

Vergleich zwischen parallelen und pseudo-kaskadierten adaptiven Kerbfilterarchitekturen zur breitbandigen aktiven Unterdrückung elektromagnetischer Störungen

M.Sc. Tobias Dörlemann, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund, Deutschland
B.Sc. Jens Aigner, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund, Deutschland
Dr.-Ing. Andreas Bendicks, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund, Deutschland
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund, Deutschland

1 Einleitung und Motivation

In modernen leistungselektronischen Systemen zur effizienten Energiewandlung und -verteilung werden zunehmend hochfrequent schaltende Leistungshalbleiter eingesetzt. Zur Reduktion von Schaltverlusten werden die Anstiegs- und Abfallzeiten der Schaltflanken minimiert. Aufgrund dieser kurzen Schaltzeiten in Kombination mit höheren Schaltfrequenzen entstehen auch höhere elektromagnetische Emissionen, sowohl leitungsgebunden als auch gestrahlt, die andere elektronische Systeme unerwünscht in ihrer Funktion beeinträchtigen können.

Um derartige Störemissionen zu reduzieren, werden zumeist passive Filterschaltungen eingesetzt. Diese sind jedoch aufgrund ihres hohen Gewichts und Bauraumbedarfs zunehmend schwerer zu integrieren. Aktive Gegenstörkonzepte (siehe z.B. [1, 2, 3]), welche auf dem Einsatz von elektronischen Schaltungen zur Störauslöschung beruhen, können helfen, den passiven Filteraufwand zu reduzieren und damit kleinere und leichtere Gesamtsysteme ermöglichen.

Adaptive Kerbfilter, also schmalbandige Bandsperrfilter, implementiert in einem **Field Programmable Gate Array (FPGA)** in Verbindung mit A/D- und D/A-Wandlern, haben sich als vielversprechend zur aktiven Unterdrückung einzelner unerwünschter Harmonischer erwiesen (z.B. [4, 5, 6, 7]). Durch die Auslegung eines adaptiven Kerbfilters für eine unerwünschte Harmonische, also durch die Synthese, Adaption und Injektion einer entsprechenden Gegenstörung durch das Kerbfilter, konnten beispielsweise in [4] Störreduktionen einzelner Harmonischer von über 60 dB erzielt werden. Durch eine hohe Adaptionsgeschwindigkeit ergibt sich eine gewisse Bandbreite, wodurch Frequenzvariationen kompensiert und nicht mehr nur einzelne Schaltheinharmonische unterdrückt werden können, sondern – in einem gewissen Maße – auch z.B. Seitenbandharmonische. Zum Beispiel befinden sich bei Sinus-pulsweitenmodulierten (SPWM) Ansteuerungssignalen in direkter Nähe der Schaltheinharmonischen weitere Seitenbandharmonische (siehe z.B. [8]). Dadurch eignen sich adaptive Kerbfilterimplementierungen auch zur Reduktion typischer elektromagnetischer Emissionen schnellschaltender Wechselrichtersysteme [5, 6].

Der zu unterdrückende Frequenzbereich kann durch die Wahl der Regelparameter in bestimmten Grenzen beeinflusst werden. Eine breitbandige Filterung erfordert aber mehrere unabhängige adaptive Kerbfilter, die für verschiedene Frequenzen ausgelegt sind. Bei mehreren adaptiven Kerbfiltern gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, diese miteinander zu verschalten. Die Art der Anordnung entscheidet über die Störunterdrückungscharakteristik: Neben der naheliegenden, parallelen Anordnung mehrerer adaptiver Kerbfilter zur breitbandigen Unterdrückung unerwünschter Frequenzen wird in diesem Beitrag auch ein weiterer, aus der Akustik bekannter Ansatz zur (pseudo-) kaskadierten Anordnung [9, 10, 11] mehrerer Filter vorgestellt und diskutiert. Dieser Ansatz verspricht eine relativ breitbandige Störunterdrückungscharakteristik, die im Falle von SPWM-Störspektren notwendig ist und die Reduktion von Schaltheinharmonischen samt benachbarten Seitenbandharmonischen verspricht.

2 Adaptiver Kerbfilter-Algorithmus

In Bild 1 ist der Algorithmus eines einzelnen zeitdiskreten, adaptiven Kerbfilters grafisch in Anlehnung an [9, 10] dargestellt: Das Kerbfilter misst an seinem Eingang ein zeitdiskretes Reststörsignal $e(n)$ und gibt an seinem Ausgang ein zeitdiskretes Gegenstörsignal $y(n)$ aus.

