

Optimierung des EMV-Verhaltens einer Hochleistungsstromquelle

B.Eng. Ionel Hemp, Prof. Dr.-Ing. Sven P. Bönisch, Prof. Dr.-Ing. habil. Lutz Göhler, Hochschule Lausitz (FH), Fakultät für Ingenieurwissenschaften und Informatik, Senftenberg, Germany

Dr.-Ing. Silvio Misera, Kjellberg Finsterwalde Plasma und Maschinen GmbH, F&E, Finsterwalde, Germany

1 Einleitung

Der Einsatz von leistungselektronischen Konstantstromquellen hoher Leistung kann in Verbindung mit pulsformigen Lastströmen zur Verschlechterung der Energiequalität in elektrischen Netzen führen. Die hohe Schaltgeschwindigkeit der Leistungshalbleiter zieht eine Erhöhung des elektromagnetischen Störpotentials nach sich und die schnellen transienten Vorgänge können hohe Spannungsspitzen und hochfrequente Oszillationen hervorrufen. Dadurch entstehende Störungen breiten sich leitungsgeführt im Netz aus und können den sicheren Betrieb der am Netz angeschlossenen Verbraucher beeinträchtigen. Die hier untersuchte Stromquelle liefert eine Ausgangsleistung von 26kW bei einem maximalen Ausgangsstrom von 160A. Die Höhe der Ausgangsspannung ist abhängig vom Widerstand des Lichtbogens. Durch Messung der leitungsgeführten Störungen konnten an Maschinen in der Testphase Grenzwertüberschreitungen festgestellt werden, die im Frequenzbereich von ca. 2–10MHz auftreten. Passive Bauelemente weisen durch Parasiten ein nicht ideales Frequenzverhalten auf und bilden u.U. komplexe Schwingkreise, die teilweise nicht mehr mit einfachen Ersatzschaltbildern erklärbar sind. Deswegen müssen die passiven Bauelemente durch Impedanz-Messungen in einem breiten Frequenzbereich charakterisiert werden. Ein weiterer Aspekt, der wesentlich das EMV-Verhalten bestimmt, resultiert aus dem realen Schaltverhalten der aktiven Bauelemente. Die transienten Eigenschaften der IGBTs und Inversdioden werden deshalb in einer definierten Testumgebung untersucht.

2 Optimierung des Zwischenkreises

2.1 Funktionelles Design

Eine primär getaktete Vollbrückenschaltung mit resonantem Schaltverhalten ist wegen ihrer Vorteile, wie einer kleinen Bauform und einem hohen Wirkungsgrad, eine weit verbreitete Schaltungstechnik (Abb. 1). Hierbei wird eine vorhandene Wechselspannung zunächst gleichgerichtet (PRI-GR) und anschließend einem einphasigen Wechselrichter (Inverter) zugeführt, der die Primärseite eines Transformators (Trafo) speist. Der Transformator bietet den Vorteil einer Potentialtrennung zwischen Quelle und Senke. Auf der Sekundärseite wird der Strom wieder gleichgerichtet (SEK-GR) und gegebenenfalls geglättet (Drossel).

Damit die Schalter (z. B. IGBTs) gleichbleibende Arbeitsbedingungen vorfinden, wird die Spannung im Zwischenkreis nach der Gleichrichtung mit Hilfe von Kondensatoren (C_{ZK}) als Energiespeicher geglättet. Die Größe dieser Zwischenkreiskondensatoren beeinflusst die Qualität dieser Zwischenkreisspannung, wie z.B. die Restwelligkeit, die Entstehung von Verlusten (Kupfer- und Eisenverluste, Formfaktor) sowie die Erzeugung von Geräuschen [7].

