

Verlustmodellierung und Effizienzoptimierung einer hart schaltenden, netzfreundlichen Pulsleichrichterstufe (PFC)

Loss Modelling and Efficiency Optimization of a Hard-Switching Power Factor Correction Rectifier (PFC)

Sven Bolte, Jan Baurichter, Carsten Henkenius, Dr.-Ing. Norbert Fröhleke und Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker, Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 33098 Paderborn, Germany, bolte@lea.upb.de
Heiko Figge, DELTA Energy Systems GmbH, 59494 Soest, Germany, Heiko.Figge@delta-es.com

Kurzfassung

Die sogenannte Totem-Pole-Topologie stellt eine kostengünstige und elektrisch hocheffiziente Schaltungstopologie für die netzfreundliche Gleichrichterstufe eines On-Board Ladegerätes dar. Die Verfügbarkeit von Siliziumkarbid MOSFETs ermöglicht erstmals den stromkontinuierlichen Betrieb dieser Schaltungstopologie. In diesem Beitrag wird die Verlustmodellierung einer hart schaltenden, netzfreundlichen Pulsleichrichterstufe in Totem-Pole-Topologie und die Optimierung der PFC-Drossel vorgestellt.

Abstract

The Totem-Pole Boost PFC rectifier is a promising topology for On-Board Chargers. For the first time, the availability of silicon carbide MOSFETs offers the use of continuous current mode in this particular topology. This article deals with an accurate loss modelling of a hard switching Totem-Pole Boost PFC rectifier and optimization of the boost inductance.

1 Einleitung

In Anbetracht steigender Kraftstoffkosten wird die Entwicklung von Elektrofahrzeugen in jüngster Zeit stark forciert. Neben Batterie und Antrieb werden dabei auch Ladegeräte als neue Komponenten benötigt. Minimales Gewicht bei maximalem Wirkungsgrad sind die entscheidenden Parameter von On Board-Ladern, welche fest im Fahrzeug eingebaut sind. Die sogenannte Totem-Pole-Topologie stellt eine kostengünstige und elektrisch hocheffiziente Schaltungstopologie für die netzfreundliche Gleichrichterstufe eines Ladegerätes dar. Die Effizienzoptimierung eines netzfreundlichen Gleichrichters erfordert die genaue Kenntnis der Schaltverluste der Leistungsschalter und ihrer Einflussgrößen. Die Einflussgrößen sind jedoch vielfältig, wie z.B. die zu schaltenden Ströme und Spannungen, die topologische Beschaltung und die sich aus dem konkreten Aufbau ergebenden Streuinduktivitäten. Aufgrund dieser großen Variabilität der Umfeldbedingungen sind Herstellerangaben zu Schaltverlusten typischerweise unzureichend über den gesamten Arbeits- und Parameterbereich charakterisiert, was eigene Messungen erforderlich macht.

Bei der Pulsleichrichterstufe in Totem-Pole-Topologie (siehe Bild 1) handelt es sich um einen brückenlosen Gleichrichter. Je nach Polarität der Netzspannung werden die Schalter S_1 , S_3 oder die Schalter S_2 , S_4 angesteuert, die Dioden D_{S1} bis D_{S4} dienen als Freilaufdioden. Gegenüber

dem klassischen netzfreundlichen Gleichrichter bestehend aus Gleichrichterbrücke und nachgeschalteter Stromformerstufe – meist als Hochsetzsteller ausgeführt – wird eine Diode im Leistungspfad eingespart, was zu einer Reduzierung der Durchlassverluste führt. Zur Verringerung der Schwankung des Eingangstroms und zur Aufteilung der Leistung werden üblicherweise mindestens zwei Stufen parallel geschaltet und mit einem Zeitversatz von einer halben Schaltperiode angesteuert (engl. Interleaving).

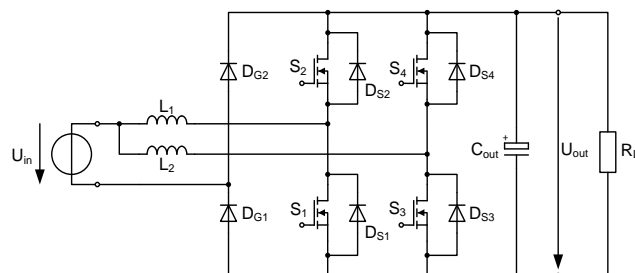


Bild 1 Pulsleichrichterstufe in Totem-Pole-Topologie

Falls normale Leistungs-MOSFETs eingesetzt werden, eignet sich die Totem-Pole PFC-Stufe in erster Linie für den Betrieb an der Lückgrenze [1]. Dabei geht der Strom durch die Freilaufdiode auf null zurück und die Diode sperrt, bevor der Schalter wieder eingeschaltet wird. Hierdurch vermeidet man Verluste durch die Rückstromspitze der Freilaufdiode, welche recht dominant sein können, denn die inhärente Inversdiode der MOSFET verfügt typischerweise über ein vergleichsweise schlechtes

