

Entwicklung eines Konstantstromladers mit Weitbereichseingang und neuartigem Snubberkonzept

Tristan Weinert und Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Oberschelp
Fachbereich Elektrotechnik und
angewandte Naturwissenschaften
Westfälische Hochschule
Gelsenkirchen, Germany
Email: tristan.weinert@student.uni-siegen.de

Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder
Lehrstuhl für Elektrische Maschinen,
Antriebe und Steuerungen (EMAS)
Universität Siegen
Siegen, Germany

Zusammenfassung—Diese Veröffentlichung behandelt eine neuartige Konstantstromladertopologie für Hochspannungskondensatoren, welche sich besonders für den mobilen Einsatz bei variablen Eingangsspannungen mit hohen Ausgangsleistungen eignet. Als besondere Anforderung ergibt sich hierbei die hohe geforderte Effizienz durch die begrenzt verfügbare Energiemenge der Batterieversorgung in Verbindung mit den benötigten sehr hohen Eingangsströmen. Weiterhin erfordert der mobile Einsatz eine Topologie, die möglichst wenig Volumen einnimmt und ein niedriges Gewicht bietet. Ein 2 kW Prototyp mit 50 kV Ausgangsspannung wurde entwickelt und in Betrieb genommen, der mit einer Eingangsspannung zwischen 20 und 50 V versorgt wird, wodurch sich Eingangsströme über 100 A ergeben. Zur Reduktion der Verlustleistung wurde eine neues Snubberkonzept entwickelt, das Überspannungen an den Halbleiterschaltern eliminiert, indem eine schnellere Kommutierung erfolgt, wodurch auch Schalter mit niedrigeren Sperrspannungen und daraus folgend niedrigerem Durchgangswiderstand eingesetzt werden können.

Index Terms—DC/DC-Wandler, Konstantstromlader, Regenerativer Snubber, Stromgespeicher Gegentaktwandler, Weitbereichseingang

I. EINLEITUNG

Ziel der Untersuchungen ist die Erzeugung einer hohen Gleichspannung bis 50 kV zum repetitivem Laden einer kapazitiven Last auf hohem Spannungsniveau aus einer verglichen dazu niedrigen Batteriespannung. Durch die Batteriespeisung und somit begrenzter Energiemenge, ergibt sich die Anforderung nach einem höchstmöglichen Wirkungsgrad. Das Laden von Kapazitäten mit konstanter Spannung ist auf einen Wirkungsgrad von maximal 50 % limitiert, weshalb eine Konstantstromladung eingesetzt wird [1][2]. Durch die Forderung das System mobil und variabel einsetzen zu können, werden verschiedene Eingangsspannungen erwartet. Im hohen Leistungsbereich und bei den, durch den Batteriebetrieb bedingten, niedrigen Eingangsspannungen ergeben sich hierbei hohe Ströme, die im Wert weit variieren können. Bei klassischen spannungsgespeisten Schaltnetzteilen kommt es zu einer hohen Strombelastung durch den nicht kontinuierlichen Strom. Mit einem stromgespeisten Wandler lässt sich ein kontinuierli-

cher Eingangsstrom erreichen und durch die Anwendung des gewählten Hochsetzstellerprinzips ergibt sich ein erweiterter Stellbereich als bei den spannungsgespeisten Wandlern [3]. Dieser Vorteil ist besonders für große Abweichungen der Eingangsspannung hilfreich.

Der Eingangsteil der Topologie besteht aus zwei parallel geschalteten Stufen, die jeweils 1 kW Ausgangsleistung und zusätzlich die Verlustleistung des nachfolgenden Schaltnetzteils übertragen. Die Ausführung mit zwei parallel geschalteten Stufen ergibt sich aus der hohen Strombelastung aufgrund der hohen Leistung auf niedriger Spannungsebene. Zur Minimierung des Ripplestromes wird das Interleave-Verfahren eingesetzt. Der Hochspannungsteil wird von den beiden Eingangsstufen über einen 400 V Zwischenkreis gespeist. Somit ist es auch möglich den Hochspannungsteil autark mittels einer PFC-Stufe aus dem Netz zu speisen [3]. Abbildung 2 zeigt einen Überblick über den Gesamtaufbau.

