**

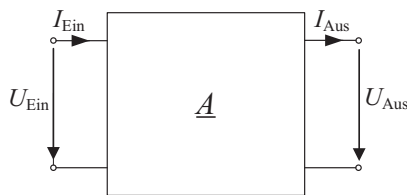
Für das MATLAB-Skript und die späteren praktischen Anwendungen ist es wichtig, unterschiedliche Filterschaltungen verwenden zu können. Der Vorteil an einer Vielzahl von Filtertopologien ist, dass diese an das bestehende Problem angepasst werden können und somit ein Filter mit optimalen Eigenschaften, in Bezug auf Größe, Bauvolumen, Gewicht und Preis ausgewählt werden kann.

In dem MATLAB-Programm sind die folgenden passiven Filterschaltungen bis zur fünften Ordnung implementiert: LC-, RC-, LRC-,  $\pi$ - und T-Filter.

**3.2 Beschreibung eines Vierpols mithilfe der A-Matrix**

Um die Frequenzkennlinie einer Filterschaltung zu beschreiben, ist es möglich diese mithilfe der Übertragungsfunktion zu bestimmen. Bei Filtern höherer Ordnung kann dieses Verfahren nicht mehr angewendet werden, da hierbei Abweichungen zur Realität auftreten.

Das A-Matrix-Verfahren ist eine weitere Möglichkeit, die Übertragungsfunktion zu ermitteln. Es beruht darauf, dass jeder Vierpol, der ein elektrisches System darstellt, durch eine Matrix beschrieben werden kann. In Bild 13 ist ein Vierpol mit seinen Anschlüssen, dem Ausgangs- und Eingangsstrom sowie der Ausgangs- und Eingangsspannung dargestellt.



**BILD 13:** Schematische Darstellung eines Vierpols [3].

Das System lässt sich über eine Matrixschreibweise darstellen, wobei die Matrix  $\underline{A}$  eine  $2 \times 2$  Matrix ist.

$$\begin{pmatrix} U_{Ein} \\ I_{Ein} \end{pmatrix} = \underline{A} \cdot \begin{pmatrix} U_{Aus} \\ I_{Aus} \end{pmatrix} \quad \rightarrow \quad \underline{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \quad (13)$$

Die einzelnen Komponenten der Matrix  $\underline{A}$  ergeben sich dann zu:

$$\begin{aligned} a_{11} &= \left. \frac{\partial U_{Ein}}{\partial U_{Aus}} \right|_{I_{Aus}=0} & a_{12} &= \left. \frac{\partial U_{Ein}}{\partial I_{Aus}} \right|_{U_{Aus}=0} \\ a_{21} &= \left. \frac{\partial I_{Ein}}{\partial U_{Aus}} \right|_{I_{Aus}=0} & a_{22} &= \left. \frac{\partial I_{Ein}}{\partial I_{Aus}} \right|_{U_{Aus}=0} \end{aligned} \quad (14)$$

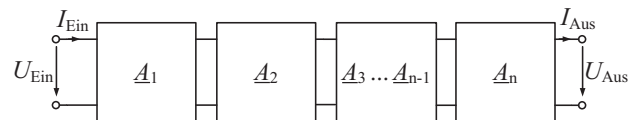
In Tabelle 1 sind die wichtigsten Vierpolanordnungen mit deren A-Matrix zu sehen.

Bei gegebener A-Matrix ist es nun möglich, das Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangsspannung zu ermitteln. Es ergibt sich aus dem Kehrwert des Matrixelements  $a_{11}$ .

**TABELLE 1:** Übersicht der wichtigsten Schaltbilder und deren A-Matrix

Schaltung	Schaltbild	A-Matrix
Längswiderstand		$\begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
Querwiderstand		$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_1} & 1 \end{pmatrix}$
$\Gamma$ -Vierpol I		$\begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \end{pmatrix}$
$\Gamma$ -Vierpol II		$\begin{pmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{pmatrix}$

Der Vorteil hierbei ist nun, dass bei einer Reihenschaltung von A-Matrizen, wie sie in Bild 14 zu sehen ist, die Möglichkeit besteht, die einzelnen Matrizen zu multiplizieren. Aus dem Produkt ergibt sich eine Gesamtmatrix. Aus dieser Gesamtmatrix  $\underline{A}_{Ges}$  ergibt sich wiederum das Verhältnis Eingangs- zu Ausgangsspannung aus dem Kehrwert des Matrixelements  $a_{11}$ .



