

KONSTRUKTION UND TEST EINES 1 MVA ARCPIs MIT HOCHVOLT-IGBTs

F. Hinrichsen, G. Tareilus

1 EINLEITUNG

In den letzten Jahren werden vermehrt IGBTs statt GTOs in Mittelspannungsumrichtern eingesetzt, denn sie bieten die von den Niederspannungs-IGBTs her bekannten Vorteile wie einfache Ansteuerbarkeit und Betrieb ohne Entlastungsnetzwerke. Allerdings sind die Schaltverluste der Hochvolt-IGBTs, verglichen mit Niedervolt-IGBTs der gleichen Leistungsklasse, beispielsweise mit der halben Sperrspannung und der doppelten Stromtragfähigkeit, relativ hoch. Daher sinkt die Stromtragfähigkeit bei Schaltfrequenzen von einigen Kilohertz auf inakzeptabel kleine Werte. Dies macht den Bau von schnellschaltenden Hochvolt-Umrichtern unwirtschaftlich. Solche Umrichter werden aber für hochpolige und hochtourige Drehstrommaschinen benötigt, die z. B. in Schwungradspeichern, Windkraftanlagen oder Traktionsanwendungen eingesetzt werden. Untersuchungen am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen haben gezeigt, dass es möglich ist, 3,3 kV-IGBTs in einer ARCPI-Struktur (Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter) mit Frequenzen von bis zu 5 kHz zu schalten, ohne die Stromtragfähigkeit nennenswert einzuschränken.

2 PRINZIPIELLE FUNKTIONSWEISE

Das Prinzip des ARCPI wurde zuerst in [1] vorgestellt. **Bild 1** zeigt einen Brückenweig eines ARCPI-Umrichters. Die Hauptschalter S_1 und S_2 arbeiten als Nullspannungsschalter. Der Hilfszweig, bestehend aus S_{H1} , S_{H2} und L_r , ist für das Umladen der Resonanzkondensatoren C_{r1} und C_{r2} bei einem Kommutierungsvorgang von D_2 auf S_1 zuständig. Bei geringem Laststrom dient er auch zur Unterstützung einer Kommutierung von S_1 auf D_2 . Andernfalls sorgt allein der Laststrom für ein Umladen und die Schalter öffnen und schließen als Quasi-Nullspannungsschalter. Bei negativem Laststrom kehrt sich dieses Prinzip um. Die Funktionsweise wird in [2] näher erläutert.

Die Steuerung eines ARCPI ist komplex, weil die Schalter während eines Resonanzvorgangs mit unterschiedlichen zeitlichen Abständen zueinander geschaltet werden müssen, um einen einwandfreien Ablauf der Resonanz zu gewährleisten. Die meisten bekannten Steuerungsmethoden benötigen den Momentanwert des Resonanzstroms in der Drossel und die Spannungen über den Hauptschaltern als Eingangsgrößen. Der Resonanzstrom ist aufgrund seiner hohen Dynamik nur mit teuren Sensoren schnell genug messbar. Selbst dann ergeben sich aber Probleme durch die Verzögerungs- und Laufzeiten der IGBTs und ihrer Treiberstufen.