Dieses Gegenstörnsignal wird schließlich - innerhalb eines in dieser Darstellung idealisierten Aufbaus - mit einem Störnsignal überlagert, sodass sich die resultierende Reststörung $e(n)$ gegenüber der Störung $d(n)$ verringert. Zur Synthese des Gegenstörnsignals werden innerhalb des zeitdiskreten adaptiven Kerbfilters ein Sinus- und ein Kosinussignal der Frequenz f_0 und der Amplitude A erzeugt. Diese beiden Signale $x_0(n)$ und $x_1(n)$ werden jeweils mit einem Filtergewicht $w_0(n)$ bzw. $w_1(n)$ multipliziert und die Produkte anschließend überlagert. Hierbei stellt die Variable n den aktuellen Zeitindex dar und steht somit für ein ganzzahliges Vielfaches der Samplezeit T_s . Durch Adaption der ebenfalls zeitabhängigen Filtergewichte $w_0(n)$ bzw. $w_1(n)$ kann das Gegenstörnsignal nicht nur in Betrag und Phase angepasst werden, auch die Kompensation von kleineren Frequenzabweichungen zwischen dem Reststörnsignal und der Mittenfrequenz f_0 des Kerbfilters ist im Falle einer schnellen Adaption der Filtergewichte möglich. Die Adaption der Filtergewichte für den jeweils nächsten Zeitschritt erfolgt mithilfe des (**Filtered-x**) **Least Mean Square** (FxLMS) Algorithmus, wie beispielsweise in [9, 10] vorgeschlagen. Hierbei stellt die Variable μ die gewählte Schrittweite dar. Diese Schrittweite μ bestimmt die Adaptiongeschwindigkeit des Algorithmus und nimmt damit auch Einfluss auf die Bandbreite der Filterkerbe um die Mittenfrequenz f_0 .

In realen Aufbauten befindet sich zwischen der Synthese der Gegenstörung und der Messung der resultierenden Reststörung stets ein Übertragungspfad, bestehend aus Zeit- und Phasenverzögerungen sowie Dämpfungen bzw. Verstärkungen. In Bild 1 wird dieser örtlich verteilte Übertragungspfad mithilfe der z-Übertragungsfunktion $S(z)$ modelliert und wird in den meisten Literaturquellen aus der Akustik und digitalen Signalverarbeitung als *Secondary Path* (z.B. [9, 10]) oder *Cancellation Path* (z.B. [11]) bezeichnet.

Dieser Übertragungspfad unterscheidet das ideale Verhalten des adaptiven Kerbfilters ($S(z) = 1$) vom realen Verhalten ($S(z) \neq 1$) und beeinflusst damit das Konvergenz- sowie Stabilitätsverhalten des adaptiven Kerbfilters: Um die Stabilität der Implementierung sicherzustellen, muss der Übertragungspfad innerhalb des Kerbfilteralgorithmus möglichst präzise bestimmt werden. Der FxLMS-Algorithmus sieht für die Adaption der beiden Filtergewichte $w_0(n)$ bzw. $w_1(n)$ die Berücksichtigung einer Filterung der Referenzsignale $x_0(n)$ und $x_1(n)$ mit einer geschätzten – eine genaue Messung ist oft nicht möglich – Übertragungsfunktion des Secondary Paths $\hat{S}(z)$ vor, wie in Bild 1 dargestellt.

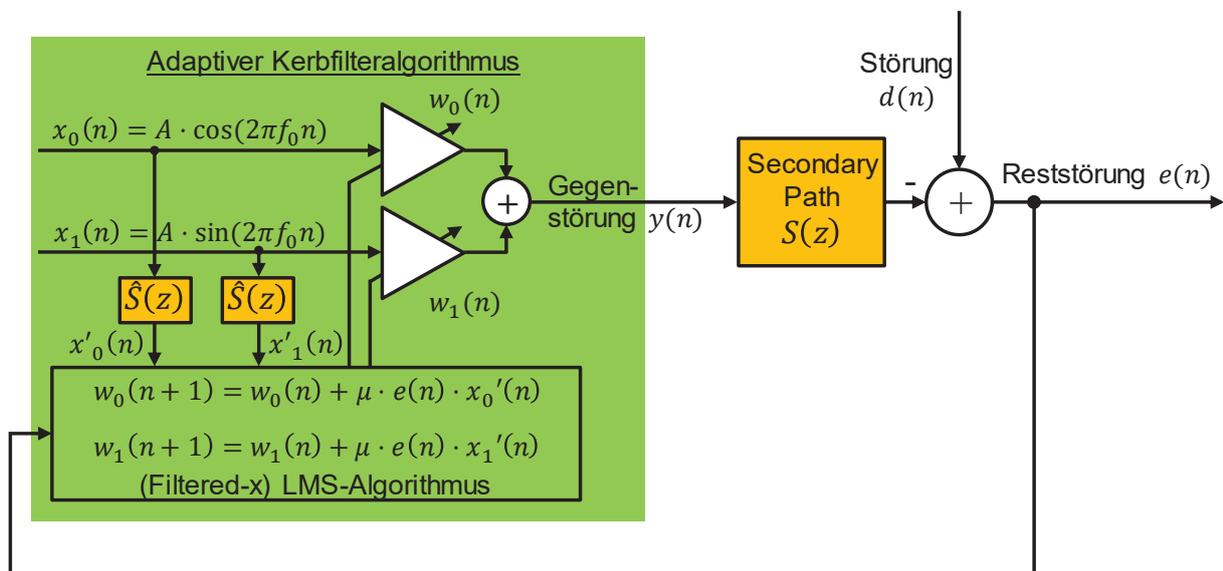


Bild 1: Blockschaubild eines adaptiven FxLMS-Kerbfilters mit der Mittenfrequenz f_0 .