In der hier dargestellten Schaltung wurde der Zwischenkreiskondensator mit einem Wert von ca. $60\mu\text{F}$ relativ klein gewählt. Typischerweise findet man für diesen Kondensator Werte von $1000\mu\text{F}$ und größer. Begründet liegt dies in:

- der relativ hohen Taktrate mit der die Schalter der Vollbrücke betrieben werden (40kHz)
- der verwendeten Drehstromgleichrichtung (B6U), die durch ihre 6-Puls-Technik eine geringe Restwelligkeit aufweist [7]
- dem Kompromiss zwischen der Größe des Kondensators und der Qualität des Ausgangsstromes für die spezielle Anwendung

Abgesehen von einer geringeren Baugröße und geringeren Materialkosten ergibt sich durch die Verwendung eines kleinen Zwischenkreiskondensators ein weiterer Vorteil. Beim Einschalten eines entladenen Kondensators entsteht ein hoher Ladestrom und zwar proportional zu dessen Größe. Dieser Strom kann so groß sein, dass er den Eingangsgleichrichter oder die Sicherungen zerstören und die Kondensatoren zusätzlich belasten kann. Um diesen Effekt zu unterbinden, werden Schutzmaßnahmen integriert. Solche Schutzmaßnahmen sind zusätzliche Ladewiderstände, die dann im Normalbetrieb überbrückt werden oder ein NTC-Block der in Serie zum Kondensator geschaltet wird. Eine derartige Schutzschaltung kann für die hier untersuchte Anwendung entfallen, da keine großen Ladeströme fließen.

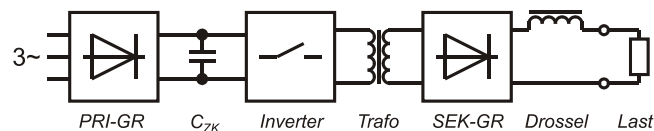


Abb. 1: Primär getaktete H-Brücke

2.2 Zwischenkreisimpedanz

Die funktionelle Impedanz des Zwischenkreises wird wesentlich durch die verwendete Zwischenkreiskapazität bestimmt. Aus den o.a. Gründen wurden hier vier $15\mu\text{F}$ Polypropylen-Kondensatoren eingesetzt, die auf zwei massive ca. 300mm lange Stromschiene aufgeschraubt sind (Abb. 2a). Die zugehörige Zwischenkreisimpedanz ist in Abb. 3, Kurve a dargestellt. Sie zeigt das erwartete ideale Verhalten einer Kapazität bis zur ersten Serienresonanz bei ca. 50kHz . Oberhalb dieser Frequenz tritt die parasitäre Induktivität in den Vordergrund und bewirkt einen Anstieg der Kondensatorimpedanz. Die parasitäre Impedanz ist durch den gewickelten Aufbau des Folienkondensators sowie die daraus resultierende Länge bzw. Induktivität der Anschlusskontakte bedingt. Es ist offensichtlich, dass die Zwischenkreisimpedanz insbesondere im relevanten Frequenzbereich von 150kHz - 30MHz für geleitete Störungen im Wesentlichen durch die parasitäre Induktivität bestimmt wird. Da die Quellimpedanz für Störungen in der H-Brücke sehr klein ist, muss davon ausgegangen werden, dass die Verringerung der Zwischenkreisimpedanz für Frequenzen $>50\text{kHz}$ eine Verringerung der Störemissionen bewirkt.

Zu diesem Zweck wurden zusätzliche kleinere Kapazitäten an den für Störemissionen relevanten Stellen im Zwischenkreis hinzugefügt. Als Optimum erwies sich eine Kombination von einem $1\mu\text{F}$ und drei 10nF Keramikkondensatoren, die am Eingang des Zwischenkreises sowie direkt über den 2 Brückenzweigen der H-Brücke angeordnet werden (Abb. 2b).

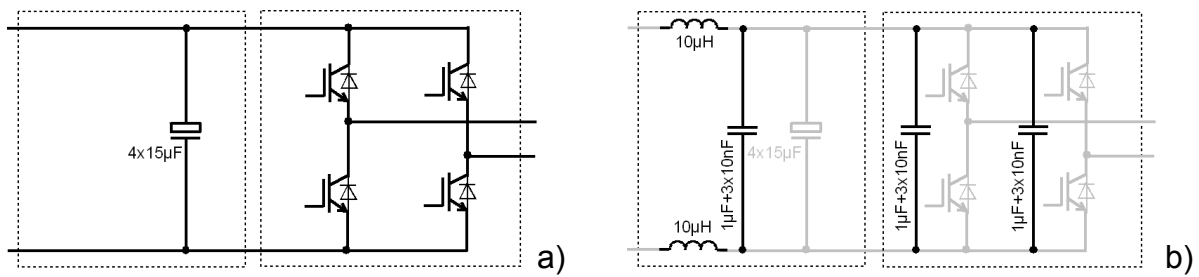


Abb. 2: Schaltungen des Zwischenkreises (a original, b optimiert)