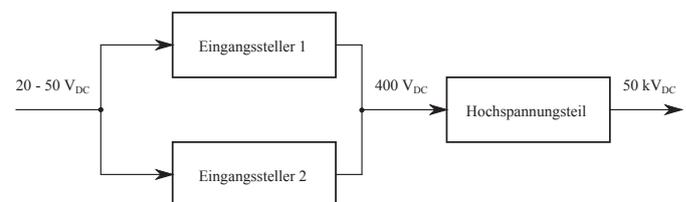


Abbildung 1. Struktur des Leistungsteils der Gesamtopologie

II. HOCHSPANNUNGSTEIL

Der Hochspannungsteil besteht aus einer Vollbrücke T_1 bis T_4 , einer Drossel L_D zur Strombegrenzung, einem Transformator (L_p und L_s) und einer Greinacherkaskade [4]. Die Gesamtschaltung des Hochspannungsteils ist in Bild 2 zu sehen. Zur Übersichtlichkeit sind nur die erste und die letzte Stufe der fünfstufigen Greinacherkaskade eingezeichnet. Die Vollbrücke besteht aus vier Leistungs-MOSFETs, die mit einer Schwenksteuerung betrieben werden. Sie formt die Eingangsspannung in eine Wechselfspannung um. Die resultierende

Brückenspannung speist über die Drossel einen Transformator, der bereits eine Spannungsanhebung bis in den Bereich von ca. 5 kV vornimmt. Die weitere Spannungsanhebung auf 50 kV wird über eine Greinacherkaskade realisiert, welche zusätzlich die Spannung wieder gleichrichtet. Außer der Spannungsanhebung bietet die Greinacherkaskade, gegenüber einer normalen Gleichrichterschaltung, noch den Vorteil einer niedrigeren benötigten Sperrspannungsfestigkeit der zu verwendenden Dioden. Zusätzlich können die Isolationsabstände der Transformatorwicklungen kleiner gewählt werden.

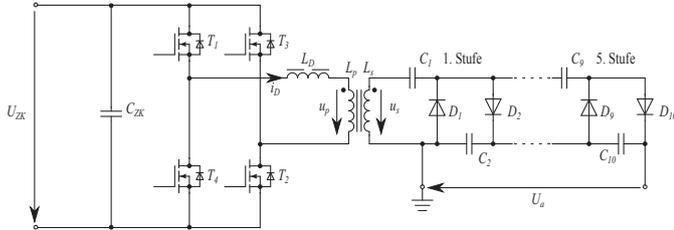


Abbildung 2. Topologie des Hochspannungsteils

Die Ansteuerung der Vollbrücke erfolgt über eine Schwenksteuerung. Die Transistoren T_1 und T_2 schalten die Zwischenkreisspannung U_{ZK} auf die Brücke, so dass sich ein positiver Strom i_D an der Induktivität L_D aufbaut. Mit den Transistoren T_3 und T_4 kann die Brückenspannung umgepolt werden und ein negative Stromänderung wird initiiert. Das Einschalten des jeweiligen Transistorpaares (z.B. T_1 und T_2) erfolgt gleichzeitig, wobei die Einschaltdauer der Highside-Transistoren durch das Stellglied variiert wird um die Ladung der Greinacherkaskade zu regeln. Der dazugehörige Lowside-Transistor bleibt, mit Ausnahme einer kurzen Totzeit zur Vermeidung eines Brückenkurzschlusses, eine halbe Periode lang aktiv. Hierdurch kommt es aufgrund des noch vorhandenen Drosselstromes i_D beim Abschaltvorgang der Highside zu einem Freilauf in der Lowside (im Beispiel der Transistor T_2 und die Inversdiode von Transistor T_4). Die Energie im magnetischen Feld der Drossel L_D nach dem Abschalten der Highside wird hierbei noch zu einem großen Teil über den Transformator übertragen und trägt zur weiteren Ladung der Greinacherkaskade bei. Bei einer symmetrischen Schalteransteuerung würde diese Energie durch die Inversdioden der MOSFETs zurück in die Eingangskapazität gespeist werden.

