

Optimierung von digitalen aktiven adaptiven Kerbfiltern zur Unterdrückung von Störungen leistungselektronischer Systeme durch eine optimierte Sekundärpfadschätzung

M. Sc. Tobias Dörlemann, M. Sc. Carina Austermann, M. Sc. Maximilian Lemke,
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

1 Einleitung

Schnellschaltende Leistungshalbleiter in modernen leistungselektronischen Systemen versprechen reduzierte Verluste. Gerade bei hohen Schaltfrequenzen kann es im Betrieb zu unerwünschten elektromagnetischen Emissionen kommen, die konventionell mithilfe passiver Filterschaltungen reduziert werden. Gegenüber rein passiven Filterschaltungen versprechen aktive beziehungsweise hybride EMV-Filterkonzepte (AEF, HEF) eine Reduktion des Gewichtes und des Bauvolumens des Filters. Eine ausführliche Übersicht über verschiedene Ansätze zur aktiven EMV-Filterung ist beispielsweise in [1] zu finden.

Neben verschiedenen analogen Konzepten zur aktiven/hybriden EMV-Filterung existieren auch verschiedene digitale Konzepte für aktive EMV-Filter (Digital Active EMI Filters, DAEF, siehe z.B. [2], [3]). Da breitbandige Feedforward-DAEF-Konzepte, wie die in [4], [5] beschriebenen, auf einer digitalen Signalverarbeitung der Ansteuerungssignale eines leistungselektronischen Systems beruhen, erfordern diese eine direkte Integration in eine leistungselektronische Ansteuerung.

Digitale adaptive Kerbfilteralgorithmen hingegen synthetisieren sinusförmige Referenzsignale, die basierend auf der gemessenen resultierenden Reststörung, stetig angepasst werden. Aufgrund ihrer hohen Adaptionsgeschwindigkeit stellen sie praktisch keine Anforderungen an die Synchronisation mit dem Störsignal. Auch eine von der Ansteuerung der Leistungselektronik losgelöste Implementierung und Anwendung ist möglich, was beispielsweise auch die nachträgliche Integration in einen Aufbau denkbar macht.

Da zur erfolgreichen Störreduktion eine geeignete Parametrierung der adaptiven Kerbfilter notwendig ist, sind Verfahren zur automatischen Parametrierung wünschenswert. Neben der Auswahl einer geeigneten Mittenfrequenz und Adaptionsschrittweite, hat insbesondere die Schätzung des sogenannten Sekundärpfades innerhalb des Filtered-x-LMS-Algorithmus eines adaptiven Kerbfilters einen wesentlichen Einfluss sowohl auf die Stabilität, als auch auf die erzielbare Störreduktion (siehe z.B. [6]).

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird ein einfaches Konzept zur iterativen Optimierung der Sekundärpfadschätzung in einem FxLMS-basierten adaptiven Kerbfilter ausgearbeitet. Dies geschieht ausgehend von einer z-Übertragungsfunktion als zeitdiskretes Modell des adaptiven Kerbfilteralgorithmus. Anschließend wird das Optimierungskonzept auf eine FPGA-basierte Implementierung eines adaptiven Kerbfilters in einem einfachen Testaufbau angewandt und bewertet.

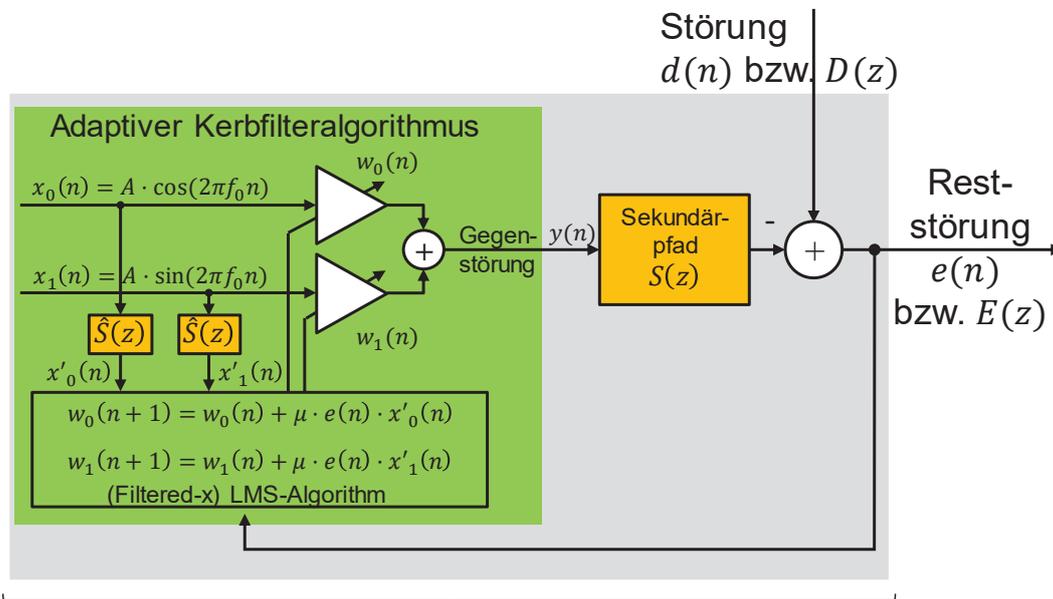
2 Modellierung des adaptiven Kerbfilters