Eine Messung der Zwischenkreisimpedanz (Abb. 3, Kurve b) bestätigt diesen Sachverhalt. Die Zwischenkreisimpedanz mit zusätzlichen keramischen Stützkondensatoren ist für Frequenzen $>500\text{kHz}$ um ca. 30% geringer als ohne. Bei 450kHz bildet sich eine Parallelresonanz des $1\mu\text{F}$ Kondensators mit der parasitären Induktivität des $60\mu\text{F}$ Stützkondensators ($4 \times 15\mu\text{F}$) aus, die lokal eine Erhöhung der Impedanz bewirkt. Bei 550kHz beobachtet man die Serienresonanz des $1\mu\text{F}$ Kondensators. Für $f \approx 5.5\text{MHz}$ zeigt sich die Parallelresonanz der Kombination $3 \times 10\text{nF}$ mit der parasitären Induktivität des Stützkondensators, bei 6MHz ist die Serienresonanz zu finden.

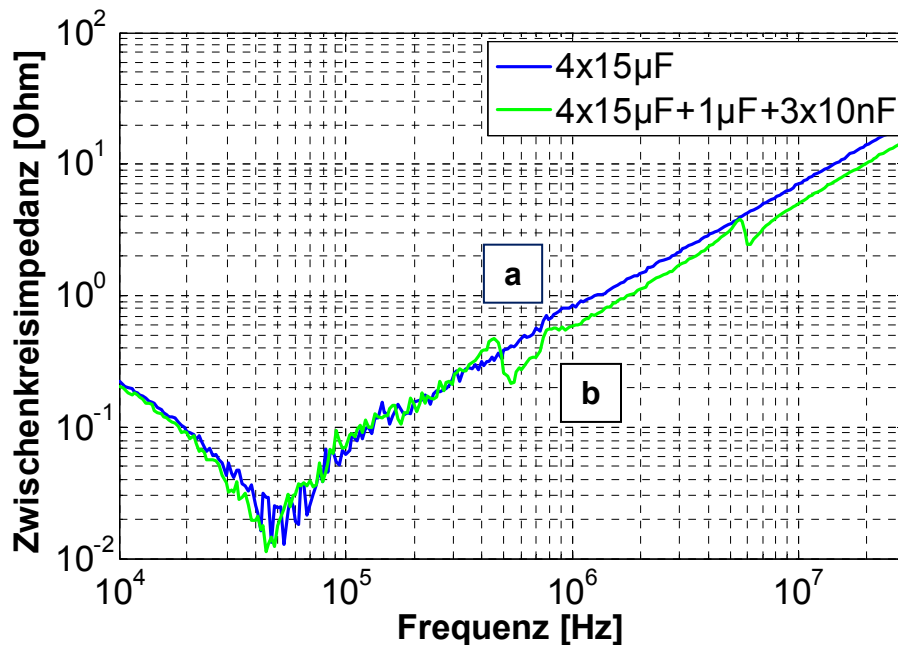


Abb. 3: Zwischenkreisimpedanzen (a original, b optimiert ohne Serieninduktivität)

2.3 Serieninduktivität

Eine weitere Verbesserung des Zwischenkreises erfolgte durch Einfügen von Serieninduktivitäten in die Stromschienen. Hier wurde direkt an den Eingang des Zwischenkreises je eine $10\mu\text{H}$ Stabkerndrossel in Serie zwischen Primärgleichrichter und Stromschiene geschaltet (Abb. 2b). Die Stabkerndrossel stellt für hohe Frequenzen eine große Impedanz dar, die einer Ausbreitung leitungsgeführter Störungen in Richtung Netzanschluss entgegenwirkt. Für Gleichgrößen wirkt nur der Wicklungswiderstand, der hier ausreichend klein ist. Durch die Verwendung von offenen magnetischen Kreisen können sowohl Gleichtakt- als auch Gegentaktstörungen unterdrückt werden. Gleichzeitig wird die Gefahr einer Sättigung infolge des großen magnetischen Widerstandes (großer Luftspalt) minimiert. Es muss jedoch darauf geachtet werden, dass in die offenen magnetischen Kreise keine äußeren Störungen feldgebunden einkoppeln können.