Recovery-Verhalten. In jüngster Vergangenheit sind MOSFETs auf Siliziumkarbidbasis (SiC) als neue Leistungshalbleiter auf den Markt gekommen. Diese Leistungsschalter verbinden die positiven Eigenschaften eines MOSFET auf Siliziumbasis (geringe Durchlassverluste, hohe Schaltfrequenzen) mit denen der bereits auf breiter Front eingesetzten SiC-Schottkydioden (praktisch keine Recovery-Verluste) [3]. Somit scheint dieses Bauteil den stromkontinuierlichen Betrieb des Pulsleichrichters in Totem-Pole-Topologie erstmals zu ermöglichen. Hierbei ist die Schwankung des Drosselstroms deutlich reduziert, was sich positiv auf die Verluste in der PFC-Drossel auswirkt und aufgrund der kleineren Flussänderung im Magnetkern der Drossel geringere Anforderungen an das Kernmaterial stellt. In diesem Beitrag wird ein netzfreundlicher Gleichrichter mit einer maximalen Eingangsleistung $P_{in} = 3 \text{ kW}$ bei einer Netzspannung $U_{in} = 230 \text{ V}$ betrachtet.

In Abschnitt 2 folgt die Beschreibung der Verlustmodellierung der Leistungshalbleiterschalter und der PFC-Drossel. Die PFC-Drossel wird in Abschnitt 3 einer Effizienzoptimierung unterzogen. In Abschnitt 4 wird ein Fazit gegeben.

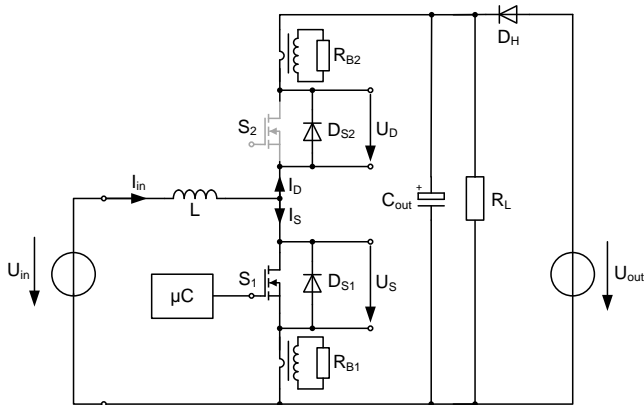


Bild 2 Messschaltung zur Bestimmung der Schaltverluste anhand des Doppelpuls-Versuches

2 Verlustmodellierung

2.1 Messtechnische Bestimmung der Schaltverlustleistung

Zur Modellierung der Schaltverluste werden die Ein- und Ausschaltverluste von Schalter (MOSFET) und Freilaufdiode in Abhängigkeit des Schalterstromes benötigt. Der Doppelpulsversuch (s. Bild 2) stellt eine bewährte Methode zur messtechnischen Bestimmung von Schaltverlusten dar [2]. Mittels zweier Pulse können der Schalterstrom eingestellt und die Strom- und Spannungsverläufe während eines Schaltvorgangs erfasst werden. Der erste Puls dient zur präzisen Einstellung des Schalterstromes, die eigentliche Messung erfolgt im zweiten Puls. Unter der Voraussetzung, dass die Spule vor Beginn der Messung

stromlos ist, ergibt sich der Eingangsstrom I_{in} in Abhängigkeit der Dauer des ersten Pulses T_{P1} zu:

$$I_{in}(T_{P1}) = \frac{U_{in}}{L} T_{P1} \quad (1)$$

Die Zwischenkreisspannung wird während der Messung konstant gehalten. Weiteren Einfluss auf die Schaltverluste hat die Temperatur der Halbleiterbauelemente. Da der Messvorgang kaum zu einer Erwärmung der Bauelemente führt, wurde ein Heizwiderstand gemeinsam mit den Halbleiterbauelementen auf einen Kühlkörper montiert. Zur Regelung der Heizleistung wird die Temperatur ϑ_S von einem Sensor in unmittelbarer Nähe zu den Halbleiterbauelementen erfasst. Die Erzeugung der Schaltsignale und die Temperaturregelung erfolgt mit einem Mikrocontroller.