In Abbildung 1 ist der zeitdiskrete Algorithmus eines adaptiven Kerbfilters grafisch als Blockschaltbild dargestellt. Basierend auf der Reststörsignalfolge $e(n)$ werden die beiden Filtergewichte $w_0(n)$ und $w_1(n)$ mithilfe des Filtered-x-LMS Algorithmus derart adaptiert, dass die Reststörsignalfolge $e(n)$ minimiert wird.

Der in Abbildung 1 dargestellte Algorithmus stellt ein zeitdiskretes Modell eines relativ schmalbandigen aktiven EMV-Filters dar, das in der praktischen Anwendung in der Leistungselektronik bzw. EMV zum Einen aus einem digitalen Signalverarbeitungssystem (z.B. einem FPGA) als Hardwarebasis für den adaptiven Kerbfilteralgorithmus und zum anderen aus einem analogen Systemteil bestehend aus einer Injektorschaltung, dem leistungselektronischen Aufbau und einer Sensorschaltung besteht. Digital-Analog-Wandler (DAC) und Analog-Digital-Wandler (ADC) stellen

die Schnittstellen zwischen dem digitalen Signalverarbeitungssystem und dem analogen Aufbau dar.

Im zeitdiskreten Modell in Abbildung 1 wird der analoge Teil des aktiven EMV-Filters durch die Übertragungsfunktion $S(z)$ modelliert, die im Folgenden als *Sekundärpfad* bezeichnet wird (engl. *Secondary Path* [7], [8]).



Modellierbar als Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} \rightarrow |H(f)|_{\text{dB}} = |E(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}} - |D(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}}$$

Abbildung 1: Das FxLMS-basierte adaptive Kerbfilter (siehe z.B. [7], [8], [9], [10]).

Der genutzte FxLMS-Algorithmus innerhalb des adaptiven Kerbfilters sieht eine Filterung der Referenzsignale $x_0(n)$ und $x_1(n)$ mit einer Schätzung $\hat{S}(z)$ des Sekundärpfades vor. Um den FxLMS-Algorithmus und damit auch das adaptive Kerbfilter stabil zu betreiben, darf die Schrittweite der Adaption μ nicht zu groß gewählt werden. Ferner darf der absolute Phasenschätzfehler zwischen $S(z)$ und $\hat{S}(z)$ im Bereich der Kerbfiltermittenfrequenz 90° nicht überschreiten (siehe z.B. [8]).

Für das in Abbildung 1 dargestellte zeitdiskrete System existieren Darstellungen als z-Übertragungsfunktion. Während in [11], [12] eine Übertragungsfunktion für den Fall eines neutralen Sekundärpfades ($S(z) = \hat{S}(z) = 1$) hergeleitet wird, ist in [13] eine geschlossene Übertragungsfunktion $H(z)$ gegeben, die in Gleichung (1) dargestellt ist und sowohl $S(z)$ als auch eine Schätzung des Sekundärpfades bei der Kerbfiltermittenfrequenz f_0 in Betrag $|\hat{S}(f_0)|$ und Phase $\hat{\varphi}(f_0)$ berücksichtigt.