Die Wirkung der zusätzlichen Drossel kann nicht mehr durch eine Impedanzmessung beschrieben werden. Zur Analyse wird vielmehr angenommen, dass die H-Brücke die Quelle der Störungen ist, die sich in Richtung Netzanschluss ausbreiten. Das frequenzabhängige Übertragungsverhalten des Zwischenkreises sorgt für eine mehr oder weniger starke Bedämpfung dieser Störungen (Abb. 4). Die Charakterisierung erfolgt mittels S-Parametermessung. Im Originalzustand (nur mit Stützkondensatorbestückung) werden über den Zwischenkreis Gleichtaktstörungen unbedämpft übertragen, während die Gegentaktdämpfung verhältnismäßig gut ist. Bei Frequenzen oberhalb von 15MHz ist auch die Gegentaktdämpfung mit <10dB unzureichend. Werden Stabkerndrosseln in den Zwischenkreis eingefügt, kann bei Frequenzen oberhalb 10MHz eine Gleichtaktdämpfung >10dB erwartet werden. Die Gegentaktdämpfung verbessert sich proportional, so dass im gesamten Frequenzbereich (150kHz-30MHz) eine mehr als ausreichende Gegentaktdämpfung gegeben ist. Durch eine weitere Vergrößerung des Induktivitätswertes sind weitere Verbesserungen zu erwarten.

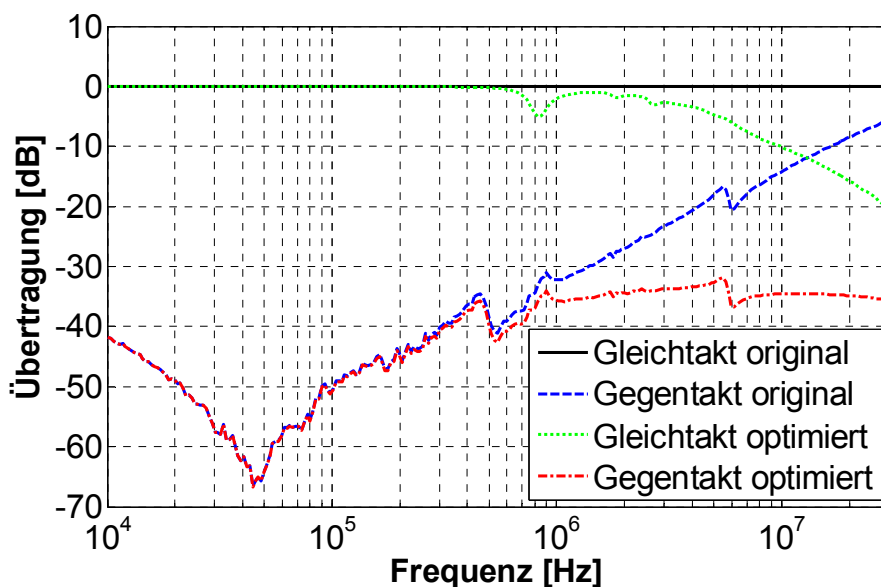


Abb. 4: Übertragungsverhalten Zwischenkreis

3 Messungen

Um die Wirksamkeit der Optimierungsmaßnahmen zu überprüfen, wurden an der Stromquelle Messungen der geleiteten Störungen am Netzanschlusspunkt durchgeführt. Die Messungen erfolgten nach der gültigen Produktnorm für Schweißstromquellen [1] unter Benutzung einer 3-phasigen Netznachbildung (NNB42, 9kHz-30MHz, Messelektronik Berlin) und eines Messempfängers (ESU, 20Hz-26.5GHz, Rohde&Schwarz). Als Zielwert wurden die Grenzwerte für den Lastfall für Geräte zum Anschluss an nichtöffentliche Netze (Klasse A) verwendet. Der Messplatz ist nach der Norm [1] aufgebaut.