Die Aufnahme der Messgrößen U_{in} , U_{out} und ϑ_S findet über Multimeter und den Temperatursensor statt. Die Größen U_S , I_S , I_{in} und I_D werden mit einem digitalen Speicheroszilloskop aufgenommen. Die Momentanwerte für die Verlustleistung an den Schaltern ergeben sich aus dem Produkt aus Strom und Spannung:

$$P_V(t) = U_S(t)I_S(t) \quad (2)$$

Stromzangen mit Hall-Sensoren weisen im Vergleich zu passiven Tastköpfen eine erhöhte Signallaufzeit auf. Außerdem ist das Übertragungsverhalten bei hohen Frequenzen eingeschränkt, so dass hochdynamische Vorgänge im Stromverlauf nicht erfasst werden. Die Zeitverschiebung zwischen den Signalen und die Abweichungen im Signalverlauf führen zu Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Verluste. Um dieses Problem zu umgehen, werden die Ströme mit Wandlertransformatoren über einen Bürdewiderstand und Einfach-Tastköpfe gemessen. Anhand einer Vergleichsmessung mit einem Shuntwiderstand wurde nachgewiesen, dass die Zeitverschiebung bei der Messung per Wandlertransformator vernachlässigbar klein ist. Gegenüber der Messung per Shuntwiderstand sind das bessere S/N-Verhältnis und die Potentialtrennung hervorzuheben. Die Transformatoren wurden aus Ferritringkernen R10 aus dem Material N30 hergestellt. Dieser Kern ist klein genug, um direkt auf das Bein des zu vermessenden Halbleiters im TO220 oder TO247 Gehäuse aufgesteckt zu werden. Die Sekundärwicklung weist 50 Windungen auf. Mit einer sekundärseitigen Induktivität $L_2 = 4,9 \text{ mH}$ und einem Bürdewiderstand $R_B = 5 \Omega$ ergibt sich die Zeitkonstante der Anordnung zu:

$$\tau = \frac{L_2}{R_B} = 0,98 \text{ ms} \quad (3)$$

Die Länge des Messpulses ist mit $T_{P2} = 3 \mu\text{s}$ ausreichend klein gegenüber der Zeitkonstante τ , um keine nennenswerte Dachschräge im Stromverlauf zu erhalten.

Als Prüfling stand ein MOSFET vom Typ SCH2080KE der Fa. ROHM zur Verfügung. Es handelt sich um einen MOSFET mit integrierter antiparallel geschalteter Diode, beide auf Siliziumkarbidbasis.

Die Oszillogramme werden als Datenvektor exportiert und mit Hilfe eines Matlab-Skriptes ausgewertet. Die Verlustarbeit an den Schaltern ergibt sich aus der Integration über einen Schaltvorgang:

$$E_V(T) = \int_{t_0}^{t_0+T} P_V(t) dt \quad (4)$$

Während der Schaltvorgänge fallen in kurzer Zeit hohe Verlustbeiträge an. Diese zeichnen sich deutlich von den durch Durchlassverluste verursachten Anteilen ab (s. Bild 3). Bei der aufsummierten Verlustarbeit ergeben sich Stufen jeweils zu den Schaltvorgängen. Aus der Höhe der Stufe kann die Verlustarbeit für den jeweiligen Schaltvorgang bestimmt werden.

