

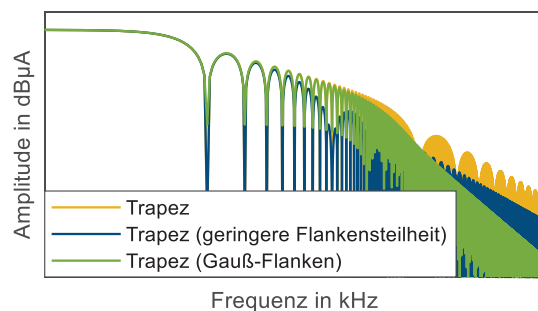
# Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter MOSFETs mithilfe synthetisierter Ansteuerungssignale auf Grundlage einer Netzwerkanalyse und des EKV-Modells

M.Sc. Caroline Krause, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
M.Sc. Andreas Bendicks, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme  
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, TU Dortmund, Arbeitsgebiet Bordsysteme

## 1 Einleitung

Aufgrund der Elektromobilität steigt die Anzahl leistungselektronischer Systeme in **Kraftfahrzeugen** (Kfz) stark an. Durch die funktionsbedingten Schaltvorgänge können diese erhebliche Störquellen für andere im Kfz befindliche Systeme darstellen. Um die Störungen zu reduzieren, sind unterschiedliche Ansätze zur Störunterdrückung bekannt. Eine häufig eingesetzte Lösung sind passive Filter. Diese dämpfen die entstandenen Störungen, um die elektromagnetische Verträglichkeit zu gewährleisten. Eine Alternative ist es, die Entstehung von elektromagnetischen Störungen direkt an der Quelle ihrer Entstehung zu verhindern oder zu reduzieren. In leistungselektronischen Systemen stellen die schaltenden Transistoren die Quellen der Störungen dar. Da es sich hierbei um gut steuerbare Elemente handelt, kann die elektromagnetische Verträglichkeit durch gezielte Ansteuerungssignale verbessert werden.

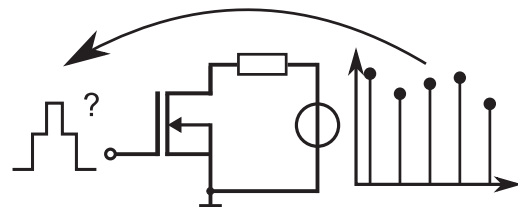
Ziel ist, das EMV-Verhalten des betrachteten Systems zu verbessern. Gleichzeitig soll die Effizienz des Schaltvorgangs erhalten bleiben. Dies stellt einen Zielkonflikt dar. Wird das Spektrum eines Trapezsignals in Bild 1 (in Gelb) betrachtet, treten auch bei hohen Frequenzen noch relativ hohe Schwingungsamplituden auf. Wird die Flankensteilheit des Trapezsignals reduziert, werden die Amplituden hochfrequenter Signalanteile reduziert (Bild 1 in Blau). Nachteil ist jedoch, dass sich die Schaltzeit erhöht und damit einhergehend die Schaltverluste. Die Effizienz des Schaltvorgangs sinkt hierdurch. Ein verbesserten Kompromiss stellen s-förmige Signale dar [1]. Ein Beispiel hierfür sind Pulse mit gaußförmigen Flanken. Das Spektrum dieses Pulses ist ebenso in Bild 1 (in Grün) dargestellt. Bei gleicher Anstiegs- und Abfallzeit wie bei dem Trapezsignal mit steilen Schaltflanken (in Gelb) weisen hochfrequente Signalanteile eine geringere Amplitude auf, sodass ein verbesserter Kompromiss zwischen EMV und Effizienz gegeben ist.



