

# Vergleich von Wechselrichtersystemen für Brennstoffzellen im mittleren Leistungsbereich

## Inverter Systems for Fuel Cells in the Medium Power Range – a Comparative Study

Malte Mohr, REpower Systems AG, Rendsburg, malte.mohr@repower.de;  
Prof. Dr. Friedrich W. Fuchs, Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe, Technische Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, fwf@tf.uni-kiel.de.

### Kurzfassung

Umrichtersysteme für die Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen müssen neben der Umwandlung des Gleichstroms der Brennstoffzelle in Wechsel- bzw. Drehstrom des Niederspannungsnetzes unter anderem die unterschiedlichen Spannungsniveaus zwischen Brennstoffzelle und Netz anpassen. In diesem Papier werden unterschiedliche geeignete Wechselrichtertopologien für den mittleren Leistungsbereich von 20 kW und darüber vorgestellt und bezüglich des benötigten Bauaufwandes der Leistungshalbleiter und der Verlustleistungen verglichen. Neben transformatorlosen Wechselrichtern werden auch mehrstufige Umrichtersysteme mit Transformator untersucht (DC/DC-Wandler + Wechselrichter). Praxisbezogene charakteristische Vor- und Nachteile ergänzen den analytischen Vergleich der unterschiedlichen Systeme.

### Abstract

Converters for feeding electrical energy from fuel cells into the mains have to invert the direct current of the fuel cell to the alternating current of the mains and have to adapt the different voltages of the fuel cell system and the mains to each other. In this paper different topologies of appropriate converters in a power range of 20 kW and above are briefly introduced and are compared to each other concerning their installed semiconductor power and their semiconductor losses. The study includes transformerless inverter systems as well as two-stage inverter systems with transformers (dc/dc-converter + inverter). In addition to the analytical studies some characteristics related to the practical use of the converter topologies are shown.

## 1 Vorwort

Die Arbeiten zur Untersuchung von Umrichtersystemen für Brennstoffzellen entstanden während der Tätigkeit des Autors als Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und elektrische Antriebe an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel.

## 2 Einleitung

Brennstoffzellen stellen aufgrund ihres hohen Wirkungsgrades bei der Umwandlung chemischer Energie aus Brennstoffen wie z.B. Wasserstoff oder Erdgas in elektrische Energie eine Alternative zu thermisch-mechanisch-elektrischen Energiewandlungssystemen dar. Bei einer Einspeisung der elektrischen Energie in ein Verbundnetz (Netzparallelbetrieb) muss dazu ein Umrichtersystem den Gleichstrom der Brennstoffzelle in einen Wechselstrom umwandeln, der in Amplitude und Frequenz dem Versorgungsnetz entspricht. In einem Leistungsbereich oberhalb von 5 kW erfolgt die Einspeisung ins Niederspannungsnetz in der Regel dreiphasig. Um den verhältnismäßig hohen Strom eines Brennstoffzellensystems bei verhältnismäßig niedrigen Gleichspannungen passend zu der im Vergleich zur Spannung des Brennstoffzellensystems relativ hohen

Spannung des Netzes umzuwandeln, sind eine Vielzahl leistungselektronischer Umrichtertopologien möglich. In der Literatur werden unterschiedliche Schaltungstopologien vorgeschlagen, die die gestellten Anforderungen prinzipiell erfüllen [1,2,3,4]. In dieser Untersuchung werden grundlegende Topologien in Bezug auf die Bauleistung der verwendeten Halbleiter (Maß für den Aufwand an Halbleitern) und die Verlustleistung der Umrichter verglichen. Ergänzt werden die analytischen Untersuchungen durch das Aufzeigen weiterer charakteristischer Merkmale der Umrichter bzw. Wandler, die sich u.a. auf praktische Erfahrungen im experimentellen Betrieb stützen. Die Ergebnisse dieser Untersuchung lassen sich teilweise auch auf Wechselrichtersysteme mit ähnlichen Anforderungen, wie z.B. Solarwechselrichter übertragen.

## 3 Analytische Bestimmung der Halbleiterverlustleistungen

Im betrachteten Leistungsbereich kommen – abhängig u.a. von Sperrspannung und Schaltfrequenz – als abschaltbare Leistungshalbleiter IGBT und superjunction MOSFET (z.B. CoolMOS<sup>®</sup>) zur Anwendung. Zur Bewertung der Halbleiterverluste der unterschiedlichen Schaltungstopologien werden die Schaltverlustleistungen und die Durchlassverlustleistungen der Halbleiter anhand von

