

# Entwicklung eines hocheffizienten Photovoltaikwechselrichters für den Leistungsbereich von 100 bis 500 kW

## Development of a Highly Efficient Photovoltaic Inverter of a Power Range of 100 to 500 kW

Heiko Preckwinkel, DVMM Krishna, Dr.-Ing. Norbert Fröhleke und Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker  
Fachgebiet Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, Deutschland  
und LTi DRIVES GmbH, Unna, Deutschland  
Heiko.Preckwinkel@lt-i.com, dora@lea.upb.de

### Kurzfassung

In den letzten Jahren wurde viel Entwicklungsarbeit für photovoltaische Einspeisewechselrichter geleistet. Immer noch sind die Senkung der Systemkosten und die Verbesserung des Wirkungsgrades die wichtigsten Ziele. Dieser Beitrag analysiert und vergleicht verschiedene Wechselrichtertopologien, welche für hocheffiziente photovoltaische Zentralwechselrichter im Leistungsbereich 100-500 kW in Frage kommen. Es wird gezeigt, dass auch mit heutigem Stand der Technik europäische Wirkungsgrade bis 98,9 % ohne neue Halbleitertechnologien zu erreichen sind. Die Arbeit umfasst Recherche, Simulation von Halbleiterverlusten sowie Modellierung der Eisen- und Kupferverluste der eingesetzten Filterinduktivitäten. Diese sorgfältige Verlustmodellierung der einzelnen Komponenten ermöglicht, die Verluste des Gesamtsystems in Abhängigkeit der Betriebsparameter wie Schaltfrequenz, Zwischenkreisspannung und Ausgangsstrom genau zu bestimmen. Die anschließende Bewertung der Topologien erfolgt dabei nicht nur anhand der erreichbaren Wirkungsgrade, sondern auch im Hinblick auf Realisierbarkeit und Wirtschaftlichkeit. Nach Auswahl der besten Topologien werden Prototypen aufgebaut, um die simulierten Ergebnisse zu verifizieren.

### Abstract

During the last years a lot of research has been dedicated to PV-inverters. Up to now, the main goals are to increase efficiency and to minimize the costs of the system. This paper analyzes different topologies for PV-inverters in a power range of 100-500 kW. A practical approach will be presented to achieve European efficiency of 98.9 % without using new semiconductor technologies. The work includes search of topologies, simulation of semiconductor losses, as well as modeling of filter inductor iron and copper losses. Thorough modeling leads to accurate results of efficiencies depending of switching frequency, DC-voltage and output current. The final ranking of the considered topologies is not only done with regard to efficiency but also to technical feasibility and economy. Prototypes of the most promising topologies are built up to verify the simulation results.

## 1 Einleitung

Seit Beginn der kommerziellen Nutzung photovoltaischer Energie zur Netzeinspeisung in den 90er Jahren wurden die eingesetzten Frequenzumrichter stetig verbessert. Im Hinblick auf Baugröße, Kosten, Wirkungsgrad und Zuverlässigkeit wurden innerhalb kurzer Zeit große Schritte gemacht. Ein treibender Faktor ist dabei die Weiterentwicklung von Wechselrichtern kleinerer Leistung, wie String- und Modulwechselrichtern, da diese in großen Stückzahlen für kleinere Dachanlagen verbaut werden. Der große Vorteil bei der Entwicklung von Frequenzumrichtern im Leistungsbereich bis ca. 10 kW ist, dass bei der Bauteilwahl die freie Wahl zwischen IGBTs und MOSFETs besteht, da es möglich ist, die Endstufe diskret aufzubauen und somit verschiedene Halbleiter nahezu beliebig zu kombinieren. Dadurch lassen sich freizügig Wechselrichtertopologien realisieren. Durch geschickte Nutzung der Vorteile von IGBTs (niedrige Durchlassverluste) und MOSFETs (niedrige Schaltverluste) ist es möglich, hohe Wirkungsgrade bei hohen Schaltfrequenzen zu erreichen. Veröffentlichungen in den letzten Jahren kon-

zentrieren sich zudem vor allem auf die Nutzung von Siliziumkarbid (SiC) Dioden und JFETs bzw. MOSFETs [1], [2] mit dem großen Vorteil der Reduzierung von Schaltverlusten.

### 1.1 Technologieauswahl

Im Leistungsbereich >100 kW, d.h. Strömen >150 A bei dreiphasiger 400 V AC Einspeisung wird die Endstufe üblicherweise in Modulbauweise realisiert. Die Nutzung von MOSFETs ist aufgrund der viel größeren Chipfläche und somit erhöhten Kosten aus praktischen Gesichtspunkten nicht realisierbar.

Die größten SiC-Dioden-Chips, die z.Zt. kommerziell verfügbar sind, erreichen einen maximalen Nennstrom von 20-30 A. Somit wäre die Parallelschaltung mehrerer Dioden inklusive des erhöhten Bonding-Aufwands nötig, um die notwendige Strombemessung zu erreichen. Dies steigert die Kosten um den Faktor 10 für die Dioden und scheidet somit in dem angestrebten Leistungsbereich aus.

Auch SiC-JFETs bzw. MOSFET-Chips sind noch nicht mit der nötigen Stromtragfähigkeit verfügbar. Aus diesem Grund ist die SiC-Technologie für wirtschaftliche Produkte im genannten Leistungsbereich noch nicht einsetzbar.

## 1.2 Netzanschluss

Photovoltaische Großanlagen mit Zentralwechselrichter im angestrebten Leistungsbereich werden zum größten Teil über einen eigenen Mittelspannungstransformator mit dem 10 bzw. 20 kV Netz verbunden. Über diesen Transformator ist eine Potentialtrennung zum Versorgungsnetz gegeben, so dass der Trend im kleineren Leistungsbereich zu transformatorlosen Topologien (siehe HERIC- oder H5-Topologie, [3]) nicht direkt zu übertragen ist.

In dieser Arbeit werden hocheffiziente Topologien, mit den in 1.1 und 1.2 angesprochenen Randbedingungen, vorgestellt, deren Verlustkomponenten modelliert und simuliert. Auf Basis dieser Ergebnisse wird eine optimale Lösung für Einspeisesysteme mit einer Leistung von 100-500 kW erarbeitet. Dabei wird vor allem auf technische Realisierbarkeit mit heutigen Technologien geachtet.