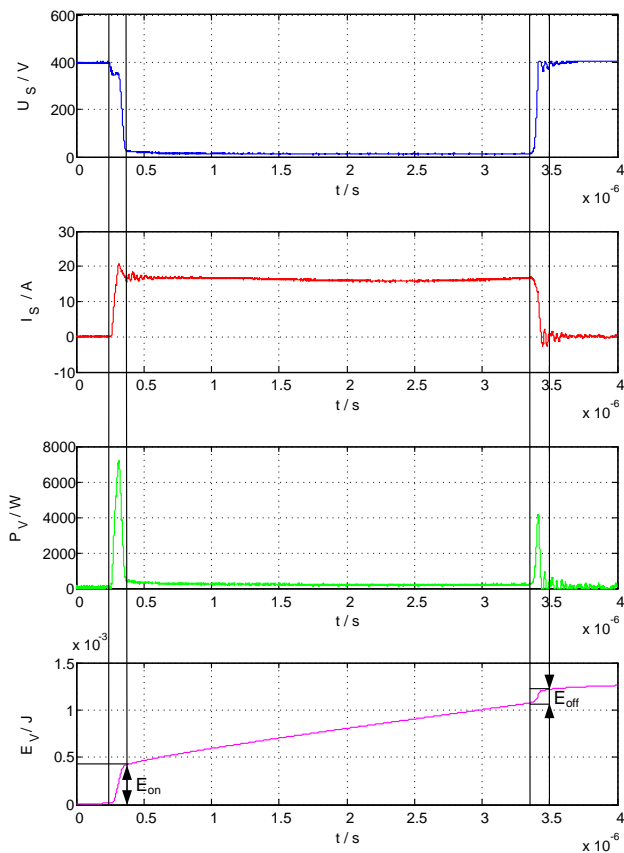


Bild 3 Verläufe von Schalterspannung U_S und -strom I_S für einen Schaltvorgang sowie die Leistung P_V und Verlustarbeit E_V am Schalter

Die gemessenen Durchlassverluste zwischen den Schaltvorgängen sind nicht repräsentativ, da die Schalterspannung mit einem 100x-Tastkopf gemessen wurde und somit die kleinen Durchlassspannungen am Schalter nicht korrekt wiedergegeben werden.

Die Messung der Schaltverluste erfolgte bei einer Schaltertemperatur $\vartheta_S = 60^\circ\text{C}$ und einer Zwischenkreisspannung $U_{\text{out}} = 400\text{ V}$, wobei der Zwischenkreiskondensator C_{out} durch eine externe Stromversorgung aufgeladen wurde. Der Schalterstrom wurde im Bereich $I_{\text{in}} = 1 \dots 20\text{ A}$ in 1 A-Schritten variiert, so dass insgesamt 20 Messpunkte erfasst wurden.

Anhand der Diagramme zu den einzelnen Messungen lassen sich Kennfelder für die Ein- und Ausschaltverlustarbeiten von MOSFET ($E_{\text{onM}}, E_{\text{offM}}$) und Freilaufdiode ($E_{\text{onD}}, E_{\text{offD}}$) bestimmen (s. Bild 4). Die Einschaltverlustarbeit E_{onD} der Diode (Forward Recovery) ist jedoch so gering, dass sie mit den verwendeten Messmitteln nicht erfasst werden kann und somit für die Verlustmodellierung nicht berücksichtigt wird.

Aus den diskreten Messwerten wird nach der Methode der kleinsten Quadrate ein Ausgleichspolynom 2. Ordnung bestimmt:

$$E_{\text{onM}}(I_S) = p_2 I_S^2 + p_1 I_S + p_0 \quad (5)$$

Auf diese Weise können die Schaltverluste für eine beliebig feine Rasterung des Bauteilstroms approximiert werden und die Datenmenge lässt sich auf insgesamt neun Koeffizienten reduzieren.

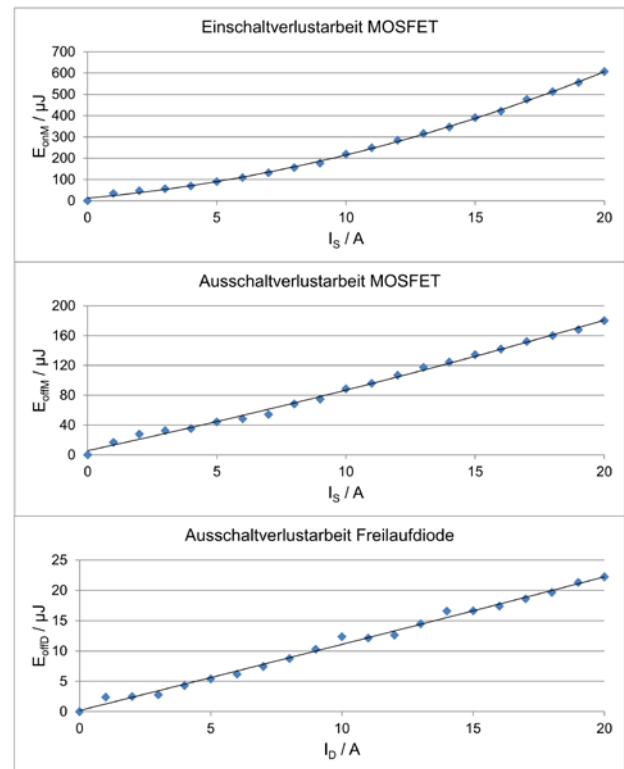


Bild 4 Kennfelder der Verlustarbeiten von MOSFET und Freilaufdiode bei Ein- und Ausschaltvorgängen

