

# **Zeit- und frequenzbereichsbasierte Bestimmung der Grundfrequenz von Störsignalen zur Anwendung in der aktiven Störunterdrückung mithilfe von synthetisierten Signalen**

M. Sc. Tobias Dörlemann, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

M. Sc. Andreas Bendicks, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, Arbeitsgebiet Bordsysteme, TU Dortmund

## **1 Einleitung und Motivation**

Zur Dämpfung stationärer Störsignale leistungselektronischer Systeme werden meist passive Filterschaltungen eingesetzt. Mit der Motivation, das hohe Gewicht, das große Bauvolumen und die damit einhergehenden Kosten dieser passiven Filterschaltungen einsparen zu können, wurden aktive Kompensationsverfahren wie die aktive Filterung [1, 2] entwickelt. Hierbei wird ein Störsignal mit einer Verzögerungszeit behaftet gemessen, rückgeführt und dem Störsignal destruktiv überlagert. Aufgrund der unvermeidbaren Verzögerungszeit durch die Messung und Rückführung der Störung, die die Unterdrückung des Störsignals einschränkt, wurde mit dem Konzept der aktiven Störunterdrückung der Ansatz der synthetischen Erzeugung geeigneter Gegenstörsignale etabliert [3, 4]. Durch geeignete Anpassung des synthetisierten Gegenstörsignals kann im Idealfall eine vollständige Unterdrückung der Störung resultieren. Im Falle eines periodischen Störsignals ist sein zeitlicher Werteverlauf vorhersagbar. Dadurch wird die Synthese eines geeigneten Gegenstörsignals ermöglicht. Dieses Gegenstörsignal muss zu jedem Zeitpunkt exakt auf die Störung abgestimmt sein. Dazu ist die zeitliche Synchronität zwischen Stör- und Gegenstörsignal entscheidend. Bisherige Realisierungskonzepte für getaktete leistungselektronische Systeme erreichen die notwendige dauerhafte Synchronität von Stör- und Gegenstörsignalen durch die Erzeugung der Ansteuerungssignale für die Leistungselektronik und der Gegenstörung durch ein gemeinsam verwendetes digitales System [3, 4]. Durch nur einen gemeinsamen Taktgenerator ist ein fester zeitlicher Bezug zwischen dem Ansteuerungssignal, dem Störsignal und dem Gegenstörsignal gegeben. Hieraus resultieren jedoch erhebliche Einschränkungen. Das Gegenstörsystem muss zusammen mit der Ansteuerung der Leistungselektronik entwickelt werden. Eine Nachrüstlösung mit einem unabhängigen zweiten Taktgeber führt aufgrund von unvermeidbaren Toleranzen zwischen den Taktgebern früher oder später zu Problemen. Das Gegenstörsignal muss in festen zeitlichen Abständen nachsynchronisiert werden. Eine PLL könnte diese Aufgabe übernehmen, hier sind jedoch sehr hohe Echtzeitanforderungen durch die Hardware zu erfüllen. Wünschenswert ist eine offline-Bestimmung des Gegenstörungssignal für eine gesamte Periodendauer, was eine längere Berechnungszeit erfordert. Damit auch nach der Berechnung des Synthesesignals die Synchronität noch sichergestellt werden kann, sind Verfahren notwendig, welche insbesondere die Periodendauer der Störung sehr genau bestimmen können.