**Bild 1:** Vergleich der Spektren von trapezförmigen Pulsen und einem Puls mit gaußförmigen Flanken

Die Methode dieses Beitrags hat das Ziel, das notwendige Ansteuerungssignal für einen zuvor definierten Ausgangsstromverlauf zu bestimmen. Wie in Bild 2 dargestellt, kann der Ausgangsstromverlauf im Zeit- oder Frequenzbereich vorgegeben werden. Durch Modifikation und Anwendung einer Netzwerkanalyse auf das betrachtete leistungselektronische System wird das erforderliche Ansteuerungssignal bestimmt.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren ist den Methoden der aktiven Gate-Ansteuerung (engl. active gate control) zuzuordnen. Einen Überblick über bereits bekannte Methoden der aktiven Gate-Ansteuerung wird in Abschnitt 2 gegeben. Die entwickelte Methode umfasst die Berechnung des Gate-Signals eines MOSFETs zur Steuerung des Ausgangssignals und wird im Detail in Abschnitt 3 beschrieben. Im Folgenden wird eine Source-Schaltung betrachtet, die in Abschnitt 4 modelliert wird. In Abschnitt 5 wird diese Methode in einem Anwendungsbeispiel auf eine Source-Schaltung angewendet. Darauffolgend wird die Güte der Methode anhand von Berechnungen unter Verwendung des Modells des Testsystems verifiziert. Abschließend werden die Ergebnisse in Abschnitt 6 zusammengefasst. In Abschnitt 7 werden Erweiterungsmöglichkeiten und Potentiale dieser Methode diskutiert.



**Bild 2:** Konzept der Methode zur Verbesserung des EMV-Verhaltens

## 2 Bisherige Methoden zur Erzeugung der Ansteuerungssignale

Mögliche Konzepte zur Optimierung des Schaltverhaltens von Leistungstransistoren sind die Anpassung des Gate-Widerstandes, die Ansteuerung des Gates mit definierten Spannungsprofilen, das Verwenden einer externen Miller-Kapazität, der Aufbau analoger Regelungen oder digitaler Regelungen [2]. In Bezug auf die aktive Gate-Ansteuerung werden analoge bzw. digitale Regelungen am häufigsten verwendet. Bei analogen Regelkreisen werden zumeist die Steigungen des Ausgangsstroms und/oder der Ausgangsspannung geregelt. Durch die Rückkopplung kann das nichtlineare Verhalten des Systems kompensiert werden. Wird eine digitale Regelung realisiert, besteht im Allgemeinen eine größere Flexibilität bei der Erzeugung von gezielten Signalformen. Des Weiteren können Parameteränderungen durch adaptive Ansätze kompensiert werden. [3]. Die zuvor genannten Methoden verbessern das EMV-Verhalten durch die Reduktion des Strom- oder Spannungsüberschwingens oder durch die Limitierung der Steigungen des Ausgangsstroms oder der Ausgangsspannung. Häufig wird dabei jedoch die Verlustleistung im Transistor erhöht [2].

In vorherigen Arbeiten wurden Methoden beschrieben, deren Ziel es ist, ebenso unter der Verwendung synthetisierter Ansteuerungssignale ein störungsarmes Ausgangssignal zu erzeugen. Das Ansteuerungssignal wird in [4] mithilfe der Approximation des Systemverhaltens durch ein Polynom achter Ordnung und in [5] durch einen iterativen Suchalgorithmus berechnet. In [5] ist eine Regelung realisiert. Dies bietet die Möglichkeit Parameteränderungen und reaktive Effekte zu berücksichtigen und damit immer ein optimiertes Ausgangssignal zu erhalten. Ein Nachteil dieser Methode ist jedoch, dass die Optimierung sehr viel Zeit beansprucht und nur ein kleiner Frequenzbereich optimiert wird. Die in [4] beschriebene Methode bietet den Vorteil, dass durch die Approximation des Systemverhaltens durch ein Polynom das Ansteuerungssignal schnell berechnet werden kann. Ändert sich das Verhalten des Gesamtsystems jedoch, muss die mathematische Systemfunktion erneut durch eine aufwändige messtechnische Charakterisierung erfolgen. Des Weiteren können reaktive Elemente nur mit größerem Aufwand berücksichtigt werden, wodurch Schaltvorgänge nur im niederfrequenten Bereich betrachtet werden sollten. In diesem Beitrag soll das Verhalten des Transistors mithilfe eines physikalisch parametrierbaren Modells beschrieben werden. Hierzu wird das EKV-Modell [6] verwendet. Des Wei-

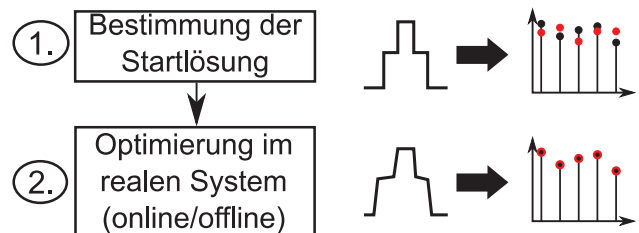
teren können reaktive Elemente durch eine Beschreibung des Netzwerks mithilfe der Admittanzmatrix gut einbezogen werden. Änderungen der Beschaltung des MOSFETs können außerdem ohne großen Aufwand berücksichtigt werden.