Anstatt die Inversdioden der Transistoren im Freilauf der Lowside zu nutzen kann auch eine gezielte Ansteuerung erfolgen, dabei fungieren die MOSFETs als Synchrongleichrichter. Der Einschaltvorgang würde dabei spannungslos (ZVS) erfolgen [5]. Durch eine Begrenzung der Einschaltdauer der Highside kann der Drosselstrom i_D im Freilauf soweit abgebaut werden, dass der Ausschaltvorgang der Lowside bei einem niedrigen Strom statt findet. Daraus folgen sehr niedrige Schaltverluste der Lowside-Transistoren.

III. EINGANGSSTELLER

Der zweifach stromgespeiste Gegentaktwandler, in den englischsprachigen Veröffentlichungen „Current-fed double in-

ductor push-pull converter“ genannt, ist eine Erweiterung des einfach stromgespeisten Gegentaktwandlers [6][7][8][9]. Er besteht aus einem Transformator, zwei aktiven Halbleitern, zwei Speicherdrosseln, Glättungskondensatoren und einer sekundärseitigen Gleichrichterschaltung. Das Bild 3 zeigt die Topologie mit einer Brückenschaltung am Ausgang, wobei mit einer Anzapfung der Sekundärwicklung des Transformators auch eine Mittelpunktschaltung möglich wäre.

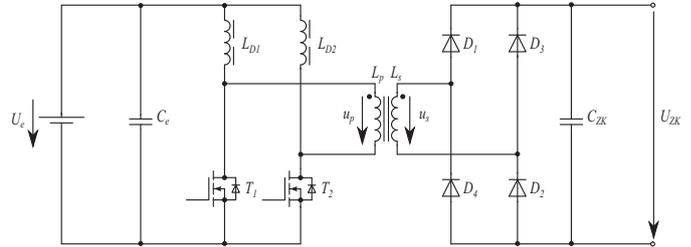


Abbildung 3. Topologie eines Eingangsstellers

Voraussetzung für den Betrieb der Schaltung ist ein stets vorhandener Strompfad für die Induktivitäten L_{D1} und L_{D2} , da es ansonsten zu gefährlichen Überspannungen für die Transistoren kommen kann. Erreicht wird der kontinuierliche Strompfad durch Überlappung der Einschaltzeiten der Transistoren T_1 und T_2 . Anhand der stetigen Bestromung der Induktivitäten lässt sich relativ leicht erkennen, dass es zu einem kontinuierlichem Eingangsstrom kommt, welcher charakteristisch für stromgespeiste Schaltungen ist. Durch das Ausschalten eines der Transistoren wird ein Kommutieren des Drosselstromes des dazugehörigen Pfades auf den Transformator erzielt, wodurch ein Diodenpaar auf der Sekundärseite leitfähig wird und ein Energiefluss an den Ausgang der Schaltung stattfindet. Die Schaltung ist dem Prinzip des Hochsetzstellers im Interleave-Verfahren durch ihre Struktur sehr ähnlich. Die Übersetzung berechnet sich im stationären Bereich mit Hilfe des Windungszahlverhältnisses w und des Tastgrades D .

$$V = \frac{U_{ZK}}{U_{emax}} = \frac{w}{1 - D} \quad (1)$$

Ein Nachteil der Schaltung ist vor allem der begrenzte Tastgrad, der oberhalb von 0,5 liegen muss um den Strompfad aufrecht zu erhalten. Ohne Überdimensionierung der Drosseln gegenüber dem stationären Betrieb ist die Schaltung nicht direktstartfähig. Weiterhin würde es zu einem sehr hohen Anstieg der Ausgangsspannung im transienten Einschwingvorgang kommen. Ein möglicher Lösungsansatz ist eine parallele Startschaltung, welche die Zwischenkreiskapazität C_{ZK} vor dem Start des Wandlers auflädt. Der Startvorgang im Prototyp wird durch einen kleinen Sperrwandler realisiert.