## 2 MPP-Spannungsbereiche

Um bei einem Standard-2-Level-Wechselrichter mit 1200 V-IGBTs die Kurzschlussfestigkeit zu gewährleisten, ist die maximal mögliche Zwischenkreisgleichspannung auf Werte um 800 V limitiert. Die Betriebsspannung eines Solarmoduls, bei der die größtmögliche Leistung entnommen wird (**Maximum Power Point**) ist vor allem abhängig von der Betriebstemperatur des Solarmoduls. Um mit einem Frequenzumrichter die MPP-Spannungen der am Markt üblichen Solarmodule über den gesamten Temperaturbereich von -10 °C bis +70°C abzudecken, ist ein Verhältnis zwischen minimaler und maximaler MPP-Spannung laut [4] von 0,6 technisch ausreichend. Daraus ergibt sich für den 2-Level-Wechselrichter ein zu beherrschender MPP-Spannungsbereich von 480-800 V.

Der Modulationsindex  $M_i$  eines dreiphasigen Frequenzumrichters mit Spannungszwischenkreis ist definiert als:

$$M_i = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{AC}}{\sqrt{3} \cdot V_{DC}} \quad (1)$$

$V_{AC}$  ist hierbei die verkettete Ausgangsspannung,  $V_{DC}$  die aktuelle Zwischenkreisspannung. Ohne Anwendung von Verfahren der Übermodulation kann der Modulationsindex maximal den Wert 1 annehmen. Anders als bei Motorwechselrichtern darf bei PV-Wechselrichtern nicht von einer Gleichtaktaufschaltung zur Vergrößerung des Modulationsbereichs Gebrauch gemacht werden, da diese Potenzialverschiebungen langfristig das PV-Modul schädigen. Es muss also für alle Spannungen gelten:

$$V_{AC} \leq \frac{\sqrt{3} \cdot V_{DC}}{2\sqrt{2}} \quad (2)$$

Der MPP-Spannungsbereich 480-800 V ist somit nicht ausreichend, um direkt in eine 400 V-Wicklung eines Mittelspannungstransformators einzuspeisen. Es müsste

entweder ein zusätzlicher Hochsetzsteller auf der Gleichspannungsseite vorgesehen oder die Transformatorwicklung nach Gl. (2) auf 290 V ausgelegt werden. Zur Verbesserung des Wirkungsgrades ist es wünschenswert, direkt in eine 400 V-Wicklung unter Vermeidung eines Hochsetzstellers einzuspeisen, da sich die Ströme und somit die Verluste reduzieren. Die minimale Zwischenkreisspannung berechnet sich in diesem Fall nach Gl. (2) zu 650 V; die maximale Spannung, die beherrscht werden muss, erreicht dabei 1100 V. Bei einem 2-Level-Wechselrichter wäre also der Einsatz von 1700 V-IGBTs notwendig, was den Wirkungsgradgewinn durch die höhere AC Spannung größtenteils aufgrund höherer Verluste dieser Bauelemente wieder aufzehrt. Gleichwohl sollen beide Alternativen verfolgt werden.

Im Folgenden wird der Bereich 480-800 V als „niedriger MPP-Spannungsbereich“, der Bereich 650-1100 V als „hoher MPP-Spannungsbereich“ bezeichnet.

## 3 Topologien

Trotz vieler Topologien, welche bei einer Literaturrecherche aus Sicht des Wirkungsgrades als attraktiv erscheinen, können im Hinblick auf technische Realisierbarkeit und Wirtschaftlichkeit nur die folgenden vorgestellten Topologien als aussichtsreich eingestuft werden. Auswahlkriterien waren dabei:

- Ausschließliche Nutzung von Silizium-IGBTs und Dioden
- Topologien müssen mit kommerziell verfügbaren IGBT-Modulen realisierbar sein.
- Verfügbarkeit einer Second Source für die Halbleiter
- Vertretbare zu erwartenden Kosten für Halbleiter und passive Bauelemente

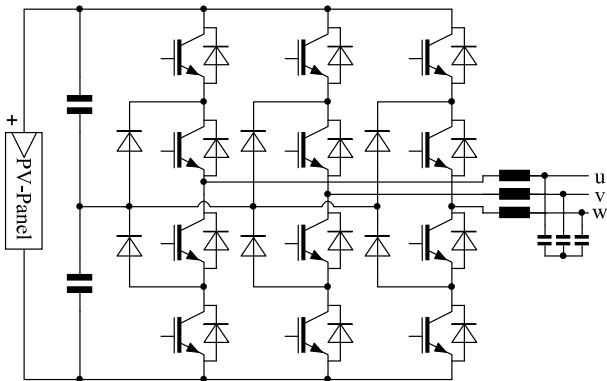
### 3.1 2-Level-Frequenzumrichter

Diese Topologie ist als Stand der Technik einzustufen und wird von der Mehrheit der Frequenzumrichterhersteller bevorzugt. Die Vorteile liegen bei der hohen Verfügbarkeit von Bauelementen sowie dem relativ einfachen Aufbau. Auch die erreichbaren Wirkungsgrade sind vor allem aufgrund der stetigen Verbesserung der IGBTs relativ hoch. Nachteile liegen in den relativ hohen Schaltverlusten, was kleine Schaltfrequenzen und somit große Ausgangsfilterdrosseln nach sich zieht. Zudem ist eine starke Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Zwischenkreisspannung zu beobachten.

### 3.2 3-Level-Frequenzumrichter

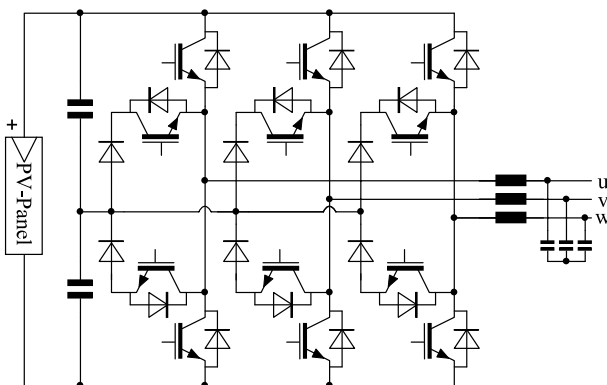
3-Level-Frequenzumrichter finden ihren bisherigen Anwendungsbereich hauptsächlich bei Hochspannungs- oder Hochfrequenzantrieben. **Bild 1** zeigt die 3-Level-Topologie in der ersten Variante. Diese Variante erreicht durch die folgenden Vorteile eine Reduzierung der Schaltverluste:

- Alle Halbleiter können gegenüber einer 2-Level-Topologie auf die halbe maximale Zwischenkreisspannung ausgelegt werden. Es können Halbleiter der nächst niedrigeren Spannungsklasse gewählt werden.
- Die Halbleiter schalten jeweils nur die halbe Zwischenkreisspannung.