### 3 Methode zur Bestimmung der notwendigen synthetisierten Ansteuerungssignale

Im ersten Teil dieses Abschnitts wird allgemein das Gesamtkonzept der Methode zur Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter Leistungselektronik dargestellt. Im zweiten Teil wird die Bestimmung des Ansteuerungssignals mithilfe einer Netzwerkanalyse im Detail erläutert.

#### 3.1 Allgemeine Darstellung der Methode

Es wird ein leistungselektronisches System betrachtet, dessen Ausgangsgrößen vorgegebene Anforderungen erfüllen sollen. Um dies zu realisieren, wird der in Bild 3 abgebildete Ablauf vorgeschlagen. Im ersten Schritt wird eine Startlösung für das erforderliche Ansteuerungssignal durch eine Untersuchung des Systemverhaltens gesucht. Dies kann, wie in [4] beschrieben, durch eine analytische oder numerische Berechnung mithilfe der Umkehrfunktion der Systemfunktion erfolgen. Eine, wie oben erläutert, allgemeiner anwendbare Methode zur Bestimmung des Ansteuerungssignals stellt die neu entwickelte Methode basierend auf einer Netzwerkanalyse dar. Eine detaillierte Erläuterung dieser Methode folgt im nächsten Abschnitt. Wurde ein Ansteuerungssignal auf Basis der Parameter aus Datenblättern, messtechnischen Charakterisierungen oder aus z.B. SPICE-Modellen bestimmt, ergibt sich bei Verwendung dieses Signals in einem realen Testaufbau ein Ausgangssignal, welches sich unter anderem durch Modellierungsungenauigkeiten von dem vorgegebenen Signal unterscheidet. Um diese Abweichungen zu minimieren, folgt der zweite in Bild 3 dargestellte Optimierungsschritt. Hier gibt es unterschiedliche Implementierungsvarianten. Zum einen kann eine offline Optimierung durchgeführt werden. Hierbei wird das zuvor gefundene Ansteuerungssignal im realen System verwendet und optimiert. Die Optimierung kann mithilfe eines externen Trainers anhand eines Prototypen erfolgen oder alternativ für jedes Gerät einzeln. Das nun gefundene Ansteuerungssignal wird im laufenden Betrieb des Systems verwendet. Eine Alternative hierzu stellt eine Onlineoptimierung dar. Während des laufenden Betriebs des Systems findet eine Optimierung des Ansteuerungssignals durch Rückführung von Systemgrößen statt. Dies bietet den Vorteil, dass im Betrieb auftretende Parameteränderungen kompensiert werden können und immer ein optimiertes Ausgangssignal erzielt werden kann.



**Bild 3:** Schematisches Vorgehen der Methode zur Erzeugung eines definierten Ausgangssignals

#### 3.2 Durchführung der Netzwerkanalyse

Das angewendete Verfahren ist an die Methode der harmonischen Balance angelehnt [7]. Hierzu wird das System in ein lineares und ein nichtlineares Teilsystem unterteilt. Das lineare Netzwerk besteht aus allen Systemkomponenten, die ein lineares Übertragungsverhalten besitzen. Dieses Teilsystem wird durch ein lineares Gleichungssystem beschrieben, wie es bei einer modifizierten Knotenanalyse (engl.: **modified nodal analysis**, MNA) aufgestellt wird. Das nichtlineare System besteht aus allen Netzwerkkomponenten, deren Verhalten über nichtlineare Gleichungen der Ströme beschrieben wird. Ziel dieser Methode ist es, die Ströme, die zwischen dem linearen und dem nichtlinearen Netzwerk