Datenblattangaben der Leistungshalbleiter analytisch bestimmt. Zur Bestimmung der Durchlassverluste wird ein linearisiertes Modell für die Durchlasskennlinie genutzt [5]. Die Kennlinie von Dioden und IGBT wird dabei durch die Schwellspannung  $U_{CE,0}$  bzw.  $U_{F,0}$  und den differentiellen Widerstand  $r_{CE}$  bzw.  $r_F$  angenähert. Mit dem Mittelwert  $\tilde{i}$  und dem Effektivwert  $\tilde{i}$  des Ventilstromes lässt sich die Durchlassverlustleistung am Beispiel eines IGBT damit vereinfacht bestimmen zu:

$$P_D = U_{CE,0} \cdot \tilde{i} + r_{CE} \cdot \tilde{i}^2 \quad (1)$$

Die Bestimmung der IGBT-Schaltverluste beruht auf der Annahme linearer Abhängigkeiten der Schaltverlustenergie von der Sperrspannung, die vor bzw. nach dem Schaltvorgang am Ventil anliegt und dem Strom, der vom Ventil aktuell geschaltet wird [6]. Mit den in den Datenblättern für einen Schaltstrom  $I_{ref}$  bei einer Kommutierungsspannung  $U_{ref}$  angegebenen Referenzwerten  $E_{off,ref}$  und  $E_{on,ref}$  für die Schaltverlustenergien beim harten Schalten von induktiven Lasten lassen sich mit der Schaltfrequenz  $f$  für einen bestimmten Kommutierungsstrom  $I_k$  und die Kommutierungsspannung  $U_k$  die Schaltverlustleistungen bestimmen zu:

$$P_S = (E_{on,ref} + E_{off,ref}) \cdot \frac{U_k}{U_{ref}} \cdot \frac{I_k}{I_{ref}} \cdot f \quad (2)$$

Ebenso lassen sich vereinfacht die Schaltverlustenergien der üblicherweise im IGBT-Modul integrierten Freilaufdioden bestimmen, für die ebenfalls ein Referenzwert  $E_{rec,ref}$  für die Schaltverlustenergie im Datenblatt angegeben ist. Die Durchlassverlustleistungen im MOSFET werden in Abhängigkeit des Einschaltwiderstandes  $R_{DS(on)}$  und des Effektivwertes des Ventilstromes  $\tilde{i}$  berechnet zu [7]:

$$P_D = R_{DS(on)} \cdot \tilde{i}^2 \quad (3)$$

Bei geöffnetem Kanal wird auch bei einem Stromfluss in Rückwärtsrichtung (inhärente Inversdiode durch die MOSFET-Struktur) näherungsweise vom Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$  ausgegangen. Die Durchlassverlustleistungsbestimmung erfolgt dann wie beim MOSFET im Vorwärtsbetrieb. Bei geschlossenem Kanal werden die Durchlassverluste der Inversdiode über eine Linearisierung der Durchlasskennlinie (Schwellenspannung und differentieller Widerstand) bestimmt.

Die Bestimmung der Durchlassverluste der in den schnell schaltenden Wandlern eingesetzten schnellen Freilauf- bzw. Gleichrichterioden erfolgt ebenfalls über die Linearisierung der Durchlasskennlinie. Da für schnelle Dioden i.d.R. keine Referenzwerte für die Schaltverlustenergie im Datenblatt angegeben werden, erfolgt die Bestimmung der Dioden-Ausschaltverluste über die Sperrverzugladung  $Q_{rr}$ , die in Abhängigkeit der Stromsteilheit des abkommutierenden Stromes angegeben wird. Mit der Kommutierungsspannung  $U_R$  berechnet sich die Ausschaltverlustenergie einer Diode zu [7]:

$$E_{rec} = \frac{1}{2} Q_{rr} \cdot U_R \quad (4)$$

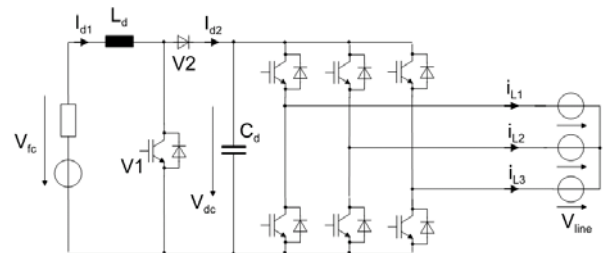
Bei MOSFET-Inversdioden, für die dieses Verfahren ebenfalls herangezogen wird, ist die Sperrverzugladung häufig für ein bestimmtes  $di/dt$  angegeben. Weicht die Stromsteilheit während der Kommutierung von der Datenblattangabe erheblich ab, so führt dieses analytische Verfahren zu Unsicherheiten in der Verlustbetrachtung.