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

$H(z)$ setzt die z-Transformierte $E(z)$ der Reststörsignalfolge $e(n)$ in Beziehung zur z-Transformierten $D(z)$ der ursprünglichen Störsignalfolge $d(n)$. Werden nur die dazugehörigen Betragspektren betrachtet, wird erkennbar, dass der Betragsgang $|H(f)|$ als Modell der frequenzabhängigen Dämpfung des adaptiven Kerbfilters interpretiert werden kann.

$$|E(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}} = |D(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}} + |H(f)|_{\text{dB}} \quad (2)$$

3 Modellbasierte Bestimmung eines Optimierungskriteriums

In [6] wurden mithilfe der geschlossenen Übertragungsfunktion $H(z)$ Einflüsse von Phasenschätzfehlern innerhalb des FxLMS-Algorithmus auf die frequenzabhängige Störreduktion eines adaptiven Kerbfilters untersucht. In Abbildung 2 ist der Betragsgang von $H(z)$ aus (1) für verschiedene Phasenschätzfehler dargestellt: Je nach Vorzeichen des Phasenschätzfehlers φ_{Error} kommt es entweder zu unerwünschten Verstärkungen rechts oder links der Mittenfrequenz f_0 des Kerbfilters, wie in der oberen Darstellung in Abbildung 2 erkennbar. Stimmt hingegen die Phase $\varphi(f_0)$ des Sekundärpfades $S(z)$ mit der geschätzten Phase $\hat{\varphi}(f_0)$ überein, so ist die frequenzabhängige Störreduktion und damit $|H(f)|$ symmetrisch im Bereich der Kerbfiltermittenfrequenz. Gerade im Falle von Störspektren, die vorrangig aus Schaltharmonischen bestehen, die jeweils von Seitenbandharmonischen umgeben sind, wie es im Falle von Störsignalen der Fall ist, die auf eine SPWM zurückzuführen sind, ist eine möglichst symmetrische Filterkerbe erstrebenswert.

Im unteren Teil von Abbildung 2 ist ein einfaches Optimierungskriterium in Abhängigkeit verschiedener Phasenschätzfehler dargestellt. Zur Bestimmung dieses Optimierungskriteriums wurden die Betragsgänge $|H(f)|_{\text{dB}}$ für verschiedene Phasenschätzfehler $-90^\circ \leq \varphi_{\text{Error}} \leq +90^\circ$ im betrachteten Frequenzbereich aufsummiert und im unteren Teil von Abbildung 2 über dem dazugehörigen Phasenschätzfehler φ_{Error} dargestellt. Zwar ist die Kurve im Bereich um $\varphi_{\text{Error}} = 0^\circ$ relativ flach, doch weist sie bei $\varphi_{\text{Error}} = 0^\circ$ ein klar erkennbares Minimum auf.

