

ARCP-UMRICHTER FÜR DEN GESAMTEN LEISTUNGSBEREICH MIT DIGITALER REGELUNG

F. Hinrichsen, G. Tareilus

1 EINLEITUNG

Während der letzten 15 Jahre wurde der IGBT mehr und mehr zum Standard-Leistungsschalter in selbstgeführten Frequenzumrichtern. Die typische Konfiguration besteht aus einem Spannungszwischenkreis, an den die Schalter niederinduktiv ohne Snubber angebunden sind. Dieser Aufbau ist zwar sehr simpel, hat aber offensichtlich einige Nachteile: Die Schaltverluste sind immer noch so hoch, dass die Realisierung von Frequenzumrichtern mit einigen Kilohertz Taktfrequenz im mittleren und oberen Leistungsbereich schwerfällt. Außerdem gibt es EMV-Probleme und Schwierigkeiten mit der hohen Spannungsbeanspruchung der Schalter (hohes du/dt), woraus Überspannungen an den Maschinenwicklungen resultieren, wenn lange Zuleitungen verwendet werden.

In den letzten Jahren wurde sogenannten weichschaltenden Umrichtern wie z. B. Quasi-Resonanz-Umrichtern mehr Beachtung geschenkt, weil sie eine Lösung dieser Probleme versprochen. Der ARCPI ist eine dieser Topologien. Da er sich sowohl mit pulsweitenmodulierten Signalen, als auch mit einem Zweipunktregler ansteuern lässt, könnte der ARCPI ein möglicher Ersatz für den konventionellen, hartschaltenden Wechselrichter sein. Allerdings stellt der höhere Aufwand an Messtechnik und Steuerungshardware einen Nachteil dar. Daher wurden verschiedene Konzepte untersucht, um diesen Aufwand einzudämmen. Hier soll eine vollständig digitale Steuerung vorgestellt werden, die mit einem minimalen Hardwareaufwand auskommt. Die Software berücksichtigt alle relevanten Parameter des analytischen ARCPI-Modells, so dass die Steuerung im gesamten Leistungsbereich einsetzbar ist.

2 PRINZIP DES ARCPI

Die Grundschialtung (**Bild 1**) wurde zuerst in [1] vorgestellt. Zwei Resonanzkondensatoren werden zu den Hauptschaltern S_1 und S_2 parallelgeschaltet. Diese Kondensatoren werden bei jedem Kommutierungsvorgang umgeladen, um ein Nullspannungsschalten der Hauptschalter zu ermöglichen. Es gibt drei verschiedene Betriebsarten, die das Schalten unter Nullspannungsbedingung ermöglichen: welche gewählt wird, hängt sowohl von der momentanen Schalterstellung als auch von der Richtung und Amplitude des Laststroms ab. In der ersten Betriebsart wird der Hilfskreis, bestehend aus dem Resonanzkondensator L_r und den Hilfsschaltern S_{H1} und S_{H2} , die zusammen einen bidirektionalen Schalter bilden, nicht benötigt.

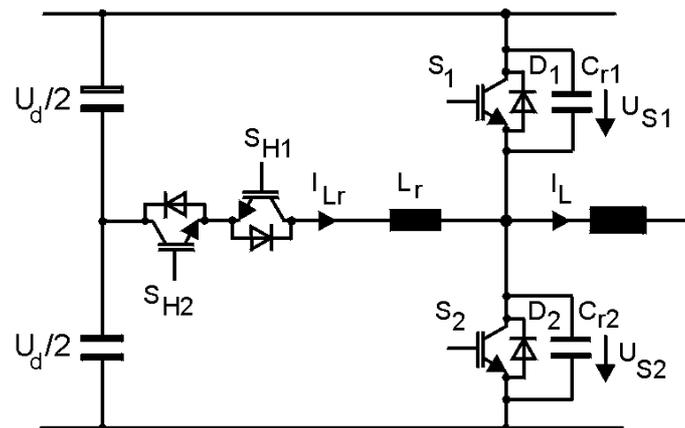


Bild 1: Ein Brückenweig des ARCPI

Die Resonanzkondensatoren werden nur durch den Laststrom umgeladen und arbeiten als ein passives Entlastungsnetzwerk. Um das Umladen bei kleinen oder gar negativen Lastströmen zu beschleunigen, muss der Hilfskreis verwendet werden. Die Steuersignale und die Spannungs- bzw. Stromverläufe von S_1 bei positivem Laststrom zeigt **Bild 2**.