Alle Störspektren zeigen im unteren Frequenzbereich diskrete Störlinien mit 40kHz Abstand, die auf die Taktung der H-Brücke zurückzuführen sind. Bei ca. 2.5MHz und 10MHz werden an den Schaltflanken parasitäre Schwingungen angeregt, die tendenziell zu Grenzwertüberschreitungen führen können. Im Vergleich lässt sich erkennen, dass die durchgeführten Verbesserungen insbesondere im Frequenzbereich 1-10MHz zu einer signifikanten Verringerung der geleiteten

Störspannung am Netzanschluss führen. Die Wirkung der zusätzlichen Stützkondensatoren beschränkt sich auf den Bereich 2-3MHz. Hier sind je nach Frequenz Verbesserungen von ca. 15dB erreichbar. Durch den Einsatz von zusätzlichen Kondensatoren im Zwischenkreis können ausschließlich Gegentaktstörungen beeinflusst werden, außerdem steigt die Impedanz im Zwischenkreis ab etwa 5MHz auf Werte $>5\Omega$, bei der keine ausreichende Bedämpfung mehr erwartet werden kann. Die bei 10MHz vorliegenden Störungen können also mit dieser Maßnahme nicht beeinflusst werden. Die zusätzlich in Serie geschalteten Stabkerndrosseln ermöglichen bei diesen Frequenzen sowohl die Bedämpfung von Gegentakt- als auch von Gleichtaktstörungen. Hier wird eine Reduktion von Störungen am Netzanschluss von etwa 10dB erreicht. Bei 2.6MHz sind auch nach der Optimierung noch geringfügige Grenzwertüberschreitungen feststellbar.

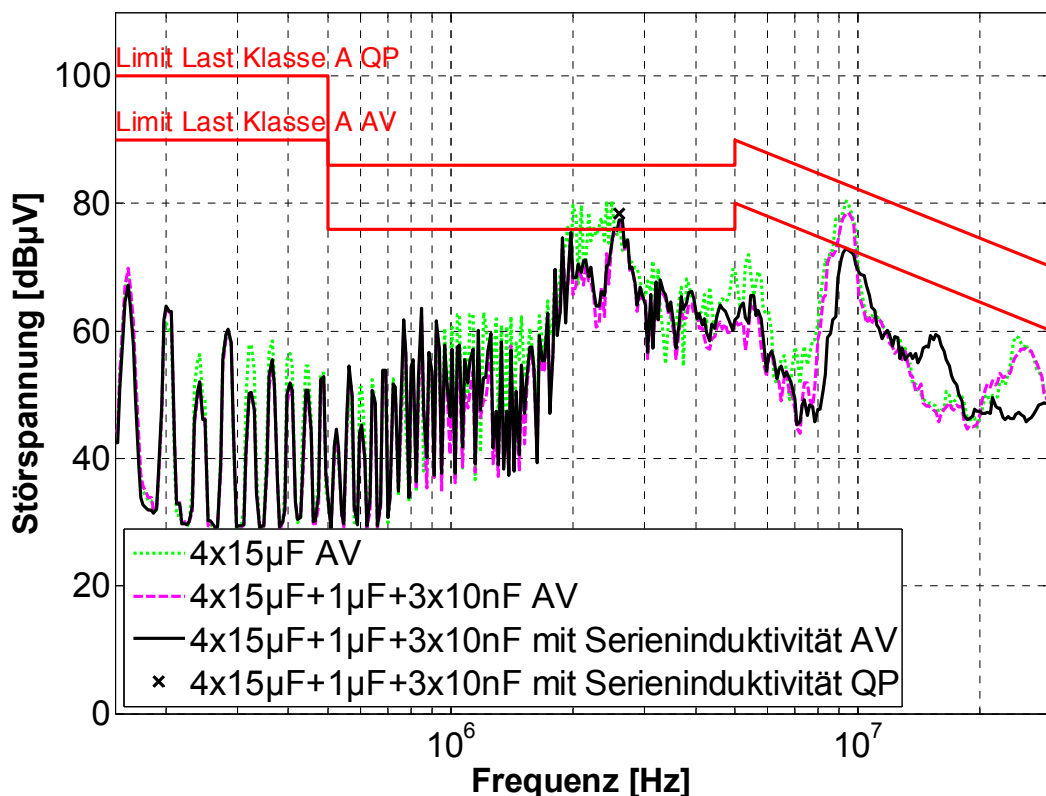


Abb. 5: Störspannung am Netzanschluss (geleitete Störungen, Normmessung nach [1])