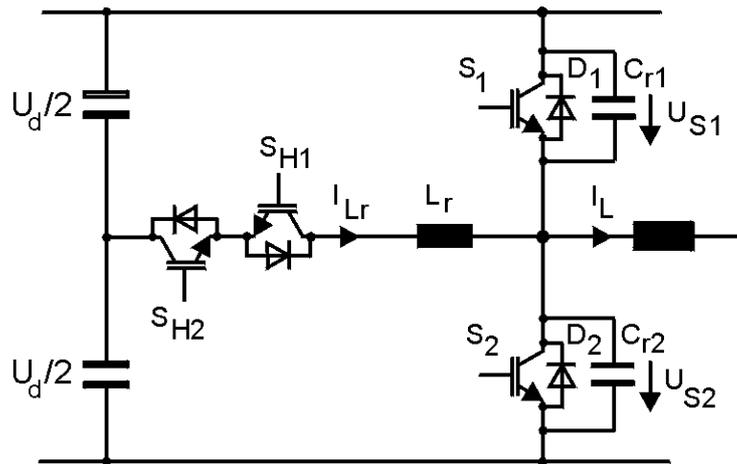


Bild 1: Ein Brückenweig des ARCPI

Da die Schaltzeiten aber bei konstanter Zwischenkreisspannung quasi nur vom Laststrom abhängig sind, wird für den 1 MVA-ARCPI eine vollständig digitale Steuerung verwendet. Sie besteht im Wesentlichen aus einem programmierbaren Logikbaustein (CPLD) und einem A/D-Wandler pro Brückenweig. Als Eingangswert dient der Laststrom, der aufgrund der Maschineninduktivität keinen schnellen Änderungen unterworfen ist und für die Regelung sowieso mit einem Stromwandler erfasst werden muss. Nach der Digitalisierung des Messwertes wird dieser mit einer im CPLD abgelegten Tabelle verglichen. Abhängig von den zuvor numerisch ermittelten Schaltzeiten werden die IGBTs gesteuert. Bei einer CPLD-Taktfrequenz von 8 MHz kann eine zeitliche Genauigkeit von 125 ns erreicht werden, welche bei den verhältnismäßig langsamen Hochvolt-IGBTs vollkommen ausreicht. In [3] und [4] wird diese Steuerung genauer beschrieben. Für die Ansteuerung der Schalter können normale Gatetreiber verwendet werden, wie sie von der Industrie angeboten werden.

3 AUSWAHL DER UMRICHTERKOMPONENTEN

Aufgrund der speziellen Art der Kommutierung muss beim ARCPI, verglichen mit einem konventionellen hartschaltenden Umrichter, besonderer Wert auf die richtige Auswahl der Bauteile gelegt werden. Falsche Bauteilwerte können schlimmstenfalls dazu führen, dass gar keine Reduktion der Schaltverluste stattfindet.

3.1 Hauptschalter

Die Hauptschalter schließen unter Nullspannungsbedingung. Daher müssen nur die Durchlassverluste und die Ausschaltverluste, die der Tailstrom verursacht, berücksichtigt werden. In Voruntersuchungen an einem 80 kVA Modell-ARCPI konnte gezeigt werden, dass nicht unbedingt die Höhe des Tailstroms, sondern vielmehr seine Länge für die Ausschaltverluste verantwortlich ist [5]. Der 1 MVA-ARCPI arbeitet mit 3,3 kV-IGBT-Modulen und einer Zwischenkreisspannung von 1500 bis 1800 V. Es wurden IGBT-Module mit Feld-Stop Technologie ausgewählt (eupec FZ1200R33KL2ENG), weil bei diesen der Tailstrom unter Nennbedingungen mit 1,5 μ s kürzer ist als bei Standardmodulen. Außerdem ist die Durchlass-

spannung mit 3,7 V um 0,6 V kleiner als bei den Standardtypen. Ungünstigerweise hat die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit nach dem Abschalten, die durch den Wert der Resonanzkondensatoren bestimmt wird, einen Einfluss auf die Tailstromlänge [6]. Daher müssen die Resonanzkondensatoren sorgfältig ausgewählt werden.

3.2 Hilfsschalter

Die Hilfsschalter müssen folgenden Anforderungen genügen:

- mindestens die halbe Sperrspannung der Hauptschalter
- geringe Durchlassverluste
- Diode mit weichem Rückwärtserholverhalten, um Überspannungen durch die Steilheit des Rückwärtserholstromes zu vermeiden.

Hauptsächlich wegen des letzten Punktes wurden 2,5 kV-Module (eupec FZ1500R25KF1) ausgewählt. Im normalen Betrieb sind keine Beschaltungsmaßnahmen gegen Überspannungen erforderlich. Im Falle eines Fehlers werden die Schalter durch eine aktive Rückkopplung der Kollektor-Emitterspannung auf das Gate geschützt.

3.3 Resonanzkondensatoren

Für die Resonanzkondensatoren sind Polypropylentypen, wie sie als Snubberkondensatoren mit Schraubanschlüssen von der Industrie angeboten werden, gut geeignet. **Bild 2** zeigt, wie 12 Stück 0,47 μF -Kondensatoren zu einer induktivitätsarmen Kondensatorbank von 1,41 μF zusammengesetzt werden, die direkt auf einem Hauptschalter montiert wird. Dieses Vorgehen ist wichtig, um sicherzustellen, dass die Kondensatorspannung weitgehend identisch mit der Schalterspannung ist.