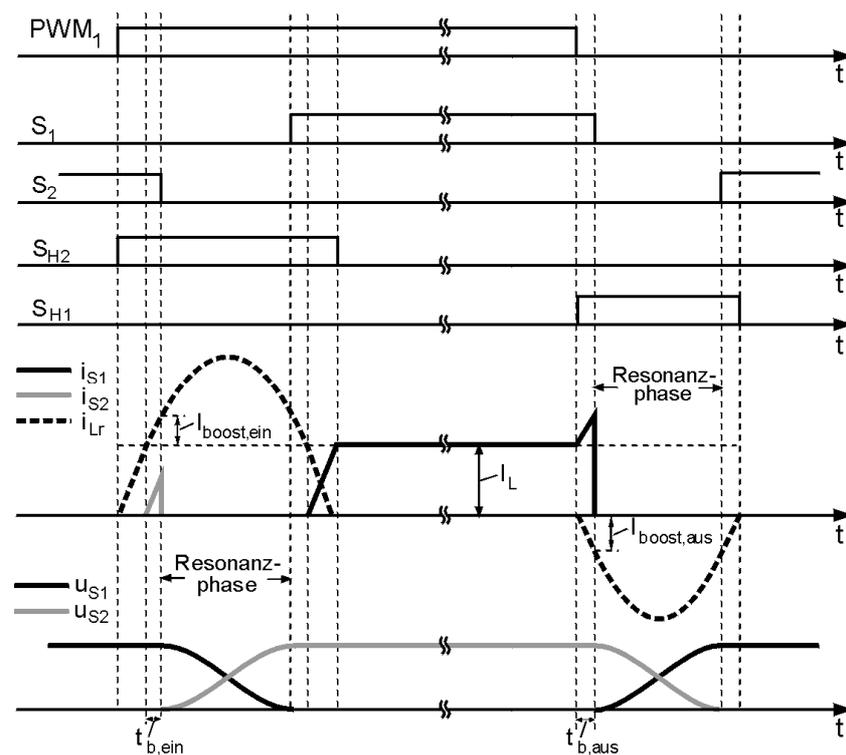


Bild 2: Ein- und Ausschaltvorgang von S_1

Bevor die Resonanzphase beginnt, wird dafür gesorgt, dass in der Resonanzdrossel durch einen zusätzlichen Strom I_{boost} Energie gespeichert wird, um die Verluste, die während des Kommutierungsvorgangs in den verschiedenen beteiligten Bauteilen entstehen, zu kompensieren. Ohne diese Maßnahme gelänge das Umladen der Kondensatoren nicht vollständig, was eine große Strombeanspruchung für die Hauptschalter bedeutete, da diese die in den Kondensatoren verbliebene Ladung kurzschließen. Für eine ordnungsgemäße

Steuerung der Schaltzeiten wird der Momentanwert des Resonanzstroms i_{Lr} benötigt. Eine Messung dieses Stromes wäre allerdings teuer, da sie aufgrund der Kürze des Vorgangs sehr schnell vonstatten gehen müsste. Außerdem führten allein die Signallaufzeit der Treiberstufe und die Einschalt- bzw. Ausschaltverzögerungszeit des IGBT zu einer Gesamtverzögerungszeit, deren Länge eine exakte Regelung des Kommutierungsvorgangs unmöglich machte.

2.1 Dimensionierung des Leistungsteils und Art der Steuerung

Eine Steuerungsmethode, die mit konstanten Boostzeiten arbeitet und daher ohne eine Messung des Resonanzstroms auskommt, wurde in [2] vorgestellt. Der Vorteil der einfachen Steuerung bringt den Nachteil eines eingeschränkten Einsparpotentials von nur 20 % der Schaltverluste mit sich. Eine Lösung dieses Problems wurde in [3] beschrieben: die Schaltzeiten werden aus der Zwischenkreisspannung und dem Laststrom vorausberechnet. Rechenungenauigkeiten machen aber eine Überwachung des Spannungsnulldurchgangs an den Hauptschaltern weiterhin erforderlich.