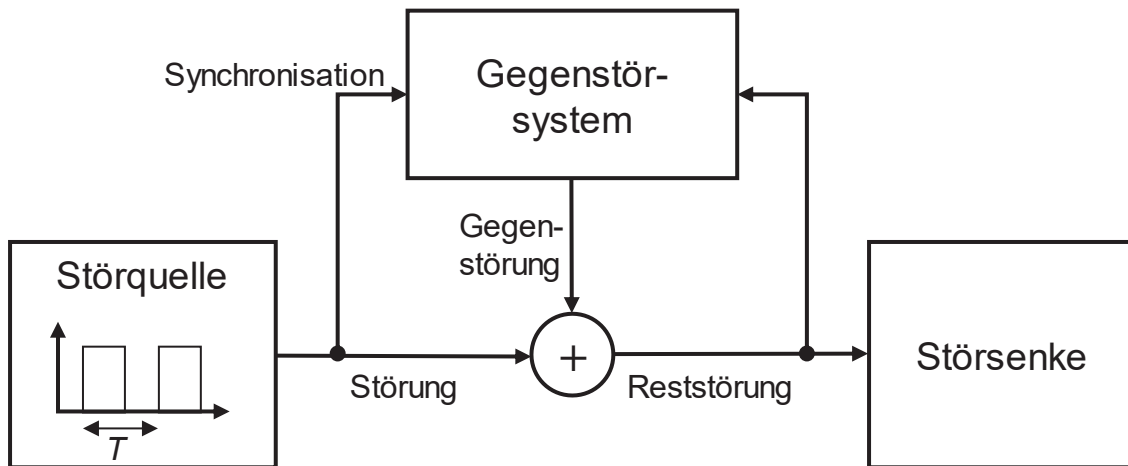


Abbildung 1: Synchronisation des Gegenstörsignals auf das Störsignal

Genauere Verfahren zur Bestimmung der Periodendauer wurden vor allem im Bereich der Power Quality in der Energieversorgung [5, 6, 7] sowie in der Akustik [z.B. 8, 9, 10] entwickelt. Die dabei betrachteten Frequenzen liegen meist im Bereich der Netzfrequenz (50 Hz) oder im Frequenzbereich der menschlichen Hörwahrnehmung (ungefähr 20 Hz bis 20 kHz). Die Genauigkeitsanforderungen sind sehr unterschiedlich. Viele Arbeiten unterscheiden dabei grundsätzlich zwischen einer Identifikation im Zeit- oder im Frequenzbereich. Während im Frequenzbereich meist die Fourier-Transformation oder schmalbandige Filter eingesetzt werden, gibt es sehr unterschiedliche Ansätze für den Zeitbereich. Die besondere Herausforderung einer Identifikation im Zeitbereich ist, dass im Falle von komplexeren Zeitbereichssignalen nur selten genau ein charakteristisches Ereignis pro Periodendauer vorliegt. So kann beispielsweise ein Störsignal, das aus zahlreichen Frequenzkomponenten besteht, eine Anzahl an Nulldurchgängen pro (Grund-) Periodendauer enthalten, die in keinem direkten Verhältnis zur Grundfrequenz dieses Signals steht [8]. In [8] werden verschiedene Zeitbereichsverfahren für die Bestimmung der Grundfrequenz in der Akustik genannt. Dabei werden Verfahren im Phasenraum, korrelationsbasierte Verfahren und ereignisbasierte Verfahren unterschieden. In [9] werden mehrere Phasenregelschleifen (Phase Locked Loops, PLL) genutzt, um die Grundfrequenz eines Tonsignals abzuschätzen. Zu der Anwendbarkeit der Verfahren im Rahmen der aktiven Gegenkopplung in der EMV gibt es bislang keine Untersuchungen.

In diesem Beitrag werden erste analytische Betrachtungen entwickelt, die es erlauben, Genauigkeitsanforderungen für die Bestimmung der Periodendauer eines Störsignals zur Synthese eines geeigneten Gegenstörsignals formulieren zu können.

## 2 Bedeutung der Identifikation der Grundfrequenz für die aktive Störunterdrückung

Ein periodisches Störsignal  $y_{\text{Stör}}(t)$  mit der Grundfrequenz  $f_{\text{Stör}}$  lässt sich im allgemeinen als Fourier-Reihe darstellen. In Gleichung (1) wird die Amplituden-Phasen-Form gezeigt. Hier ist erkennbar, dass jede Frequenzkomponente des Störsignals durch eine Amplitude  $a_n$ , eine Frequenz  $nf_{\text{Stör}}$  und eine Phase  $\varphi_n$  charakterisiert ist.

$$y_{\text{Stör}}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(2\pi n f_{\text{Stör}} t + \varphi_n) \quad (1)$$

Um ein periodisches Störsignal mithilfe eines synthetisierten Gegenstörsignals aktiv zu unterdrücken, muss dem Störsignal zu jedem Zeitpunkt ein Gegenstörsignal mit gleichem Momentanwert, aber umgekehrtem Vorzeichen überlagert werden. Folglich muss das in Gleichung (2) dargestellte Gegenstörsignal  $y_{\text{Anti}}(t)$  die gleichen Frequenzkomponenten  $nf_{\text{Stör}}$  mit den gleichen Amplituden  $a_n$  und Phasen  $\varphi_n$ , aber umgekehrtem Vorzeichen aufweisen.

$$y_{\text{Anti}}(t) = -y_{\text{Stör}}(t) = -\left(\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(2\pi n f_{\text{Stör}} t + \varphi_n)\right) \quad (2)$$