**Bild 1:** 3-Level-Topologie Variante 1

Nachteilig sind die erhöhten Durchlassverluste, da jeweils zwei Halbleiter pro Phase vom Strom durchflossen werden. Pro Phase können in einem 3-Level-Frequenzumrichter die Zustände +, N und – geschaltet werden. Dadurch reduzieren sich verglichen zum 2-Level-Frequenzumrichter die Spannungszeitflächen an der Filterdrossel, die folglich in ihrem Induktivitätswert und Baugröße verringert werden kann, was Kosten und Verluste reduziert.



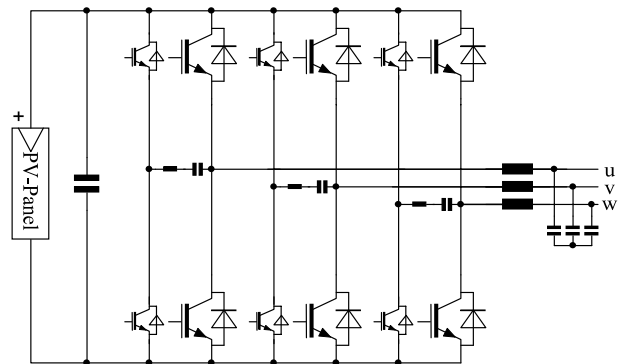
**Bild 2:** 3-Level-Topologie Variante 2

**Bild 2** zeigt die zweite mögliche Variante der 3-Level-Topologie. Beide Varianten werden das erste Mal in [5] vorgestellt. Vorteilhaft bei der zweiten Variante sind die reduzierten Durchlassverluste, da der Strom in den Schaltzuständen + und – nur jeweils einen Halbleiter pro Phase durchläuft. Dieser Vorteil wird mit höheren Schaltverlusten in diesen IGBTs erkaufte, da die Sperrspannung dieser auf die volle Zwischenkreisspannung ausgelegt sein muss. Tendenziell ergibt sich bei den Gesamtverlusten ein Vorteil für die zweite Variante bei niedrigeren Schaltfrequenzen. Variante 1 hat einen geringeren Anteil von Schaltverlusten und eignet sich somit vor allem für die Realisierung höherer Schaltfrequenzen.

### 3.3 Weichschaltende ZCT-Topologie

Eine weitere Möglichkeit der Verlustreduzierung bei Frequenzumrichtern ist die Nutzung von quasiresonanten Topologien. Die Idee bei diesen Topologien ist es, durch gezieltes Hinzufügen und Ansteuern eines LC-Resonanzkreises und Hilfs-IGBTs alle IGBTs entweder spannungs- bzw. stromlos zu schalten. Gegenüber Topologien mit resonantem Zwischenkreis oder Resonanzkreisen im Laststrompfad haben quasiresonante Topologien den Vorteil, dass man keine bzw. nur geringe Einschränkungen bei der Wahl der Schaltzeitpunkte erhält und nicht der gesamte Laststrom über den LC Resonanzkreis geführt werden muss [6].

Man erhält eine Reduzierung der Schaltverluste, demgegenüber aber zusätzliche Verluste im LC-Resonanzkreis und den Hilfs-IGBTs. Als Beispiele für quasiresonante Frequenzumrichtertopologien seien der „Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCP)“ [7] und der „Zero Current Transition Inverter (ZCT)“ [8] genannt. Die ZCT-Topologie hat den Vorteil, dass während des Betriebs zwischen hart- und weichschaltenden Betrieb umgeschaltet werden kann, da zu den IGBTs kein Kondensator parallel geschaltet ist. Somit ist es möglich, nur in vorteilhaften Betriebspunkten den weichschaltenden Betrieb zu nutzen. Zudem besteht die Topologie aus Standard-Halbbrückenmodulen, so dass IGBT Module verschiedener Hersteller genutzt werden können. Aus diesen Gründen wird die ZCT-Topologie ausgewählt.



**Bild 3** ZCT-Topologie

**Bild 3** zeigt den Aufbau der ZCT-Topologie. An jeder Halbbrücke ist eine weitere Halbbrücke mit den Hilfs-IGBTs über den LC-Resonanzkreis angeschlossen. Die ZCT-Topologie wird in dieser Arbeit mit IGBTs der 1700 V-Spannungsklasse für den hohen MPP-Spannungsbereich ausgeführt. Trotz der hohen Schaltverluste von 1700 V-IGBTs können durch weiches Schalten geringe Gesamtverluste erreicht werden.

### 3.4 Spannungsklassen

IGBT-Module sind in den Spannungsklassen 600, 1200 und 1700 V kommerziell verfügbar. Für Simulation und Aufbau von Prototypen wurden die folgenden Topologien ausgewählt:

Für den hohen MPP-Spannungsbereich (650-1100 V):

- 3-Level Variante 1 mit 1200 V-IGBTs
- ZCT-Topologie mit 1700 V-IGBTs

Für den niedrigen MPP-Spannungsbereich (480-800 V):

- 3-Level Variante 1 mit 600 V-IGBTs
- 3-Level Variante 2 mit 1200/600 V-IGBTs

## 4 Verlustmodellierung

Für eine Bewertung der erreichbaren Wirkungsgrade der in Kapitel 3 vorgestellten Topologien ist es notwendig, eine genaue Simulation der Verluste des Systems zu erhalten. Auf Basis dieser Simulation erfolgt eine Auswahl von Topologien, von denen Prototypen aufgebaut werden. Die nächsten Unterabschnitte geben einen Überblick über die angewandten Methoden der Verlustsimulation der relevanten Systemkomponenten.

### 4.1 Halbleiterverluste

Bei den Verlusten der eingesetzten IGBTs ist zwischen Durchlass- und Schaltverlusten zu unterscheiden. Es existieren verschiedene Ansätze der Verlustsimulation von IGBTs.

#### 4.1.1 Schaltverluste

Einen großen Anteil der Gesamtverluste des Systems machen die Schaltverluste der Halbleiter aus. Die möglichst genaue Simulation dieser Verluste ist vor allem wichtig, um die Auswirkungen verschiedener Schaltfrequenzen ermitteln zu können.