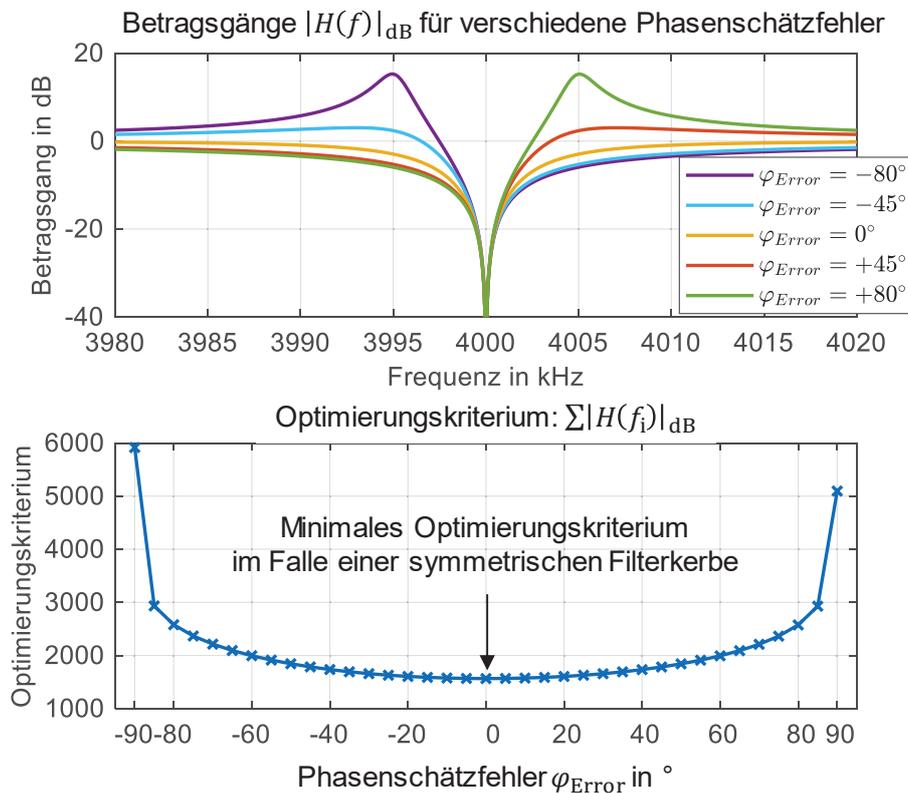


Abbildung 2: Betragsgänge des Modells $H(z)$ für verschiedene Phasenschätzfehler φ_{Error} (oben); Durch Summation des Betragsgangs $|H(f)|_{\text{dB}}$ für verschiedene Phasenschätzfehler φ_{Error} kann ein einfaches Optimierungskriterium definiert werden (unten).

4 Optimierung der Sekundärpfadschätzung in einem einfachen Testaufbau

Wird in einem Testaufbau das Betragsspektrum einer Störung mit deaktiviertem Kerbfilter $|D(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}}$ gemessen, kann nachfolgend die geschätzte Sekundärpfadphase im FxLMS-Algorithmus der Kerbfilterimplementierung variiert werden. Wird dabei das resultierende Reststörerspektrum $|E(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}}$ mit einer ausreichend hohen Frequenzauflösung gemessen, kann die frequenzabhängige Störreduktion der Kerbfilterimplementierung $|H(f)|_{\text{dB}}$ mithilfe von (2) extrahiert werden.

Mithilfe des in Abbildung 2 (unten) dargestellten Optimierungskriteriums kann nun die Phasenschätzung iterativ optimiert werden: So können beispielsweise mehrere Phasenschätzungen $\hat{\varphi}(f_0)$ zwischen -180° und $+180^\circ$ nacheinander getestet und bewertet werden, um eine erste stabile Phasenschätzung des Sekundärpfades zu bestimmen.

Im Anschluss kann erneut im Bereich um die bisher optimale Phasenschätzung herum nach einer Phasenschätzung gesucht werden, die das Optimierungskriterium weiter reduziert. Dieses Vorgehen kann beliebig häufig wiederholt werden.

Abbildung 3 zeigt den im Rahmen der nachfolgend gezeigten Untersuchungen genutzten Messaufbau: Ein Funktionsgenerator synthetisiert ein SPWM-Signal als emuliertes Störersignal. In einem resistiven Power Splitter wird das Reststörersignal sowohl mit einem Messempfänger gemessen, als auch an das STEMLab 125-14 Board übergeben. Innerhalb des STEMLab Boards ist ein FxLMS-basiertes adaptives Kerbfilter implementiert, das eine Gegenstörung synthetisiert, die wiederum in den Power Splitter injiziert wird. Durch Überlagerung mit dem emulierten Störersignal resultiert die Reststörung.

Der Messempfänger misst sowohl das Störersignal als auch das Reststörersignal. Ein hier nicht abgebildeter Rechner liest und wertet die Messungen des Messempfängers aus, berechnet und sendet Parametersätze an das STEMLab Board und steuert damit das Optimierungsverfahren.