Die Phase der Übertragungsfunktion des Secondary Paths kann für eine feste Frequenz eines Kerbfilters auch als zeitliche Verzögerung dargestellt werden. Diese Form der Implementierung wird in der Literatur meist als **Delayed Least Mean Square** (DLMS) Algorithmus bezeichnet (z.B. [9, 10]) und stellt eine vereinfachte Form des FxLMS-Algorithmus dar. FPGA-basierte adaptive

Kerbfilerimplementierungen basierend auf dem DLMS-Algorithmus konnten (bspw. in [4, 5, 6]) erfolgreich auf EMV-Problemstellungen leistungselektronischer Systeme angewendet werden. Die Qualität der Schätzung des Secondary Paths im FxLMS-Algorithmus entscheidet nicht nur über die (notwendige) Stabilität der adaptiven Kerbfilerimplementierung, sondern auch über die Qualität der Störunterdrückung (siehe z.B. [7, 12]). Wie in [7] gezeigt, kann eine ungünstige Schätzung des Secondary Paths im FxLMS-Algorithmus zu einer Verstärkung einzelner Frequenzkomponenten des Störspektrums führen. Entsprechend ist in [7] ein einfaches Konzept zur Identifikation des Secondary Paths beschrieben, welches auch in den nachfolgenden Untersuchungen zur präzisen Schätzung des Secondary Paths innerhalb des FxLMS-Algorithmus genutzt wird.

3 Übertragungsfunktionsdarstellung des idealen adaptiven Kerbfileralgorithmus

Für ein ideales adaptives Kerbfiler (ohne von Eins verschiedenem Secondary Path und ohne Schätzfehler: $\hat{S}(z) = S(z) = 1$), wird in [13, 14] eine lineare zeitinvariante Systembeschreibung als z-Übertragungsfunktion hergeleitet, welche in [6] für eine geeignete Parametrierung eines adaptiven Kerbfilters zur aktiven Störreduktion einer SPWM-Schaltheinheitsfunktion inklusive des umgebenden Seitenbandes genutzt wird. Diese Übertragungsfunktion $G(z)$ beschreibt den analytischen Zusammenhang zwischen der gemessenen Reststörung und der vom adaptiven Kerbfiler erzeugten Gegenstörung (jeweils im z-Bereich) und ist in (1) dargestellt. Hierbei entspricht f_0 der Mittenfrequenz der Filterkerbe, μ der Schrittweite des Algorithmus und T_s der Abtastzeit.

$$G(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} \approx \frac{\mu A^2 \cdot (z \cdot \cos(2\pi f_0 T_s) - 1)}{z^2 - 2z \cdot \cos(2\pi f_0 T_s) + 1} \quad (1)$$

Mithilfe dieser Übertragungsfunktion lässt sich das Blockschaltbild eines idealen adaptiven Kerbfilters ($\hat{S}(z) = S(z) = 1$) in Bild 1 zur Darstellung in Bild 2 vereinfachen. Mithilfe dieser Darstellung kann eine Übertragungsfunktion $H(z)$ für die Beziehung zwischen der ursprünglichen Störung $d(n)$ (im z-Bereich: $D(z)$) und der resultierenden Reststörung $e(n)$ (im z-Bereich: $E(z)$) bestimmt werden [13, 14]. Diese ist in Gleichung (2) gegeben.

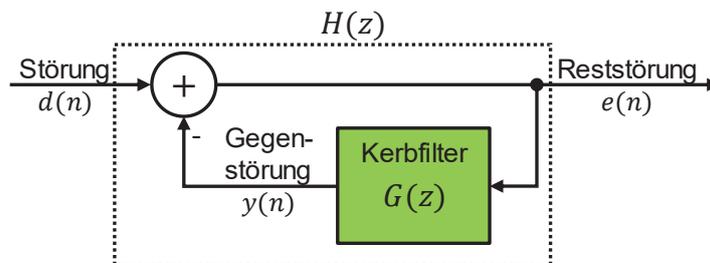


Bild 2: Blockdiagramm und Übertragungsfunktionsdarstellung eines idealen adaptiven Kerbfilters.

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1}{1 + G(z)} \approx \frac{z^2 - 2z \cdot \cos(2\pi f_0 T_s) + 1}{z^2 - (2 - \mu A^2)z \cdot \cos(2\pi f_0 T_s) + 1 - \mu A^2} \quad (2)$$

Der frequenzabhängige Betragsgang $|H(f)|$ der Übertragungsfunktion $H(z)$ beschreibt die frequenzabhängige Störunterdrückung eines idealen adaptiven Kerbfilters ($S(z) = 1$) und ermöglicht damit die nachfolgende Untersuchung idealer paralleler und kaskadierter adaptiver Kerbfilerstrukturen hinsichtlich ihrer Störunterdrückungscharakteristik. Die Untersuchung der idealen Störunterdrückungscharakteristik dient der Motivation für die in Kapitel 5 beschriebene und in Kapitel 6 untersuchte Pseudo-Kaskadenstruktur.