**BILD 14:** Reihenschaltung von A-Matrizen [3].

$$\begin{pmatrix} U_{Ein} \\ I_{Ein} \end{pmatrix} = \underline{A}_1 \cdot \underline{A}_2 \cdot \underline{A}_3 \cdot \dots \cdot \underline{A}_{n-1} \cdot \underline{A}_n \cdot \begin{pmatrix} U_{Aus} \\ I_{Aus} \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{pmatrix} U_{Ein} \\ I_{Ein} \end{pmatrix} = \underline{A}_{Ges} \cdot \begin{pmatrix} U_{Aus} \\ I_{Aus} \end{pmatrix} \quad (16)$$

**3.3 Berechnung der einzelnen Filterbauelemente mittels der Particle Swarm Optimization**

Eine wichtige Aufgabe des Skriptes ist es, herauszufinden, ob ein Filter für gegebene Randbedingungen eingesetzt werden kann. Außerdem soll dieses passende Filter für die Randbedingungen ausgelegt werden. Für diese Aufgabe gibt es verschiedene Verfahren, mit denen es möglich ist in unterschiedlichen Zeiten das Problem zu lösen.

Als eine Möglichkeit um dieses Problem zu lösen, kann hier die Brute-Force-Methode genannt werden. Der Algorithmus probiert jede bzw. den Großteil aller möglichen Lösungen aus den Randbedingungen durch, bis eine Lösung gefunden wurde. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass hier eine eindeutige Lösung des Problems ermittelt wird. Der Nachteil ist allerdings, dass das Programm mit steigender Variablenanzahl bzw. mit sich vergrößerndem Lösungsraum schnell

sehr große Laufzeiten erfordert. Da bereits in diesem Fall das Programm sehr große Laufzeiten benötigt, ist dieses Lösungsverfahren für das MATLAB-Skript ungeeignet. Für die Lösung des vorher beschriebenen Problems existieren aber auch heuristische Lösungsverfahren, wie z.B. die Ant Colony Optimization oder auch Simulated Annealing, die zur näherungsweise Lösung eines kombinatorischen Optimierungsproblems führen.

Ein weiteres Lösungsverfahren aus dieser Gruppe ist Particle Swarm Optimization (PSO). Dieses Verfahren hat bereits auf dem Gebiet der Ingenieurwissenschaften gute Ergebnisse geliefert und kann für das hier vorliegende Problem angewendet werden [11]. Die Idee dahinter ist, dass einzelne Partikel von anderen lernen und das Verhalten anderer erfolgreich imitieren können und somit zur bestmöglichen Lösung kommen.

**Mathematische Beschreibung:** Grundsätzlich ist der  $i$ -te Partikel eines Schwarms definiert als:

- $\vec{x}_i$ : aktuelle Position des Partikels
- $\vec{v}_i$ : aktuelle Geschwindigkeit des Partikels
- $\vec{y}_i$ : beste gefundene Position des Partikels

Darüber hinaus wird eine bestimmte Fitnessfunktion  $f(\vec{x}_i)$  angenommen. Aus dieser Funktion erhält man den so genannten Fitnesswert, der besagt, wie weit die momentane Position vom Ziel entfernt ist. Aus dem Fitnesswert ergibt sich die nächste persönlich beste Position mit:

$$\vec{y}_i(t+1) = \begin{cases} \vec{y}_i(t) & \text{if } f(\vec{x}_i(t+1)) < f(\vec{y}_i(t)) \\ \vec{x}_i(t+1) & \text{if } f(\vec{x}_i(t+1)) \geq f(\vec{y}_i(t)) \end{cases} \quad (17)$$

Die nächste wichtige Größe bei der PSO ist der Schwarm. Dieser besteht aus  $s$  Partikeln. Der Schwarm hat ein kollektives Gedächtnis, welches sich die beste Position des Partikels mit dem höchsten Fitnesswert merkt. Genannt wird dieser Wert globale beste Position. Sie ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} \vec{y}_{gb}(t+1) &= \\ &= \begin{cases} \vec{y}_{gb}(t) & \text{if } f(\vec{y}_{0..s}(t+1)) < f(\vec{y}_{gb}(t)) \\ (\vec{y}_{0..s}(t+1))_{\max} & \text{if } f(\vec{y}_{0..s}(t+1)) \geq f(\vec{y}_{gb}(t)) \end{cases} \end{aligned}$$