Vor diesem Hintergrund entstand das Konzept einer vollständig digitalen Steuerung: unter Berücksichtigung der zur Berechnung der Kommutierungsvorgänge notwendigen Parameter wurde ein allgemein gültiger Rechengang zur Auslegung eines ARCPis erarbeitet. Mit diesem Algorithmus können die Resonanzelemente eines ARCPis beliebiger Leistung dimensioniert werden. Ebenso lassen sich die Verluste im Hilfszweig sehr genau berechnen. Daher können die Schaltzeitpunkte für die verschiedenen Betriebspunkte im voraus exakt berechnet und mit Hilfe eines programmierbaren Logikbausteins (PLDs) angesteuert werden. Aufgrund der erzielbaren Genauigkeit bei der Steuerung des Kommutierungsvorgangs kann auf die Nullspannungserkennung für die Hauptschalter verzichtet werden, so dass die oben im Zusammenhang mit der Resonanzstrommessung beschriebenen Probleme von Anfang an umgangen werden. Daraus resultiert der weitere Vorteil, dass für alle Haupt- und Hilfsschalter Standardtreiberstufen verwendet werden können.

Zunächst müssen die Größen der Resonanzkondensatoren und –drosseln festgelegt werden. Dafür notwendig sind:

- die maximal tolerierbare Kommutierungszeit $t_{k,max}$
- die gewünschte maximale Spannungsteilheit an den Ausgangsklemmen $(du_s/dt)_{max}$
- der maximal zulässige Resonanzstrom \hat{I}_{Lr}

Die Resonanzelemente werden wie folgt berechnet:

$$C_{r,min} = \frac{\hat{I}_L}{2 \cdot \left(\frac{du_s}{dt} \right)_{max}} \Rightarrow C_r$$

$$L_{r,max} = \frac{\pi^2 C_r U_d^2 + 4 t_{k,max} \hat{I}_L U_d}{16 \hat{I}_L^2} - \frac{\sqrt{\pi^4 C_r^2 U_d^4 + 8 \pi^2 C_r U_d^3 t_{k,max} \hat{I}_L}}{16 \hat{I}_L^2}$$

$$L_{r,\min} \approx \frac{1}{2} C_r \cdot \left(\frac{U_d}{\hat{I}_{L_r} - \hat{I}_L} \right)^2 \Rightarrow L_r$$

Die exakte Berechnung des notwendigen Booststroms und der dazugehörigen Zeit ist besonders wichtig. Aufbauend auf den Ausführungen in [4] wurde ein erweitertes Modell entwickelt. Zur Berechnung der Boostströme für die Einschalt- und den Ausschaltvorgänge, wie sie in **Bild 2** gezeigt sind, können folgende Formeln hergeleitet werden:

$$I_{boost,on}(I_L, U_d) \approx -I_L + \sqrt{I_L^2 + k_1 \left(2I_L^2 + \frac{4I_L U_d}{\pi Z_r} + \frac{U_d^2}{4Z_r^2} \right) + k_2 \left(\pi I_L + \frac{U_d}{Z_r} \right)}$$

$$I_{boost,off}(I_L, U_d) \approx -\sqrt{k_1 \left(3I_L^2 - \frac{4I_L U_d}{\pi Z_r} + \frac{U_d^2}{4Z_r^2} - \frac{32Z_r I_L^3}{3\pi U_d} \right) - k_2 \left(\pi I_L - \frac{U_d}{Z_r} - \frac{4Z_r I_L^2}{U_d} \right)}$$

mit: $k_1 = \frac{\pi(R_{L_r} + r_{CE} + r_F)}{Z_r}$, $k_2 = \frac{2(U_{CE0} + U_{F0})}{Z_r}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{2C_r}}$

Die Parameter dieser Formeln hängen von den verwendeten Komponenten ab: Als Hilfsschalter werden LowSat-IGBTs verwendet, die im Gegensatz zu den häufig vorgeschlagenen MCTs [5] für alle Leistungsbereiche verfügbar sind. Im Rechenmodell werden die Eigenschaften der Hilfsschalter durch eine konstante Durchlassspannung U_{CE0} und einem stromabhängigen Term $r_{CE} \cdot i_C(t)$ beschrieben. In gleicher Weise beschreiben U_{F0} und r_F die Dioden der Hilfsschalter.