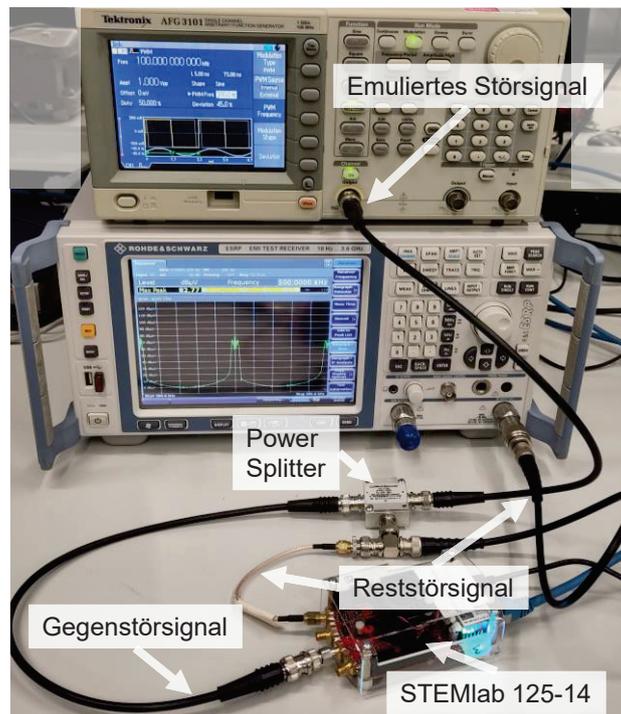


Abbildung 3: Testaufbau bestehend aus einem resistiven Power Splitter, einem Funktionsgenerator zur Störersignalemulation, einem FPGA-board (STEMLab 125-14) und einem Messempfänger.

Das in bisherigen Untersuchungen genutzte Konzept zur Identifikation des Sekundärpfades beruht auf der Synthese und Injektion von sinusförmigen Testsignalen, die den Sekundärpfad durchlaufen und vom FPGA-Board gemessen, AD-gewandelt und mithilfe eines Kerbfilters innerhalb

der FPGA-Logik unterdrückt werden [14]. Durch diesen Ansatz der Systemidentifikation ist mit den Gewichten w_0 und w_1 des Kerbfilters, die im Falle eines zeitinvarianten Sekundärpfades gegen konstante Werte streben, die Verstärkung und Phasendrehung des Sekundärpfades bei der Frequenz des Testsignals beschrieben.

Wie bereits in [14] festgestellt und in [6] untersucht, sind bei bisherigen Implementierungen dieses Verfahrens bei höheren zu unterdrückenden Frequenzkomponenten von Störsignalen leichte Verstärkungen rechts der Kerbfiltermittenfrequenzen erkennbar, die auf einen positiven Phasenschätzfehler hindeuten. In [6] wurden diese Phasenschätzfehler nachträglich bei verschiedenen Frequenzen korrigiert, so dass symmetrische Filterkerben erkennbar wurden (korrekte Phasenschätzung, siehe Abbildung 2). Die dabei vorgenommenen Korrekturen der Phasenschätzung entsprechen einer Phasendrehung, die jeweils einer zeitlichen Verzögerung um Zehn Abtastzeitpunkte ($10 \cdot T_s$) entspricht. Dies kann als Indiz dafür gedeutet werden, dass die bisherigen Implementierungen des in [14] beschriebenen Verfahrens circa Zehn FPGA-interne Verzögerungen ($10 \cdot T_s$) unberücksichtigt lassen, so dass ein frequenzabhängiger Phasenschätzfehler der identifizierten Phase des Sekundärpfades resultiert: Je höher die Frequenz, desto größer ist der Phasenschätzfehler. Bei 3,125 MHz resultiert ein absoluter Phasenschätzfehler von circa 90° , so dass die Phasenschätzung des Sekundärpfades zu unpräzise ist, um die Stabilität des FxLMS-Algorithmus zu gewährleisten. Natürlich kann dieser Identifikationsfehler durch eine entsprechende Anpassung der FPGA-Implementierung reduziert werden, doch wird an dieser Stelle deutlich, dass gerade im Falle einer Anwendung von adaptiven Kerbfiltern im höheren Frequenzbereich die Anforderungen an ein Verfahren zur Identifikation des Sekundärpfades steigen: Während im Falle der genutzten Hardware (Red Pitaya STEMLab 125-14 mit $T_s = 8 \text{ ns}$) bei einer Frequenz von 100 kHz noch 1250 Abtastzeitpunkte pro Periodendauer vorliegen, entspricht die zu einer Frequenz von 30 MHz gehörende Periodendauer nur noch ca. 4,17 Abtastzeitpunkten. Bereits kleine unberücksichtigte zeitliche Verzögerungen innerhalb der Phasenschätzung des Sekundärpfades haben bei Anwendung eines FxLMS-basierten adaptiven Kerbfilters bei 30 MHz eine große Auswirkung auf seine Stabilität. Daher bietet sich für die Untersuchung des im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Identifikationskonzeptes gerade der höhere Frequenzbereich an.