Die Bestimmung der Schaltverlustenergien im MOSFET wird näherungsweise bestimmt durch Integration der Schaltverlustleistung. Die Schaltverlustleistung ergibt sich dabei durch Multiplikation der Zeitverläufe von Ventilspannung und -strom, die während des Schaltvorgangs gleichzeitig am Ventil anliegen [7]. Die Strom- bzw. Spannungsänderungen werden dabei als linear während des Schaltvorgangs angenommen. Parasitäre Induktivitäten der jeweiligen Schaltung, wie z.B. die Streuinduktivität eines Transformators, die zu entlastetem Schalten führen, werden bei der Bestimmung der MOSFET-Schaltverluste berücksichtigt. Nicht berücksichtigt sind parasitäre Kapazitäten wie z.B. ein entlastetes Ausschalten des MOSFET durch einen Verschiebungsstrom in seine Ausgangskapazität. Eine genaue Bestimmung der Schaltverlustenergien lässt sich beispielsweise durch Messungen im Aufbau erreichen. Die hier angewandte konservative Methode zur analytischen Bestimmung der Schaltverluste beim MOSFET führt dabei tendenziell zu höheren als den tatsächlichen Verlusten.

## 4 Wechselrichtertopologien

### 4.1 Wechselrichter mit eingprägter Spannung und Hochsetzsteller

Die mit Abstand am Häufigsten eingesetzte Wechselrichterschaltung ist der Wechselrichter mit eingprägter Spannung (U-WR) [6]. Bei einer Nennspannung des Drehstromnetzes von  $U_N = 400$  V und unter Berücksichtigung von Netzspannungsschwankungen liegt das praktisch anwendbare Minimum der Gleichspannung bei ca. 700 V. Der Einsatz des U-WR erfolgt daher in zweistufigen Systemen mit vorgeschaltetem DC/DC-Wandler, der die Spannung der Brennstoffzelle bzw. des Brennstoffzellenstacks auf die benötigte Zwischenkreisspannung des U-WR anhebt. **Bild 1** zeigt das Schaltbild eines U-WR mit vorgeschaltetem Hochsetzsteller. Das System zeichnet sich durch einen einfachen Aufbau aus, nachteilig wirken sich insbesondere die hohen Belastungen an den Ventilen V1 und V2 aus. Beide Ventile müssen prinzipiell in der Lage

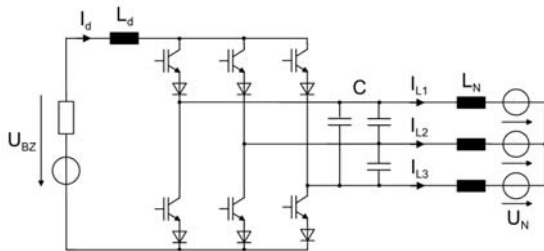


**Bild 1** Hochsetzsteller und Wechselrichter mit eingprägter Spannung (HSS+U-WR)

sein den Eingangsstrom zu führen und sperren gegen die hohe Spannung des Zwischenkreises.

## 4.2 Wechselrichter mit eingprägtem Strom

Der Wechselrichter mit eingprägtem Strom (I-WR) ermöglicht eine Anhebung der Spannung von der DC-Seite zur AC-Seite. Das Schaltbild des I-WR zeigt **Bild 2**. Die Ventile des I-WR müssen Spannungen in Rückwärtsrichtung aufnehmen können, d.h. rückwärtssperrefähig sein [6]. Erreicht wird dies beim Einsatz von IGBT durch die Schaltung einer Diode in Reihe zum IGBT. Alle Ventile des I-WR müssen periodisch den vollen Eingangsgleichstrom führen. Die Ventile kommutieren dabei gegen die Spannung an den Filterkondensatoren C, näherungsweise gegen die Netzspannung  $U_N$ .



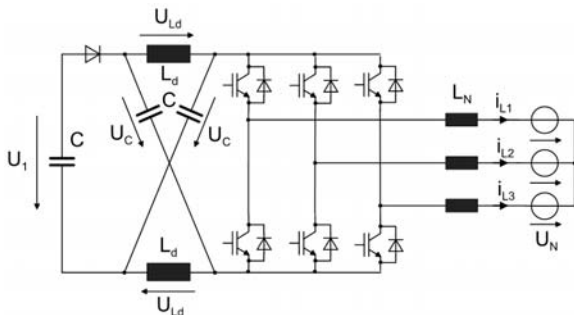
**Bild 2** Wechselrichter mit eingprägtem Strom (I-WR)

Der I-WR als stromgespeiste Schaltung ist im praktischen Betrieb anfällig gegenüber Überspannungen an den Ventilen, die auftreten, wenn der Strompfad z.B. durch Fehler in der Ansteuerung durch die Induktivität  $L_d$  unterbrochen wird. Während der Wechselrichter mit eingprägter Spannung nur mit Gleichspannungen oberhalb eines Mindestwertes arbeitet, darf die Eingangsgleichspannung des Wechselrichters mit eingprägtem Strom einen Maximalwert nicht überschreiten. Bei einer Nennspannung des Netzes von  $U_N = 400$  V beträgt die maximale mögliche Eingangsgleichspannung am I-WR ca. 390 V.