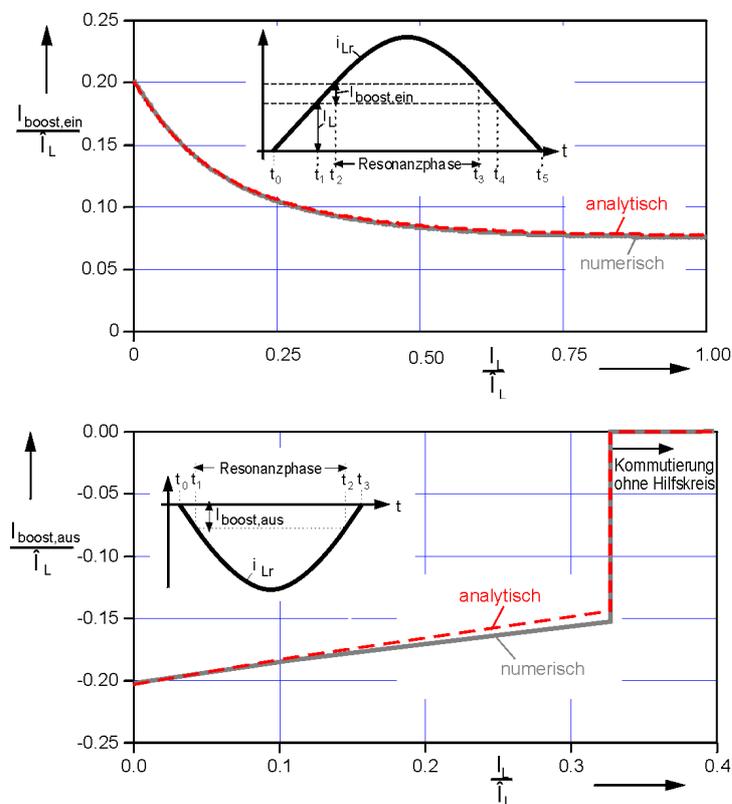


Bild 3: Berechnete laststromabhängige Boostströme für Ein- und Ausschaltvorgang

Die Resonanzdrossel wird als toroidale Luftdrossel aus feiner Litze gewickelt. Diese Ausführung hat folgende Vorteile:

- hohe Spitzenstrombelastbarkeit
- keine Hystereseverluste
- wenig elektromagnetische Störungen
- gute Skalierbarkeit

Bild 3 zeigt die Boostströme, die mit der oben angegebenen Formel für die Ein- und Ausschaltvorgänge von S_1 berechnet wurden. Zum Vergleich sind die Ergebnisse einer numerischen Berechnung mit eingezeichnet. Mit Hilfe der oben erläuterten Methode können alle Schaltzeiten in Abhängigkeit des Laststroms und der Zwischenkreisspannung vorausberechnet werden. Diese werden dann in einer Wertetabelle im Digitalen Steuerwerk abgelegt.

3 ERGEBNISSE AUS DEN EXPERIMENTEN

Zu Experimentierzwecken wurde ein 80 kVA-ARCPI als 4Q-Steller aufgebaut. Trotz der reduzierten Spannungssteilheit an den Ausgangsklemmen bleibt eine hoher Stromgradient in den Schaltern prinzipbedingt erhalten (siehe auch **Bild 2**). Daher wurde auf einen niederinduktiven Aufbau Wert gelegt, der mit Flachleitern realisiert wurde. Die Resonanzkondensatoren wurden direkt über den Klemmen der Hauptschalter angeordnet. Da ungünstigerweise die lange Kommutierungsdauer beim ARCPI den Modulationsgrad, verglichen mit einem hartschaltenden Umrichter, einschränkt, wurde versucht, diese unterhalb von $4 \mu\text{s}$ zu halten.