4 Schaltverhalten aktiver Bauelemente

Unterhalb von 1MHz werden Störungen hauptsächlich durch das Reverse-Recovery-Verhalten des Netzgleichrichters verursacht [6]. Im EMV-relevanten Frequenzbereich nach [1] kann man davon ausgehen, dass Störungen von 1MHz bis 30MHz durch die IGBTs und deren Inversdioden verursacht werden. Um das Schaltverhalten der verwendeten IGBT-Halbbrücken-Module separat untersuchen zu können, ist eine definierte Testschaltung notwendig. Die Tiefsetzsteller-Schaltung ermöglicht mit geringem Aufwand die Analyse von typischen Belastungs- und Kommutierungsfällen. Abb. 6a zeigt das IGBT-Halbbrücken-Modul in einer derartigen Anordnung, wobei IGBT Qan als DUT wirkt. Zwei voneinander unabhängig einstellbare Impulse

schalten den IGBT Qan für eine definierte Zeit ein (Abb. 6b). Die Gate-Emitterstrecke des IGBT Qap wird während des Doppelpulses negativ vorgespannt.

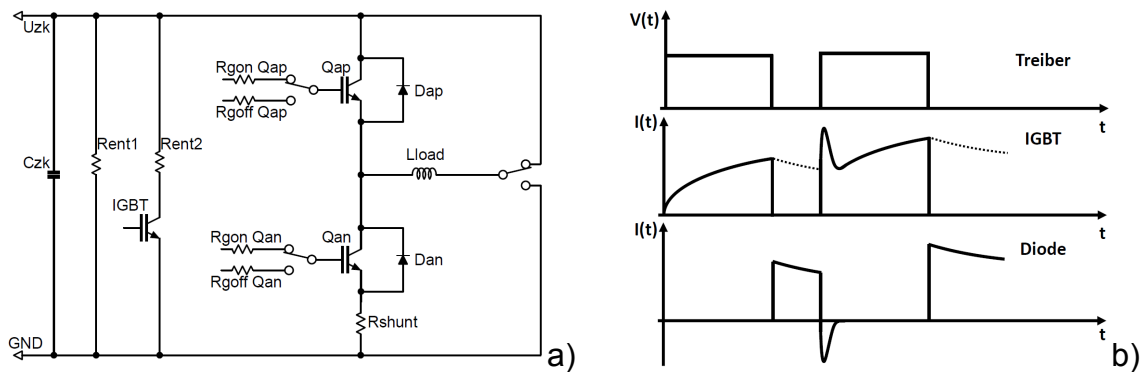


Abb. 6: a) Tiefsetzstelleranordnung der H-Brücke (FF200R12KS4 Infineon), b) Skizze des Doppelpulsverlaufes bei idealem Kommutierungsvorgang

Während des ersten Impulses fließen Ladungen auf das Gate des IGBT Qan und die Gate-Emitter-Spannung steigt an (Abb. 7a). Sobald die Schwellenspannung V_{th} des IGBT Qan erreicht wird, beginnt der Laststrom zu fließen und die Kollektor-Emitterspannung wird rasch abgebaut. Die rasche zeitliche Spannungsänderung verursacht Verschiebestrome in der Eingangskapazität C_{ies} des IGBT Qan und der parasitären Kapazität C_K zwischen Kühlkörper und Erde. Die Eingangskapazität bildet mit der Modulanschlussinduktivität L_{CE} einen Schwingkreis, der angeregt wird. Die hochfrequenten Oszillationen können im Kollektorstrom I_C und in der Gate-Emitterspannung V_{ge} beobachtet werden (Abb. 7a).