## 4.3 Z-Source-Wechselrichter

Der Z-Source-Wechselrichter stellt quasi eine Kombination des I-WR und des U-WR dar [8]. **Bild 3** zeigt das Schaltbild eines Z-Source-Wechselrichters.

Er ermöglicht eine Eingangsgleichspannung wechszurichten, die sowohl oberhalb als auch unterhalb der Netzspannung liegt. Aufgrund der eingeschränkten Freiheitsgrade durch die Modulation der Wechselrichter-



**Bild 3** Z-Source-Wechselrichter

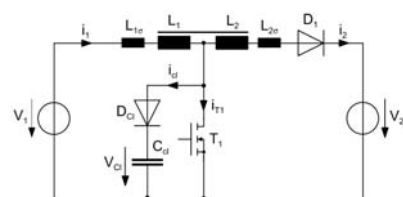
brücke steigt bei niedrigen DC-Spannungen die Kommutierungsspannung der Leistungshalbleiter stark an. Um bei einer Netzspannung von  $U_N = 400$  V eine Sperrspannung an den Ventilen auch im dynamischen Fall von maximal 1200 V nicht zu überschreiten, ist die minimale Eingangsgleichspannung am Z-Source-Wechselrichter auf ca. 400 V begrenzt. Ein weiteres charakteristisches Merkmal ist die verhältnismäßig hohe Welligkeit des Eingangsstromes und die damit einhergehende starke Belastung der Induktivitäten und der Kondensatoren im Zwischenkreis.

## 4.4 Wechselrichter mit eingprägter Spannung und DC/DC-Wandler

Bei zweistufigen Wechselrichtersystemen erfolgt die Wechselrichtung i.d.R. über einen Wechselrichter mit eingprägter Spannung. Die zur Spannungsanpassung eingesetzten schnell taktenden DC/DC-Wandler werden hier unabhängig vom Wechselrichter vorgestellt und verglichen. Entscheidender Vorteil der hier gezeigten Wandler ist die Möglichkeit, Halbleiter mit verhältnismäßig niedrigen Sperrspannungen einsetzen zu können, da eine Anpassung der Primär- bzw. Sekundärspannung über das Wicklungsverhältnis eines Transformators angepasst wird [3]. Dadurch können MOSFET als schnell schaltende Halbleiter eingesetzt werden, die wiederum höhere Betriebsfrequenzen der Wandler und damit kleinere induktive Bauelemente ermöglichen.

### 4.4.1 Hochsetzsteller mit angezapfter Drossel

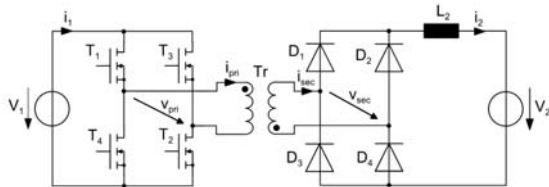
**Bild 4** zeigt die Schaltung eines Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität. Aufgrund der magnetischen Kopplung der Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  lässt sich eine Spannungsanpassung zwischen Primär- und Sekundärseite über das Wicklungsverhältnis der Induktivitäten bestimmen [4]. In **Bild 4** sind die Streuinduktivitäten der gekoppelten Induktivitäten dargestellt, die das Kommutierungsverhalten des Wandlers bestimmen. Um Überspannungen am Transistor  $T_1$  zu begrenzen, ist ein Beschaltungsnetzwerk notwendig. Die Leistung, die in diesem Beschaltungsnetzwerk anfällt, ist stark von den Streuinduktivitäten abhängig und kann Größenordnungen von über 10% der Wandlerleistung erreichen. Vorteil des Hochsetzstellers mit angezapfter Induktivität ist die einfache Schaltung mit nur einem abschaltbaren Halbleiter, nachteilig wirkt sich insbesondere die fehlende galvanische Trennung des Wandlers aus.



**Bild 4** Hochsetzsteller mit angezapfter Induktivität und passivem Überspannungs-Beschaltungsnetzwerk

#### 4.4.2 Spannungsgespeister Vollbrückenwandler

Eine aus der Stromversorgung bekannte Schaltung eines DC/DC-Wandlers mit galvanischer Trennung für mittlere und hohe Leistungen ist der spannungsgespeiste Vollbrückenwandler, dessen Schaltbild in **Bild 5** gezeigt ist [3].