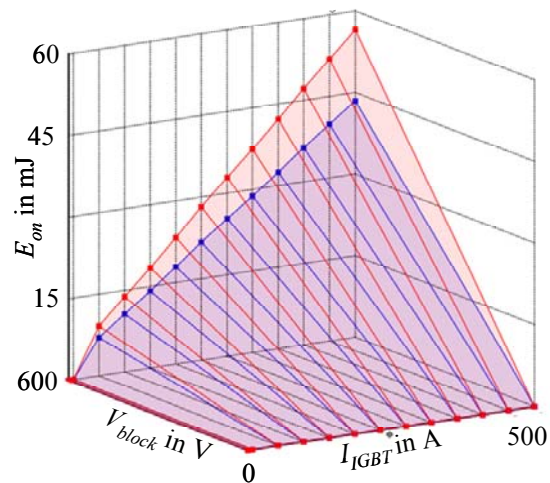
Wichtig ist zudem, dass die Simulation mindestens über eine Netzperiode (20 ms) ausgeführt wird, um das angewendete Modulationsverfahren und das Verhalten des Gesamtsystems inklusive LC-Ausgangsfiler zu berücksichtigen.

Ein Ansatz zur Simulation von Schaltverlusten ist die Modellierung des IGBTs auf physikalischer Ebene. Das Schaltverhalten eines einzelnen Schaltvorgangs kann dann z.B. mit Hilfe des Programms „Spice“ simuliert und die Verluste bestimmt werden. Nachteilig ist dabei, dass die zeitliche Auflösung der Simulation bis in den Nanosekundenbereich erfolgen muss. Somit wird eine Simulation in zeitlichen Größenordnungen einer Netzperiode sehr rechenaufwändig. Vor allem sind die benötigten physikalischen Parameter der IGBTs von den Herstellern nicht verfügbar. Aus diesen Gründen ist diese Art der Simulation in diesem Projekt nicht zielführend.

Die „Matlab/Simulink“-Toolbox „Plecs“ ermöglicht die Verlustsimulation von Halbleiterbauelementen inklusive der Modellierung des LC-Filters und der überlagerten Regelkreise und Modulationsverfahren.

In den Datenblättern von IGBTs sind die Schaltverluste in Abhängigkeit der Gatewiderstände, des Stromes und der Spannung angegeben. Für die Schaltverluste werden in der „Plecs“-Toolbox Kennlinien der Schaltverluste des eingesetzten IGBTs aus diesen Datenblattangaben hinterlegt. Bei jedem Schalten eines IGBTs wird der aktuelle Zustand des IGBTs vor und nach dem Schalten ermittelt

und aus der angegebenen Kennlinie in Abhängigkeit der Spannung und des Stromes die angefallenen Verluste ermittelt.



**Bild 4** Modellierung der Schaltverluste in „Plecs“

**Bild 4** zeigt exemplarisch die Kennlinie der Einschaltverluste  $E_{on}$  in Abhängigkeit der Spannung vor dem Schalten  $V_{block}$  und dem Strom nach dem Schalten  $I_{IGBT}$ . Die blaue Kurve repräsentiert die Verluste bei  $T_j = 25 \text{ °C}$ , die rote Kurve bei  $T_j = 125 \text{ °C}$ . Diese Kurven werden für jeden eingesetzten Halbleiter für  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  und  $E_{rr}$  hinterlegt.

Für die Bestimmung der Verluste werden Modelle aller ausgewählten Topologien, inklusive der eingesetzten LC-Filter und einer Netznachbildung in „Plecs“ erstellt. Als Modulationsverfahren wird eine Sinus-Dreieck-Modulation angewendet. Eine Stromregelung wird überlagert, so dass durch die Vorgabe von Stromsollwerten unterschiedliche Lastzustände des Systems simuliert werden können. Die von „Plecs“ ermittelten Verluste  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  und  $E_{rr}$  werden für die einzelnen Lastzustände über mehrere Netzperioden aufsummiert und daraus die Verlustleistung der Schaltverluste bestimmt.

#### 4.1.2 Durchlassverluste

In „Plecs“ werden die Durchlasskennlinien der eingesetzten IGBTs in Abhängigkeit des Stromes hinterlegt. Plecs ermittelt in jedem Simulationsschritt die anfallenden Durchlassverluste und gibt diese aus. Die Durchlasscharakteristik des IGBTs ist somit exakt nachgebildet. Die Kennlinien werden dabei für  $T_j = 25 \text{ °C}$  und  $T_j = 125 \text{ °C}$  hinterlegt, so dass zwischen beiden Werten je nach aktueller Temperatur des Chips interpoliert wird.

#### 4.1.3 Thermisches Modell

Aufgrund der hohen thermischen Kapazität des Kühlkörpers eines Frequenzumrichters ergeben sich für diesen hohe Zeitkonstanten, bis die Temperatur einen eingeschwungenen Wert erreicht. Dies ist bei einer Simulation der Schaltverluste nicht zeitgleich abzubilden, da sehr lange Simulationszeiten notwendig wären.

Um dies zu umgehen, wird das thermische Modell durch ein einzelnes thermisches RC-Glied mit kleiner Zeitkonstante zwischen Sperrschicht und Kühlkörper und ein weiteres RC-Glied mit kleiner Zeitkonstante zwischen Kühlkörper und Umgebung nachgebildet. Dies ermöglicht, die aktuelle Temperatur des Chips mit in die Verlustsimulation zu einfließen zu lassen.

## 4.2 Verluste der Ausgangsfilterdrossel

Die Verluste der Ausgangsfilterdrossel wirken sich vor allem im Teillastbereich des Systems stark auf den Wirkungsgrad aus, so dass eine möglichst exakte Bestimmung dieser Verluste notwendig ist. Für jedes System erfolgt eine eigene Auslegung der LC-Filterelemente, basierend auf einem konstanten Verhältnis des Ripplestroms in der Drossel zu dem maximalen Ausgangsstrom der Grundschwingung. Daraus ergeben sich die folgenden Proportionalitäten [9]:

$$I_{\text{ripple}} \sim \frac{V_{DC \text{ max}}}{L \cdot f_{sw}} \quad (3)$$

$$I_{AC, \text{ nom}} \sim \frac{1}{V_{AC}} \quad (4)$$

Hierbei ist  $I_{\text{ripple}}$  der Effektivwert des Ripplestroms,  $V_{DC \text{ max}}$  die maximale Zwischenkreisspannung,  $L$  die Filterinduktivität,  $f_{sw}$  die Schaltfrequenz,  $I_{AC, \text{ nom}}$  der Effektivwert des nominellen Ausgangsstromes und  $V_{AC}$  die Netzspannung.

Für ein konstantes Verhältnis zwischen Ripple- und nominellem Ausgangsstrom ergibt sich aus (3) und (4) die Proportionalität:

$$L \sim \frac{V_{DC \text{ max}} \cdot V_{AC}}{f_{sw}} \text{ mit } \frac{I_{\text{ripple}}}{I_{AC, \text{ nom}}} = \text{const} \quad (5)$$

Bei den 3-Level-Topologien verringert sich der notwendige Induktivitätswert für gleichen Stromripple auf die Hälfte, da sich bei gleicher Schaltfrequenz die Spannungszeitflächen halbieren [4]:

$$L_{3\text{-Level}} = \frac{L_{2\text{-Level}}}{2} \quad (6)$$

Mit Hilfe dieser Proportionalitäten wird die Filterdrossel für jedes System in Relation zu dem bestehenden 2-Level-Referenzsystem ausgelegt.

