

Modulare Leistungselektronik für Heimspeichersysteme

Leonhard Probst*, Cornelius Armbruster*, Alexander Ehrlich**,
Hartmut Bettermann**, Tobias Appel***, Daniel Benner***

*Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE
Heidenhofstraße 2, 79110 Freiburg, Tel. 0761 4588-5070,
cornelius.armbruster@ise.fraunhofer.de

**KACO new energy GmbH

***STS Spezial-Transformatoren-Stockach GmbH & Co. KG

1 Einleitung

Die Anforderungen an Wechselrichter für Photovoltaik- (PV), wie auch für Batterieanwendungen, sind in den letzten Jahren immer anspruchsvoller geworden. Heute übliche Systeme müssen neben einem hohen Umwandlungswirkungsgrad, einer ausreichenden Zuverlässigkeit und günstigen Herstellungskosten zunehmend auch Netzdienstleistungen zur Verfügung stellen können und flexibel einsetzbar sein. Daher wird in der vorliegenden Arbeit ein konsequent modularer Aufbau eines DC-gekoppelten Heimspeichersystems (siehe Abb. 1) realisiert, um eine flexible Systemkonfiguration zu ermöglichen. Um die Systemkosten zu minimieren sowie eine kompakte Bauweise zu ermöglichen, wurden schnelltaktende Siliziumkarbid (SiC)- und Galliumnitrid (GaN)-Transistoren eingesetzt und eine entsprechende kostenoptimierte Auslegung der induktiven Bauelemente untersucht.

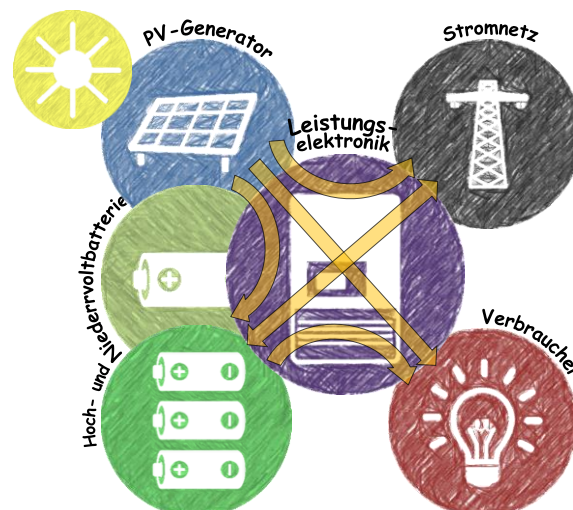


Abb. 1: Übersicht des Heimspeichersystems mit den einzelnen Komponenten (PV-Generator, Hoch- und Niedervoltbatterie, Stromnetz, Verbraucher) und den dazugehörigen Energieflüssen

2 Modulare Aufbau- und Verbindungstechnik

Der kompakte Aufbau der einzelnen Wandlerstufen ermöglicht ein modular abgestimmtes Gesamtsystem, welches die flexible Kombination der drei unterschiedlichen Eingangssteller (PV-Generator, Hoch- und Niedervoltbatterie) zulässt (siehe Abb. 2). So sollen die folgenden Kombinationen realisiert und an den DC-Zwischenkreis des Wechselrichters angeschlossen werden können:

- 1 bis 2 PV-Maximum Power Point Tracker (MPPT)
- 1 PV-MPPT & 1 Hochvolt-Batteriesystem (HV)
- 1 PV-MPPT & 1 Niedervolt-Batteriesystem (NV)
- 1 bis 2 Batteriesysteme (HV oder/und NV)