2.2 Modellierung der PFC-Drossel

Neben den Leistungsschaltern tragen die PFC-Drosseln L_1, L_2 entscheidend zu den Verlusten bei. Hierbei muss zwischen den Wicklungs- und Kernverlusten unterschieden werden. Die Wicklungsverluste werden hauptsächlich durch ohmsche Verluste im Kupfer repräsentiert. Diese hängen von der Stromdichte im Leiter ab. Eine homogene Verteilung der Stromdichte ergibt sich nur für den Gleichstromfall. Mit steigender Frequenz verändert sich die Ver-

teilung aufgrund von Skin- und Proximity-Effekten. Der Wicklungswiderstand wird somit frequenzabhängig. Für die netzfreundliche Pulsleichrichterstufe wurde ein Ferritkern der Bauform EC45A aus dem Material DMR40 ausgewählt. Zur Berechnung der Wicklungsverluste in Abhängigkeit zur Windungszahl wurde der Wickelkörper des gegebenen Kerns mit Kupferlitze bewickelt. Hierbei wurde das Wickelfenster komplett ausgenutzt, was einer Windungszahl $N_1 = 52$ entspricht. Anschließend wurde der frequenzabhängige ohmsche Widerstand $R_{Cu}(f)$ mit einem Impedanz-Analysator für den Bereich von 40 Hz bis 500 kHz vermessen und durch ein Polynom 2. Ordnung approximiert:

$$R_{Cu}(f) = r_2 f^2 + r_1 f + r_0 \quad (6)$$

Um die Veränderung des Wicklungswiderstandes in Abhängigkeit zur Windungszahl zu berücksichtigen, wird eine Skalierung vorgenommen:

$$R'_{Cu}(N, f) = \frac{N}{N_1} R_{Cu}(f) \quad (7)$$

Diese Skalierung ist nur in eingeschränktem Rahmen gültig, da vor allem die Proximity-Effekte stark mit der Anzahl der vorhandenen Windungen variieren. Anhand des Amplitudenspektrums des Stroms I_{in} durch die PFC-Drossel lassen sich nun die Wicklungsverluste bestimmen:

$$P_{Cu} = \sum_{f=0}^{\infty} \left(\frac{|I_{in}(f)|}{\sqrt{2}} \right)^2 R'_{Cu}(f) \quad (8)$$

Die Verluste im Kern der PFC-Drossel sind abhängig von der Schaltfrequenz und der magnetischen Flussdichte. Für sinusförmige Erregung lassen sich die volumenbezogenen Kernverluste nach der Steinmetzgleichung berechnen [4]:

$$P_{VFe} = k \left(\frac{f}{1 \text{ Hz}} \right)^\alpha \left(\frac{\hat{B}}{1 \text{ T}} \right)^\beta \quad (9)$$

$$P_{Fe} = V_{Fe} P_{VFe} \quad (10)$$

Hierbei beschreibt P_{VFe} die mittlere Verlustleistung pro Volumen, \hat{B} die Amplitude der magnetischen Flussdichte und f die Frequenz. Die Parameter k , α und β sind Materialparameter und können aus den Datenblattangaben des Herstellers ermittelt werden. Aus der Multiplikation mit dem Kernvolumen V_{Fe} ergibt sich die Kernverlustleistung P_{Fe} .

Bei leistungselektronischen Anwendungen ist die Anregung des Kerns in der Regel nicht sinusförmig, sondern rampenförmig. Einen möglichen Ansatz zur Berechnung der Kernverluste liefert die so genannte erweiterte Steinmetzgleichung [5] (engl.: improved generalized Steinmetz equation, iGSE):

$$P_{VFe} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (11)$$

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (12)$$

Dabei beschreibt ΔB die Differenz zwischen der minimalen und der maximalen Flussdichte innerhalb einer Hystereseschleife und dB/dt deren Steigung. Der Faktor k_i kann aus den Materialparametern k , α und β berechnet werden.

Die Flussdichte B lässt sich aus dem Eingangsstrom I_{in} , der Windungszahl N , der Querschnittsfläche des Kerns A_e und der magnetischen Reluktanz R_m der Anordnung bestehend aus Ferritkern und Luftspalt berechnen (13).

$$B = \frac{N I_{in}}{R_m A_e} \quad (13)$$

$$R_m = R_{Fe} + R_l \quad (14)$$

$$R_{Fe} = \frac{l_e}{\mu_0 \mu_r A_e} \quad (15)$$

$$R_l = \frac{l_l}{\mu_0 \frac{\pi}{4} (d_1 + l_l)^2} \quad (16)$$

Bei der Berechnung der Reluktanz des Luftspalts (16) wird die runde Form der Flächen am Luftspalt berücksichtigt.