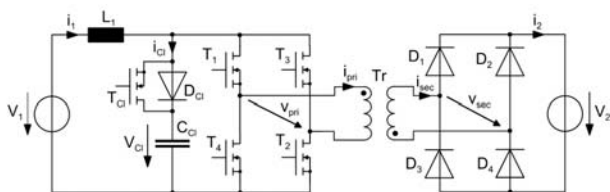


**Bild 5** Spannungsgespeister Vollbrückenwandler

Vom Prinzip her handelt es sich um eine tiefsetzende Stellerschaltung. Die Eingangsbrückenschaltung der Transistoren  $T_1$  bis  $T_4$  erzeugt eine rechteckförmige Spannung, die über den Transformator übertragen und durch die Dioden  $D_1$  bis  $D_4$  gleichgerichtet wird. Über die Induktivität  $L_2$  erfolgt eine Mittelwertbildung der gleichgerichteten Rechteckspannung. Über die Breite der Rechteckimpulse kann damit das Spannungsübersetzungsverhältnis des Wandlers in weiten Bereichen eingestellt werden. Prinzipbedingt erfordern die Gleichrichterioden beim spannungsgespeisten Vollbrückenwandler eine sehr hohe Sperrspannungsfestigkeit, die bei den notwendigen schnellen Dioden nur durch eine aufwändige Reihenschaltung mit entsprechender Beschaltung erreichbar ist. Demgegenüber steht eine verhältnismäßig einfach zu realisierende Ansteuerung der Transistoren der Vollbrücke.

#### 4.4.3 Stromgespeister Vollbrückenwandler

Der stromgespeiste Vollbrückenwandler ist vom Prinzip her eine hochsetzende Schaltung eines galvanisch trennenden DC/DC-Wandlers [9] (vgl. **Bild 6**).



**Bild 6** Stromgespeister Vollbrückenwandler mit aktivem Überspannungs-Beschaltungsnetzwerk

Die Transistoren  $T_1$  bis  $T_4$  erzeugen eine rechteckförmige Spannung am Transformator. Eine Spannung von 0 V liegt an der Primärseite des Transformators an, wenn die Transistoren  $T_1$  bis  $T_4$  gleichzeitig eingeschaltet sind. Gleichzeitig wird Energie in der Induktivität  $L_1$  gespeichert, die während der folgenden Übertragungsphase, wenn ein diagonal liegendes Paar der Transistoren eingeschaltet ist, zu einer Rechteckspannung mit einer höheren Amplitude als der Eingangsspannung  $V_1$  auf der Primärseite des Transformators führt. Ausgangsseitig kommutieren die Gleichrichterioden gegen die Ausgangsspannung  $V_2$ , eine Reihenschaltung von Dioden wie beim spannungsgespeisten Vollbrückenwandler ist daher nicht notwendig. Die Streuinduktivitäten des

Transformators führen zu Überspannungen an den Transistoren der Brückenschaltung, die durch ein Überspannungs-Beschaltungsnetzwerk begrenzt werden müssen. Da parasitäre Schwingkreise auf der Primärseite des stromgespeisten Vollbrückenwandlers prinzipbedingt immer niederohmig sind, ist die Aussendung von EMV-Störungen im Verhältnis zum spannungsgespeisten Vollbrückenwandler gering.

#### 4.4.4 Aktives / passives Beschaltungsnetzwerke für stromgespeiste Topologien

In den in Abschnitt 5.4.1. und 5.4.3 vorgestellten Schaltungen fällt ein Teil der zu übertragenden Leistung im Überspannungs-Beschaltungsnetzwerk an. Um den Wirkungsgrad der Wandler zu erhöhen, kann die gespeicherte Energie regenerativ genutzt werden. Eine Möglichkeit besteht darin die anfallende Energie über einen zusätzlichen externen Wandler z.B. auf die Sekundärseite zu übertragen. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Ergänzung des passiven Beschaltungsnetzwerkes (engl. passive clamping) zu einem aktiven Beschaltungsnetzwerk (active clamping) [10]. Dazu wird ein zusätzlicher abschaltbarer Leistungshalbleiter derart angesteuert, dass die Energie des Beschaltungsnetzwerkes direkt über den Transformator bzw. die angezapfte Induktivität auf die Sekundärseite übertragen werden kann. Bild 4 zeigt den Hochsetzsteller mit passivem Beschaltungsnetzwerk (ohne zusätzlichen Hilfsrichter), die Schaltung eines aktiven Beschaltungsnetzwerkes ist in Bild 6 am Beispiel des stromgespeisten Vollbrückenwandlers gezeigt.