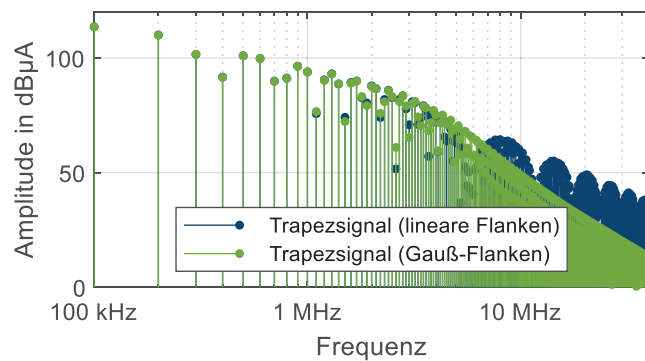


Gate-Ansteuerungssignals mithilfe der MNA durchgeführt. Im dritten Teil dieses Abschnitts wird der Systemausgang unter Verwendung des zuvor berechneten Ansteuerungssignals bestimmt und die Güte der Methode diskutiert.

## 5.1 Testsystem

Zur Anwendung der in Abschnitt 3 beschriebenen Methode wird die in Bild 4 dargestellte Source-Schaltung verwendet. Source-Schaltungen finden im Automotive-Bereich unter anderem in der Ansteuerung von Glühlampen, LEDs und Relais Anwendung [9]. Es wird ein n-Kanal MOSFET mit einem Lastwiderstand  $R_{\text{Last}}$  von  $10 \Omega$  betrachtet. Am Gate wird ein Widerstand von  $1 \Omega$  angeschlossen. Die Betriebsspannung  $U_B$  beträgt  $10 \text{ V}$ . Das Gate-Ansteuerungssignal  $u_g$  gilt es im Folgenden zu bestimmen.

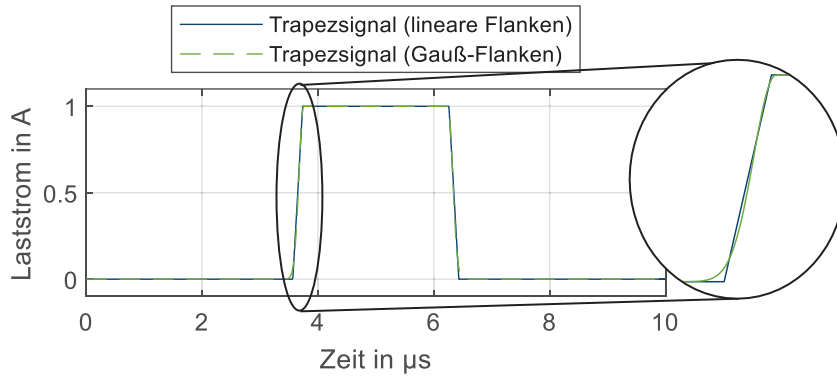
## 5.2 Anwendung der Methode



**Bild 5:** Spektrum eines trapezförmigen Laststroms (Blau) im Vergleich zum Spektrum des Laststroms mit gaußförmigen Flanken (Grün)

Wird ein MOSFET geschaltet, ergibt sich näherungsweise ein trapezförmiges Signal des Laststroms. Das Spektrum eines Trapezsignals ist in Bild 5 in Blau dargestellt. Ziel ist es, das Ansteuerungssignal zu bestimmen, um einen zuvor definierten Laststrom zu generieren. Im ersten Schritt wird ein Puls mit gaußförmigen Flanken als Laststrom gefordert. Das Spektrum des geforderten Pulses ist in Bild 5 in Grün dargestellt. Das zugehörige Zeitbereichssignal ist in Bild 6 (Grün) zu sehen. Zur Implementierung der in Abschnitt 3 vorgestellten Methode wird zur Beschreibung des linearen Teilsystems das Gleichungssystem (13) zum Zeitpunkt  $m$  verwendet. Da die Spannung des Ansteuerungssignals  $u_g$  nicht bekannt ist, kann das mithilfe des Stempelformalismus aufgestellte Gleichungssystem nicht direkt gelöst werden. Daher wird dieser Eintrag im Lösungsvektor durch die bekannte Drain-Source-Spannung ersetzt und die Admittanzmatrix entsprechend angepasst. Die Einträge vor der Modifikation des Gleichungssystems sind durchgestrichen in Grau zu sehen. Das Gleichungssystem ergibt sich damit zu