Beim Kommutierungsvorgang kommt es zu hohen Schalterspannungen. Es ist ein geeignetes Entlastungsnetzwerk notwendig, welches möglichst regenerativ arbeiten sollte um die Verlustleistung der Schaltung gering zu halten.

Ein großer Vorteil ist der hohe Übersetzungsbereich, welcher den Wandler besonders für einen weiten Eingangsspannungsbereich interessant macht. Mit Standardschaltungen wie

z.B. dem Hochsetzsteller wäre der gewünschte weite Übersetzungsbereich nicht zufriedenstellend realisierbar [10]. Gleichung (2) zeigt den benötigten Verstärkungsbereich den die Topologie aufweisen muss. Der kontinuierliche Eingangsstrom ist zudem schonend für die Spannungsversorgung und die Eingangskapazität wird entlastet. Primär- und Sekundärseite des Transformators sind galvanisch voneinander getrennt.

$$V = \frac{U_{ZK}}{U_{emax}} \dots \frac{U_{ZK}}{U_{emin}} = \frac{400 \text{ V}}{50 \text{ V}} \dots \frac{400 \text{ V}}{20 \text{ V}} = 8 \dots 20 \quad (2)$$

A. Regenerativer Snubber

Die Streuinduktivitäten des Transformators beeinflussen die Kommutierungsvorgänge innerhalb der Schaltung sehr stark, da beim Abbau ihres magnetischen Feldes innerhalb von kurzen Zeiten gemäß dem Induktionsgesetz hohe Spannungen auftreten müssen. Ein wichtiger Schritt zur Vermeidung dieser Spannungen ist ein möglichst niederinduktives Layout von kritischen Pfaden, wobei parasitäre Induktivitäten nie vollständig eliminiert werden können. Weiterhin ist der Transformator möglichst streuarm zu realisieren, was sich bei hohen Übersetzungsverhältnissen aufgrund der Isolierung eher schwierig gestaltet. Zum Schutz der Halbleiterschalter wird eine regenerative Snubberschaltung eingesetzt, welche den Strom nach dem Ausschalten des Transistors übernimmt und die Energie aus der Streuinduktivität in einer Kapazität speichert. Die Kapazität wird so gewählt, dass sie mit einer begrenzten Spannungsänderung die vollständige Streuenergie aufnehmen kann und zurück speist. Zusätzlich erfolgt mit einem aktiven Transformator Kurzschluss eine Minimierung der aufzunehmenden Streuenergie durch die gezielte Beschleunigung des Kommutierungsvorgangs.

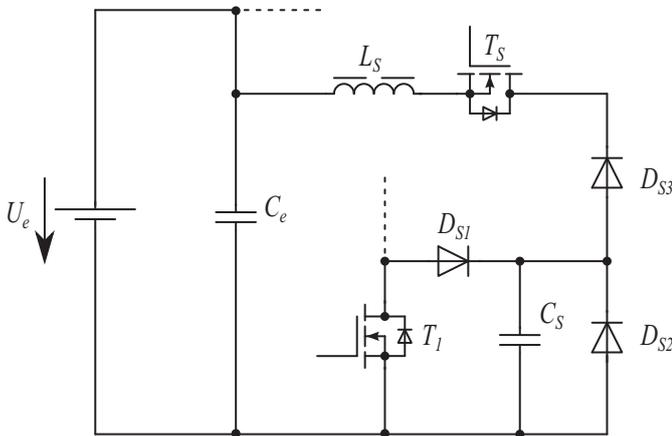


Abbildung 4. Struktur des regenerativen Snubbers

Das Bild 4 zeigt den Snubber zusammen mit dem Eingangskreis bestehend aus der Spannungsversorgung U_e und einem Stützkondensator C_e . Der Transistor T_1 stellt einen der Leistungstransistoren losgelöst vom Rest der Schaltung dar. Die Diode D_{S1} und der Kondensator C_S übernehmen wie bei passiven Snubbern die Stromübernahme beim Ausschalten