## 5 Bauleistungen

### 5.1 Optimale Halbleiterauslegung / Definition Bauleistung

Das Umrichtersystem ist dann optimal ausgelegt, wenn der Betrieb mit einem möglichst geringen Investitions- bzw. Bauteilaufwand gewährleistet ist. Der begrenzende Faktor für die minimale Auslegung der Leistungshalbleiter ist dabei deren maximale thermische Belastbarkeit. Die Bestimmung der optimalen Auslegung erfolgt mittels eines rekursiven Berechnungsverfahrens mit dem Ziel, dass in dem Arbeitspunkt des Wechselrichters in dem das Maximum der Halbleiterverlustleistung auftritt jeder eingesetzte Halbleiter die Sperrschichttemperatur von  $T_j = 125^\circ\text{C}$  erreicht. Ist dies erreicht, ist die eingesetzte Anzahl an Halbleitern minimal. Die Berechnung erfolgt dabei für jeden Halbleiter einzeln. Eine optimale Auslegung der Wechselrichtersysteme erfordert eine feine Abstufung bezüglich der Strombelastbarkeit der einzusetzenden Halbleiter. Dazu werden die Daten kommerziell erhältlicher Leistungshalbleitermodule eines Typs als Referenzwerte gewählt und zwischen diesen Werten interpoliert. Schnell schaltende Halbleiterbauelemente liegen nicht in der Vielfalt unterschiedlicher Nennströme vor wie IGBTs und Dioden in Modulen. Die

Skalierung bzw. Interpolation der verwendeten MOSFET und schnellen Dioden erfolgt daher derart, dass n einzelne diskrete Bauelemente mit dem Nennstrom  $I_n$  parallel geschaltet werden.

Als Bewertungsfaktor bzw. als Maß für den Bauaufwand wird die Halbleiterbauleistung der Wechselrichtervarianten eingeführt. Die Halbleiterbauleistung für IGBT, Dioden und MOSFET sind dabei definiert wie folgt:

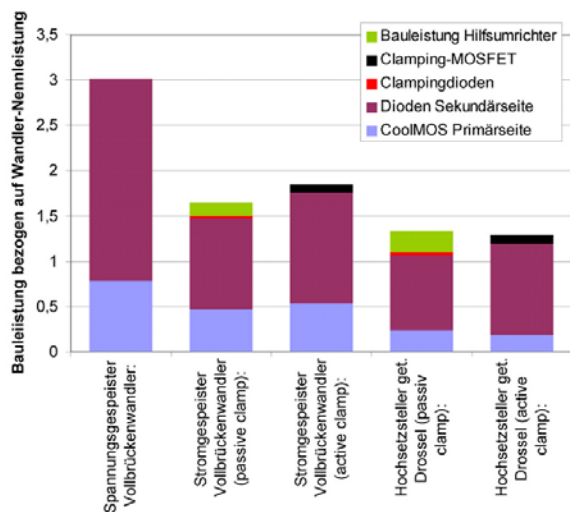
$$\begin{aligned} P_{IGBT} &= U_{CES} \cdot I_{C,nom} \\ P_{Diode} &= U_R \cdot I_{F,nom} \\ P_{MOSFET} &= U_{DS} \cdot I_{D,nom} \end{aligned} \quad (5)$$

Die Spannungen  $U_{CES}$ ,  $U_R$  und  $U_{DS}$  bezeichnen dabei die im Datenblatt angegebenen Sperrspannungen des Halbleiters, die Ströme  $I_{C,nom}$ ,  $I_{F,nom}$  und  $I_{D,nom}$  bezeichnen den interpolierten Wert für den Nennstrom des jeweiligen „virtuellen“ Halbleiters, abgeleitet vom Nennstromwert aus dem Datenblatt. Die Halbleiterbauleistung eines Wechselrichters bzw. eines DC/DC-Wandlers ist die Summe der benötigten Bauleistungen aller im Umrichter eingesetzten Halbleiter.

## 5.2 Bauleistungen DC/DC-Wandler

**Bild 7** zeigt die berechneten Bauleistungen für die untersuchten schnell taktenden DC/DC-Wandler mit superjunction MOSFET und schnellen Dioden. Über das Übersetzungsverhältnis des Transformators lässt sich der Wandler optimal auf den Spannungsbereich der Brennstoffzelle auslegen. Der Vergleich der DC/DC-Wandler bezieht sich daher auf einen Nennarbeitspunkt bei  $I_1 = 200$  A,  $U_1 = 100$  V und  $U_2 = 700$  V.

Der Vergleich der Bauleistungen des spannungs- und stromgespeisten Vollbrückenwandlers zeigt, dass sowohl die Gleichrichterioden als auch die Transistoren der spannungsgespeisten Variante höher ausgelegt werden müssen. Die geringere Bauleistung des stromgespeisten Wandlers sind auf die niedrigeren Durchlassverluste durch das angewendete Modulationsverfahren zurückzuführen, bei dem zeitweise alle 4 Transistoren parallelgeschaltet