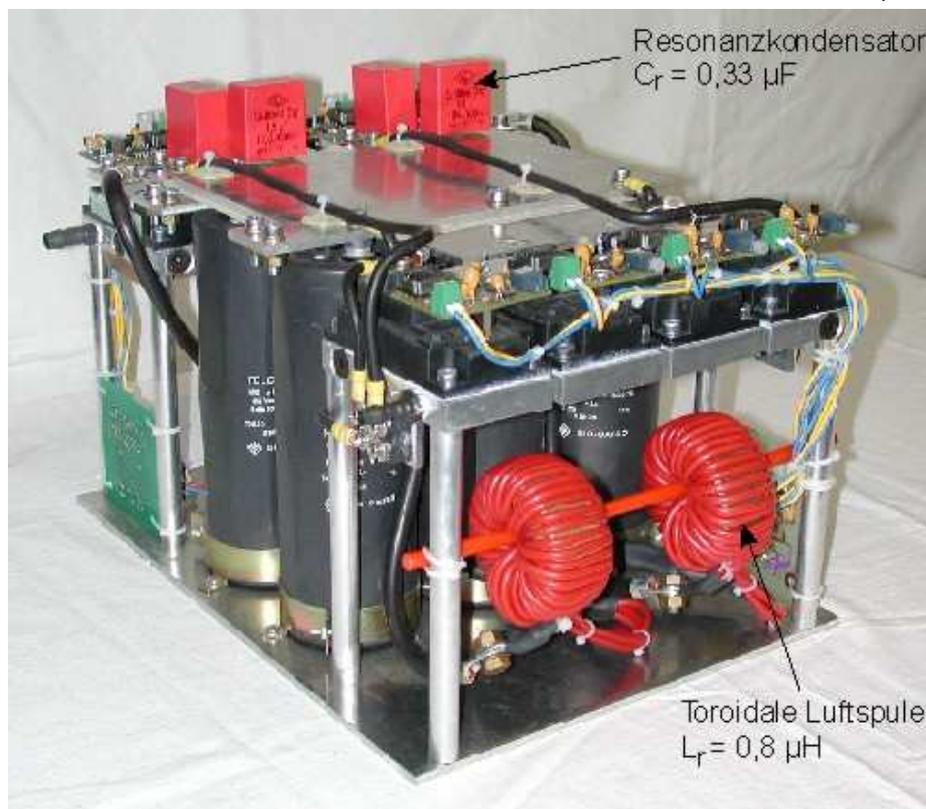


Bild 4: 80 kVA-ARCPI

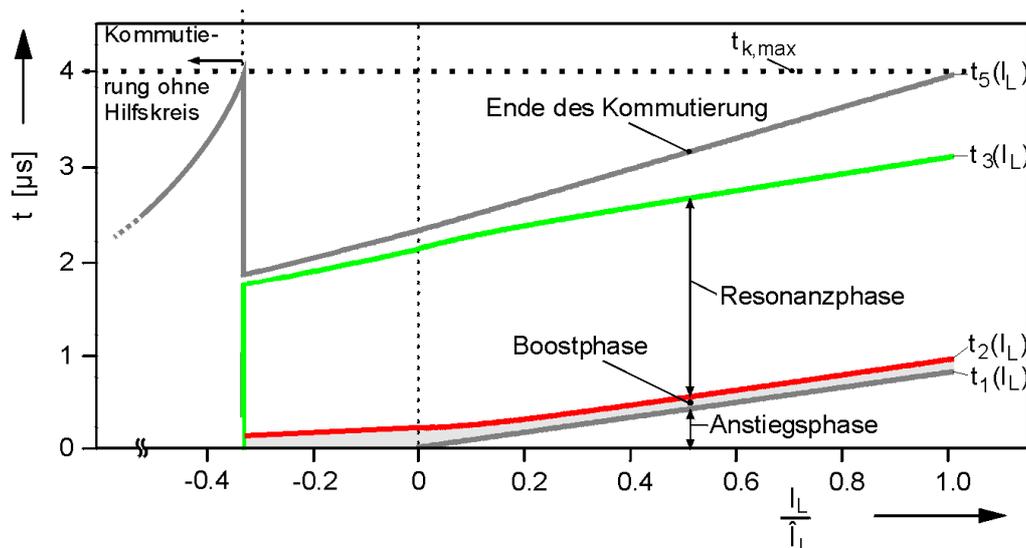


Bild 5: Berechnete, lastabhängige Schaltzeiten

Bild 5 zeigt die berechneten Schaltzeiten in Abhängigkeit vom Laststrom. Die Steuerung wurde in einen PLD-Baustein programmiert, der die Schaltbefehle ausgibt und zusätzlich noch Fehlerbehandlungs- und Anzeigefunktionen erfüllt. **Bild 6** zeigt ein Prinzipschaltbild der digitalen Steuerung eines Brückenzeigs. Die Zwischenkreisspannungsmessung ist gestrichelt eingezeichnet, da bei den meisten Netzanwendungen die Spannungsschwankungen so gering sind, dass auf eine Erfassung verzichtet werden kann. In diesen Fällen wird ausschließlich die ohnehin für die Regelung vorhandene Strommessung benötigt. Der 80 kVA-ARCPI wurde erfolgreich mit einer Taktfrequenz von 20 kHz getestet.