Bei Betrachtung der Gleichungen (1) und (2) wird deutlich, dass nach der präzisen Bestimmung der Grundfrequenz  $f_{\text{Stör}}$  auch alle höheren Frequenzkomponenten  $nf_{\text{Stör}}$  des Störsignals gegeben sind. Daher ist die präzise Bestimmung der Grundfrequenz des Störsignals entscheidend für die genaue Synthese des gesamten Gegenstörsignals. Grundsätzlich ist davon auszugehen, dass die Frequenzen, Amplituden und Phasen des Störsignals stets mit einem Fehler behaftet identifiziert werden. Während Amplituden- und Phasenfehler zwischen Störung und Gegenstörung zu einem stationären Reststörsignal führen und beispielsweise mithilfe adaptiver Verfahren relativ einfach kompensiert werden können, verursachen Frequenzfehler zwischen Störung und Gegenstörung eine Schwebung. Die Amplitude der Störung verdoppelt sich damit periodisch mit der Schwebefrequenz. Verstärkungen durch Frequenzfehler müssen durch eine genaue Synchronisation unbedingt vermieden werden. Die Anforderungen an die Geschwindigkeit und Genauigkeit einer Frequenzmessung werden nachfolgend diskutiert.

## 3 Einfluss eines Frequenzfehlers auf die erzielbare Störunterdrückung

Um grundsätzlich einschätzen zu können, wie genau die Grundfrequenz des Störsignals bestimmt werden muss, wird im Folgenden die Auswirkung eines Frequenzfehlers zwischen einem sinusförmigen Stör- und Gegenstörsignal auf die erzielbare Störunterdrückung untersucht.

Dazu werden das betrachtete Störsignal in Gleichung (3) und das Gegenstörsignal in Gleichung (4) definiert.

$$y_{\text{Stör}}(t) = A_{\text{Stör}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Stör}} t + \varphi_{\text{Stör}}) \quad (3)$$

$$y_{\text{Anti}}(t) = A_{\text{Anti}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Anti}} t + \varphi_{\text{Anti}}) \quad (4)$$

Um eine destruktive Interferenz zwischen Stör- und Gegenstörsignal zu erzielen, müssen für die Parameter des Gegenstörsignals die in Gleichung (5) dargestellten, idealen Zusammenhänge gelten.

$$\begin{aligned} A_{\text{Anti}} &= -A_{\text{Stör}} \\ f_{\text{Anti}} &= f_{\text{Stör}} \\ \varphi_{\text{Anti}} &= \varphi_{\text{Stör}} \end{aligned} \quad (5)$$

Um den Einfluss eines relativen Frequenzfehlers  $\varepsilon_f$  zwischen Stör- und Gegenstörsignal untersuchen zu können, werden im Folgenden die in Gleichung (6) dargestellten Parameter des Gegenstörsignals angenommen. Amplituden- und Phasenfehler zwischen Stör- und Gegenstörsignal werden im Folgenden nicht betrachtet.

$$\begin{aligned} A_{\text{Anti}} &= -A_{\text{Stör}} \\ f_{\text{Anti}} &= f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f) \\ \varphi_{\text{Anti}} &= \varphi_{\text{Stör}} \end{aligned} \quad (6)$$

Entsprechend ergibt sich das mit einem relativen Frequenzfehler  $\varepsilon_f$  behaftete Gegenstörsignal wie in Gleichung (7) dargestellt.

$$y_{\text{Anti}}(t) = -A_{\text{Stör}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f)t + \varphi_{\text{Stör}}) \quad (7)$$

Nach Überlagerung des Störsignals aus Gleichung (3) mit dem Gegenstörsignal aus Gleichung (7) resultiert das Reststörsignal in Gleichung (8).

$$y_{\text{Rest}}(t) = A_{\text{Stör}} \cdot (\sin(2\pi f_{\text{Stör}}t + \varphi_{\text{Stör}}) - \sin(2\pi f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f)t + \varphi_{\text{Stör}})) \quad (8)$$

Die relative Reststörung, also die Reststörung bezogen auf die Amplitude des Störsignals, beschreibt die momentane Störunterdrückung und ist in Gleichung (9) dargestellt.

$$y_{\text{Rest,rel}}(t) = \frac{y_{\text{Rest}}(t)}{A_{\text{Stör}}} = \sin(2\pi f_{\text{Stör}}t + \varphi_{\text{Stör}}) - \sin(2\pi f_{\text{Stör}}(1 \pm \varepsilon_f)t + \varphi_{\text{Stör}}) \quad (9)$$

Nach Umformung und Anwendung eines Additionstheorems, sowie der Annahme  $\varphi_{\text{Stör}} = 0$  ergibt sich schließlich der Ausdruck in Gleichung (10).