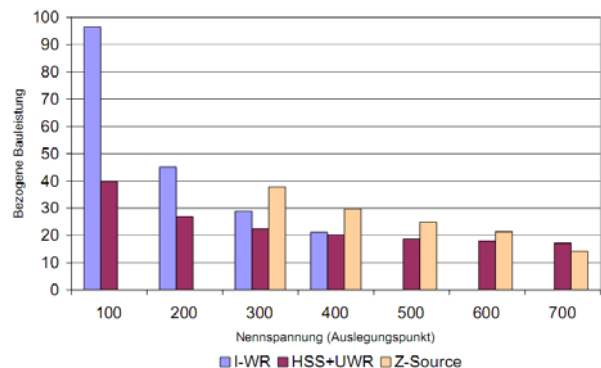


**Bild 7** Bezogene Bauleistungen für unterschiedliche DC/DC-Wandler

werden. Die erforderliche hohe Sperrspannung der sekundärseitigen Dioden des spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers führt zu der hohen Bauleistung der Gleichrichterioden. Der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel benötigt weniger Bauleistung als die Vollbrückenwandler, da er nur zwei Halbleiterventile aufweist. Die Bauleistungen der „active-clamp“ und „passive-clamp“ Varianten unterscheiden sich dabei nur geringfügig.

## 5.3 Bauleistungen IGBT-Umrichter

**Bild 8** zeigt die bezogenen Bauleistungen der Wechselrichtertopologien, die aufgrund der hohen Sperrspannungen mit IGBTs ausgestattet sind. Da bei diesen Schaltungstopologien keine Anpassung an den Spannungsbereich über einen Transformator erfolgt und die Spannungsanpassung nur über den Umrichter möglich ist, ergeben sich für unterschiedliche Nennspannungsbereiche verschiedene hohe Bauleistungen (bei konstanter Leistung bewirken niedrigere Spannungen einen höheren Strom, was sich in einer Erhöhung der Bauleistung niederschlägt). Für alle möglichen Eingangsspannungen zeigt sich, dass der Hochsetzsteller mit U-WR den niedrigsten Bauaufwand beansprucht. Zu beachten sind insbesondere auch die Einschränkungen des I-WR und des Z-Source-WR bezüglich des Eingangsspannungsbereiches (vgl. Abschnitte 5.2 und 5.3).



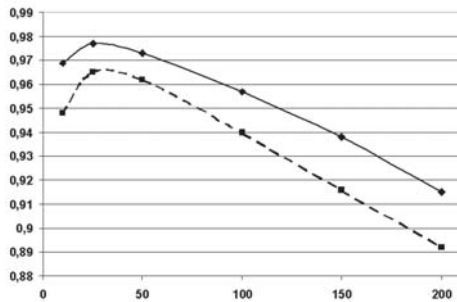
**Bild 8** Bezogene Bauleistungen für unterschiedliche DC/AC-Wandler bzw. D/DC/AC-Wandlerkombination. Randbedingung: Eine Nennleistung von  $P = 35$  kW ermöglicht eine gute Interpolation zwischen den gegebenen Halbleiterdaten.

## 6 Verlustleistungen

### 6.1 Verlustleistungen / Wirkungsgrad DC/DC

**Bild 10** zeigt beispielhaft die Wirkungsgradverläufe eines stromgespeisten und eines spannungsgespeisten Vollbrückenwandlers über den gesamten Leistungsbereich unter Berücksichtigung einer Brennstoffzellenkennlinie [3]. Beide Systeme sind optimal ausgelegt, und obwohl der spannungsgespeiste Vollbrückenwandler eine deutlich höhere Bauleistung aufweist, liegt der Wirkungsgrad des stromgespeisten Wandlers darüber. Zwischen den stromgespeisten Topologien mit aktivem bzw. passivem

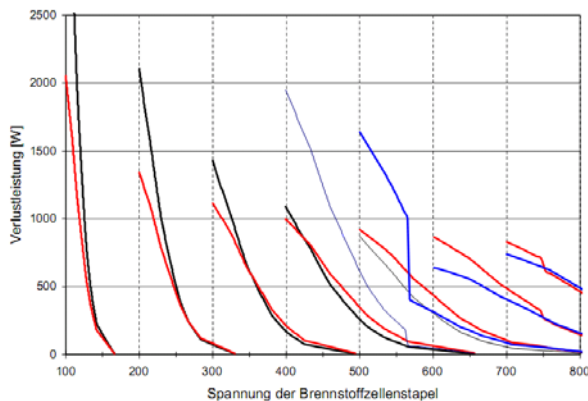
Beschaltungsnetzwerk ist der Unterschied im Wirkungsgradverlauf nur gering [10].