Aus der persönlich besten Position eines jeden Partikels und der global besten Position ergibt sich die neue Geschwindigkeit eines Partikels zu:

$$\vec{v}_i(t+1) = w \cdot \vec{v}_i(t) + c_1 r_1(t) \cdot [\vec{y}_i(t) - \vec{x}_i(t)] + c_2 r_2(t) \cdot [\vec{y}_{gb}(t) - \vec{x}_i(t)] \quad (18)$$

Mit den Variablen:

$$0 \leq c_1, c_2, w \leq 2 \quad (19)$$

Die beiden Funktionen  $r_1(t)$  und  $r_2(t)$  erzeugen für jeden Partikel eine Zufallszahl, wobei diese Zufallszahl so beschränkt werden muss, dass der Lösungsraum nicht verlassen wird [11]. Nach der Ermittlung der neuen Geschwindigkeit eines jeden Partikels ergibt sich die neue, aktuelle Position des Partikels zu:

$$\vec{x}_i(t+1) = \vec{x}_i(t) + \vec{v}_i(t+1) \cdot \Delta t \quad (20)$$

Dieser Algorithmus wird so oft wiederholt, bis

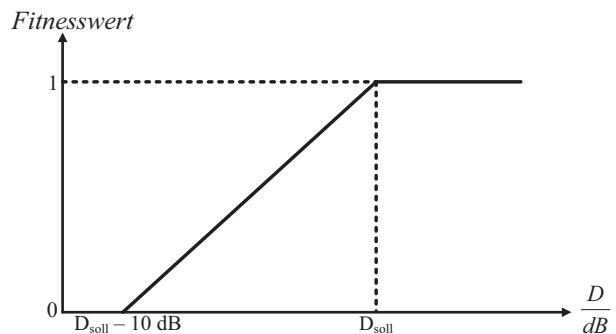
a) ein Partikel die optimale Position gefunden hat

b) sicher ist, dass die optimale Position für den Lösungsraum nicht existiert.

**PSO zur Filterauslegung:** Nachdem die mathematischen Grundlagen des PSO-Algorithmus erläutert wurden, soll dieser auf das Problem der Filterauslegung angewendet werden. Da ein passives Filter aus Induktivitäten, Kapazitäten und Widerständen besteht, können diese Bauteile als aktuelle Position eines Partikels angesehen werden. Dementsprechend ergibt sich die Geschwindigkeit des Partikels ebenfalls als ein Vektor, bestehend aus einer Änderung der Induktivität, Kapazität und des Widerstandes. Somit ist auch die beste Position des Partikels ein Vektor, der aus einer Induktivität, einer Kapazität und einem Widerstand besteht.

$$\vec{x}_i = \begin{pmatrix} L_i(t) \\ C_i(t) \\ R_i(t) \end{pmatrix}, \quad \vec{v}_i = \begin{pmatrix} \Delta L_i(t) \\ \Delta C_i(t) \\ \Delta R_i(t) \end{pmatrix}, \quad \vec{y}_i = \begin{pmatrix} L_i(t) \\ C_i(t) \\ R_i(t) \end{pmatrix} \quad (21)$$

Nach Beginn des Algorithmus wird für jeden Partikel eine zufällige Position und Geschwindigkeit im Lösungsraum bestimmt. Aus diesen Zufallsfiltern wird mithilfe des A-Matrixverfahrens, welches in Abschnitt 3.2 erläutert wurde, die jeweilige Dämpfung des Filters ermittelt. Mit dieser Dämpfung wird der entsprechende Fitnesswert des Filters bestimmt. In Bild 15 ist die Fitnessfunktion zu sehen. Dargestellt ist der Fitnesswert in Abhängigkeit von der Dämpfung  $D$  des Filters in  $dB$ . Der Fitnesswert ist 0, wenn die Dämpfung kleiner ist als der Dämpfungssollwert  $-10 \text{ dB}$ . Ab diesem Punkt beginnt der Fitnesswert linear zu steigen. Wenn das Filter die geforderte Dämpfung  $D_{\text{soll}}$  erreicht, wird der Fitnesswert 1.