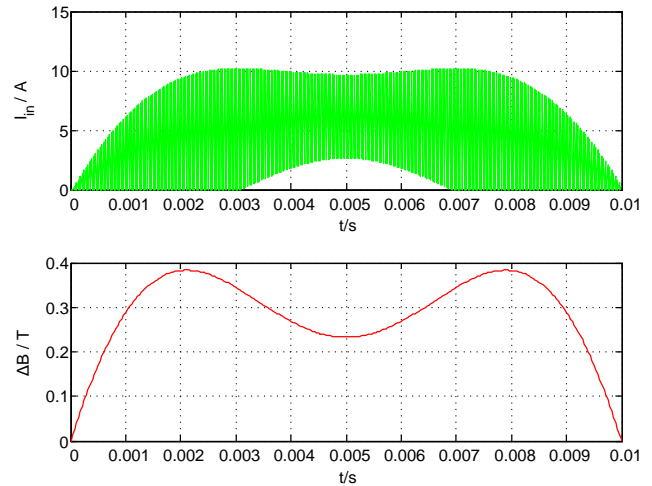


Bild 5 Verläufe des Eingangsstroms I_{in} und die Schwankung der magnetischen Flussdichte ΔB im Kern während einer Netzhälfte

3 Effizienzoptimierung

Ein Verlustmodell der netzfreundlichen Pulsleichrichterstufe (s. Bild 1) wurde in Form eines Matlab-Skriptes entwickelt und mit den teils selbst gemessenen, teils aus Herstellerdatenblättern gewonnenen Bauteildaten bestückt. Anhand dieses Modells lassen sich nun die Verluste an den einzelnen Komponenten für beliebige Arbeitspunkte bestimmen. Als Freiheitsgrade stehen die Anzahl der Windungszahl N und die Länge des Luftspalts l_l der Drosseln L_1 , L_2 zur Verfügung.

3.1 Berechnung der Gesamtverluste

Zur Bestimmung der Gesamtverluste wird der Verlauf des Eingangsstroms I_{in} und die Schwankung der magnetischen Flussdichte ΔB im Kern in Abhängigkeit der Eingangsleistung P_{in} , der Induktivität L und der gewählten

Schaltfrequenz f_s für eine Netzhalbperiode berechnet (s. Bild 5).

Die Wicklungs- und Kernverluste können so anhand der Formeln (8), (11) bestimmt werden.

Aus der Höhe des Eingangsstroms I_{in} jeweils zu den Schaltzeitpunkten lässt sich die Schaltverlustarbeit an den Leistungsschaltern anhand der Kennfelder aufsummieren. Zur Berechnung der Durchlassverluste an den Halbleitern $S_1 - S_4$, $D_{S1} - D_{S4}$ und D_{G1} , D_{G2} wurden die Datenblattangaben der Hersteller herangezogen. Insgesamt werden acht verschiedene Verlustbeiträge für die Gesamtverluste addiert (s. Tabelle 1).

Beitrag	Bezeichnung
P_{DS}	Durchlassverlustleistungen der Schalter $S_1 - S_4$
P_{DD}	Durchlassverlustleistungen der Freilaufdioden $D_{S1} - D_{S4}$
P_{DG}	Durchlassverlustleistungen der Gleichrichterioden D_{G1} , D_{G2}
P_{onS}	Einschaltverlustleistung $S_1 - S_4$
P_{offs}	Einschaltverlustleistung $S_1 - S_4$
P_{offD}	Einschaltverlustleistung $D_{S1} - D_{S4}$
P_{Fe}	Kernverlustleistung in den Drosseln L_1 , L_2
P_{Cu}	Wicklungsverlustleistung in den Drosseln L_1 , L_2

Tabelle 1 Übersicht der einzelnen Verlustbeiträge

3.2 Verteilung der Verluste bei unterschiedlichen Schaltfrequenzen

Um abzuschätzen, wie sich die einzelnen Verlustbeiträge in Abhängigkeit zur Schaltfrequenz f_s verhalten, wurden die Anzahl der Windungen N und die Länge des Luftspalts l_1 der Drosseln L_1 , L_2 zunächst auf $N = 30$ und $l_1 = 5$ mm festgelegt. Die Simulation erfolgte bei der maximalen Eingangsleistung $P_{in} = 3$ kW bei der Netzspannung $U_{in} = 230$ V.