**Bild 10** Wirkungsgradverläufe in Abhängigkeit einer Brennstoffzellenkennlinie von stromgespeistem (durchgezogene Linie) und spannungsgespeistem Vollbrückenwandler (gestrichelte Linie) bei jeweils optimaler Halbleiterauslegung

## 6.2 Verlustleistungen DC/AC

**Bild 10** zeigt den Verlauf der Verlustleistungen über den gesamten Leistungsbereich von Hochsetzsteller mit U-WR, I-WR und Z-Source-WR für die in Bild 8 gezeigten unterschiedlichen Auslegungs-Nennspannungen in Abhängigkeit einer Brennstoffzellenkennlinie. Hier zeigt sich – wie bereits bei den Bauleistungen – ein prinzipiell besseres Verlustverhalten des HSS mit U-WR gegenüber den anderen Varianten. Zu beachten sind auch hier die aufgezeigten eingeschränkten Spannungsbereiche des I-WR und des Z-Source-WR.



**Bild 10** Verlauf der Verlustleistungen in Abhängigkeit einer Brennstoffzellenkennlinie von I-Wechselrichter (schwarz), Hochsetzsteller mit U-WR (rot) und Z-Source-WR (blau).

## 7 Zusammenfassung

Für die Netzeinspeisung elektrischer Energie aus Brennstoffzellen sind verschiedene Umrichtertopologien geeignet. Grundlegende Umrichtertopologien werden in diesem Papier bezüglich des Bauaufwandes der Halbleiter und der Halbleiterverluste analytisch miteinander verglichen. Weitere charakteristische Eigenschaften der Umrichter werden kurz vorgestellt. Die Schaltungstopologien lassen sich grob in transformatorlose und transformatorische Wechselrichtersysteme unterteilen. Da bei den transformatorischen Systemen Leistungshalbleiterventile mit anderen Eigenschaften (niedrigere Sperrspannung, höhere Schaltfrequenzen) eingesetzt

werden können, ist ein direkter Bauleistungsvergleich zwischen den transformatorischen und transformatorlosen Topologien wenig aussagekräftig. Bei den transformatorlosen Wechselrichtern zeigt sich, dass die Topologie des Hochsetzstellers in Reihe zu einem Wechselrichter mit eingprägter Spannung die besten Eigenschaften bezüglich Bauleistung und Verlusten in sich vereint. Aufgrund der im betrachteten Leistungsbereich niedrigen Spannungen des Brennstoffzellensystems rechtfertigen die hohen Bauleistungen und Verluste der transformatorlosen Wechselrichtersysteme jedoch den insgesamt komplexeren Aufbau von Wechselrichtersystemen mit schnell taktenden transformatorischen Wandlern. Bei den transformatorischen Wandlern zeigen sich deutliche Vorteile der stromgespeisten Topologien bezüglich der Bauleistung und niedriger Verlustleistungen. Der stromgespeiste Vollbrückenwandler weist zwar schlechtere Kennwerte als der Hochsetzsteller mit geteilter Drossel auf, ist aber aufgrund der galvanischen Trennung die zu bevorzugende DC/DC-Wandler-topologie für mehrstufige Wechselrichtersysteme für Brennstoffzellen.

## 8 Literatur

- [1] Xue-Y.; Chang-L.; Kjær- S.-B.; Bordonau,-J.; Shimizu,-T. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. IEEE Transactions on Power Electronics. Sept. 2004; 19(5): 1305-14
- [2] Profumo,-F.; Tenconi,-A.; Cerchio,-M.; Bojoi,-R.; Gianolio,-G.: Fuel cells for electric power generation: peculiarities and dedicated solutions for power electronic conditioning systems Proceedings of the EPE-PEMC 2004
- [3] Mohr, M; Fuchs, F. W.: Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems; Proceedings of the 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006, Shanghai
- [4] Merfert, I., Krykunov, O., Lindemann, A.: High Power Tapped-Inductor Boost Converter for Fuel Cell Applications, PCIM Europe 2005, Nürnberg
- [5] Nicolai, U.; Reimann, T.; Petzoldt, J.; Lutz, J.: Applications Manual Power Modules / SEMIKRON International; ILSE Ilmenau, 2000
- [6] Bierhoff, M.H.; Fuchs, F.W.: Power Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters based on Complete Analytical Derivation, Proceedings of the PESC 2004, Aachen
- [7] Mohan, N.; Undeland, T.-M.; Robbins, W.-P.: Power Electronics, Converters, Applications and Design; Wiley&Sons, New York, 1995
- [8] Franke,T; Mohr, M; Fuchs, F.W.: Comparison of a Z-Source Inverter and a Voltage-Source Inverter Linked with a DC/DC-Boost Converter for Wind Turbines Concerning their Efficiency and Installed Semiconductor Power, Proceedings of the PESC 2008, Rhodos, Griechenland.
- [9] Mohr, M., Fuchs, F. W.: Current-Fed Full Bridge Converters for Fuel Cell Systems Connected to the Three Phase Grid; Proceedings of the 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'06, Paris
- [10] Mohr, M; Fuchs, F.W.: Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems, Proceedings of the EPE 07, Aalborg