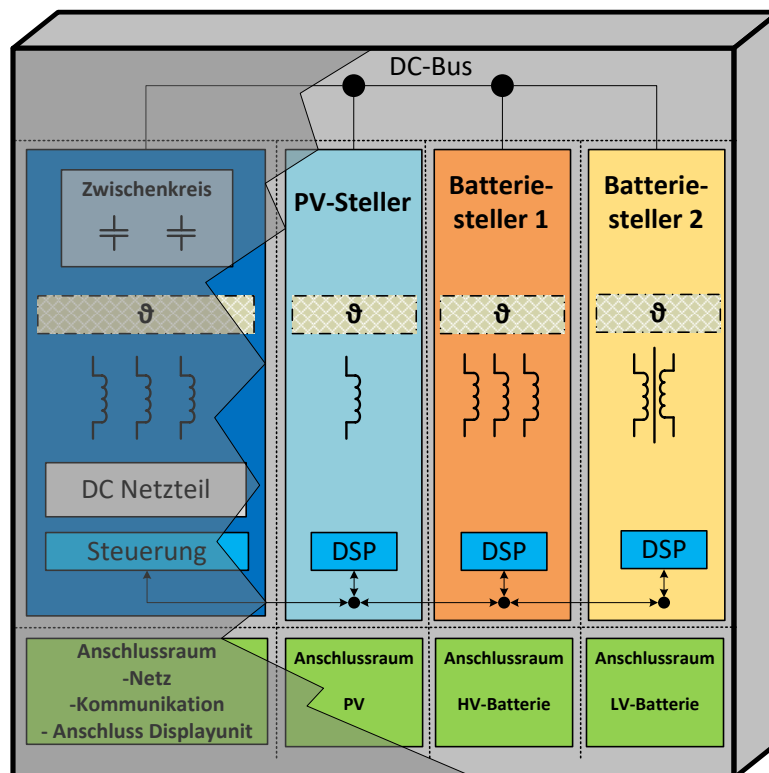


Abb. 2: Modularer Aufbau des Gesamtsystems

Durch diese Freiheitsgrade werden eine Vielzahl von netzgebundenen Anwendungsfällen und Betriebsweisen im Inselmodus abgedeckt. Der Austausch einzelner (ggf. defekter) Wandlerstufen soll zu einer Verbesserung der ökologischen Nachhaltigkeit des Gesamtsystems beitragen. Das System kann so im Feld erweitert, ein Technologiewechsel (z.B. des Batteriesystems) sowie der Austausch einer defekten Komponente ermöglicht werden. Die Spezifikationen des Wechselrichters sowie die Nennleistungen der weiteren Wandlerstufen können der Tab. 1 entnommen werden. Der HV-Batteriesteller sowie die Auslegung dieser Wandlerstufe wird in [1] ausführlicher dargestellt. Die modulare übergeordnete Regulationsstruktur des Gesamtsystems kann [2] entnommen werden.

Tab. 1: Spezifikation und Nenndaten der modularen Wandlerstufen

PARAMETER	SYMBOL	WERT
Wechselrichter-Nennleistung	$P_{N,WR}$	7,0 kW
Topologie Wechselrichter		MNPC
Blindleistungsfähigkeit	$\cos \varphi$	0..1 kap/ind
Spannungsbereich DC-Zwischenkreis	$U_{DC,ZK}$	580 ... 1000 V
PV-MPPT Nennleistung	$P_{N,MPPT}$	9,0 kW
HV-Bat. Nennleistung	$P_{N,HV-Bat.}$	6,0 kW
NV-Bat. Nennleistung	$P_{N,NV-Bat.}$	3,6 kW

3 Kostenoptimierte Auslegung induktiver Bauelemente

Neben einer modularen kostenoptimierten Aufbau- und Verbindungstechnik ist es für ökologisch nachhaltige und ökonomisch konkurrenzfähige Systeme notwendig unter diesen Gesichtspunkten eine konsequente Auslegung der einzelnen Baugruppen und Komponenten durchzuführen. Am Beispiel des auf SiC-Halbleitern basierenden Wechselrichters wird daher im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine kostenoptimierte LCL-Filterauslegung näher betrachtet.

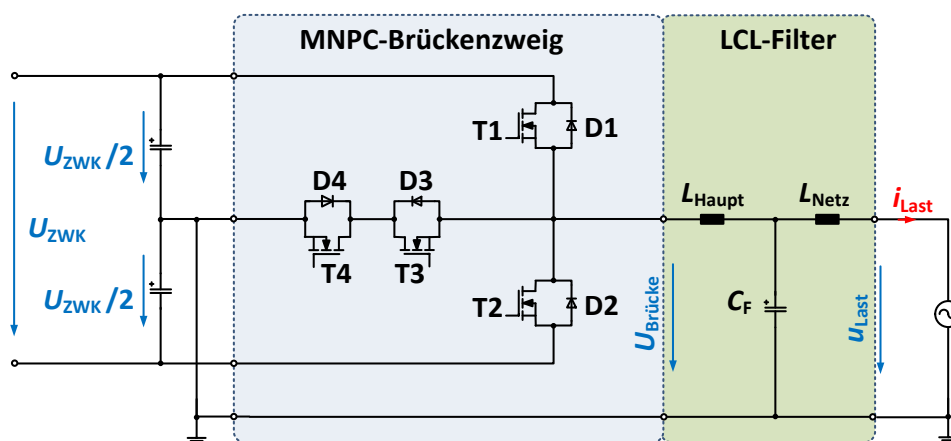


Abb. 3: MNPC-Brückenweig für eine Phase mit LCL-Filter

Durch den Einsatz schnellschaltender SiC-Transistoren sowie einer 3-Level-Topologie (Mixed Voltage Neutral Point Clamped; kurz MNPC; siehe Abb. 3) wird der