4 Ideales Verhalten paralleler und kaskadierter adaptiver Kerbfilter

Um mehrere unerwünschte Frequenzkomponenten eines Störspektrums mithilfe von adaptiven Kerbfiltern zu reduzieren, liegt die parallele Implementierung mehrerer adaptiver Kerbfilter nahe. Diese ist in Bild 3 a) (links) für zwei ideale parallele adaptive Kerbfilter dargestellt. Hierbei messen alle parallelen Kerbfilter das gleiche Reststörersignal, während die einzelnen Gegenstörersignale an den jeweiligen Ausgängen der Kerbfilter überlagert werden und so die eigentliche Gegenstörung bilden. Da hier zunächst das ideale Verhalten ($\hat{S}(z) = S(z) = 1$) betrachtet wird, berücksichtigen die Darstellungen in Bild 3 keine Übertragungsfunktion $S(z)$ des Secondary Paths. Für die Gesamtübertragungsfunktion $H_{\text{parallel}}(z)$ der idealen parallelen Anordnung ergibt sich so der in Gleichung (3) dargestellte Ausdruck.

$$H_{\text{parallel}}(z) = \frac{1}{1 + (G_1(z) + G_2(z))} \quad (3)$$

Neben der parallelen Anordnung liegt auch die kaskadierte Anordnung [9, 10, 11] der beiden idealen Kerbfilter nahe: Hierbei werden die einzelnen geschlossenen Übertragungsfunktionen $H_1(z)$ und $H_2(z)$ kaskadiert, wie in Bild 3 b) (rechts) dargestellt. Für die Gesamtübertragungsfunktion $H_{\text{kaskadiert}}(z)$ der idealen Kaskade zweier adaptiver Kerbfilter ergibt sich der in Gleichung (4) dargestellte Ausdruck.

$$H_{\text{kaskadiert}}(z) = H_1(z) \cdot H_2(z) = \frac{1}{1 + G_1(z)} \cdot \frac{1}{1 + G_2(z)} \quad (4)$$

Die Gesamtübertragungsfunktionen in den Gleichungen (3) und (4), sowie die Darstellungen in Bild 3 lassen sich theoretisch auf beliebig viele parallelisierte bzw. kaskadierte adaptive Kerbfilter erweitern. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden an dieser Stelle nur zwei parallele bzw. zwei kaskadierte Kerbfilter dargestellt.

Wie in Bild 3 erkennbar, unterscheidet sich die ideale parallele Kerbfilteranordnung von der idealen Kaskadenanordnung dadurch, dass innerhalb der parallelen Anordnung beide Kerbfilter das gleiche Reststörersignal $e(n)$ auswerten und damit ihr jeweiliges Ausgangssignal zur Kompensation von $e(n)$ adaptieren. Im Gegensatz dazu wertet Kerbfilter 2 innerhalb der Kaskadenanordnung in Bild 3b) ein Reststörersignal aus, das sich aus der Überlagerung der ursprünglichen Störung mit der Gegenstörung des ersten Kerbfilters ergibt. Das Störersignal am Eingang des zweiten, kaskadierten Kerbfilters ist also bereits um die Wirkung des ersten Kerbfilters auf das ursprüngliche Störsignal bereinigt. Das zweite, kaskadierte Kerbfilter passt nun seine Gegenstörung derart an, dass die verbliebene (Rest-) Störung an seinem Ausgang minimiert wird.

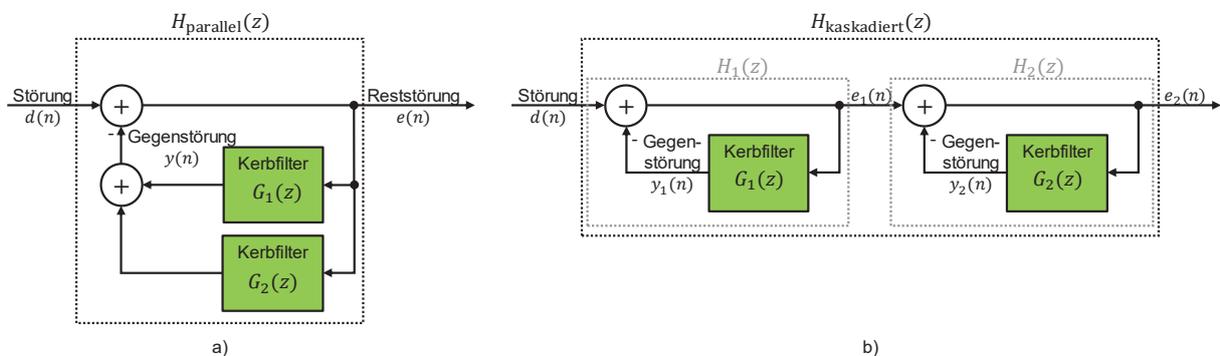


Bild 3: a) Zwei ideale parallele adaptive Kerbfilter, b) zwei ideale kaskadierte adaptive Kerbfilter.

Während im Falle der parallelen Kerbfilteranordnung alle Kerbfilter ihre Filtergewichte bezüglich des gleichen Reststörersignals adaptieren und sich so gegebenenfalls gegenseitig beeinflussen, wird im Falle der idealen Kaskadenanordnung eine Priorisierung vorgenommen: Zunächst wird

die Gegenstörung des ersten Kerbfilters optimiert, um die (Rest-) Störung zu minimieren. Anschließend wird die Gegenstörung des nächsten, kaskadierten Kerbfilters adaptiert, um die verbliebene Reststörung zu minimieren. Durch diese kaskadierte Anordnung ist gerade zwischen den Filterkerben der einzelnen adaptiven Kerbfilter eine höhere Störunterdrückung erzielbar als im Falle der parallelen Implementierung. In Bild 4 sind die Betragsgänge der Übertragungsfunktionen zweier paralleler und zweier kaskadierter adaptiver Kerbfilter dargestellt (ideales Verhalten, keine Berücksichtigung eines Secondary Paths). Im Vergleich der beiden Betragsgänge wird deutlich, dass die ideale Störunterdrückungscharakteristik der kaskadierten Kerbfilter gerade zwischen den beiden Filterkerben mit -9 dB deutlich günstiger ist als im Falle der parallelen Kerbfilteranordnung.