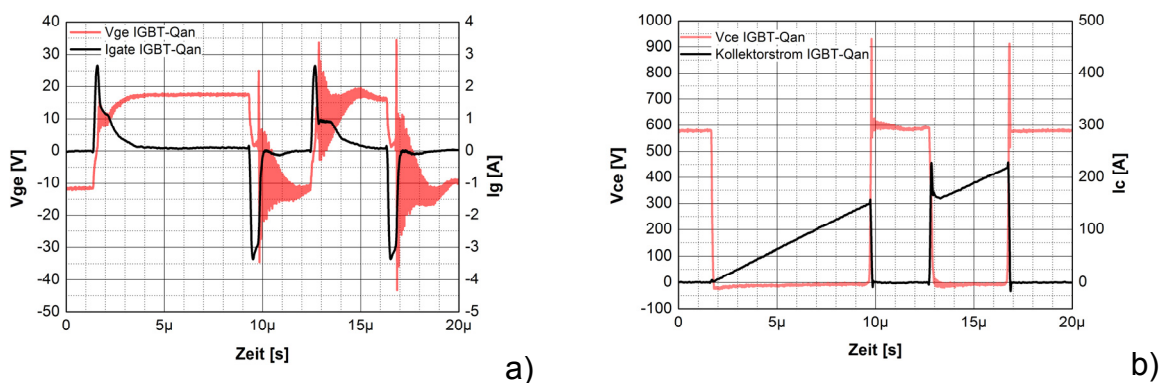


Abb. 7: Transienten des IGBT Qan bei $V_{zk}=580V$, $L_{load}=30\mu H$, $V_{Driver}: -12V/+18V$, $R_{gon}=4,7\Omega$; $R_{goff}=2,5\Omega$

Nachdem der IGBT Qan abgeschaltet ist, kommutiert der Strom auf die Freilaufdiode des IGBT Qap. Durch die schnelle Abnahme des Stromes tritt an den parasitären Modulinduktivitäten eine Induktionsspannung auf, die sich zur Zwischenkreisspannung addiert. Die Folge sind transiente Spannungen von ca. 950V, also Überspannungen von ca. 400V am Kollektoranschluss des IGBT Qan ($t_{puls}=10\mu s$, Abb. 7b). Beim zweiten Einschalten des IGBT Qan kommutiert der Strom wieder auf den IGBT Qan. Die Rückstromspitze der Inversdiode bei $t=13\mu s$ ist deutlich erkennbar und verursacht am Netzanschluss im Wesentlichen Gegentaktstörungen. Durch Erhöhen von R_{gon} kann die Stromkommutierung „sanfter“ gestaltet werden, jedoch steigen bei größeren Schaltzeiten die Schaltverluste an.

In der hier untersuchten Hochleistungsstromquelle wird zur Reduzierung der Schaltverluste „weich“ geschaltet (Abb. 8). Die IGBTs werden dann eingeschaltet, wenn die parallele Inversdiode leitet. Jedoch führt die Inversdiode am Anfang einen Strom, der wegen seiner Richtung vom IGBT nicht übernommen werden kann. Erst nachdem der Richtungswechsel des Stromes erfolgt ist, fließt dieser durch den IGBT. Dadurch entfällt die beim „harten“ Schalten auftretende Rückstromspitze der Inversdiode.

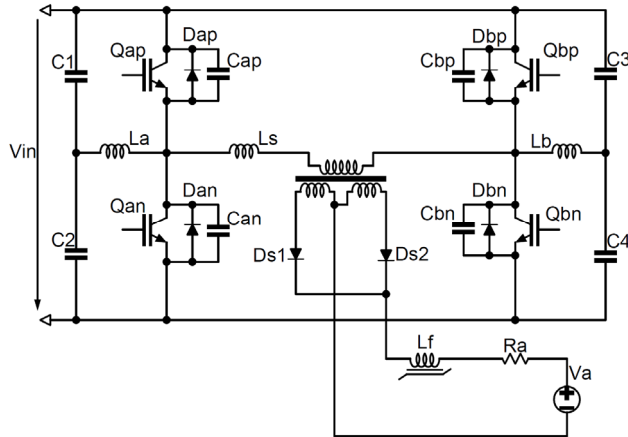
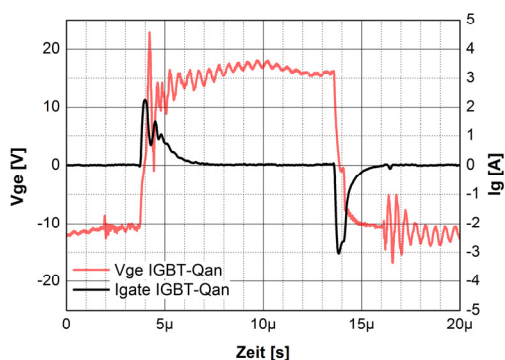


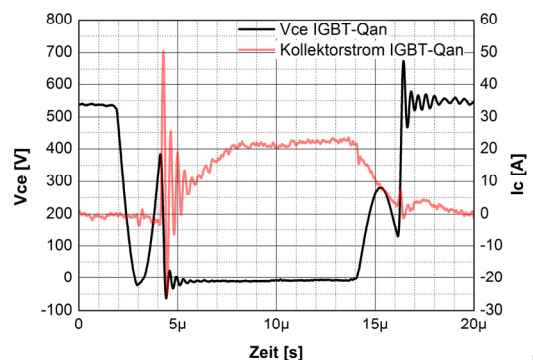
Abb. 8: Aufbau der Hochleistungsstromquelle mit „weich“ schaltenden IGBTs [5]