Filteraufwand sowie die einzelnen Bestandteile des LCL-Filters bereits erheblich reduziert [3]. Dadurch verschiebt sich die Kostenstruktur innerhalb des Wechselrichtersystems. Eine grobe Verteilung dieser Kostenstruktur für kommerziell verfügbare Wechselrichter mit Silizium-Bauelementen kann Abb. 4 entnommen werden. Durch den Einsatz moderner SiC-Transistoren ist zu erwarten, dass sich die Verteilung der Kosten insbesondere für die momentan noch etwas teureren Leistungsmodule deutlich erhöht. Gleichzeitig verringern sich durch die Steigerung der Taktfrequenz und durch die Verbesserung des Wirkungsgrades die Kosten für die passiven Bauelemente (Drosseln und Kondensatoren) und die Kosten für das Gehäuse sowie der Kühlung. Bei Betrachtung des Gesamtsystems kann somit von einer Kompensation der kostenintensiveren SiC-Transistoren durch Einsparungen in den anderen Bereichen ausgegangen werden, bei gleichzeitiger Wirkungsgradsteigerung und Volumen- bzw. Gewichtsoptimierung.

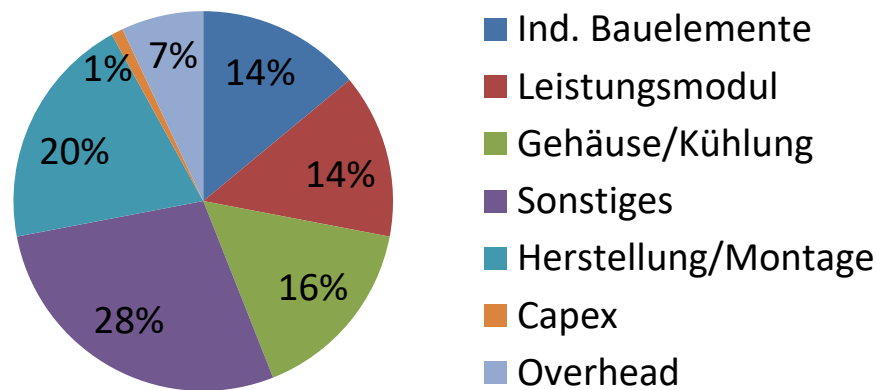


Abb. 4: Grobe Kostenstruktur eines typischer Wechselrichtersystems [4]

Für eine kostenoptimierte Auslegung des LCL-Filters müssen konventionelle Herangehensweisen hinterfragt werden. In der Literatur finden sich diverse Verfahren zur Auslegung von LCL-Filtern (siehe u. a. [5, 6, 7]) dabei wird typischerweise zunächst die Hauptfilterinduktivität anhand des entsprechend maximal zulässigen Stromrippels festgelegt. Die Filterkapazität wird anschließend unter Einhaltung der maximalen relativen Blindleistung und unter Berücksichtigung der Netz- bzw. Taktfrequenz definiert [8]:

$$10 \cdot f_{\text{Netz}} < f_{\text{Res}} > \frac{1}{2} \cdot f_{\text{SW}} \quad (1)$$

$$f_{\text{Res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{\text{Haupt}} + L_{\text{Netz}}}{L_{\text{Haupt}} \cdot L_{\text{Netz}} \cdot C_F}} \quad (2)$$

Wobei f_{Netz} die Netzfrequenz, f_{Res} die Resonanzfrequenz des gesamten LCL-Filters und f_{SW} die Taktfrequenz beschreiben. Um kapazitive Blindströme zwischen Filterkondensator C_F und Netz zu vermeiden wird zusätzlich eine Netzdrossel vorgesehen, welche typischerweise um mindestens den Faktor 4-5 kleiner als die Hauptdrossel dimensioniert wird [7, 8].

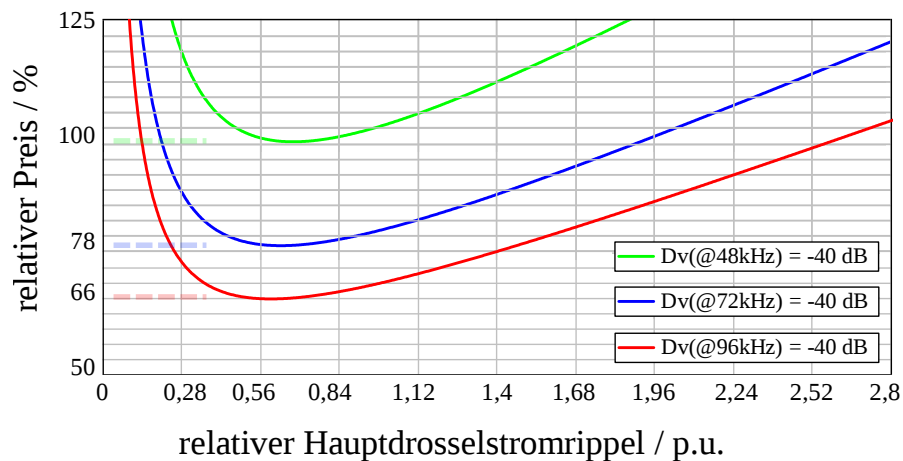


Abb. 5: Relative Gesamtkosten (LCL-Filter- und Modulkosten) gegenüber dem Hauptdrosselstromripping