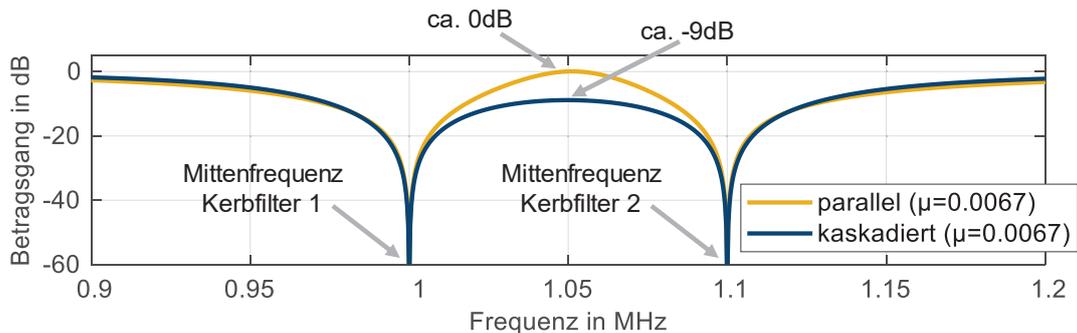


Bild 4: Betragsgänge der geschlossenen Übertragungsfunktionen zweier paralleler bzw. kaskadierter Kerbfilter (ideales Verhalten ohne Berücksichtigung eines Secondary Paths, Kerbfilter-Mittenfrequenzen bei 1 MHz und 1,1 MHz).

5 Implementierbarkeit paralleler, kaskadierter bzw. pseudo-kaskadierter Kerbfilter

Während im Rahmen der bisherigen Betrachtungen ein ideales Verhalten der adaptiven Kerbfilteralgorithmen angenommen wurde und der Einfluss eines Secondary Paths daher unberücksichtigt blieb, soll nun im Hinblick auf eine Implementierung und Anwendung an einem einfachen Testaufbau das Konzept der pseudo-kaskadierten Kerbfilter aus [11, 9, 10] vorgestellt und erläutert werden.

Wie bereits weiter oben beschrieben und in Bild 1 dargestellt, muss im Falle der Implementierung adaptiver Kerbfilteralgorithmen und Anwendung innerhalb realer Aufbauten stets ein Secondary Path $S(z)$, bestehend aus Dämpfungen/ Verstärkungen, Verzögerungen und/ oder Phasendrehungen, berücksichtigt werden. Verzögerungen entstehen beispielsweise innerhalb der FPGA-Logik, dem D/A-Wandler, der Injektorschaltung – mithilfe derer die berechnete und nun analoggewandelte Gegenstörung in den Aufbau eingepreßt wird – oder der Sensorschaltung, mit der die resultierende Reststörung gemessen und nach A/D-Wandlung dem Algorithmus übergeben wird.

Die einzelnen Gegenstörungen mehrerer paralleler Kerbfilter werden, wie in Bild 5 a) dargestellt, zunächst innerhalb des Gesamtalgorithmus addiert, bevor sie als Gesamt-Gegenstörsignal den Secondary Path durchlaufen. Die zuvor lediglich als ideales Modell diskutierte Kerbfilter-Kaskade würde im Falle eines realen Secondary Paths mit Amplituden- und Phasengang erfordern, dass jedes Gegenstörsignal eines einzelnen Kerbfilters den Secondary Path durchläufe, bevor es mit der jeweiligen (Rest-) Störung überlagert würde. In realen Aufbauten muss jedoch ein Gesamt-Gegenstörsignal injiziert und ein Reststörsignal gemessen werden. Daher ist die kaskadierte Anordnung aus Bild 5 b) in realen Aufbauten nicht implementierbar [10]. In [11, 10] wird daher ein Pseudo-Kaskadenansatz vorgeschlagen. Hierbei wird unter Nutzung einer geschätzten Übertragungsfunktion $\hat{S}(z)$ des Secondary Paths nur ein Reststörsignal gemessen und ein Gesamt-Gegenstörsignal mit dem Störsignal überlagert. Für $\hat{S}(z) = S(z)$ ist das Übertragungsverhalten des Pseudo-Kaskadenansatzes mathematisch identisch mit jenem der kaskadierten Kerbfilteranordnung und verspricht folglich die Implementier- und Anwendbarkeit einer Kerbfilteranordnung mit vorteilhafter Störunterdrückungscharakteristik.