In Bild 6 sind die Durchlass-, Schalt und Kernverluste für drei Schaltfrequenzen $f_s = 25$; 35; 45 kHz aufgetragen. Dabei wurden die Verlustbeiträge für Durchlass- P_D und Schaltverluste P_S wie folgt zusammengefasst:

$$P_D = P_{DS} + P_{DD} + P_{DG} + P_{Cu} \quad (17)$$

$$P_S = P_{onS} + P_{offs} + P_{offD} \quad (18)$$

Aus Bild 6 ist ersichtlich, dass die Schaltverluste P_S mit steigender Frequenz zunehmen. Die magnetischen Verluste im Kern P_{Fe} steigen zu den niedrigen Frequenzen hin an, was mit der erhöhten Schwankung des Stroms durch die Drosseln L_1 , L_2 zusammenhängt. Hieraus folgt eine größere Flussdichteänderung ΔB . Dieser Effekt ist dominant bei den Kernverlusten, der Einfluss der Schaltfrequenz ist nicht erkennbar (vgl. Steinmetzgleichung (9)).

Den größten Beitrag der Gesamtverluste stellen die Durchlassverluste P_D dar. Mit steigender Frequenz nehmen vor allem die Wicklungsverluste P_{Cu} aufgrund des Skin-Effekts zu, während die Durchlassverluste der Halbleiter nahezu gleich bleiben.

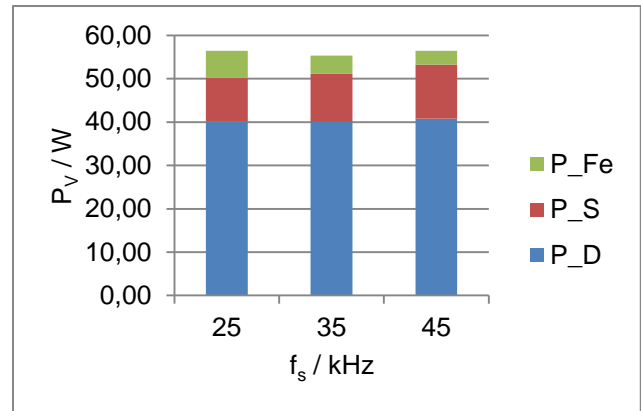


Bild 6 Vergleich der Durchlass-, Schalt und Kernverluste für drei Schaltfrequenzen

Die geringsten Verluste treten mit $P_V = 55,8$ W bei der Schaltfrequenz $f_s = 35$ kHz auf, dies entspricht einem Wirkungsgrad $\eta = 98,1$ %.

3.3 Optimierung der Drossel für eine bestimmte Schaltfrequenz

Anhand des Verlustmodells soll nun die effizienz-optimale Kombination aus der Windungszahl N und die Länge des Luftspalts l_1 für den vorgegebenen Drosselkern bestimmt werden. Untersucht wird erneut der Arbeitspunkt mit maximaler Eingangsleistung $P_{in} = 3$ kW bei der Netzspannung $U_{in} = 230$ V, wobei die Schaltfrequenz $f_s = 35$ kHz beträgt.

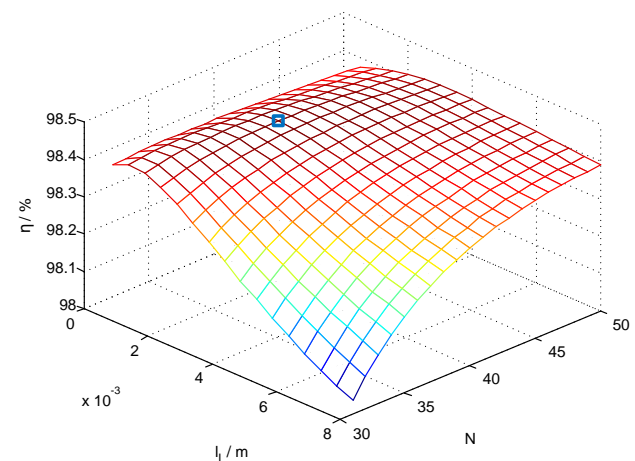


Bild 7 Wirkungsgrad η in Abhängigkeit von Luftspaltlänge l_1 und Windungszahl N

Die Windungszahl wird von $N = 30$ bis $N = 50$, die Luftspaltlänge von $l_1 = 0,5$ mm bis $l_1 = 8$ mm variiert. Der maximale Wirkungsgrad $\eta = 98,4\%$ stellt sich für $N = 40$ und $l_1 = 2$ mm ein (s. Bild 7). Das entspricht einer Induktivität $L_1 = L_2 = 308 \mu\text{H}$. Gegenüber den in Abschnitt 3.2 willkürlich gewählten Drosselparametern ergibt sich eine Steigerung im Wirkungsgrad um $0,3\%$.