Bild 2: Kondensatorbank auf einem Hauptschalter

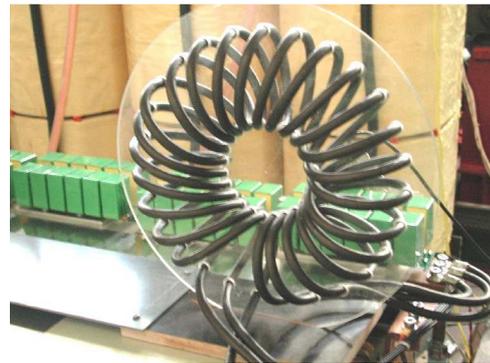


Bild 3: Resonanzdrossel

3.4 Resonanzdrosseln

Wie in [7] vorgeschlagen, wurden Luftspulen verwendet, weil sie preiswert und einfach zu bauen sind, insbesondere bei der benötigten niedrigen Induktivität von 1,6 μH . Die Spulen werden toroidal gewickelt, um das nach außen dringende Streufeld zu minimieren. Versuche mit verschiedenen Luftspulen haben gezeigt, dass ein symmetrischer Aufbau sehr wichtig ist,

um Wirbelströme durch Feldunsymmetrien zu vermeiden. Günstiger als die Wicklung auf einem Kern aufzubringen ist es, sie, wie in **Bild 3** gezeigt, durch eine Platte „durchzunähen“. Die abgebildete Spule ist aus drei parallelen Litzenkabeln mit jeweils 3283 Einzelleitern und einer äußeren Silikonisolation gewickelt. Der Aufbau gewährleistet außerdem eine gute Wärmeabfuhr durch Konvektion, so dass die Betriebstemperatur nicht über 55 °C ansteigt. Die Symmetrie ermöglicht es, die Induktivität der Spule mit folgender Formel für eine ideale Ringspule analytisch zu ermitteln:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot w^2}{8} \cdot \frac{(d_o - d_i)^2}{d_o + d_i}$$

Darin ist w die Zahl der Windungen, d_o der Außendurchmesser und d_i der Innendurchmesser der Spule. Die mechanische Konstruktion ist außerdem gut reproduzierbar.

4 KONSTRUKTION DES UMRICHTERS

Vor dem Bau des Umrichters wurde die mechanische Struktur im oben bereits erwähnten Modellumrichter getestet. Der 1 MVA-Umrichter besteht ebenso aus zwei ARCPI-Halbbrücken. Niederinduktive Flachleiter verbinden in zwei Lagen die Schalter und die Zwischenkreiskondensatoren. **Bild 4** zeigt die Flachleiterstruktur, **Bild 5** den fertigen Gesamtaufbau im Prüffeld.

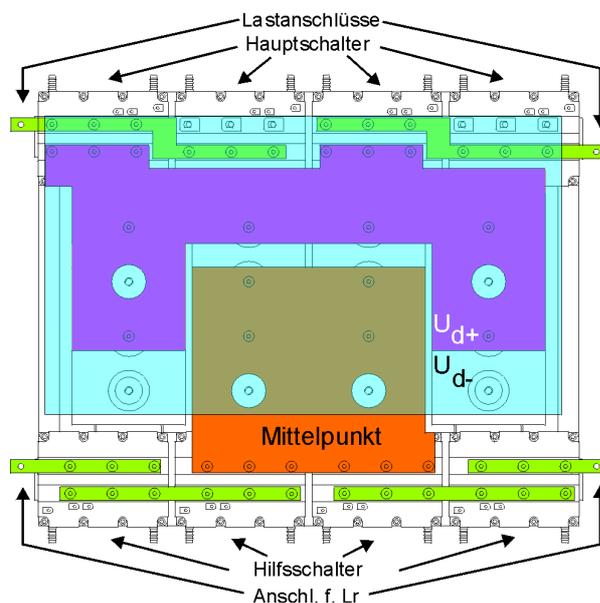


Bild 4: Struktur der Flachleiter, obere Lage transparent dargestellt. Gesamtmaße: 800 mm · 640 mm · 420 mm