5 Anwendung des Optimierungsverfahrens am Testaufbau

In Abbildung 4, Abbildung 5 und Abbildung 6 sind die Messergebnisse der mithilfe des oben beschriebenen Optimierungsverfahrens und Aufbaus erzielten Ergebnisse der Störreduktion abgebildet.

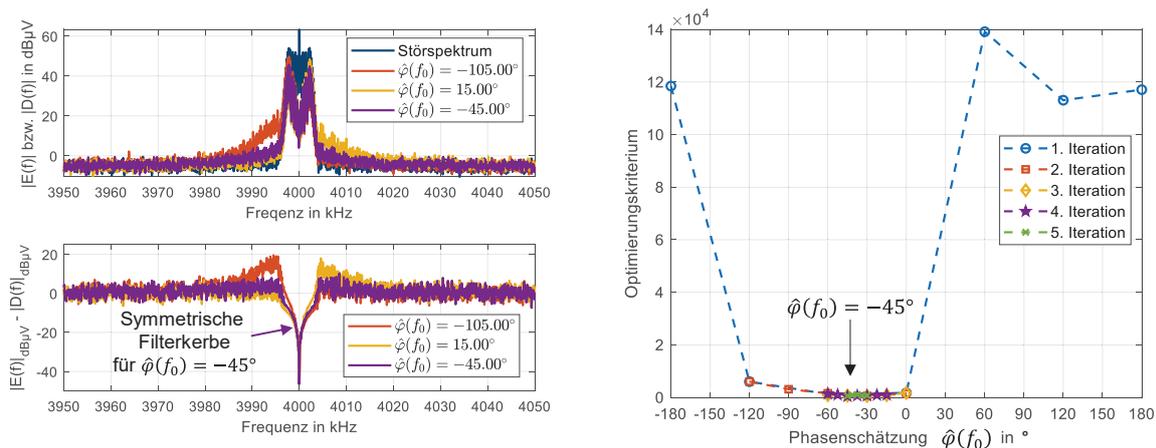


Abbildung 4: Stör- und Reststörspetren (Peak Detektor, 100 Hz RBW) um $f_0 = 4 \text{ MHz}$ für verschiedene Phasenschätzungen des Sekundärpfades (links, oben); Aus den Messungen extrahierte Filterkerben (links, unten); Optimierungskriterium verschiedener Iterationen über der Phasenschätzung (rechts).

Dabei wurde ein einzelnes adaptives Kerbfilter bei 4 MHz, 15 MHz und 30 MHz angewandt. Rechts ist jeweils das Optimierungskriterium für die verschiedenen getesteten Phasenschätzungen dargestellt. Links (oben) werden gemessene Stör- und Reststörpektren gezeigt. Darunter sind jeweils die aus den Messungen extrahierten Filterkerben $|E(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}} - |D(f)|_{\text{dB}\mu\text{V}}$ dargestellt. Es ist klar erkennbar, dass der Stabilitätsbereich des FxLMS-Algorithmus innerhalb der ersten Iteration eingegrenzt werden kann. In nachfolgenden Iterationen wird der relativ flache Bereich des Optimierungskriteriums nach einer besonders günstigen Phasenschätzung abgesucht. Jeweils links oben ist das Störpektrum, das Reststörpektrum mit optimierter Phasenschätzung des Sekundärpfades sowie Reststörpektren mit Phasenschätzfehlern von $\pm 60^\circ$ abgebildet: Während positive Phasenschätzfehler zu unerwünschten Verstärkungen rechts der Kerbfiltermittenfrequenz führen, führen negative Phasenschätzfehler zu unerwünschten Verstärkungen links der Mittenfrequenz. Die innerhalb von vier bis fünf Iterationen optimierten Phasenschätzungen zeigen bei allen untersuchten Frequenzen symmetrische Filterkerben, die – wie bereits in Kapitel 3 beschrieben – mit einer korrekt oder zumindest sehr präzise geschätzten Phase des Sekundärpfades einhergehen.