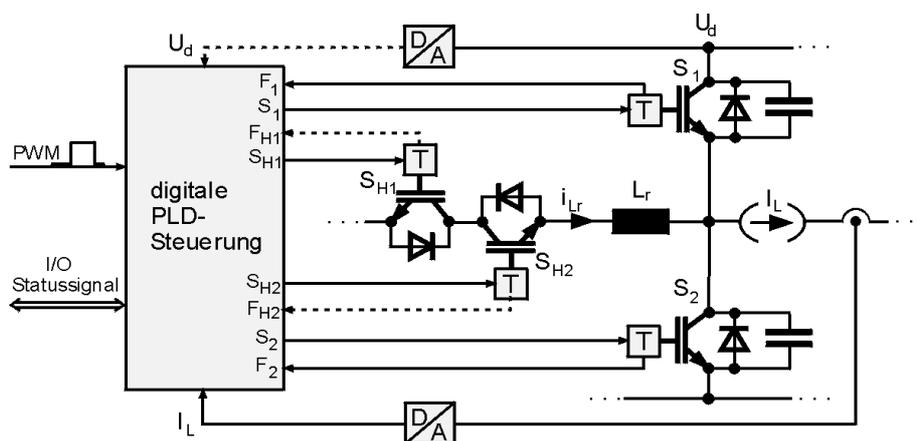


Bild 6: Digitale ARCPI-Steuerung mit PLD

Die tatsächliche Brauchbarkeit der Steuerung hängt von der Genauigkeit des Berechnungsmodells ab, mit dem die Schaltzeiten ermittelt werden. **Bild 7** zeigt die gute Übereinstimmung von berechnetem und gemessenem Resonanzstromverlauf für einen Einschaltvorgang von S_1 bei einem Laststrom von 200 A.

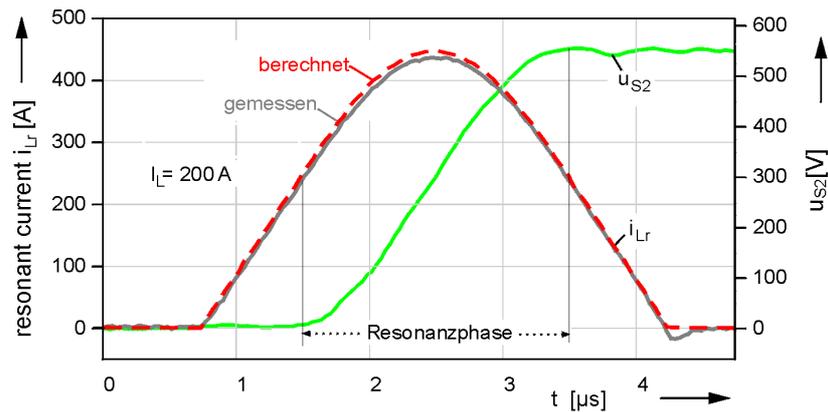


Bild 7: Verlauf des Resonanzstromes bei einem Einschaltvorgang

Bei den Wirkungsgradmessungen wurde der Umrichter nicht nur als ARCPI, sondern auch hartschaltend betrieben. Wegen der hohen Verluste im hartschaltenden Betrieb musste die Taktfrequenz allerdings auf 10 kHz begrenzt werden. **Bild 8** zeigt die gemessenen Schaltverluste. Beim ARCPI wurden auch die Verluste im Hilfszweig und die Verluste in den Symmetrierwiderständen des Zwischenkreises berücksichtigt. Die Gesamtverluste konnten um 50 % reduziert werden – ein Beleg für die Tauglichkeit der vorgestellten Steuerung.