von T_1 . Zusammen mit der Induktivität L_S bildet die Kapazität C_S einen Schwingkreis, der über den Transistor T_S ausgelöst werden kann. Voraussetzung hierfür ist, dass die Eingangskapazität C_e wesentlich größer ist als C_S und die Eingangsspannung innerhalb des Umladevorgangs als konstant angenommen werden kann. Außerdem muss die Spannung an der Snubberkapazität größer als die Eingangsspannung sein, was bei den betrachteten stromgespeisten Schaltungen dank des Hochsetzstellerprinzips aber gegeben ist. Der Einschaltvorgang von T_S kann kombiniert mit T_1 ausgeführt werden, wodurch genug Zeit zur vollständigen Entladung von C_S gegeben ist, da die Leistungstransistoren immer länger als die halbe Periodendauer aktiv sind um den Strompfad der Drosseln aufrecht zu erhalten. Die Diode D_{S2} übernimmt die Aufgabe eine Spannungsumkehr von C_S zu verhindern und somit bei vollständiger Entladung den Schwingkreis zu stoppen. Diese Diode ist nur zur vollständigen Übersicht eingezeichnet und kann bei Einsatz eines MOSFETs entfallen, da die Inversdiode von T_1 und die Diode D_{S1} ebenfalls eine merkliche Spannungsumkehr verhindern. Die Diode D_{S3} verhindert einen Stromfluss vom Eingang in den Snubber was nur unnötige Verluste verursachen würde. Der betrachtete Snubber verursacht keine wesentliche Beeinflussung der Hauptschaltung und bietet eine einfache Ansteuerung die leicht aus dem Signal des Leistungsschalters generiert werden kann.

B. Aktiver Transformator Kurzschluss

Das Konzept des aktiven Transformator Kurzschlusses versteht sich nicht als Alternative zum erläuterten Snubber, sondern als eine Erweiterung um den Wirkungsgrad zu optimieren. Die Steuerung des Transformators ist nicht nur für hohe Überspannungen verantwortlich sondern bestimmt auch maßgeblich die Kommutierung des Stromes der Speicherdrosseln in den Transformator. Die Erläuterung erfolgt anhand des Bildes 5, welches ein Ersatzschaltbild für den Kommutierungsvorgang zeigt. Der Kurzschließer auf der Sekundärseite ist bereits eingezeichnet und der Transformator wird nur durch seinen Längszweig mit der Streuinduktivität dargestellt. Die Magnetisierung des Transformators wird vernachlässigt und die sekundärseitigen Bauelemente auf die Primärseite transformiert. Die Dioden D_1 und D_2 stellen dabei den aktiven Zweig einer ausgangsseitigen Vollbrücke bei der Stromkommutierung einer der Eingangsschalter dar.

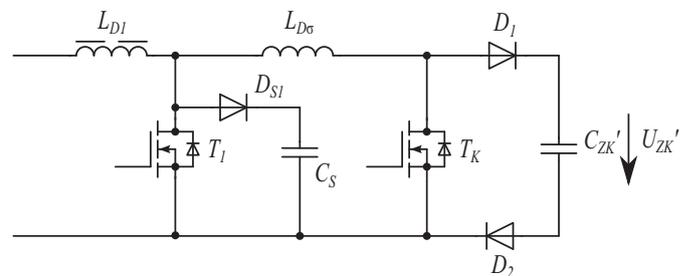


Abbildung 5. Ersatzschaltbild des Transformator Kurzschlusses

Aufgabe der Grundschialtung ist es den Strom durch die Drossel L_{D1} und den Transistor T_1 , während dieser eingeschaltet ist, über die Streuinduktivität in den Ausgang der Schaltung umzukommutieren. Während des stationären Betriebes und kurz nach Beginn des transienten Einschwingvorgangs ist bereits eine Zwischenkreisspannung U_{ZK} aufgebaut, die eine Rückwirkung auf die Primärseite der Schaltung zur Folge hat, hier bezeichnet als U_{ZK}' . Der Stromfluss kann erst kommutiert werden wenn die Dioden D_1 und D_2 leitfähig werden und somit einen Stromfluss in die Ausgangskapazität ermöglichen. Für den Stromanstieg in der Streuinduktivität L_σ ist eine positive Spannungszeitfläche an ihr notwendig, die erst auftritt wenn die Spannung am Transistor T_1 bereits höher ist als die Spannung U_{ZK}' . Es ist also mit einer erheblichen Verzögerung der Kommutierung zu rechnen, was zu Lasten der Snubberkapazität C_S geht. Diese muss groß genug ausgelegt sein um eine Überspannung zu verhindern, solange bis der Strom vollkommen abkommutiert ist.