$$y_{\text{Rest,rel}}(t) = \frac{y_{\text{Rest}}(t)}{A_{\text{Stör}}} = \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_{\text{Stör}}(2 \pm \varepsilon_f)}{2} \cdot t\right) \cdot 2 \sin\left(\mp 2\pi \cdot \frac{f_{\text{Stör}}\varepsilon_f}{2} \cdot t\right) \quad (10)$$

Bei Betrachtung von Gleichung (10) und Abbildung 2 wird deutlich, dass es sich bei dem relativen Reststörsignal um eine Schwebung handelt. Die Einhüllende der Schwebung  $y_{\text{Rest,rel,Einh}}(\varepsilon_f, t)$  ist in Gleichung (11) zusammengefasst und schwingt mit der halben absoluten Fehlerfrequenz  $f_{\text{Stör}} \cdot \varepsilon_f/2$ , während der höherfrequente Anteil mit dem Mittelwert von Stör- und fehlerbehafteter Gegenstörfrequenz schwingt.

$$y_{\text{Rest,rel,Einh}}(\varepsilon_f, t) = 2 \sin\left(\mp 2\pi \cdot \frac{f_{\text{Stör}}\varepsilon_f}{2} \cdot t\right) \quad (11)$$

Bereits aufgrund kleiner relativer Frequenzfehler  $\varepsilon_f$  zwischen Stör- und Gegenstörsignal entsteht folglich ein amplitudenmoduliertes Reststörsignal, das im Laufe der Zeit die

doppelte Störsignalamplitude annimmt. Je kleiner der absolute Frequenzfehler  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f$  zwischen Störung und Gegenstörung ist, desto größer ist die Periodendauer der Einhüllenden des Reststörsignals, desto später kommt es zu einer relevanten konstruktiven Überlagerung zwischen Störung und der frequenzfehlerbehafteten Gegenstörung.

Um die konstruktive Überlagerung klein zu halten, müssen der Frequenzfehler des Gegenstörsignals möglichst klein sein und die Phase des Gegenstörsignal regelmäßig angepasst werden. Je stärker das Störsignal unterdrückt werden soll, desto früher muss das Gegenstörsignal korrigiert werden. Dabei muss mindestens der aus dem vorhandenen Frequenzfehler mit zunehmender Zeit resultierende Phasenfehler korrigiert werden. Eine gleichzeitige Korrektur dieses Phasenfehlers und des Frequenzfehlers ist jedoch vorzuziehen. Entsprechend wichtig ist es, für spätere Implementierungen abschätzen zu können, wie klein der relative Frequenzfehler  $\epsilon_f$  des Gegenstörsignals sein muss, um es innerhalb realistischer Zeiträume anpassen zu können.

Dazu wird nachfolgend untersucht, welche Werte die in Abbildung 2 dargestellte auf- und wieder abklingende relative Reststörung innerhalb verschiedener Zeiträume für verschiedene relative Frequenzfehler  $\epsilon_f$  erreicht. Die relative Reststörung – wie in Gleichung (10) dargestellt – beschreibt das Verhältnis des momentanen Reststörsignals zur Störsignalamplitude. Ist sein Betrag kleiner als 1 ( $< 0$  dB), so wird das Störsignal unterdrückt. Ist sein Betrag größer als 1 ( $> 0$  dB), so interferieren Stör- und Gegenstörsignal konstruktiv. Mit dem Betrag der Einhüllenden der relativen Reststörung ist eine geeignete Größe zur Bewertung der momentanen Störunterdrückung gegeben.