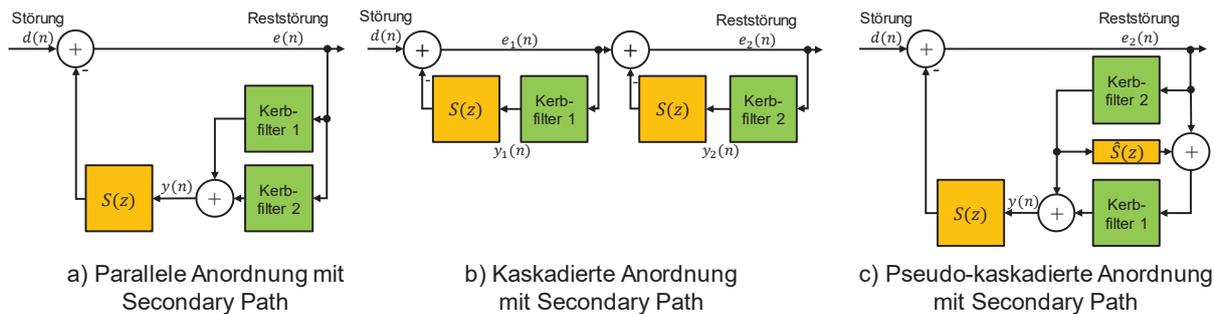


Bild 5: Blockschaltbilder der a) parallelen, b) kaskadierten und c) pseudo-kaskadierten Kerbfilteranordnung. Der Übersichtlichkeit halber sind jeweils nur zwei Kerbfilter dargestellt.

6 Anwendung und Vergleich paralleler und pseudo-kaskadierter Kerbfilterstrukturen

Um die parallelen und pseudo-kaskadierten adaptiven Kerbfilterimplementierungen an einem einfachen Aufbau testen und vergleichen zu können, wird im Folgenden ein resistiver Leistungsteiler genutzt, um ein synthetisches Störsignal ohne aufwändige Sensor- oder Injektorschaltungen mit einem Gegenstörsignal zu überlagern und das resultierende Reststörsignal zu bewerten. Auf einem FPGA-Entwicklungsboard (Red Pitaya STEMLab 125-14) mit schnellen Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandlern (14 Bit Auflösung, 125 MS/s) werden jeweils drei adaptive Kerbfilter parallel beziehungsweise pseudo-kaskadiert implementiert. Die Mittenfrequenzen der adaptiven Kerbfilter werden zu 290 kHz, 300 kHz und 310 kHz gewählt. Mithilfe eines Funktionsgenerators wird ein synthetisches Störsignal erzeugt, das einzelne Frequenzkomponenten mit gleichen Pegeln zwischen 200 kHz und 400 kHz im Abstand von jeweils 5 kHz aufweist. Durch diese gleichmäßige spektrale Zusammensetzung des Störsignals soll ein einfacher Vergleich der erzielten frequenzabhängigen Störreduktion mit den charakteristischen Betragsgängen der weiter oben beschriebenen Übertragungsfunktionsdarstellungen (ideales Verhalten) ermöglicht werden. Bevor die eigentliche Störunterdrückung mithilfe der adaptiven Kerbfilter unter Nutzung des FxLMS-Algorithmus erfolgt, muss zunächst der Secondary Path für die drei Kerbfilter-Mittenfrequenzen identifiziert werden. Dazu wird das in [7] beschriebene Identifikationskonzept genutzt.

Die Störunterdrückung führt schließlich zu den in Bild 6 für zwei verschiedene Schrittweiten dargestellten Reststörspektren. In Blau ist jeweils das synthetisch erzeugte und mit dem Messempfänger (100 Hz Resolution Bandwidth) gemessene Störspektrum dargestellt. Durch die Wahl dieses synthetischen Störsignals ist ein einfacher Vergleich der frequenzabhängigen Störunterdrückungscharakteristik der parallelen und der pseudo-kaskadierten Kerbfilterimplementierung möglich. Das mithilfe der parallelen Kerbfilterimplementierung erreichte Reststörspektrum ist jeweils in Gelb dargestellt. Für die Mittenfrequenzen der drei parallelen Kerbfilter können die Pegel der Störfrequenzen jeweils auf unter 40 dB μ V reduziert werden. Währenddessen werden die Pegel bei den Störfrequenzen 295 kHz und 305 kHz, also den Frequenzkomponenten, die jeweils zwischen den Mittenfrequenzen zweier Kerbfilter liegen, im Falle der parallelen Implementierung kaum reduziert. Im Vergleich dazu ermöglicht die Implementierung der drei Kerbfilter als Pseudo-Kaskade auch bei diesen Frequenzen eine deutlich erkennbare Störreduktion. Im Falle der größeren Schrittweite wird nicht nur ein deutlich breiterer Frequenzbereich erheblich reduziert, auch können die Frequenzkomponenten der Störung, die zwischen den Kerbenmitten liegen, im Falle der Pseudo-Kaskade auf unter 40 dB μ V reduziert werden. Gleichzeitig wird der Rauschgrund nur geringfügig angehoben.

Die Implementierung der drei Kerbfilter mit Mittenfrequenzen bei 290 kHz, 300 kHz, 310 kHz als Pseudo-Kaskade erlaubt somit gerade im Falle der größeren Schrittweite eine relativ breitbandige Störunterdrückung: Wie in Bild 6 erkennbar, gehen die Filterkerben der einzelnen adaptiven Kerbfilter im Falle der Pseudo-Kaskade ineinander über. Zwischen 265 kHz und 335 kHz (70 kHz) ergibt sich im Falle der größeren Schrittweite eine Störreduktion von mindestens 10 dB. Im Falle der kleineren Schrittweite ist dieser Bereich kleiner und erstreckt sich von 280 kHz bis 320 kHz (40 kHz).