$$\begin{bmatrix}
 \overline{1/R_{\text{Last}}} & 0 & 0 & -1/R_{\text{Last}} & 0 & 0 \\
 0 & 1/R_g & -1/R_g & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -1/R_g & 1/R_g & 0 & 0 & 1 \\
 -1/R_{\text{Last}} & 0 & 0 & 1/R_{\text{Last}} & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 \overline{0} & 1 & 0 & \overline{\pm 0} & 0 & 0
 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix}
 u_{\text{ds}}^m \\
 u_{\text{gs}}^m \\
 u_g^m \\
 U_B^m \\
 i_B^m \\
 i_g^m
 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
 -i_{\text{d,l}}^m \\
 i_{\text{g,l}}^m \\
 0 \\
 0 \\
 U_B^m \\
 u_g^m u_{\text{ds}}^m
 \end{bmatrix}. \quad (13)$$



**Bild 6:** Konventionelles Trapezsignal und Trapezsignal mit gaußförmigen Flanken

Die bekannten Größen des Gleichungssystems sind die Widerstände  $R_{\text{Last}}$  und  $R_g$  und die Versorgungsspannung  $U_B$ . Aus der Vorgabe des Laststroms  $i_{\text{Last}}$  kann durch  $u_{\text{ds}} = U_B - R_{\text{Last}} \cdot i_{\text{Last}}$  die Drain-Source-Spannung berechnet werden. Der Strom  $i_B$ , der durch die Konstantspannungsquelle eingepreßt wird, entspricht  $i_B = -i_{\text{Last}}$ . Unbekannt sind die Gate-Source-Spannung  $u_{\text{gs}}$ , der Gate-Strom  $i_g$  sowie die Spannung des gesuchten Ansteuerungssignals  $u_g$ . Der Strom  $i_{\text{d,nl}}$  setzt sich aus dem Strom durch den idealen MOSFET und den Strömen durch die Drain-Source- und die Miller-Kapazität zusammen und ergibt sich zu

$$i_{\text{d,nl}} = i_D + i_{C_{\text{ds}}} + i_{C_{\text{gd}}} = i_D + C_{\text{ds}} \frac{du_{\text{ds}}}{dt} + C_{\text{gd}} \frac{d(u_{\text{ds}} - u_{\text{gs}})}{dt}. \quad (14)$$

Der Strom  $i_{\text{g,nl}}$  resultiert aus den Strömen durch die Miller- und die Gate-Source-Kapazität zu

$$i_{\text{g,nl}} = i_{C_{\text{gd}}} - i_{C_{\text{gs}}} = C_{\text{gd}} \frac{d(u_{\text{ds}} - u_{\text{gs}})}{dt} - C_{\text{gs}} \frac{du_{\text{gs}}}{dt}. \quad (15)$$

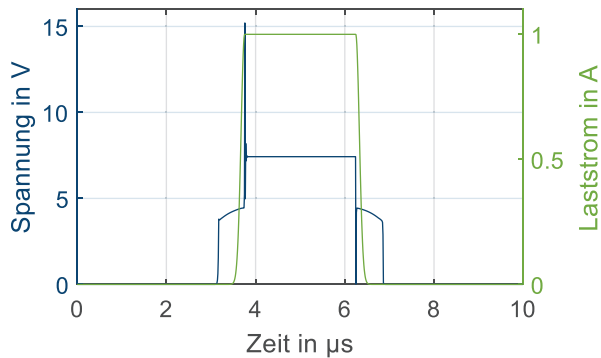
Mithilfe des Gleichungssystems (13), der Gleichungen (14) und (15) sowie der nichtlinearen Gleichung (4) wird die in Abschnitt 3 erläuterte und in Bild 3 dargestellte Methode zur Berechnung des Ansteuerungssignals  $u_g$  verwendet. Zunächst werden Startwerte für die unbekannt Ströme und Spannungen des Lösungsvektors gewählt. Die Gleichungen (4) und (13) bis (15) werden mit diesen Startwerten gelöst. Zur Ausbalancierung der Ströme zwischen linearem und nichtlinearem System wird das Optimierungsproblem

$$\| \underline{f} \| = \left\| \begin{bmatrix} -i_{\text{d,nl}} \\ i_{\text{g,nl}}^m \\ 0 \\ 0 \\ U_B \\ u_{\text{ds}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -i_{\text{d,l}} \\ i_{\text{g,l}}^m \\ 0 \\ 0 \\ U_B \\ u_{\text{ds}} \end{bmatrix} \right\| = 0 \quad (16)$$