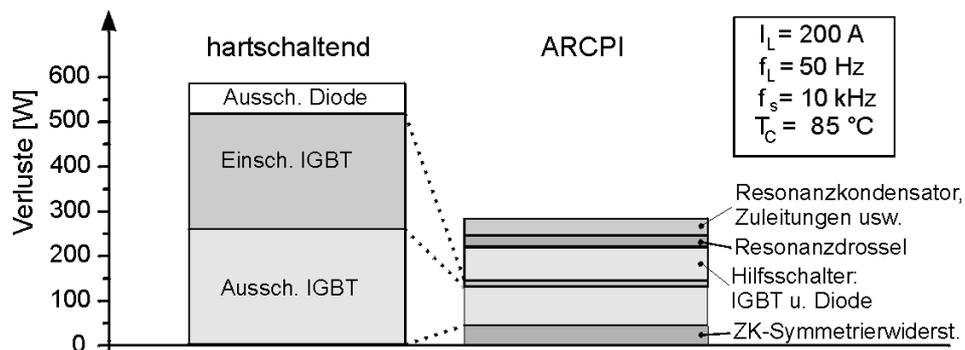


Bild 8: Gemessene Schaltverluste eines Brückenzeigs

Um die Skalierbarkeit des einfachen Aufbaus und die Gültigkeit des mathematischen Modells auch für Anwendungen großer Leistung zu überprüfen, wurde ein 1 MVA-ARCPI gebaut.



Bild 9: 1 MVA-ARCPI

Den gemessenen laststromabhängigen Resonanzstrom im Hilfskreis zeigt **Bild 10**. Bei einer Zwischenkreisspannung vom 1600 V und einem Laststrom von 800 A_{eff} konnte eine Taktfrequenz von 4 kHz erreicht werden, etwa die doppelte Taktfrequenz eines vergleichbaren hartschaltenden Wechselrichters.

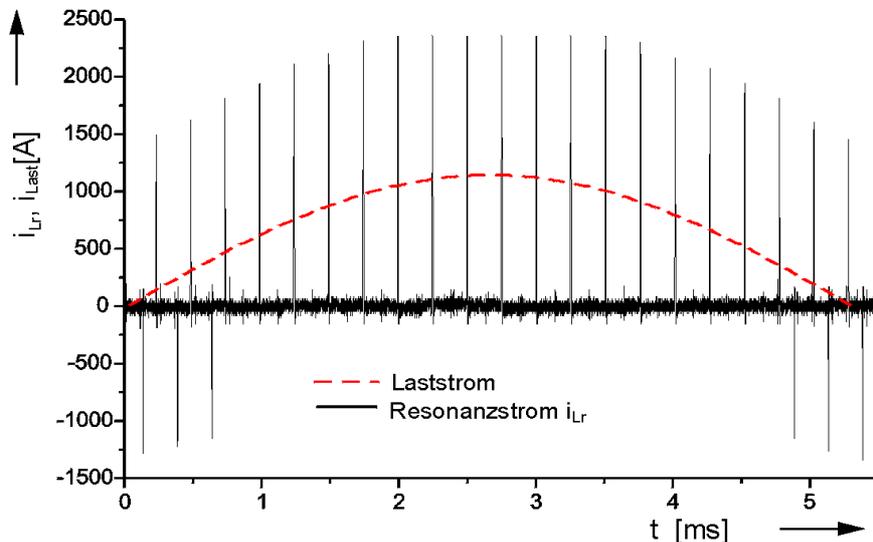


Bild 10: Gemessener Resonanzstrom des 1 MVA-ARCPIs unter Volllast

4 ERGEBNISSE

Es kann festgestellt werden, dass die vollständig digitale Steuerung mit einem minimalen Aufwand an Messtechnik und Steuerungshardware auskommt. Das vorgestellte Rechenmodell berücksichtigt alle Parameter, die für eine genaue Regelung der Leistungsschalter ohne zusätzliche Messstellen notwendig sind. Der Entwurf eines ARCPI wird dadurch sehr flexibel für Parametervariationen und lässt sich für alle Leistungsbereiche gleichermaßen durchführen.

5 LITERATUR

- [1] De Doncker, R. W.; Lyons, J. P.: *The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter*. Tagungsband IEEE-IAS, S. 1228-1235, 1990
- [2] Beukes, H. J.; Enslin, J. H. R.; Spee, R.: *Integrated Active Snubber for High Power IGBT Modules*. Tagungsband IEEE-APEC, S. 161-167, 1997
- [3] Eckel, H. G.; Sack, L.; Rascher, K.: *FPGA Based Control of an ARCP-Inverter Without Additional Sensors*. Tagungsband EPE '97, S. 4.385-4.390, Trondheim, Norwegen, September 1997
- [4] Protiwa, F. F.: *Vergleich dreiphasiger Resonanzwechselrichter in Simulation und Messung*. Dissertation, RWTH Aachen, 1996
- [5] Bernet, S.: *Characterisation and Comparison of IGBTs and MCTs in Zero Current Switching Converters*. Tagungsband EPE '97, S. 1.482-1.487, Trondheim, Norwegen, September 1997