### 4.2.1 Kupferverluste

Bei der Auslegung der Filterdrosseln werden die Wicklungen in HF-Litze ausgeführt, um zusätzliche Verluste durch den Skineneffekt des schaltfrequenten Ripplestroms zu minimieren. Der Durchmesser der einzelnen Litzen wird so gewählt, dass der Skineneffekt zu vernachlässigen ist, so dass mit hoher Genauigkeit

$$R_{AC} = R_{DC} \quad (7)$$

angenommen werden kann. Die anfallenden Kupferverluste können somit mit Hilfe des Effektivwertes des Stromes aus der Simulation des Stromverlaufes berechnet werden.

### 4.2.2 Eisenverluste

In der Literatur werden viele Methoden vorgestellt, um Eisenverluste für verschiedenste Kernmaterialien zu bestimmen. Die Herausforderung ist dabei vor allem, dass der Ripplestrom aufgrund der PWM-Spannung nicht sinusförmig ist und neben der 50 Hz Hystereseschleife pro Schaltzyklus der Schaltfrequenz eine Unterschleife hervorruft.

Die in der Literatur vorgestellten Methoden der Berechnung von Kernverlusten lassen sich dabei in drei Gruppen unterteilen [9]:

#### 1. Mathematische Hysteresemodelle:

Basierend auf den physikalischen Parametern können die im Kernmaterial auftretenden Verluste berechnet werden. Beispielhaft sei hier das Jiles-Atherton-Hysteresemodell genannt [10]. Problematisch ist die Bestimmung bzw. Beschaffung der Parameter der eingesetzten Materialien, da die Datenblätter der eingesetzten Kernmaterialien die meisten notwendigen Materialparameter nicht bereitstellen.

#### 2. Trennung der Verlustkomponenten

Basierend auf Messungen am Kernmaterial kann eine Unterteilung der Verluste in Wirbelstrom- und Hystereseverluste erfolgen. Um dies zu realisieren, müssen aufwendige Messungen mit Spezialequipment durchgeführt werden.

#### 3. Basierend auf Steinmetz-Parametern

Hierbei handelt es sich um numerische Verfahren, die alle auf die drei Steinmetz Parameter  $k$ ,  $\alpha$  und  $\beta$ , welche Materialkonstanten sind, zurückgreifen, um Eisenverluste bei verschiedenen Signalformen zu berechnen. Diese Parameter werden von Kernherstellern geliefert, bzw. können aus Verlustkurven bei verschiedenen Frequenzen bestimmt werden. Aus diesem Grund wurde in dieser Arbeit diese Methode verwendet.

Die Eisenverluste eines Kernmaterials können dabei bei sinusförmiger magnetische Flussdichte mit Hilfe der Formel

$$P_{vKern}(t) = k \cdot f^\alpha \cdot \hat{B}^\beta \quad (8)$$

ausgedrückt werden.  $f$  entspricht dabei der Frequenz und  $B$  der magnetischen Flussdichte.

Diese Formel wird in vielen Veröffentlichungen auf nichtsinusförmige Signalverläufe erweitert, wodurch es möglich wird, auch bei PWM-Signalverläufen die Verluste zu bestimmen. Besonders die sogenannte iGSE [11] (Improved Generic Steinmetz Equation) ist hier zu nennen, da diese als einzige die schaltfrequenten Unterhystereseschleifen („minor loops“) berücksichtigt.

Die Signalform der Flussdichte  $B$  wird dabei in die einzelnen Hystereseschleifen zerlegt und für jede Hystereseschleife die Verluste aus

$$\overline{P_{vKern}}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (9)$$

berechnet.  $k_i$  ist ein Parameter, der sich aus dem Steinmetz-Parameter  $k$  berechnen lässt,  $\Delta B$  die Differenz zwischen minimaler und maximaler auftretender Flussdichte innerhalb der Hystereseschleife [11]. Dieser Algorithmus wird in Matlab nach Erstellung der Signalverläufe aus der Simulation ausgeführt und somit die Eisenverluste berechnet.

### 4.3 Resonanzdrossel

Zur Bestimmung der Verluste der Resonanzdrossel der ZCT-Topologie wird mit Hilfe der simulierten Stromverläufe der Effektivwert des Stromes berechnet und über diesen die Kupferverluste ermittelt. Auch hier wird HF-Litze für die Wicklung verwendet, um die Verluste durch den Skineneffekt zu minimieren.

Als Kernmaterial wird ein Eisenpulverringkern verwendet, welcher für hohe Flussdichten geeignet ist und auch bei hohen Frequenzen des Stromes wenig Verluste verursacht.

Die Berechnung der Kernverluste ist gegenüber der Ausgangsfilterdrossel einfacher, da keine Unterhystereseschleifen vorhanden sind. Die Verluste pro Resonanzperiode werden hier über die Resonanzfrequenz und die maximale Flussdichte für jeden Schaltvorgang bestimmt.

### 4.4 Weichschaltende IGBTs

Zu Verlusten weichschaltender IGBTs sind verfügbaren Datenblättern keine verwertbaren Informationen zu entnehmen. Die einzigen Möglichkeiten einer Simulation wäre, mit Hilfe der physikalischen Parametern die Strom- und Spannungsverläufe und somit das Verhalten des IGBTs beim weichen Schalten nachzubilden. Die notwendigen physikalischen Parameter sind aber ebenso nicht den Datenblättern zu entnehmen, bzw. bei den Herstellern verfügbar, so dass die einzige Möglichkeit darin besteht, basierend auf veröffentlichten Messungen die prozentuale Reduzierung der Schaltverluste abzuschätzen [12], [8].

**Tabelle I**

Geschätzte Reduzierung der Schaltverluste durch weiches Schalten bei der ZCT-Topologie

Topologie	$E_{on}$ Reduzierung	$E_{off}$ Reduzierung	Diode $E_r$ Reduzierung
ZCT	70 %	90 %	70 %

$E_{on}$ : Einschaltverluste,  $E_{off}$ : Ausschaltverluste

## 5 Resultate und Analyse

Alle Simulationen werden für einen 250 kW-Frequenzumrichter erstellt, da zu diesem exakte Referenzmessungen eines 2-Level-Systems vorliegen.