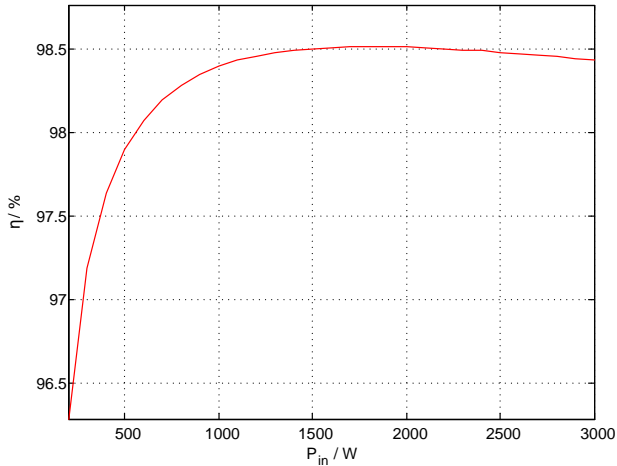


Bild 8 Wirkungsgrad η in Abhängigkeit der Eingangsleistung P_{in}

Im Teillastbereich ist der Wirkungsgrad geringfügig höher, hier werden bis zu $98,5\%$ erreicht (s. Bild 8).

4 Fazit

Es wurde ein Verlustmodell für eine netzfreundliche Pulsleichrichterstufe in Totem-Pole-Topologie erstellt. Die Messung der Schaltverluste eines SiC-MOSFETs unter betriebsähnlichen Bedingungen erfolgte anhand des Doppelpuls-Versuches. Aus den Messdaten wurden Kennfelder zur Bestimmung der Verlustarbeit in Abhängigkeit zum geschalteten Strom generiert.

Für die Bestimmung der magnetischen Verluste bei nicht-sinusförmiger Anregung kam die erweiterte Steinmetzgleichung zum Einsatz.

Aufgrund des guten Recovery-Verhaltens der Inversdiode des SiC-MOSFETs ermöglicht dieser den stromkontinuierlichen Betrieb des Gleichrichters. Die Schaltverluste betragen dabei nur etwa ein Viertel der Durchlassverluste. Durch Variation der Parameter Luftspaltlänge und Windungszahl konnte der gewählte Drosselkern optimiert und der maximale Wirkungsgrad bei Vollast auf $98,4\%$ gesteigert werden.

Die magnetischen Verluste stellen jedoch nur einen kleinen Teil der Gesamtverluste dar, wodurch die erzielte Verbesserung relativ gering ausfällt.

Zukünftig sollen weitere Schaltungen aus dem Bereich der Resonanzwandler mit der gleichen Methode untersucht werden. Hierbei verspricht eine Reduzierung der magnetischen Verluste eine deutlichere Steigerung des Wirkungsgrades.

5 Danksagung

Dieser Tagungsbeitrag entstand im Rahmen des Querschnittsprojektes *Energieeffizienz in intelligenten technischen Systemen*, gefördert mit Mitteln des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) „Intelligente Technische Systeme OstWestfalenLippe (it's OWL)“ und betreut vom Projektträger Karlsruhe (PTKA).

6 Literatur

- [1] Huber, L.; Yuntaek, J. L.; Jovanovic, M.: Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23, 3:1381-1390, 2010.
- [2] Laimer, G.; Kolar, J.W.: Accurate Measurement of the Switching Losses of Ultra High Switching Speed CoolMOS Power Transistor / SiC Diode Combination Employed in Unity Power Factor PWM Rectifier Systems. *Swiss Federal Institute of Technologie (ETH) Zurich*, 1:1-8, 2011.
- [3] Lorenz, L.; Deboy, G.; Zverev, I.: Matched Pair of CoolMOS Transistor With SiC-Schottky Diode – Advantages in Application. *IEEE Transactions on Industrie Applications*, 40, 5:1272, 2004.
- [4] Steinmetz, C. P.: On the Law of Hysteresis. *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the IX:1 – 64*, 1892.
- [5] Mühlethaler, J.; Kolar, J.; Ecklebe, A.: Loss Modeling of Inductive Components Employed in Power Electronic Systems. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), IEEE 8th International Conference on Power Electronics*, 945-952, 2011.