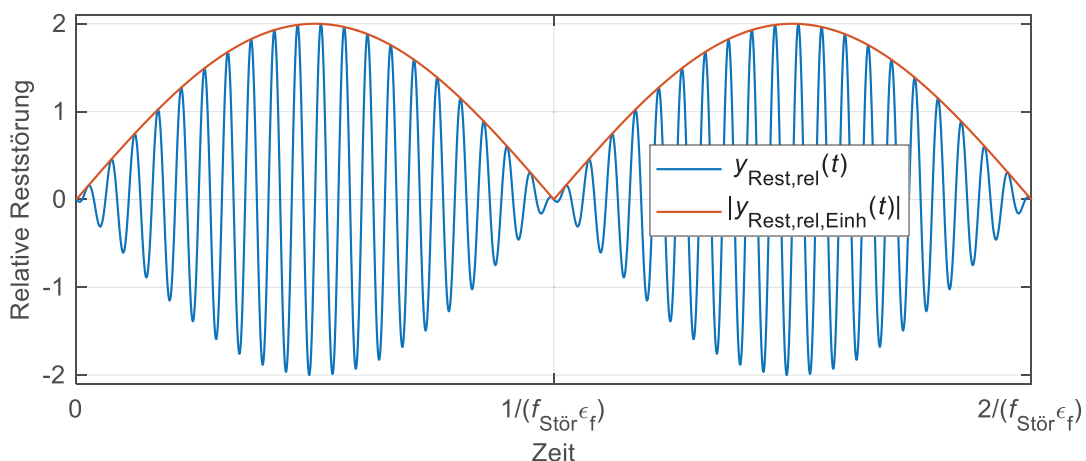


Abbildung 2: Darstellung der Amplitudenmodulation der relativen Reststörung aufgrund eines Frequenzfehlers zwischen Störung und Gegenstörung.

Abbildung 3 stellt den betraglichen Momentanwert der Einhüllenden der auf- und wieder abklingenden relativen Reststörung in dB dar. Entscheidend für die erzielbare Störunterdrückung ist einerseits der relative Frequenzfehler  $\epsilon_f$  des Gegenstörsignals, andererseits der Zeitpunkt, zu dem die relative Reststörung betrachtet wird. Dieser Zeitpunkt ist in Abbildung 3 als Vielfaches der Periodendauer der Störung dargestellt. Es ist deutlich erkennbar, dass aus einem größeren relativen Frequenzfehler zwischen Störung und Gegenstörung eine kürzere Periodendauer der Einhüllenden der Reststörung resultiert. Die sich periodisch wiederholenden Zeiträume der konstruktiven und destruktiven Interferenz treten entsprechend häufiger auf. In Abbildung 3 sind die Wechsel zwischen konstruktiver und destruktiver Interferenz anhand der Farbwechsel für spätere Zeitpunkte erkennbar. Aufgrund der logarithmischen Achsenskalierung und der begrenzten Anzahl an Datenpunkten ergibt sich die Verzerrung dieser Linienstrukturen.

Je größer der Frequenzfehler zwischen Stör- und Gegenstörsignal, desto frühzeitiger muss das Gegenstörsignal angepasst werden, um eine geforderte Störunterdrückung sicherzustellen. Ist hingegen eine Anpassung des Gegenstörsignals innerhalb weniger Störperioden möglich, so können auch größere relative Frequenzfehler früh genug korrigiert werden. Ist das Gegenstörsignal beispielsweise mit einem relativen Frequenzfehler von 1 ppm ( $\epsilon_f = 10^{-6}$ ) behaftet und eine Störunterdrückung von mindestens  $-50$  dB gefordert, so muss das Gegenstörsignal nach spätestens 500 Störperioden korrigiert werden.