Der ZCT-Frequenzumrichter wird mit einer Resonanzdrossel von 2  $\mu\text{H}$  und einem Resonanzkondensator von 0.4  $\mu\text{F}$  ausgeführt.

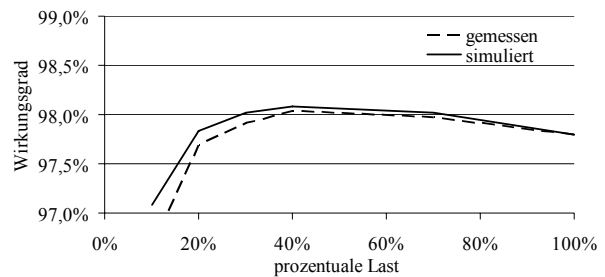
Als Basis für die IGBT Module wurden IGBTs im EcoDual3 Gehäuse von Infineon Technologies ausgewählt,

da mit diesen Prototypen aufgebaut werden. Die folgenden Ergebnisse sind bei einer Zwischenkreisspannung von 875 V für die Systeme des höheren MPP-Spannungsbereichs, bzw. 700 V für die Systeme des niedrigeren Bereichs.

Die Ausgangsspannung beträgt 400 V bzw. 290 V. Der Verlustanteil „Verschiedenes“ beinhaltet Verluste der Kondensatoren und der Verschienungen.

### 5.1 Modellverifizierung

Um die simulierten Ergebnisse zu verifizieren, wurde die Simulation eines 2-Level-Frequenzumrichters des niedrigen Spannungsbereichs mit Messungen des Wirkungsgrades am Prototypen verglichen.



**Bild 5** simulierter und gemessener Wirkungsgrad

**Bild 5** zeigt die Ergebnisse des simulierten und gemessenen Wirkungsgrades eines 250 kW 2-Level-Systems bei 500 V Zwischenkreisspannung, 4 kHz Schaltfrequenz und 290 V Ausgangsspannung. Zur Leistungsmessung wurde ein Yokogawa WT3000 eingesetzt. Man sieht, dass simulierter und realer Verlauf sehr nah aneinander liegen. Erst bei kleineren Lasten von 20-30 % ergeben sich Abweichungen. Bei 20 % Last beträgt die Differenz zwischen gemessenen und simulierten Wirkungsgraden 0,14 % bzw. 70 W Verlusten. Die Unterschiede sind vor allem durch nichtideales Verhalten der Bauelemente zu erklären sind. Kleinere Abweichungen der realen Bauelemente vom simulierten Verhalten fallen im kleinen Lastbereich stärker ins Gewicht.

Zudem werden die simulierten Eisenverluste in der Ausgangsfilterdrossel mit einer Verlustberechnung des Drosselherstellers, basierend auf einer Finiten-Element-Berechnung verglichen.

**Tabelle II**

Verifizierung der simulierten Eisenverluste pro Phase

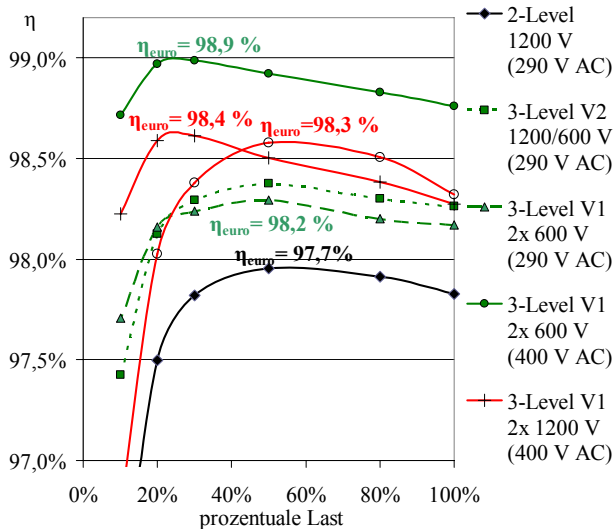
Konfiguration	Eisenverluste Finite Elemente	Eisenverluste iGSE
2-Level-System, 4 kHz, 525 A, $L = 210 \mu\text{H}$ , $m = 29,2 \text{ kg}$ , $n = 37$ , $A = 36 \text{ cm}^2$	126 W	138 W
3-Level-System, 4 kHz, 525 A, $L = 105 \mu\text{H}$ , $m = 15,7 \text{ kg}$ , $n = 26$ , $A = 23 \text{ cm}^2$	115 W	111 W

$L$ : Induktivität,  $m$ : Eisengewicht,  $n$ : Windungszahl,  $A$ : Eisenquerschnitt

**Tabelle II** zeigt die Ergebnisse dieses Vergleichs für ein 2-Level und ein 3-Level-System. Zwischen den beiden

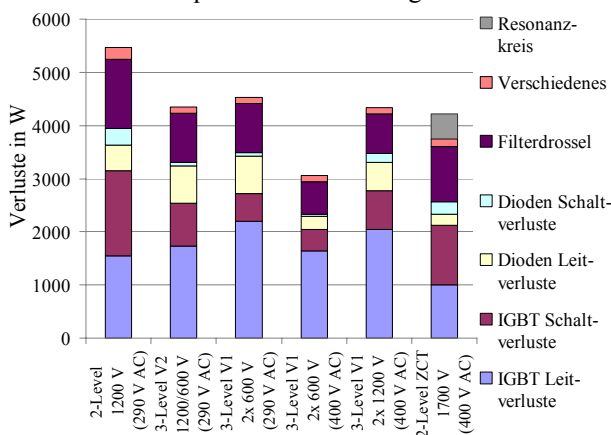
Ergebnissen bestehen nur kleine Unterschiede. Zu erklären sind diese z.B. durch die Abhängigkeit der Verluste der Hystereseschleifen vom aktuellen Arbeitspunkt in der 50 Hz-Hystereseschleife. Dieser Effekt ist bekannt, kann aber mangels Daten der Kernhersteller zu diesem Effekt nicht modelliert werden [13].

## 5.2 Simulationsergebnisse



**Bild 6** Simulierte Wirkungsgrade

**Bild 6** zeigt die simulierten Wirkungsgrade der ausgewählten Topologien. Es werden für die 3-Level-Topologie Variante 1 zwei Kurven angezeigt, die den Wirkungsgrad bei 290 V bzw. 400 V Ausgangsspannung darstellen. Die dargestellten Wirkungsgrade gelten jeweils für 700 V Zwischenkreisspannung bei den Topologien für den niedrigen Spannungsbereich (grüne Kurven) und für 875 V für die Topologien des hohen Spannungsbereichs (rote Kurven) erstellt. Das 2-Level-System mit 1200 V-IGBTs dient als Referenzwert (schwarze Kurve), da die meisten Systeme auf dieser Frequenzumrichtertopologie basieren. Zur besseren Vergleichbarkeit sind alle Systeme bei einer Schaltfrequenz von 4 kHz dargestellt.