**BILD 15:** Fitnessfunktion zur Filterauslegung [3]

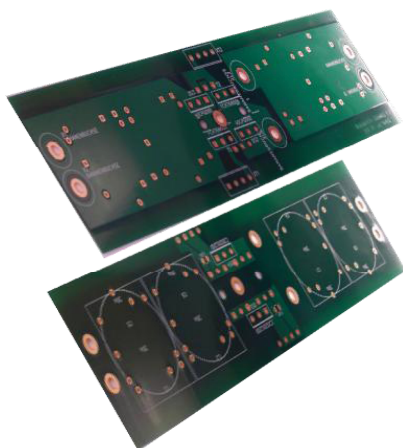
Durch den Fitnesswert ergibt sich anschließend wie beschrieben die beste Position eines Partikels und die global beste Position  $\vec{y}_{gb}$ . Aus diesen Werten wird die neue Geschwindigkeit des Partikels ermittelt. Dieser Vorgang wiederholt sich bis zur optimalen Lösung - hier die optimale Dämpfung des Filters.

#### 4 Hardwareaufbau

Für den praktischen Versuchsaufbau und zur Verifizierung der vorgestellten Konzepte (vgl. Abschnitt 2 und 3) wird im Folgenden die Realisierung der leistungselektronischen Schaltung und des gesamten Versuchstands (Hardware-in-the-loop-System, Brennstoffzellennachbildung, Last) näher vorgestellt. Anschließend sollen die daraus gewonnenen Ergebnisse mit den Annahmen und Simulationen der vorangegangenen Abschnitte gegenübergestellt und verglichen werden.

### 4.1 Leistungselektronik

Die im Vorfeld gewonnenen Erkenntnisse hinsichtlich Topologie, Bauteilwahl und der Festlegung der äußeren Randbedingungen, immer in Bezug zur gewichts-optimalen Auslegung eines DC/DC-Wandlersystems mit bestmöglicher EMV-Berücksichtigung, sollen jetzt an einem Prototypen verifiziert werden. Dazu wurde ein 2-kW-System als Halbbrücke ausgelegt, entworfen, aufgebaut und auf seine Funktionsfähigkeit getestet - vgl. Bild 16. Eine der wichtigsten Messungen für unsere Anwendungen ist die Bestimmung der Kommutierungsinduktivität  $L_K$ . Diese parasitäre Induktivität setzt sich aus den Bauelementen (Diode, Kapazität, MOSFET), deren Zuleitungen und der Platine selbst zusammen und soll nach Möglichkeit sowohl aus Sicht der Leistungselektronik (Schnelligkeit, Verluste) als auch aus Sicht der EMV (parasitäre Schwingungen) minimiert werden. Demzufolge kann durch die Messung der Spannung am Eingang der Schaltung  $U_C$ , der Drain-Source-Spannung am MOSFET  $U_{DS}$ , der Spannung über einem zusätzlich installierten Messshunt  $U_{Shunt}$  und des Drainstromes  $I_D$  die parasitäre Platinen-Induktivität  $L_{PCB}$  bei steigender oder fallender Stromflanke bestimmt werden. Die parasitäre Gehäuseinduktivität  $L_{MOSFET}$  lässt sich durch Messung der Durchlassspannung des MOSFETs während des Einschaltimpulses und mit Kenntnis von  $R_{DS(on)}$  bestimmen. Für die Serieninduktivität des Eingangskondensators wurde der Impedanzverlauf aufgenommen und mithilfe der Resonanzfrequenz ein Wert von  $L_C \approx 10 \text{ nH}$  errechnet. Zusammengefasst ist dies in Gleichung 22 dargestellt.



**BILD 16:** Prototypenlayout zur Verifizierung des Interleaved-Betriebs.

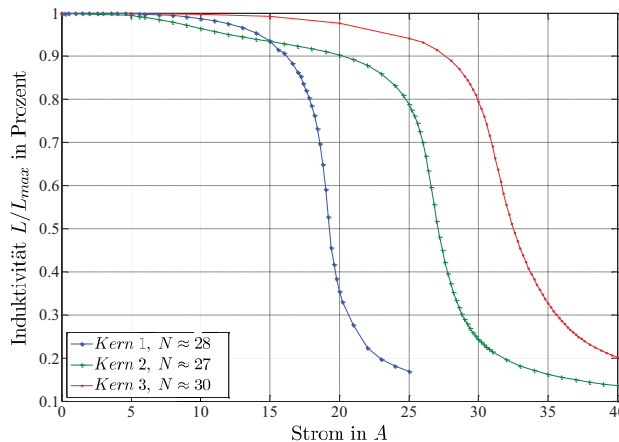
$$L_{PCB} = \frac{|U_C - U_{DS}| - U_{Shunt}}{\Delta U_{Shunt} / R_{Shunt}} \cdot \Delta t$$

$$L_{MOSFET} = \frac{U_{DS} - R_{DS(on)} \cdot I_D}{\Delta I_D} \cdot \Delta t \tag{22}$$