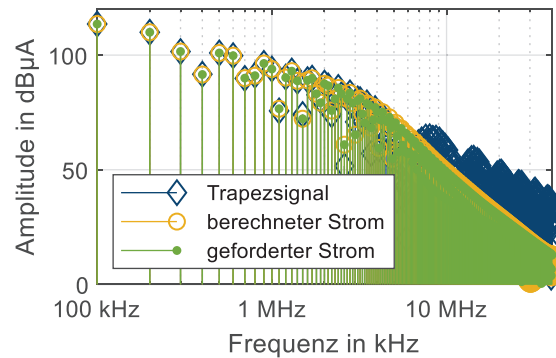
gelöst. Wie zuvor beschrieben erfolgt die Optimierung durch das Trust-Region Verfahren. Im nächsten Schritt wird mit der Bestimmung des Ansteuerungssignals für den folgenden Zeitpunkt fortgefahren. Wurde das Optimierungsproblem für jeden Zeitschritt gelöst, liegt das optimierte Ansteuerungssignal zur Erzeugung des vorgegebenen Laststroms vor.

### 5.3 Berechnung des Systemausgangs mithilfe des Modells

Zur Verifizierung der Methode wird der Systemausgangsstrom unter Zuhilfenahme des Schaltungsmodells des in Abschnitt 4 beschriebenen Testsystems berechnet. Die Parameter zur Beschreibung des Verhaltens des MOSFETs können beispielsweise einem Da-



**Bild 7:** Berechnetes Ansteuerungssignal (blau) zur Erzeugung des gaußförmigen Laststroms (grün)



**Bild 8:** Spektrum eines trapezförmigen Laststroms (blau), des vorgegebenen Laststroms (grün) und des berechneten Laststroms (gelb) unter Verwendung des Ansteuerungssignals aus Bild 7

tenblatt oder einem SPICE-Modell, sofern dieses gegeben ist, entnommen werden. Üblicherweise ergeben sich beim Schalten von MOSFETs trapezförmige Stromverläufe, dessen Spektrum in Bild 8 in Blau dargestellt ist. Im Vergleich hierzu ist das durch eine FFT (**f**ast **F**ourier **t**ransformation) bestimmte Spektrum des Laststroms des Pulses mit gaußförmigen Flanken in Grün dargestellt. Zu erkennen ist, dass bei Erzeugung dieses Pulses hochfrequente Signalanteile mit geringerer Amplitude vorkommen als bei einem Trapezspektrum und damit eine Verbesserung des EMV-Verhaltens erreicht wird. Wie im vorherigen Abschnitt 5.2 erläutert, wird das Ansteuerungssignal zur Erzeugung des vorgegebenen Laststroms berechnet. Dies ist in Bild 7 dargestellt. Beginnt die gaußförmige Flanke zu steigen, steigt die Spannung  $u_g$  zunächst steil an bis auf eine Spannung knapp unterhalb der Threshold-Spannung. Anschließend steigt die Spannung mit einer geringen Steigung während der steigenden Flanke des Laststroms. Befindet sich der MOSFET im ohmschen Bereich, steigt die Spannung des Gate-Ansteuerungssignals sprunghaft an, um den MOSFET durchzusteuern. Für den Ausschaltvorgang wird dieser Verlauf in umgekehrter Reihenfolge erzeugt. Die Spannungsspitzen zum Ende der steigenden Flanke und zum Anfang der fallenden Flanke ergeben sich aufgrund der Spannungssprünge und der daraus resultierenden Ströme durch  $C_{gd}$  und  $C_{gs}$ , die in diesem Betriebsbereich höhere Kapazitätswerte haben. Aufgrund dieser Effekte muss ein komplexes Ansteuerungssignal für den MOSFET erzeugt werden, um den gewünschten Verlauf für den Laststrom zu erhalten. Eine Realisierung kann beispielsweise mithilfe digitaler Hardware erfolgen. Die notwendigen Komponenten sind bereits verfügbar und es ist zu erwarten, dass diese in Zukunft kostengünstig eingesetzt werden können. Wird das berechnete Ansteuerungssignal aus Bild 7 (Blau) von der Signalquelle  $u_g$  ausgegeben, stellt sich der ebenfalls in Bild 7 dargestellte Laststrom ein (Grün). In Bild 8 in Gelb ist der Laststrom im Frequenzbereich dargestellt. Wird dieser mit dem zuvor geforderten Laststrom verglichen, wird eine hinreichende Übereinstimmung erreicht.