**Bild 7** Verteilung der Verluste

**Bild 7** zeigt die Verteilung der Verlustanteile der verschiedenen 250kW Systeme unter Volllast. Hervorzuheben ist hierbei vor allem der niedrige Anteil der Schalt-

verluste an den Gesamtverlusten bei der 3-Level-Topologie Variante 1. Durch den niedrigen Anteil der Schaltverluste ergibt sich im realen System eine nur geringe Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der aktuellen Zwischenkreisspannung. Zudem ermöglichen die geringen Schaltverluste eine Variation der Schaltfrequenz, ohne die Verluste stark zu erhöhen.

## 5.3 Analyse und optimale Topologien

### 5.3.1 Hoher MPP-Spannungsbereich

Im hohen MPP-Spannungsbereich ermöglicht die 3-Level-Topologie mit 1200 V-IGBTs eine Verbesserung des europäischen Wirkungsgrades auf 98,4 %. Die ZCT-Topologie erreicht 98,3 %. Aufgrund von Einschränkungen, die sich für die ZCT-Topologie bei der praktischen Implementierung ergeben (siehe Kapitel 6), fällt die Wahl der optimalen Topologie hier auf die 3-Level-Topologie. Vorteilhaft bei der 3-Level-Topologie ist auch der auf die Hälfte reduzierte Wert der Filter-Induktivität gegenüber einem 2-Level-System, was für die Gesamtkosten und Baugrößen vorteilhaft ist.

Aufgrund des geringen Anteils der Schaltverluste kann z.B. durch eine Verdopplung der Schaltfrequenz auf 8 kHz die Induktivität sogar auf 25 % eines 2-Level-Referenzsystems reduziert werden (siehe Gl. (5) und (6)). Der europäische Wirkungsgrad verringert sich dabei um 0,2 % Prozent auf 98,2 %. Hier ist ein Optimum zwischen Wirkungsgrad und Kosten zu finden, welches sich durch Variation der Schaltfrequenz beeinflussen lässt.

### 5.3.2 Niedriger MPP-Spannungsbereich

Man erkennt, dass beide 3-Level-Topologien im niedrigen MPP-Spannungsbereich gegenüber dem Referenzsystem eine Verbesserung des europäischen Wirkungsgrades um 0,5 % auf 98,2 % ermöglichen.

Zudem wird die Wirkungsgradkurve für Variante 1 des 3-Level-Frequenzumrichters mit 600 V-IGBTs mit 400 V Ausgangsspannung dargestellt. Hiermit wird ein europäischer Wirkungsgrad von 98,9 % erreicht. In der Praxis würde diese Konfiguration aber den MPP-Spannungsbereich auf 650-800 V einschränken. Eine Lösung, diese Konfiguration trotzdem zu nutzen, besteht darin, einen Mittelspannungstransformator mit zwei Anzapfungen (290 V und 400 V) zu verwenden. Bis zur Zwischenkreisspannung von 650 V wird der Frequenzumrichter an der 290 V-Wicklung betrieben, über 650 V Zwischenkreisspannung an der 400 V-Wicklung mit der damit verbundenen Steigerung des Wirkungsgrades.

Eine Erhöhung der Ausgangsspannung erhöht allerdings bei konstanter Schaltfrequenz nach Gl. (5) den Wert und somit die Baugröße der benötigten Filterinduktivität. Die Filterinduktivität müsste somit durch die Wicklungsumschaltung um den Faktor

$$\frac{400 \text{ V}}{290 \text{ V}} = 1,38 \quad (10)$$

erhöht werden. Diesem Effekt wird durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz um denselben Faktor entgegengewirkt,



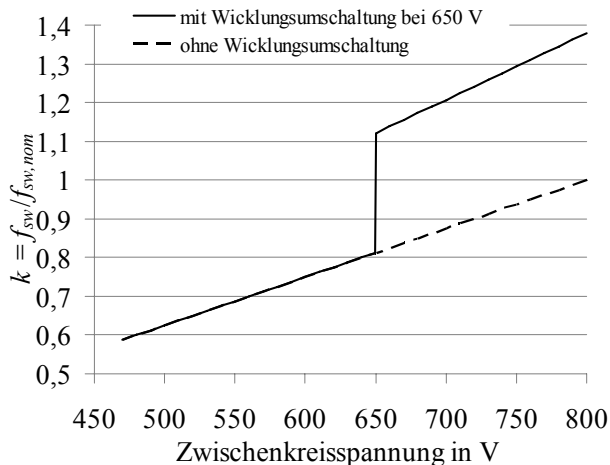
so dass keine höheren Kosten durch die Filterdrossel verursacht werden. An diesem Punkt ist die Variante 1 der 3-Level-Topologie der Variante 2 überlegen, da der Anteil der Schaltverluste deutlich geringer ist. Eine Variation der Schaltfrequenz beeinflusst den Wirkungsgrad nur in geringem Maße.

Eine weitere Maßnahme zur Erhöhung der Effizienz des Gesamtsystems ist die Variation der Schaltfrequenz in Abhängigkeit der aktuellen Zwischenkreisspannung anstatt des Betriebes mit konstanter Schaltfrequenz. Bei niedrigeren Zwischenkreisspannungen kann die Schaltfrequenz verringert werden, da sich der Ripplestrom antiproportional zur Zwischenkreisspannung verhält. Es wird ein Faktor  $k$

$$f_{sw} = k \cdot f_{sw,nom} \quad (11)$$

eingeführt, welcher das Verhältnis der aktuellen Schaltfrequenz  $f_{sw}$  zur nominellen Schaltfrequenz  $f_{sw,nom}$  (bei maximaler Zwischenkreisspannung) beschreibt. Aufgrund der Proportionalität aus Formel (3) ergibt sich:

$$k = \frac{V_{DC}}{V_{DC,max}} \quad (12)$$



**Bild 8** Faktor  $k$  zur Variation der Schaltfrequenz

**Bild 8** stellt den Verlauf dieses Faktors für Zwischenkreisspannungen zwischen 480 und 800 V dar. Bei dem Design des Ausgangsfilters muss darauf geachtet werden, dass die Resonanzfrequenz des Filters nicht die Bereiche der minimalen Schaltfrequenz erreicht.

Mit diesem System wird ein europäischer Wirkungsgrad von 98,9 % erreicht. Gleichzeitig wird der Wert der benötigten Filterdrossel und somit die Baugröße aufgrund der Nutzung der 3-Level-Topologie minimiert.