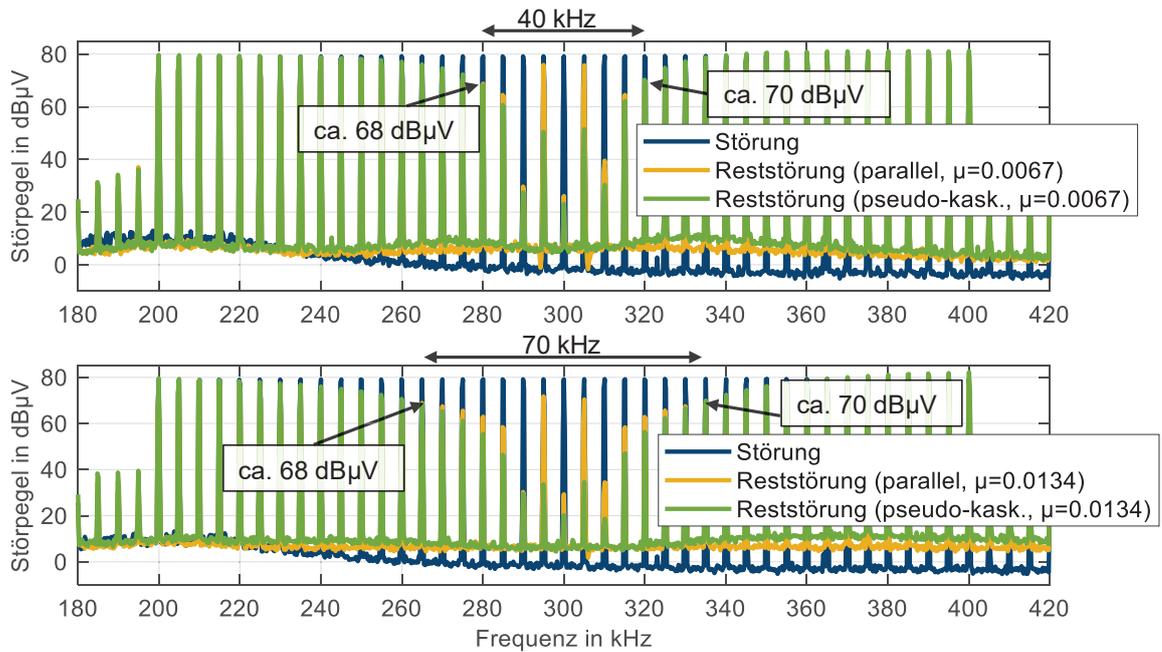


Bild 6: Vergleich der Stör- und Reststörpegel für drei parallele und pseudo-kaskadierte adaptive Kerbfilter mit Mittenfrequenzen von 290 kHz, 300 kHz, 310 kHz bei zwei verschiedenen Schrittweiten μ .

In Bild 7 sind die resultierenden Reststörsppektren im gleichen Aufbau im Falle eines **Sinus-Pulsweitenmodulierten (SPWM)** Störsignals dargestellt (ebenfalls 100 Hz Resolution Bandwidth). Das SPWM-Signal weist eine Pulswiederholfrequenz von 100 kHz auf, während der Duty Cycle mit 1 kHz zwischen 15 % und 85 % variiert. Auch hier liegen die Kerbfilter-Mittenfrequenzen – wie im Falle der Implementierungen in Bild 6 - bei 290, 300, 310 kHz. Wie in Bild 7 erkennbar, kann die Schaltharmonische bei 300 kHz inklusive der umgebenden Seitenbandharmonischen im Falle der pseudo-kaskadierten Implementierung auf circa 40 dB μ V reduziert werden. Damit ist die Störunterdrückung der Implementierung als Pseudo-Kaskade der parallelen Implementierung gerade im Bereich zwischen den Kerbfilter-Mittenfrequenzen deutlich überlegen und erlaubt eine vergleichsweise breitbandige, aktive Störreduktion.