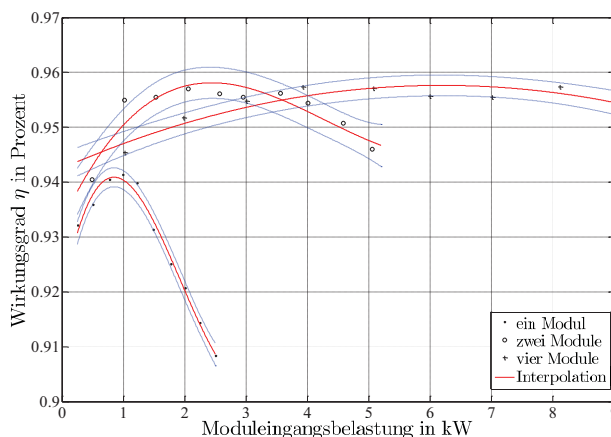
$$L_{gesamt} = 2 \cdot L_{MOSFET} + L_{PCB} + L_C \approx 36 \text{ nH}$$

Mit diesem Wissen und mit den Ergebnissen aus den Simulationen wurden anschließend mehrere dieser Systeme parallel geschaltet, in ein 19"-Racksystem integriert und vermessen. Die zeitversetzte Ansteuerung erfolgte über ein FPGA-Board und speziellen Treiberkarten. Besonderes Augenmerk beim Gesamtsystemaufbau wurde dabei auf das Kühlkonzept und die bestmögliche Integration und Auslegung der Speicherdrossel gelegt. Ein Kriterium ist dabei, dass der verwendete Kern zusammen mit der Bewicklung in

allen Szenarien nicht in die Sättigung gerät, aber möglichst kompakt und leicht aufzubauen ist. Eine Messreihe für verschiedene Kerne ist in Bild 17 dargestellt und soll in weiterführenden Arbeiten noch näher für andere Kerngeometrien und -materialien untersucht werden.



**BILD 17:** Sättigungsinduktion verschiedener Kerne, normiert auf  $L_{max}$  [17].



**BILD 18:** Steigerung des Wirkungsgrads durch Zuschalten zusätzlicher Stufen [17].

Bei dem direkten Vergleich der aufgenommenen Messkurven aus Bild 18 wird ersichtlich, worin der Vorteil des Parallelmodus liegt. Es wird deutlich, dass sich die Wirkungsgradkurve immer weiter verschiebt und zu einer deutlichen Verbesserung führt. Es ist außerdem die Tendenz erkennbar, dass bei einer geringeren Belastung (Teillastbetrieb) vieler Module der Wirkungsgrad sinkt. Daraus kann abgeleitet werden, dass bei einer späteren Ausgestaltung einer Topologie mit weiteren parallel-verschalteten Modulen, berücksichtigt werden muss, in welchem Arbeitspunkt, wie viele Module tatsächlich zugeschaltet sein müssen.

### 4.2 Brennstoffzelle

Wie in Abschnitt 2.3 näher beschrieben, ist die Brennstoffzellenausgangsspannung last-abhängig und sinkt mit steigender Leistungsabnahme am Ausgang. Für die messtechnische Überprüfung der Leistungselektronik bei diesen dynamischen Lastvorgängen, wurde im Rahmen dieses Projekts eine Brennstoffzellennachbildung mithilfe einer elektronischen Quelle und einer darauf abgestimmten Ansteuerung durch MATLAB/Simulink realisiert. Für die Auslegung als Hardware-in-the-loop-System wurde ein Steuerungssystem



mit entsprechenden Ein- und Ausgangsmodulen verwendet - vgl. Bild 19. Die Kommunikation geschieht dabei durch vorgefertigte Bibliotheken in MATLAB/Simulink, sodass die Steuerung als auch die messtechnische Erfassung und Vorgabe der Soll- und Ist-Werte für Strom und Spannung über ein MATLAB/Simulink-Modell erfolgen kann (Bild 19).