Es wird eine entsprechend groß dimensionierte Kapazität erforderlich und es wird ein nicht unwesentlicher Teil der Energie in den Snubber gebracht. Bei einem passiven Snubber wäre der Wirkungsgrad nicht mehr vertretbar da diese Energie komplett verloren wäre. Aber auch bei einem aktiven Snubber kann die Energie so hoch werden, dass bei der Umladung zu hohe Verluste entstehen. Selbst bei der Auswahl einer hohen Kapazität und mit Inkaufnahme hoher Verluste im Snubber sind Überspannungen nicht vollständig vermieden, da die Streuinduktivität nicht eliminierbar ist und immer die notwendige Spannungszeitfläche bereits gestellt werden muss bevor die Umladung beginnt. Ein Lösungsansatz für dieses Problem ist der bereits angesprochene aktive Kurzschluss des Transformators. Mit Hilfe des Halbleiterschalters T_K kann eine Aufprägung der Schalterspannung von T_1 auf die Streuinduktivität L_σ jederzeit erzwungen werden. Wichtig ist hier vor allem das Timing, da für einen sinnvollen Einsatz des Kurzschließers die Ein- und Ausschaltzeit durch die Bauteile des Leistungskreises, sowie Drosselstrom und Transformatorspannung vorgegeben sind. Die Zeiten lassen sich analytisch berechnen, sodass die Schalterspannung nach der Kommutierung der Ausgangsspannung U_{ZK}' und der Strom durch den Transformator dem vorherigen Drosselstrom durch L_{D1} entspricht. Die Gesamteinschaltdauer des Kurzschließers berechnet sich wie folgt:

$$\Delta t = t_{Aus} - t_{Ein} = \arcsin\left(\frac{I_L \cdot Z}{U_{ZK}'}\right) \cdot \frac{1}{\omega_0} \quad (3)$$

$$\frac{U_{ZK}'}{Z} \geq I_L \quad (4)$$

Der Zeitpunkt t_{Ein} beschreibt die fortlaufende Zeit ab dem Öffnen des Leistungstransistors T_1 und somit die Wartezeit bis zum Kurzschließen des Transformators.

$$t_{Ein} = \frac{C_S}{I_L} \cdot U_{ZK}' \cdot \cos(\omega_0 \cdot \Delta t) \quad (5)$$

Die Impedanz und die Kennkreisfrequenz des Schwingkreises lassen sich mit Hilfe von der Snubberkapazität und der Streukapazität des Transformators bestimmen.

$$Z = \sqrt{\frac{L_\sigma}{C_S}} \quad (6)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_\sigma \cdot C_S}} \quad (7)$$

Durch den Einsatz der Kurzschlusschließertechnik werden die Snubber und Leistungsschalter entlastet, wobei durch die niedrigere benötigte Sperrspannung vorher nicht verwendbare Typen mit niedrigeren Durchlassverlusten einsetzbar werden. Zusätzliche Bauteile im Leistungskreis fallen nicht zwingend an, da bei einer Diodenvollbrücke einfach die unteren beiden Dioden durch MOSFETs ersetzt werden können. Die Inversdioden der MOSFETs übernehmen dann außerhalb der Kommutierung die Gleichrichtung. Eine Synchrongleichrichtung ist technisch realisierbar, aber momentan nicht vorgesehen. Nachteilig ist der durch das sensible Timing benötigte Rechenaufwand, der auch für moderne Signalprozessoren eine Herausforderung darstellt. Zusätzlich ist eine ausreichende galvanische Trennung des Schaltsignals notwendig wenn die Berechnung auf der Primärseite erfolgt.