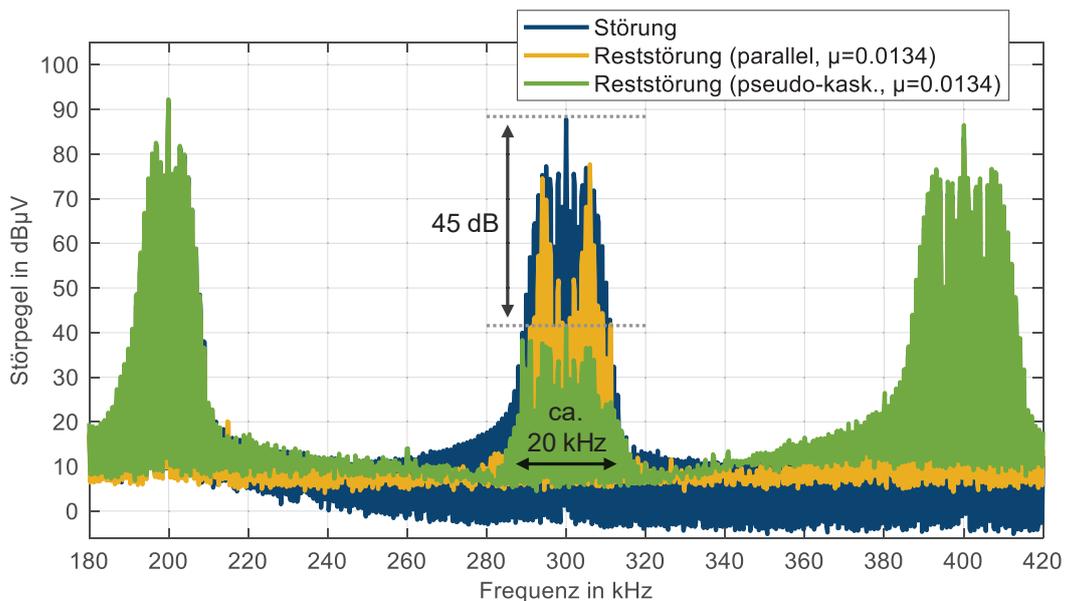


Bild 7: Vergleich der Stör- und Reststörpegel für drei parallele und pseudo-kaskadierte adaptive Kerbfilter mit Mittenfrequenzen von 290 kHz, 300 kHz, 310 kHz.

7 Zusammenfassung und Ausblick

FPGA-basierte, adaptive Kerbfilter stellen einen aussichtsreichen Ansatz zur aktiven Störunterdrückung dar. Das ideale Verhalten adaptiver Kerbfilter lässt sich mithilfe einer Übertragungsfunktionsdarstellung annähern. Neben Parametern, wie beispielsweise der Schrittweite der Adaption oder der Qualität der Schätzung des Secondary Paths innerhalb des FxLMS-Algorithmus, beeinflusst auch die Art der Anordnung mehrerer adaptiver Kerbfilter die frequenzabhängige Störunterdrückung. So ermöglichen pseudo-kaskadierte adaptive Kerbfilter eine vergleichsweise breitbandige Störunterdrückung. Dadurch ist nicht nur die Reduktion einzelner diskreter Harmonischer, sondern auch relativ breitbandiger Störsignale möglich.

Quellen wie z.B. [10, 11] legen nahe, dass in realen Implementierungen nicht beliebig viele adaptive Kerbfilter ohne Einschränkung bezüglich Stabilität oder Schrittweite pseudo-kaskadiert betrieben werden können. Weitere, ausführliche Untersuchungen sind notwendig, um systematische Limits und Begrenzungen zu identifizieren. Ebenso sollten die Filterstrukturen (parallel, pseudo-kaskadiert und kombiniert) an realen leistungselektronischen Schaltungen untersucht werden, z.B. einem Wechselrichter.

Literaturangaben

- [1] Y.-C. Son, S.-K. Sul: „Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 2, pp. 545-551, 2006.
- [2] N. K. Poon, J. C. P. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong: “Techniques for input ripple current cancellation: classification and implementation [in SMPS]”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 1144-1152, 2000.
- [3] B. Narayanasamy, F. Luo: “A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters”, IEEE Transactions on EMC, vol. 61, no. 6, pp. 2040-2049, 2019.
- [4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „Development of an adaptive EMI Cancellation Strategy for Stationary Clocked Systems“, EMC Europe, 2018.
- [5] T. Dörlemann, A. Bendicks, S. Frei: „Active EMI suppression with adapted cancellation signals for a buck converter in varying modes of operation“, PCIM Europe digital days, pp. 879-886, 2021.
- [6] T. Dörlemann, A. Bendicks, S. Frei: „FPGA-based adaptive notch filters for the active cancellation of varying electromagnetic emissions of power electronic inverter systems“, EMC+SIPI 2021, pp. 307-312, 2021.
- [7] J. Aigner, T. Dörlemann, A. Bendicks, S. Frei: „Cancellation path identification for effective active EMI filtering with synthesized signals in inverters for electric powertrain systems“, ESA Workshop on Aerospace EMC, 2022 (accepted to be published).
- [8] A. Bendicks, A. Peters, S. Frei: „FPGA-based active cancellation of the EMI of a boost power factor correction (PFC) by injecting modulated sine waves”, IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications, vol. 3, no. 1, pp. 11-14, 2021.
- [9] S. M. Kuo, D. R. Morgan: “Active noise control: a tutorial review”, Proceedings of the IEEE, vol. 87, no. 6, pp. 943-973, 1999.
- [10] S. M. Kuo, D. R. Morgan: “Active noise control systems – Algorithms and DSP implementations”, New York: Wiley, 1996.
- [11] D. R. Morgan, J. Thi: „A multitone pseudocascade, filtered-X LMS adaptive notch filter”, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 41, no. 2, pp. 946-956, 1993.
- [12] S. M. Kuo, X. Kong, S. Chen: „Out-of-Band overshoot in narrowband active noise control systems”, Int. Conf. Signal Processing (ICSP), Beijing, China, pp. 474-477, 1998.
- [13] B. Widrow et al.: “Adaptive noise cancelling: Principles and applications”, Proceedings of the IEEE, vol. 63, no. 12, pp. 1692-1716, 1975.
- [14] J. R. Glover: “Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 25, no. 6, pp. 484-491, 1977.