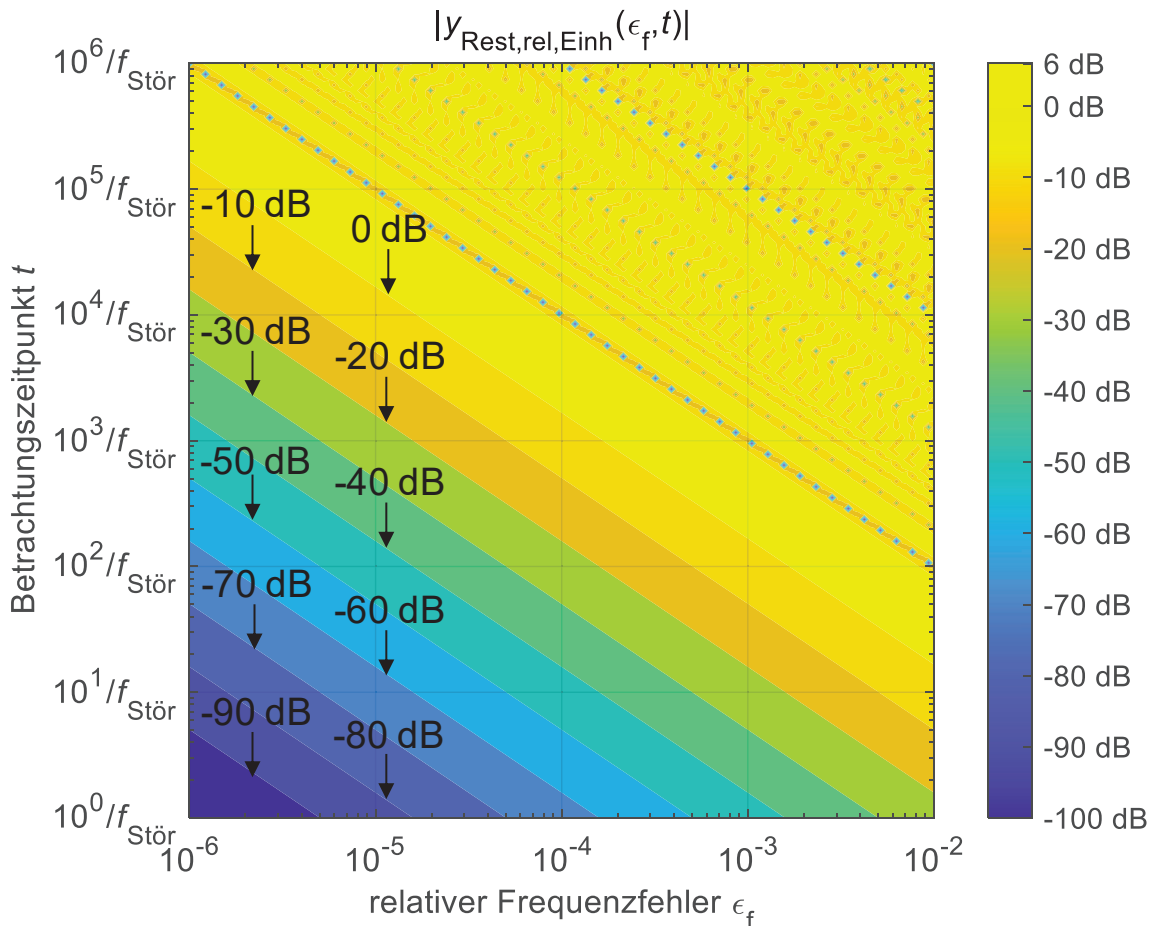


Abbildung 3: Darstellung des Betrages der Einhüllenden der relativen Reststörung in dB für verschiedene relative Frequenzfehler und verschiedene betrachtete Zeitpunkte.

Ein gleich großer relativer Frequenzfehler  $\epsilon_f$  führt bei einer höheren Störsignalfrequenz zu einem größeren absoluten Frequenzfehler  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f$  und damit zu einer schneller aufklingenden relativen Reststörung. Während ein relativer Frequenzfehler von  $\epsilon_f = 10^{-6}$  bei einer Störsignalfrequenz  $f_{\text{Stör}} = 100$  kHz zu einem absoluten Frequenzfehler von  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f = 100$  mHz führt, beträgt der absolute Frequenzfehler bei einer Störsignalfrequenz  $f_{\text{Stör}} = 2$  MHz bereits  $f_{\text{Stör}}\epsilon_f = 2$  Hz. Während bei  $f_{\text{Stör}} = 100$  kHz mit einem relativen Frequenzfehler des Gegenstörsignals  $\epsilon_f = 10^{-6}$  auch noch nach circa 5 ms eine Störunterdrückung von  $-50$  dB erreicht werden kann, ist dies bei  $f_{\text{Stör}} = 2$  MHz nur bis circa 250  $\mu$ s möglich. Entsprechend muss der relative Frequenzfehler eines höherfrequenten Gegenstörsignals kleiner sein, oder das höherfrequente Gegenstörsignal muss entsprechend frühzeitiger korrigiert werden, um die gleiche Störunterdrückung zu erzielen.

#### 4 Betrachtung eines trapezförmigen Störsignals

Wie bereits in Kapitel 2 beschrieben, lassen sich periodische Störsignale als Fourier-Reihen darstellen. Ist die Grundfrequenz eines periodischen Störsignals bekannt, so ergeben sich die höheren Frequenzkomponenten als Vielfache dieser Grundfrequenz. Ist die Information über die Grundfrequenz mit einem Frequenzfehler  $\varepsilon_f$  behaftet, so erhöht sich der relative Frequenzfehler entsprechend für die höheren Harmonischen des Störsignals. Entsprechend wichtig ist die genaue Bestimmung der Grundfrequenz des Störsignals. Um den Einfluss eines relativen Frequenzfehlers der Grundfrequenz auf die erzielbare Störunterdrückung höherer Harmonischer des Störsignals bewerten zu können, wird im Folgenden ein periodisches trapezförmiges Störsignal betrachtet. Dieses wird nach [11] über seine Amplitude  $A$ , seine Periodendauer  $T$ , seine Pulsbreite  $\tau$  sowie über seine Anstiegszeit  $\tau_r$  definiert. Nach [11] ergibt sich die Amplitude  $a_n$  der Frequenzkomponente  $nf_{\text{Stör}}$  aus Gleichung (1) für einen trapezförmigen Puls gemäß (12).