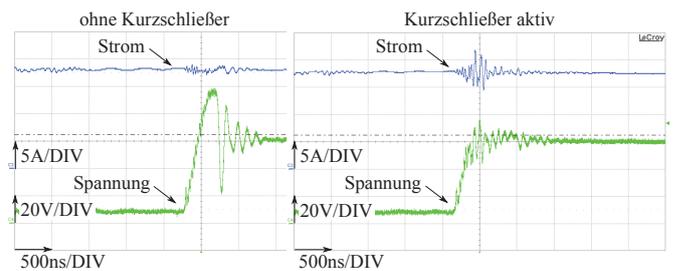


Abbildung 6. Schalterspannung und Drosselstrom ohne und mit Kurzschließer

Das Bild 6 zeigt den Verlauf vom Drosselstrom und der Spannung über einem Leistungstransistor als Vergleich ohne Kurzschließer und mit aktivem Transformator Kurzschluss. Durch den Kurzschließer kann die Überspannung am Transistor halbiert werden, was den Einsatz niederohmigerer Transistoren ermöglicht. Im Stromverlauf sind EMV-Auswirkungen durch den Kurzschließer auf die Messleitung der verwendeten Stromzange zu sehen, die aber im physikalischen Stromverlauf nicht auftreten.

IV. VERSUCHSAUFBAU UND MESSUNGEN

Die Erprobung der beiden Stufen erfolgte zunächst getrennt. Für die weiteren Versuche wurde die Gesamtschialtung in ein 19"- Rack mit 3 Höheneinheiten und einer Einbautiefe von 460 mm integriert. Der Aufbau ist in Bild 7 zu sehen.

Der Hochspannungsteil wurde bisher an einem Hochspannungsfestwiderstand von 2,5 M Ω und somit bei konstanter Ausgangsleistung getestet. Hierbei wurde ein Wirkungsgrad von ca. 80 % ermittelt.