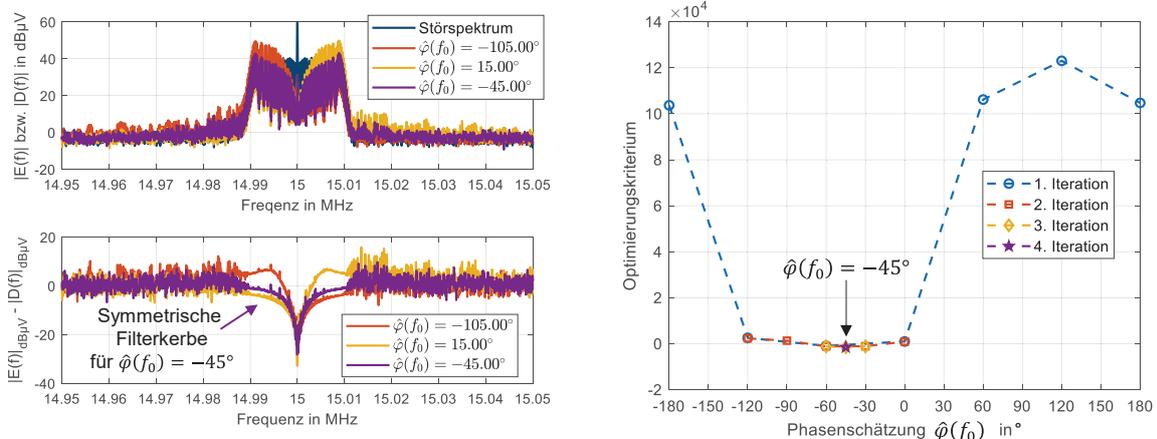


Abbildung 5: Stör- und Reststörpektren (Peak Detektor, 100 Hz RBW) um $f_0 = 15$ MHz für verschiedene Phasenschätzungen des Sekundärpfades (links, oben); Aus den Messungen extrahierte Filterkerben (links, unten); Optimierungskriterium verschiedener Iterationen über der Phasenschätzung (rechts).

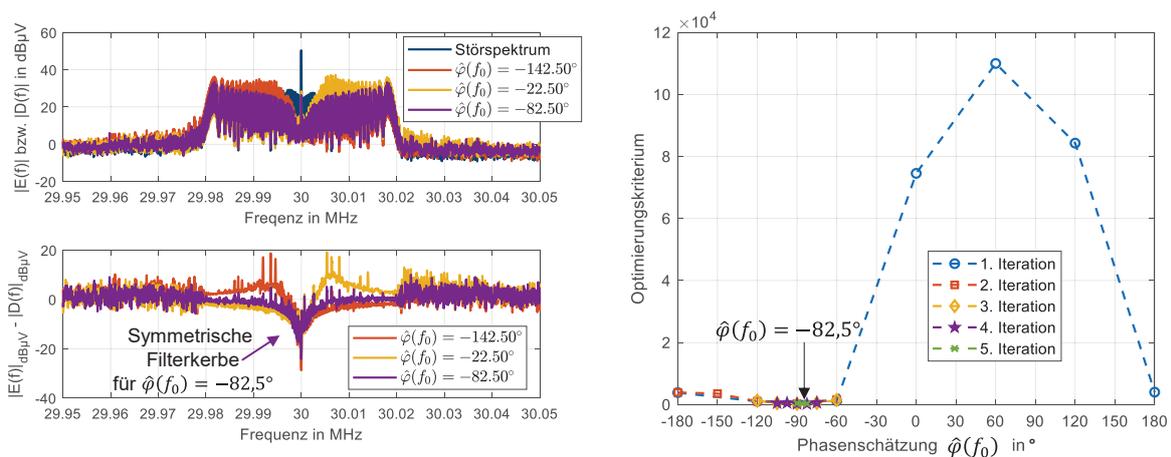


Abbildung 6: Stör- und Reststörpektren (Peak Detektor, 100 Hz RBW) um $f_0 = 30$ MHz für verschiedene Phasenschätzungen des Sekundärpfades (links, oben); Aus den Messungen extrahierte Filterkerben (links, unten); Optimierungskriterium verschiedener Iterationen über der Phasenschätzung (rechts).