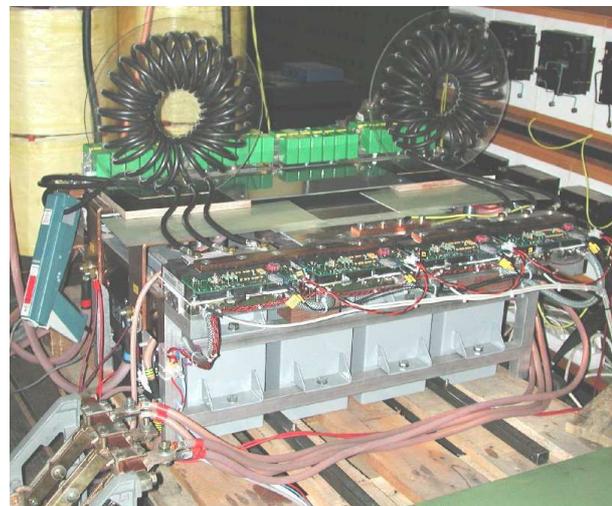


Bild 5: 1 MVA-ARCPI im Prüffeld

5 MESSERGEBNISSE

Der Modellumrichter und der 1 MVA-Umrichter arbeiten zuverlässig und bestätigen die Brauchbarkeit des einfachen skalierbaren mechanischen Aufbaus. **Bild 6** zeigt sowohl die Kollektor-Emitterspannung U_{CE} von S_2 und den dazugehörigen Kollektorstrom I_{C,S_2} als auch

die Spannung über den Hilfsschaltern S_{H1} und S_{H2} und den Drosselstrom I_{Lr} bei einem Laststrom von $I_L = 800$ A. Wie zu erkennen ist, wird der Hilfsschalter nur für die Kommutierung von der stromführenden Diode D_1 zum IGBT S_2 benutzt (linke Seite des Bildes). Die Berechnung der Ausschaltverluste ergibt 332 mJ. Verglichen mit der berechneten Ausschalt-Verlustenergie beim harten Schalten können 62,5 % der Verluste eingespart werden. Beim Einschalten entstehen nur 2 mJ Verluste, 1498 mJ weniger als beim harten Schalten. Trotzdem sind die gesamten Einschaltverluste nicht vernachlässigbar: Weitere 570 mJ Verluste entstehen durch den Rückwärtserholstrom beim Abschalten der Diode im Hilfszweig.