In der realen Stromquelle (Abb. 8) wird Qan bei $V_{CE} > 0V$ eingeschaltet, wodurch Oszillationen im Kollektorstrom mit einer Frequenz von 2.5MHz verursacht werden (Abb. 9b). Diese können dem Störspannungsspektrum (Abb. 5) zugeordnet werden. Eine Verbesserung kann durch die Modifikation der Schaltzeiten des IGBT erzielt werden. Jedoch ist die ZVS-Bedingung lastabhängig und für den Vollastbetrieb spezifiziert. Aus diesem Grund wird Qan im Teillastbetrieb nicht bei $V_{CE} \approx 0V$ eingeschaltet (Abb. 9b).

Beim Ausschalten von Qan treten Überspannungen auf, die jedoch wegen der geringeren Kommutierungsteilheit des Stromes mäßiger ausfallen, als beim „hart“ schaltenden IGBT.



a)



b)

Abb. 9: Transienten des IGBT Qan bei geringer Last, b) Im Teillastbereich (die ZVS-Bedingung ist nicht vollständig erfüllt)

5 Zusammenfassung

Es wurde gezeigt, dass durch Parallelschalten von kleineren Kapazitäten an geeigneter Stelle das Störniveau von leitungsgeführten Störungen im relevanten Frequenzbereich verringert werden konnte. Jedoch werden Gleichtaktstörungen ungedämpft übertragen. Durch zusätzliche Seriendrosseln im Zwischenkreis ist eine

Verbesserung sowohl der Gleichtaktdämpfung als auch der Gegentaktdämpfung möglich. Eine messbare Dämpfungswirkung tritt oberhalb von 10MHz auf.

Als Hauptursache der Störungen oberhalb von 1MHz wurden die Leistungshalbleiter in der H-Brücke identifiziert. Zur Charakterisierung des Schaltverhaltens der IGBT-Module wurden Messungen durchgeführt. Die rasche zeitliche Spannungsänderung am Kollektoranschluss des IGBTs verursacht Verschiebestrome in den parasitären Kapazitäten des H-Brückenmoduls. Die Folge sind hochfrequente Oszillationen. Durch die beim Abschalten auftretenden steilen Stromverläufe entstehen an parasitären Modulinduktivitäten hohe Induktionsspannungen. Dies führt zu Überspannungen am IGBT. Eine Verringerung der Störungen kann durch „Zero-Voltage-Switching“ der Schalter erreicht werden.

6 Literaturverzeichnis

- [1] Lichtbogenschweißeinrichtungen – Anforderungen an die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), Deutsche Norm DIN EN 60974-10:2008
- [2] Industrielle, wissenschaftliche und medizinische Geräte - Funkstörungen - Grenzwerte und Messverfahren, Deutsche Norm DIN EN 55011:2009 (CISPR 11)
- [3] Joachim, F.: „EMV – Störungssicherer Aufbau elektronischer Schaltungen“, Teubner-Verlag, 2002
- [4] Meinke, G.: „Taschenbuch der Hochfrequenz-Technik“, Springer-Verlag, 1992
- [5] Fröhleke et al.: „Resonant Transition Switching Welding Power Supply“, IEEE Industrial Electronics Society International Conference (IECON97), New Orleans, 1997, pp. 615-620
- [6] Klotz, F.: „Leitungsgebundene elektrische Störemissionen von Leistungshalbleitertopologien“, Diss. TU Ilmenau 1997; Verlag ISLE, ISBN 3-932633-00-8
- [7] Brosch, P.: „Moderne Stromrichterantriebe“, Würzburg, 2002, ISBN 3-8023-1887-0, pp. 102-118
- [8] Groschwitz, H.: „Eine Diskussion der Problemkreise und Lösungswege bei der Realisierung eine dialoggesteuerten Expertensystems zur Auslegung primärgetakteter Schaltnetzteile, Diss., Wuppertal, 1999

Dieses Projekt wird kofinanziert aus Förderprogrammen der EU.