$$a_n = 2A \frac{\tau}{T} \left| \frac{\sin\left(\frac{n\pi\tau}{T}\right)}{\frac{n\pi\tau}{T}} \right| \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{n\pi\tau_r}{T}\right)}{\frac{n\pi\tau_r}{T}} \right|, n > 0 \quad (12)$$

Der Betrag der Einhüllenden jeder einzelnen Harmonischen der Grundfrequenz  $f_{\text{Stör}}$  der resultierenden Reststörung bei Überlagerung mit einem Gegenstörsignal mit fehlerbehafteter Grundfrequenz (aber mit korrekter Anfangsphase und Amplitude) ergibt sich nach (13).

$$|y_{\text{Rest,Einh}}(t, nf_{\text{Stör}})| = \left| 2a_n \cdot \sin\left(\mp 2\pi \cdot \frac{nf_{\text{Stör}}\varepsilon_f}{2} \cdot t\right) \right| \quad (13)$$

Für ein trapezförmiges Störsignal mit einer Grundfrequenz von 100 kHz, einer Amplitude von 48 V, einer Pulsbreite von 23% und einer Anstiegs- und Abfallzeit von 5 ns ergibt sich so für die ersten 100 Harmonischen der Grundfrequenz das in Abbildung 4 dargestellte, blaue Störspektrum. Wird die Grundfrequenz dieses Störsignals nun beispielsweise mit einem relativen Frequenzfehler von  $\varepsilon_f = 10^{-5}$  bestimmt, so resultiert nach Überlagerung von Stör- und Gegenstörsignal das in Abbildung 4 für verschiedene Zeitpunkte dargestellte und mit (13) berechnete, rote Reststörspektrum. Wie oben, links in Abbildung 4 zu erkennen ist, wirkt sich der relative Frequenzfehler der Grundfrequenz nach 10 Periodendauern so aus, dass die Störunterdrückung für höhere Frequenzen abnimmt. Nach einhundert Periodendauern werden weiterhin alle betrachteten Harmonischen gedämpft, wobei die Reduktion aller betrachteten Frequenzkomponenten weniger stark ausgeprägt ist als nach 10 Periodendauern. Nach eintausend Periodendauern kommt es zur Verstärkung einiger Harmonischer, während höhere Harmonische wieder unterdrückt werden. Nach zehntausend Perioden wird selbst die Grundfrequenz des Störpulses kaum noch unterdrückt, während einzelne höhere Harmonische nahezu vollständig unterdrückt werden.

Da jede Frequenzkomponente der Gegenstörung mit einem anderen absoluten Frequenzfehler  $nf_{\text{Stör}}\varepsilon_f$  behaftet ist, sind auch die Zeitpunkte der Minima und Maxima jeder Frequenzkomponente  $nf_{\text{Stör}}$  der resultierenden Reststörung verschieden. Entsprechend orientiert sich der Zeitpunkt, bis zu dem das Gegenstörsignal angepasst werden muss, an der höchsten Frequenzkomponente, die zuverlässig unterdrückt werden soll und an der für diese Frequenzkomponente geforderten Unterdrückung.