## 6 Zusammenfassung

Zur Verbesserung des EMV-Verhaltens getakteter Leistungselektronik und bei Beibehaltung der Effizienz des Schaltvorgangs wird eine aktive Ansteuerung des Gates von MOSFETs mit synthetisierten Signalen zur Erzeugung des optimierten Laststroms realisiert. In einem gezeigten Beispiel soll ein s-förmiger Laststrompuls durch ein entsprechendes Gate-Ansteuerungssignal generiert werden. Zur Bestimmung des erforderlichen Ansteuerungssignals wird eine Berechnungsmethode basierend auf einer angepassten Knotenanalyse vorgeschlagen. Die Modellierung des Transistors erfolgt hier mithilfe des EKV-

Modells. Erste Berechnungsergebnisse zeigen, dass ein EMV-optimierter Laststrom damit gefunden werden kann.

## 7 Ausblick

Wie zuvor dargestellt, bietet die entwickelte Methode die Möglichkeit, das Ansteuerungssignal einer MOSFET-Source-Schaltung für einen beliebig vorgegebenen Laststrom zu berechnen. Die Anwendbarkeit der Methode gilt es in einem realen Testaufbau zu bestätigen. Hierzu wird, wie in der Beschreibung der Methode zur Bestimmung der notwendigen synthetisierten Ansteuerungssignale dargestellt, das mithilfe des Modells gefundene Ansteuerungssignal in einem Laboraufbau optimiert. In weiteren Untersuchungen soll diese Methode auf komplexere Schaltungen, wie beispielsweise einen Gleichspannungswandler, angewendet werden.

## Literatur

- [1] M. Blank T. Glück, A. Kugi und H-P Kreuter: „Digital slew rate and S-shape control for smart power switches to reduce EMI generation“. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, Nr. 9, S. 5170 - 5180, Sept. 2015
- [2] X. Yang, Y. Yuan, X. Zhang und P.R. Palmer: „Shaping high-power IGBT switching transitions by active voltage control for reduced EMI generation“. In *IEEE Transactions on Industrie Applications*, Vol. 51, Nr. 2, S. 1669 - 1677, March/April 2015
- [3] J. Groeger, B. Wicht und K. Norling: „Dynamic stability of a closed-loop gate driver enabling digitally controlled slope shaping“. In *13th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Giardini Naxos, Italien, 12.-15. Juni 2017, S. 61 - 64
- [4] C. Krause, A. Bendicks, T. Dörlemann und S. Frei: „Synthesis of an optimized control signal for an improved EMC switching behavior of MOSFETs using a system characterization approach“. In *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, 2.-6. Sept. 2019, S. 345 – 350
- [5] T. Dörlemann, A. Bendicks, C. Krause, S. Frei: „Noise reduction in periodically switching MOSFET circuits using iteratively found synthesized control signals“. In *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, Barcelona, Spanien, 2.-6. Sept. 2019, S. 848-853
- [6] G. A. S. Machado, C.C. Enz und M. Bucher: „Estimating key parameters in the EKV MOST model for analogue design and simulation“. In *Proceedings of ISCAS'95 - International Symposium on Circuits and Systems*, Seattle, WA, USA, 30. April - 3. Mai 1995, S. 1588 - 1591
- [7] R. Gilmore und M. Steer: „Nonlinear circuit analysis using the method of harmonic balance- a review of art. Part 1. introductory concepts“. In *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engeneering*, Vol. 1, Nr. 1, S. 22 - 37, 1991
- [8] M. Bucher C. Lallement, C. Enz, F. Théodoloz, F. Krummenacher: „The EPFL-EKV MOSFET model equations for simulation“. In Electronics Laboratories, Swiss Federal Institute of Technology (EPFL), Lausanne, Switzerland, Tech. Rep. EPFL-DE-LEG, Juli 1998
- [9] Infineon Technologies AG: „Body control modules“, URL: <https://www.infineon.com/cms/en/applications/automotive/body-electronics-and-lighting/body-control-modules/> (22.10.2019)