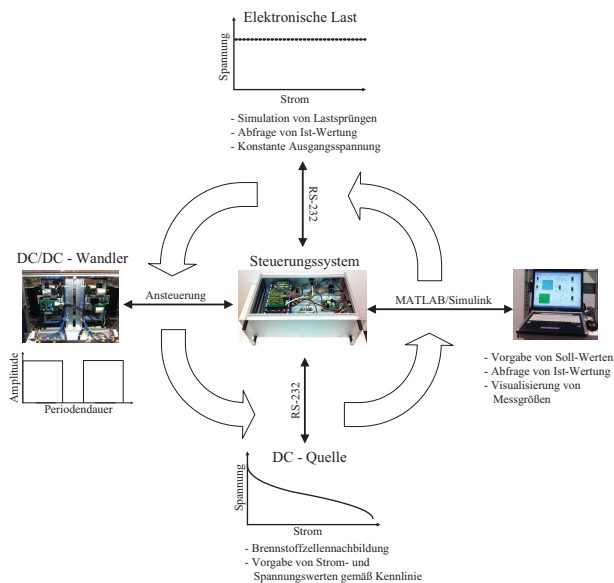


BILD 19: Hardware-in-the-loop-System.

### 4.3 EMV-Filter

Für das in Abschnitt 3 vorgestellte Konzept zur Auslegung einer Filterschaltung mithilfe von MATLAB wurden einige vielversprechende Filterschaltungen aufgebaut und vermessen - vgl. Bild 20. Die Ergebnisse zeigten eine gute Übereinstimmung mit denen aus der Simulation, wobei die parasitären Eigenschaften der aufgebauten Filter für den höheren Frequenzbereich dominieren und die Vergleichbarkeit an dieser Stelle nicht mehr gewährleistet ist.

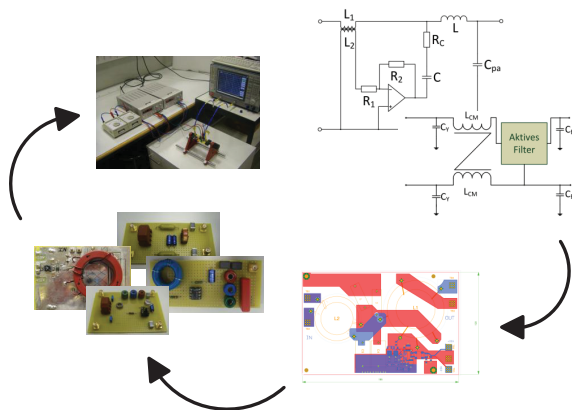


BILD 20: Aufbau und Vermessung einzelner Filterschaltungen.

## 5 Zusammenfassung

Die steigenden Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) zukünftiger Verkehrsflugzeuge werden zunehmend zu einem Technologie-Treiber für neuartige Flugzeugsystemkonzepte sowie deren Umsetzung. Der vielversprechende Ansatz einer möglichen Integration von Brennstoffzellen in zukünftige Flugzeugsystemarchitekturen

bietet dabei viele Vorteile. Diese Ansätze sind unter dem Begriff More-Electric-Aircraft (MEA) Konzept zusammengefasst. Jedoch erhöht diese Elektrifizierung der Bordsysteme das Störpotential der Komponenten untereinander. Um die ordnungsgemäße Funktion der Systeme zu gewährleisten, ist die Einhaltung von standardisierten EMV-Luffahrtnormen unumgänglich. Dies kann zum Beispiel durch den Einsatz von EMV-Filtern erreicht werden. Entwicklungsbegleitend können jedoch schon im Voraus einzelne Geräte bis hin zu gesamten Systemen in gewissen Grenzen simuliert und erste Abschätzungen hinsichtlich des Störpotentials getroffen werden. Innerhalb dieser Arbeit wurden zunächst theoretische Ansätze und Konzepte gezeigt, wie sich das mögliche Störpotential berechnen und verringern lässt. Vorteilhaft ist dabei, dass das Gewicht und Volumen der später verwendeten Komponenten verringert werden kann. Diese Konzepte wurden in Simulationsmodelle integriert und die jeweiligen Vorteile aufgezeigt. Da sich mögliche Störungen nur verringern und nie ganz vermeiden lassen, wurde anschließend ein MATLAB-Modell vorgestellt. Mit diesem lassen sich durch vorher festgelegte Randbedingungen Filterbauelemente automatisch dimensionieren und auf Gewicht und Volumen optimieren. Um diese Simulationsergebnisse und Konzepte verifizieren zu können, wurde ein Hardware-in-the-loop-System aufgebaut und innerhalb dieser Arbeit detailliert beschrieben. Deutlich sichtbar wurden dabei die Vorteile des Interleaved-Betriebs herausgestellt und ebenso die der verwendeten Filterschaltungen. Durch weiterführende Arbeiten soll dieses System in Richtung Luftfahrttauglichkeit weiterentwickelt werden, so dass in den nächsten Schritten eine Wasserkühlung mit einem Redesign der Platine integriert werden soll. Anschließend sollen gewisse Worst-Case-Szenarien der Brennstoffzelle als auch des Flugzeugnetzes simuliert und die Auswirkungen auf die verbaute Leistungselektronik protokolliert werden.