Durch den geringen Anteil der Schaltverluste wird zugleich die Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Zwischenkreisspannung reduziert.

Die Variation der Schaltfrequenz hebt zudem den Wirkungsgrad bei Betrieb auf der 290 V-Wicklung des Transformators an, da bei niedrigeren Zwischenkreisspannungen die Schaltfrequenz reduziert wird.

## 6 Prototypen

Aus den in Kapitel 5 vorgestellten Ergebnissen wurden die ZCT-Topologie und die 3-Level-Topologie Version 1 mit 600 V und 1200 V-IGBTs ausgewählt, um Prototypen mit 100 kW nomineller Leistung aufzubauen.

Bei der Inbetriebnahme der 3-Level-Frequenzumrichter konnten die simulierten Ergebnisse weitgehend bestätigt werden.



**Bild 9** ZCT Prototyp

In **Bild 9** erkennt man entlang des Kühlers die 6 Halbbrückenmodule für die Hilfs- und Haupt-IGBTs. Die Komponenten des LC-Resonanzkreises einer Phase sind extern an den Frequenzumrichter angebracht.

Bei der ZCT-Topologie zeigte sich eine Abweichung zu den erwarteten Ergebnissen, da die Reduzierung der Schaltverluste geringer ausfällt als erwartet. Zurückzuführen ist dies auf die Verwendung von IGBTs und Dioden der 1700 V-Spannungsklasse. In bisherigen Veröffentlichungen zur ZCT-Topologie werden Halbleiter der 600 V-Spannungsklasse benutzt, bei denen die Dioden deutlich geringere Rückstromspitzen aufweisen [8], [12]. Bei den 1700 V-Dioden ergeben sich selbst bei sehr geringen Stromabfallraten von 50-100 A/μs, welche bei der ZCT-Topologie auftreten, signifikante Rückstromspitzen. Diese verursachen zum einen zusätzliche Verluste, zum anderen werden die Verläufe des Resonanzstromes und der Spannung des Resonanzkondensators in der Form durch die Rückstromspitzen beeinflusst, dass die IGBTs bei nächsten Schaltzyklus nicht weich eingeschaltet werden können.

Als weiterer Nachteil der ZCT-Topologie erweist sich, dass die Werte des LC-Resonanzkreises auf eine spezielle Zwischenkreisspannung ausgelegt werden müssen. Bei dem großen DC-Spannungsbereich von Photovoltaik-Wechselrichtern führt dies zu dem Problem, dass unterhalb der Spannung, für die das System optimiert wurde, der Strom im Resonanzkreis zu niedrig ist, um weiches Schalten bei maximalen Ausgangsstrom zu ermöglichen. Bei höherer Spannung als der optimalen Zwischenkreisspannung steigt der Resonanzstrom und somit die Verluste in Resonanzkreis und den Hilfs-IGBTs an.



## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorgestellte Arbeit zeigt, dass es auch im höheren Leistungsbereich von Photovoltaik Frequenzumrichtern möglich ist, Europäische Wirkungsgrade von 98,9 % zu erreichen. Gleichzeitig werden durch die Nutzung der 3-Level-Topologie Kosten minimiert, da bei dieser Topologie kommerziell verfügbare Silizium-Halbleitermodule genutzt werden können und durch die vorgestellte Technik der Variation der Schaltfrequenz die Baugröße der Filterdrossel minimiert wird.

Zudem hat sich bei der Analyse der weichschaltenden ZCT-Topologie gezeigt, dass dieser Ansatz bei der praktischen Implementierung Limitierungen aufweist, die ohne Verbesserung der Dioden für weiches Schalten nicht überwunden werden können.

Die Nutzung neuer Halbleitertechnologien wie SiC ist zum heutigen Stand der Technik aufgrund der hohen Preise und mangels verfügbarer Chips für Ströme von mehr als 20 A für diese Leistungsklasse als noch nicht wirtschaftlich einzustufen, so dass mit der vorgestellten Lösung ein optimales System für den Leistungsbereich von etwa 100-500 kW entworfen wurde.

## 8 Literatur

- [1] D. Kranzer, C. Wilhelm, F. Reiners, B. Burger, "Application of normally-off SiC-JFETs in Photovoltaic Inverters," in Proc. Power Electron. Appl., 13th Eur. Conf., Sep. 2009, pp. 1-6.
- [2] Burger, B.; Kranzer, D.; Stalter, O., "Efficiency Improvement of PV-Inverters with SiC-DMOSFETs," ICSCRM 2007, Otsu, Japan, 14.-19. Oct. 2007.
- [3] B. Burger and D. Kranzer, "Extreme high efficiency PV-power converters," in Proc. Power Electron. Appl., 13th Eur. Conf., Sep. 2009, pp. 1-13.
- [4] B. Sahan, "Wechselrichtersysteme mit Stromzwischenkreis zur Netzanbindung von PV-Generatoren," Dissertation, Universität Kassel, Kassel, 2010, p. 27.
- [5] Nabae, A., Takahashi, I., Akagi, H., "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter," IEEE-IA, Vol. 17, No.5, Sep/Oct 1981, pp. 509-517.
- [6] Bellar, M., Wu, T. -S., Tchamdjou, A., Mahdavi, J., Ehsani, M., "A Review of Soft-Switched DC-AC Converters," IEEE-IA, Vol. 34, No. 4, Jul/Aug 1998, pp. 847-859.
- [7] R.W. De Doncker and J.P. Lyons, "The auxiliary resonant commutated pole converter," Conf. Rec. IEEE-IAS, 1990, pp. 1228-1235.
- [8] Li, Y., "Unified Zero-Current-Transition Techniques for High-Power Three-Phase PWM Inverters," Ph. D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, March 29, 2002, Blacksburg, Virginia.
- [9] Soulard, J., Krings, A., "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines," Journal of Electrical Engineering, Vol. 10, No. 3, Sep. 2010, pp. 162-169.
- [10] Jiles, D. C., Atherton, D. L., "Theory of ferromagnetic hysteresis," J. Magn. Magn. Mater., Vol. 61, 1986, pp. 48 -60.
- [11] K. Venkatachalam, C.R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, pp. 36-41, June 2002.
- [12] Y.P. Li, F.C. Lee, and D. Boroyevich, "IGBT device application aspects for 50-kW zero-current-transition inverters," IEEE-IA Applications, vol. 40, pp. 1039-1048, July/August 2004.
- [13] M. S. Lancarotte, C. Goldemberg, and A. de Arruda Pentead, "Estimation of FeSi core losses under PWM or DC bias ripple voltage excitations," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 20, No. 2, June 2005.