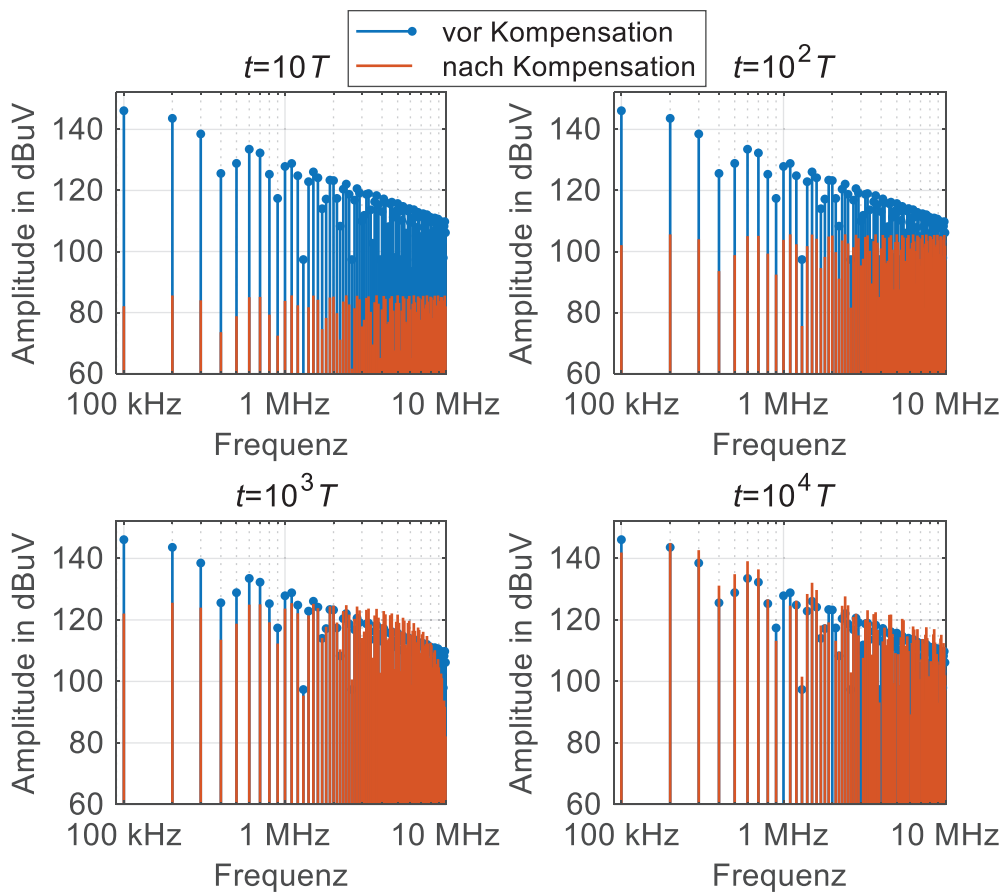


Abbildung 4: Vergleich der Betragsspektren für die Harmonischen des Trapezsignals (relativer Frequenzfehler der Grundfrequenz: 10 ppm)

## 5 Zusammenfassung

Die kontrollierte und synchrone Überlagerung von Stör- und Gegenstörsignalen ist eine Grundvoraussetzung für die erfolgreiche aktive Unterdrückung stationärer Störsignale. Um ein geeignetes Gegenstörsignal erzeugen zu können, ist die genaue Identifikation des Störsignals erforderlich. Um grundlegende Genauigkeitsanforderungen an die Identifikation der Grundfrequenz eines Störsignals zur Synthese eines geeigneten Gegenstörsignals formulieren zu können, wurde im Rahmen des vorliegenden Beitrages die erzielbare Störunterdrückung bei Vorhandensein eines Frequenzfehlers zwischen Stör- und Gegenstörsignal analytisch betrachtet. Die vorgestellten Ergebnisse stellen damit eine wichtige Basis für die zukünftige Untersuchung von möglichen Realisierungskonzepten dar.



## Literatur

- [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, March-April 2006
- [2] N. K. Poon, J. C. P. Liu, C. K. Tse, M. H. Pong: „Techniques for Input Ripple Current Cancellation: Classification and Implementation” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 1144-1152, Nov. 2000
- [3] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „FPGA-basierte aktive Gegenkopplung der Schaltheinrichtungen von leistungselektronischen Systemen“ EMV Düsseldorf, Deutschland, 2018
- [4] A. Bendicks, T. Dörlemann, S. Frei, N. Hees, M. Wiegand: „Active EMI Reduction of Stationary Clocked Systems by Adapted Harmonics Cancellation“ IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 4, pp. 998-1006, Aug. 2019
- [5] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra: “A review of active filters for power quality improvement” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, 1999
- [6] M. El-Haborouk, M. K. Darwish, P. Mehta: „Active power filters: a review” IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 147, no.5, pp. 403-413, 2000
- [7] R. W. De Doncker and A. J. A. Vandepuut, "A two-dimensional FFT algorithm for three-phase inverter-fed systems" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 181-188, Jan. 1992
- [8] D. Gerhard: “Pitch Extraction and Fundamental Frequency: History and Current Techniques” Technical Report TR-CS 2003-06, 2003
- [9] P. A. Pelle: "A Robust Pitch Extraction System Based on Phase Locked Loops" 2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings, Toulouse, 2006, pp. I-I.
- [10] M. Staudacher, V. Steixner, A. Griessner, C. Zierhofer: „Fast fundamental frequency determination via adaptive autocorrelation“ EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing, 2016
- [11] C. R. Paul: “Introduction to Electromagnetic Compatibility” 2. Auflage, Hoboken, New Jersey, Wiley, 2006