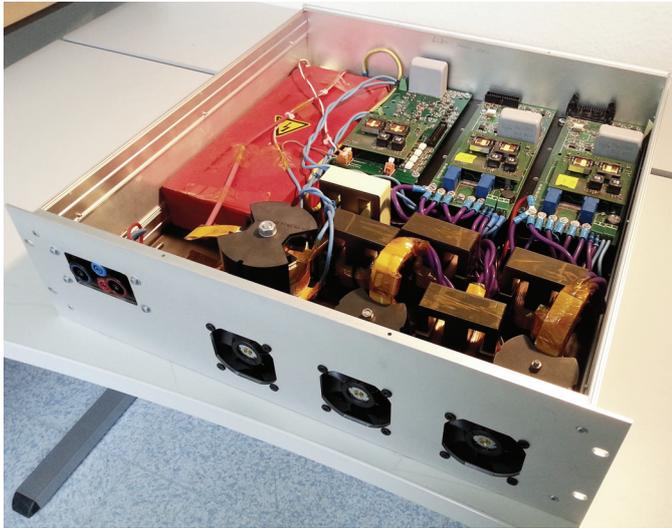


Abbildung 7. Gesamttopologie des Prototyps in einem Rackgehäuse

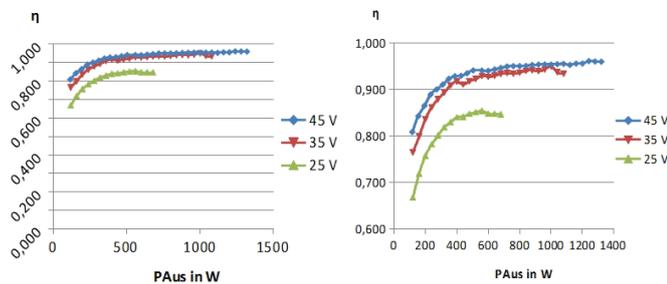


Abbildung 8. Wirkungsgrad eines Eingangsstellers

Bei der Bestimmung des Wirkungsgrades des Eingangsteiles wurde nur einer der beiden Eingangssteller vermessen. Für den Prototyp wurde das Wicklungsfenster der Eingangsinduktivitäten nur zu einem Drittel gefüllt, weshalb bei kleineren Eingangsspannungen noch nicht die volle Leistung ausgemessen wurde, um eine Überhitzung des Wicklungsmaterials und seiner Isolation zu vermeiden. Die Messung wurde für drei verschiedene Eingangsspannungen durchgeführt, wobei die Zwischenkreisspannung bei allen Messungen fest auf 400 V geregelt wurde. Die Ergebnisse der Messreihe sind in Bild 8 dargestellt, wobei noch ein deutlicher Anstieg des Wirkungsgrades durch die Vergrößerung der Kupferquerschnitte der Induktivitäten erwartet wird. Sprunghafte Änderungen innerhalb der Messkurven ergeben sich durch eine Bereichsumschaltung der Messmittel.

Ein erster Test des gemeinsamen Betriebs ergab eine zufriedenstellende Gesamtfunktion beider Teilschaltungen. Zusätzlich soll eine Vorsteuerung des Eingangsstellers aus dem Leistungsbedarf des Ausgangsstellers abgeleitet werden, um die Regeldynamik zu optimieren.

V. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

In dieser Veröffentlichung konnte die Funktion einer neuen Konstantstromladertopologie nachgewiesen werden. Weiter-

hin konnte eine Snubberschaltung mit Hilfe eines aktiven Transformator Kurzschlusses getestet werden. Durch eine sehr effektive Unterdrückung von Überspannungen an den Leistungstransistoren können MOSFETs mit reduzierter Spannungsfestigkeit eingesetzt werden. Im Fokus der weiteren Untersuchungen stehen ein Redesign des Prototyps, besonders im Hinblick auf eine weitere Erhöhung des Wirkungsgrads und eine Erweiterung des Funktionsumfangs. Der Betrieb an einer kapazitiven Last mit repetierenden Pulsentladungen des Kondensators muss noch erprobt werden. Hierbei wird auch eine bereits realisierte Pulsentladungserkennung getestet, die durch gezieltes Abschalten der Topologie während einer Entladung für eine weitere Einsparung der bereits im Zwischenkreis gespeicherten Energie sorgt.

LITERATUR

- [1] NELMS, R.M. ; STRICKLAND, B.E. ; GARBI, M.: High Voltage Capacitor Charging Power Supplies for Repetitive Rate Loads. In: *Industry Applications Society Annual Meeting 2* (1990)
- [2] ELWELL, Ryan ; CHERRY, Jignas ; FAGAN, Steve ; FISH, Scott: Current and Voltage Controlled Capacitor Charging Schemes. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 31 (1995)
- [3] PRESSMAN, Abraham ; BILLINGS, Keith ; MOREY, Taylor: *Switching Power Supply Design, 3rd Ed.* McGraw-Hill Professional, 2009. – ISBN 0071594329
- [4] KÜCHLER, Andreas: *Hochspannungstechnik.* Springer-Verlag, 2005. – ISBN 3540214119
- [5] SABATÉ, J.A. ; VLATKOVIC, V. ; RIDLEY, R.B. ; LEE, F. ; CHO, B.H.: Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* 5 (1990)
- [6] WOLFS, Peter J.: A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 40 (1993), Nr. 1, S. 139 – 144
- [7] DE ARAGÃO FILHO, Wilson C.P. ; BARBI, I.: A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation. In: *Telecommunications Energy Conference* 18 (1996), S. 313 – 320
- [8] LARICO, Hugo R.E. ; BARBI, I.: Double-coupled current-fed push-pull DC/DC converter: Analysis and experimentation. In: *Power Electronics Conference* (2009), S. 305 – 312
- [9] ANDREIČIKS, Aleksandrs ; STEIKS, Ingars ; KRIEVIS, Oskars: Design of efficient current fed DC/DC converter for fuel cell applications. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* (2011), S. 206 – 210
- [10] MAKSIMOVIĆ, Dragan ; ČUK, Slobodan: Switching Converters with Wide DC Conversion Range. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 6 (1991), Nr. 1, S. 151 – 157