### 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] MCLOUGHLIN, A., „More Electric - Ready for take off“, *13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona 2009*
- [3] REHFELD, M., „EMC-Studies for optimal Filter Design in Aircraft and Automotive Applications“, *Masterarbeit, Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, 2012*
- [4] MIWA, A., OTTEN, D. UND SCHLECHT, M., „High efficiency power factor correction using interleaving techniques“, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 1992, pp. 557-568*
- [5] SHIN, H., JANG, E., PARK, J., LEE, H. UND LIPO, T., „Generalised steady-state analysis of multiple interleaved boost converter with coupled inductors“, *IEEE Pro-*

- ceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no. 3, pp. 584-594, Mai 2005*
- [6] JANTHARAMIN, N., ZHANG, L., „Analysis of Multiphase Interleaved Converter by Using State-Space Averaging Technique“, *ECTI-CON 2009, Pattaya/Thailand*
- [7] LINEAR TECHNOLOGY, CHEN, W., „High Efficiency, High Density, PolyPhase Converters for High Current Applications“, *Application Note 77, September 1999*
- [8] ZUMEL, P., GARCIA, O., COBOS, J. A. UND UCEDA, J., „EMI Reduction by Interleaving of Power Converters“, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim/USA 2004*
- [9] MIDDLEBROOK, R., CUK, S., „A general unified approach to modelling switching-converter power stages“, *IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 18-34, 1976*
- [10] SENJYU, T., VEERACHARY, M. UND UEZATO, K., „Steady-state analysis of PV supplied separately excited DC motor fed from IDB converter“, *Solar Energy Materials and Solar Cells, vol. 71, no. 4, pp. 493-510, März 2002*
- [11] BRODERSEN, O., „Particle Swarm Optimization in der stochastischen Lagerhaltung“, *Workshop der Arbeitsgruppen „Entscheidungstheorie und -praxis“ und „Fuzzy-Systeme, Neuronale Netze und Künstliche Intelligenz“ der Gesellschaft für Operations Research e.V. (GOR), Kaiserslautern, März 2006*
- [12] HAUBROCK, J., „Parametrierung elektrischer Äquivalentschaltbilder von PEM Brennstoffzellen“, *Dissertation, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2007*
- [13] GARCIA, O., „DC/DC-Wandler für die Leistungsverteilung in einem Elektrofahrzeug mit Brennstoffzellen und Superkondensatoren“, *Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 2002*
- [14] ANDREA, E., MANANA, M., ORTIZ, A., RENEDO, C., EGUILUZ, L.I., PEREZ, S. UND DELGADO, F., „A simplified electrical model of a small PEM fuel cell“, *International Conference on Renewable Energies and Power Quality, Mallorca 2006*
- [15] KÄBISCH, M., „Modellierung des dynamischen Verhaltens einer PEM-Brennstoffzelle unter Beachtung der Doppelschichtkapazität“, *Diplomarbeit, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2006*
- [16] BOROWSKI, A., „Elektrisches Ersatzschaltbild für Polymerelektrolytmembran-Brennstoffzellen“, *Bachelorarbeit, Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, 2011*
- [17] WAGNER, R., „Aufbau eines Laborprüfstands zur Verifizierung des Interleaved-Betriebs bei Hoch- und Tiefsetzstellern basierend auf einer niederinduktiven Platine“, *Studienarbeit, Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, 2012*