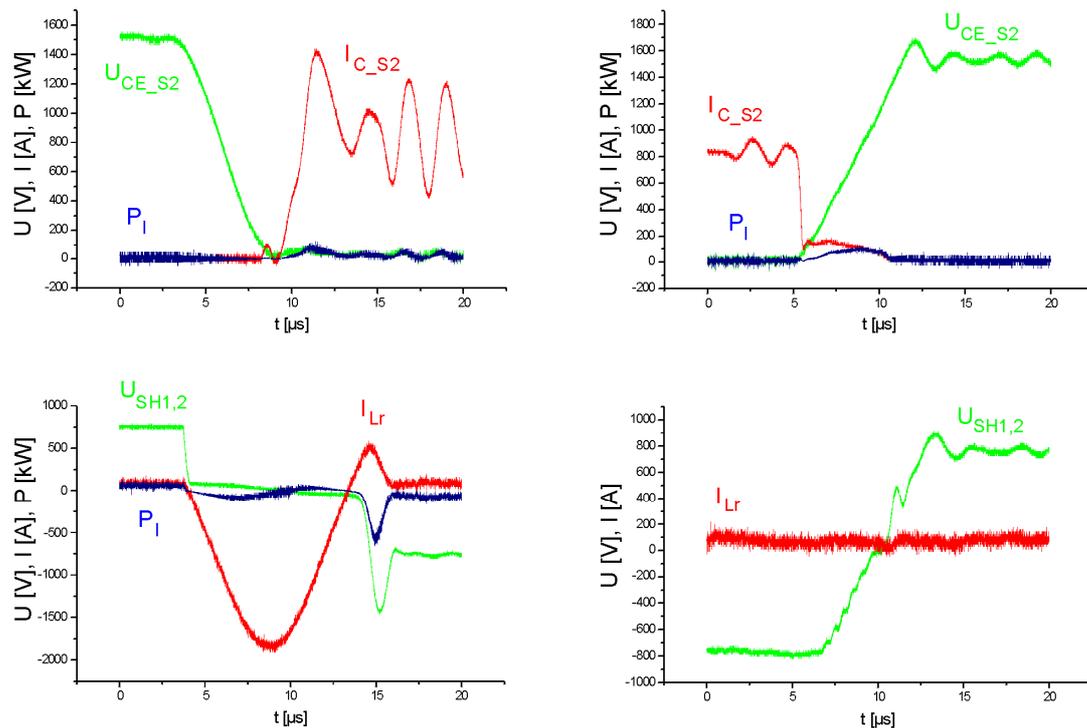


Bild 6: Ein Schaltzyklus bei $I_L = 800$ A

Der Umrichter wurde bei einer Zwischenkreisspannung von 1500 V und einer Taktfrequenz von 5 kHz mit Wechselströmen bis 800 A getestet. Als Belastung dienten Drossel und Widerstand, Drossel und Universalmaschine (Bahnmotor) oder alle drei in Reihe. Bei einer Ausgangsfrequenz von 16,7 Hz wurden bis zu 670 kW Wirkleistung abgegeben. Diese Grenze setzt der Maximalstrom der Einspeisung. Die Gesamtverluste des Umrichters belaufen sich auf etwa 19 kW, ermittelt mit einem digitalen Leistungsmessgerät LEM/NORMA D6244M. **Bild 7** zeigt, dass die Verluste nahezu unabhängig vom Laststrom sind. Zwischen 300 A_{eff} und 400 A_{eff} gehen die Verluste sogar zurück, da an dieser Stelle die Steuerung die Betriebsart wechselt und jeder zweite Schaltvorgang ohne Unterstützung des Hilfskreises abläuft. Der Umrichter erreicht seinen besten Wirkungsgrad $\eta = 0,954$ % beim Nennstrom von 800 A_{eff} (**Bild 8**).

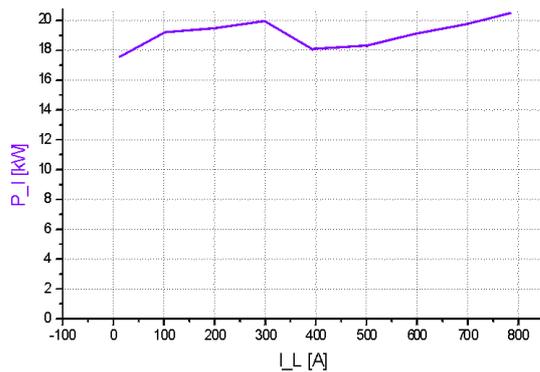


Bild 7: Gesamtverluste in Abhängigkeit vom Laststrom

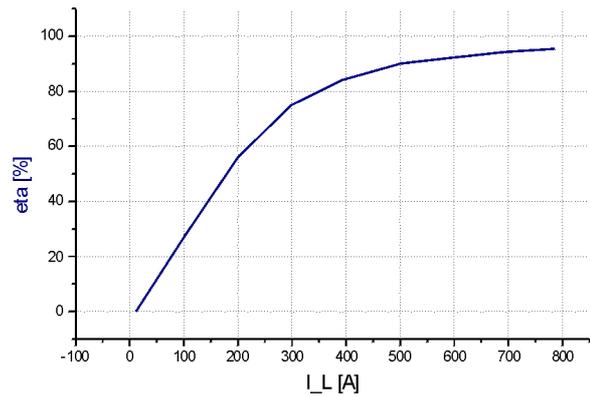


Bild 8: Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Laststrom

6 FAZIT

Das ARCP-Konzept ist geeignet, die Schaltverluste von Hochvolt-IGBTs signifikant zu reduzieren. Dadurch wird es möglich, Hochleistungsumrichter mit Schaltfrequenzen zu bauen, wie sie zuvor nur im mittleren Leistungsbereich möglich waren. Genauere Messungen zur weiteren Optimierung der Resonanzelemente werden noch durchgeführt.

LITERATUR

- [1] R. W. De Doncker, J. P. Lyons: *The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter*, Proc. of IEEE-IAS Conference, pp. 1228-1235, 1990
- [2] F.-F. Protiwa, J. Koß: *A 20 kVA Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter – Design And Practical Experiences* – Proc. of EPE '95 Conference, pp. 2.111-2.116, Sevilla, Spain, 1995
- [3] G. Tareilus, F. Hinrichsen, W.-R. Canders: *Simple Design and Control of ARCP-Inverter for Universal Power Range*, Proc. of SPEEDAM-Conference, pp. A2-7 – A2-11, Ravello, Italy, 2002
- [4] F. Hinrichsen, G. Tareilus: *ARCP-Umrichter für den gesamten Leistungsbereich mit digitaler Regelung*, IMAB Jahresbericht 2002
- [5] G. Tareilus: *Untersuchung unterschiedlicher IGBT-Typen für den Einsatz in ARCP-Umrichtern*, IMAB Jahresbericht 2001
- [6] G. Tareilus: *Der Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter im Umfeld schaltverlustreduzierter IGBT-Pulswechselrichter*, Dissertation, TU Braunschweig, 2002
- [7] L. G. B. Rolim: *Investigation of a drive system: soft switching converter and switched reluctance motor*, PH. D. Thesis, TU Berlin, 1997