6 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen des vorliegenden Beitrages wurden zunächst Einflüsse von Phasenschätzfehlern innerhalb von FxLMS-basierten adaptiven Kerbfiltern auf die frequenzabhängige Störreduktion diskutiert. Da Phasenschätzfehler innerhalb des FxLMS-Algorithmus zu unerwünschten Verstärkungen rechts oder links der Kerbfiltermittenfrequenz führen können, wurde für die Notwendigkeit präziser Identifikationsverfahren motiviert. Ausgehend von einem zeitdiskreten Übertragungsfunktionsmodell wurde ein einfaches Optimierungskriterium und ein pragmatisches Verfahren zur Optimierung der Phasenschätzung vorgestellt. Innerhalb eines einfachen Testaufbaus wurde dieses Optimierungskonzept zur Reduktion von Störungen im MHz-Bereich mithilfe von adaptiven Kerbfiltern angewandt. Mithilfe des vorgestellten Optimierungsverfahrens konnte erstmalig ein stabiles adaptives Kerbfilter zur Reduktion von Störungen bei 30 MHz eingesetzt werden.

Dabei stellt der genutzte Aufbau einen besonders günstigen Fall dar, da beispielsweise keine Injektor- oder Sensorschaltungen ausgelegt werden müssen und das zu reduzierende Störsignal emuliert wurde.

Dennoch motivieren die erzielten Ergebnisse für eine Nutzung von gemessenen Störsignalen, sowohl zur systematischen Parametrierung von adaptiven Kerbfiltern als auch zur Optimierung der Phasenschätzung des Sekundärpfades innerhalb des FxLMS-Algorithmus.

Literatur

- [1] B. Narayanasamy, F. Luo: „A Survey of Active EMI Filters for Conducted EMI Noise Reduction in Power Electronic Converters“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 6, pp. 2040–2049, 2019, doi: 10.1109/TEMC.2019.2953055.
- [2] D. Hamza, M. Pahlevaninezhad, P. K. Jain: „Implementation of a Novel Digital Active EMI Technique in a DSP-Based DC–DC Digital Controller Used in Electric Vehicle (EV)“, IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 7, pp. 3126–3137, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2223764.
- [3] H. Peng, B. Narayanasamy, A. I. Emon, Z. Yuan, R. Zhang, F. Luo: „Selective Digital Active EMI filtering using Resonant Controller“, in 2020 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Signal/Power Integrity (EMCSI), 2020, pp. 632–639, doi: 10.1109/EM-CSI38923.2020.9191623.
- [4] J. Aigner, T. Dörlemann, M. Lemke, S. Frei: „Adaptive FIR-Filter zur breitbandigen aktiven Störunterdrückung in leistungselektronischen Systemen“, EMV Köln 2024, Köln, 2024.
- [5] M. Lemke, T. Dörlemann, J. Aigner, und S. Frei: „Analyse der FIR-Filterlänge zur breitbandigen aktiven Störunterdrückung in leistungselektronischen Systemen“, EMV Köln 2024, Köln, 2024.
- [6] T. Dörlemann, S. Frei: „Analysis of Cancellation Path Estimation Errors in Narrow-band Adaptive Digital Active EMI Filters“, in 2023 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, 2023, pp. 1–6, doi: 10.1109/EMCEurope57790.2023.10274260.
- [7] S. M. Kuo, D. R. Morgan: „Active noise control: a tutorial review“, Proceedings of the IEEE, vol. 87, no. 6, pp. 943–973, 1999, doi: 10.1109/5.763310.
- [8] S. M. Kuo, D. R. Morgan: „Active noise control systems: algorithms and DSP implementations“, Wiley series in telecommunications and signal processing, New York: Wiley, 1996, ISBN: 9780471134244.
- [9] 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, doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559297.
- [10] T. Dörlemann, J. Aigner, A. Bendicks, S. Frei: „Vergleich zwischen parallelen und pseudokaskadierten adaptiven Kerbfilterarchitekturen zur breitbandigen aktiven Unterdrückung elektromagnetischer Störungen“, EMV Köln 2022, Köln, 2022, doi: 10.15488/12595.
- [11] B. Widrow et al.: „Adaptive noise cancelling: Principles and applications“, Proceedings of the IEEE, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716, 1975, doi: 10.1109/PROC.1975.10036.

- [12] J. Glover: „Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences“, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 25, no. 6, pp. 484–491, 1977, doi: 10.1109/TASSP.1977.1162997.
- [13] S. Elliott, I. Stothers, P. Nelson: „A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration“, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 35, no. 10, pp. 1423–1434, 1987, doi: 10.1109/TASSP.1987.1165044.
- [14] 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“, in 2022 ESA Workshop on Aerospace EMC (Aerospace EMC), 2022, pp. 01–06, 2022, doi: 10.23919/AerospaceEMC54301.2022.9828817.