Alternativ zu einer einfachen Definition des zulässigen Stromrippels sollte dieser hinsichtlich der energiespezifischen Kosten für die Hauptdrossel, die Netzdrossel, den Filterkondensator und den strombezogenen Kosten der Leistungsmodule optimiert werden. In Abb. 5 werden die relativen Kosten gegenüber dem relativen Stromripping (hier definiert als $r_{i,\%} = \frac{I_{SS}}{I_{RMS}} = \frac{I_{SS}}{I_{DC}} = \frac{I_{SS}}{\hat{I}\sqrt{2}}$) für drei verschiedene Taktfrequenzen dargestellt.

Tab. 2: Übersicht der optimalen Rippelströme und der möglichen Kosteneinsparung

	48 kHz	72 kHz	96 kHz
Optimaler $r_{SS,opt}$	67,6%	63,6%	60,1%
Grober Kostenvergleich	100%	78%	66,7%
Hauptdrossel	285 μH	200 μH	160 μH
Kondensator	3,9 μ F	2,4 μ F	1,7 μ F
Netzdrossel	28 μ H	20 μ H	16 μ H
$I_{max_Drossel}$	16,6 A	16,6 A	16,5 A

Für sehr geringe Hauptdrosselstromripping dominieren die induktiven Bauelemente die Gesamtkosten. Mit steigendem Rippel wird dieser Beitrag verringert und die Kos-

ten des Filterkondensator sowie der Leistungsmodule dominieren die Gesamtkosten. Der jeweilige Stromripple mit den geringsten Kosten kann Tab. 2 entnommen werden. Für eine Taktfrequenz von 48 kHz sollte somit im vorliegenden Fall ein Hauptdrosselstromripple von etwa 68% für die Auslegung des LCL-Filters zu Grunde gelegt werden. Für eine Taktfrequenz von 72 kHz oder 96 kHz sollte der Ripple entsprechend mit 64% bzw. 60% angenommen werden. Basierend auf diesem Stromripple kann dann anschließend unter Berücksichtigung der oben aufgeführten Vorgehensweisen die ausführliche Auslegung des gesamten LCL-Filters erfolgen (siehe Tab. 2). Neben der Kostenoptimierung des Stromrippels hat im Besonderen die Variation der Taktfrequenz erhebliche Auswirkungen auf die wesentlichen Kostentreiber. Wie in Abb. 5 dargestellt, kann bei einer Verdopplung der Taktfrequenz von 48 kHz auf 96 kHz von Einsparungen im Bereich von 30% ausgegangen werden (bezogen auf den Filter).

4 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschreibt Aspekte für eine kostenoptimierte Entwicklung moderner Leistungselektronik. Dabei wird ein spezieller Fokus auf eine optimierte Auslegung des LCL-Filters gelegt.

Für eine möglichst genaue Untersuchung der spezifischen Kosten sind die jeweiligen tatsächlichen Einkaufskosten für die Bauelemente zu hinterlegen. In dem vorliegenden Beispiel werden die spezifischen Kosten für den Filterkondensator etwa um den Faktor 10 geringer als die spezifischen Kosten der induktiven Bauelemente angenommen. Es kann angenommen werden, dass in vielen Anwendungen dieses Kostenverhältnis eher zu Lasten der Kondensatoren verschoben ist, so dass der empfohlene Stromripple entsprechend geringer gewählt werden sollte.

Neben der kostenoptimierten Auslegung des Stromrippels ist der Einfluss der Taktfrequenz im Rahmen der technischen Möglichkeiten ein sehr wirksames Werkzeug, um Leistungselektronik ökologisch nachhaltig und ökonomisch konkurrenzfähig zu gestalten.

GEFÖRDERT VOM



Bundesministerium
für Bildung
und Forschung

Förderkennzeichen: 16ES0591

B Literaturverzeichnis

- [1] C. Armbruster, L. Probst, C. Gasser und C. Schöner, „Maßnahmen zur Teillastoptimierung von Ladeelektronik in PV-Heimspeichersystemen,“ *Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein*, 2018.
- [2] L. Probst, R. Denninger, C. Gasser und C. Armbruster, „Übergeordnetes Regelungskonzept für PV-Heimspeichersysteme und deren Anforderungen an die Leistungselektronik,“ in *Symposium Photovoltaische Solarenergie*, Bad Staffelstein, 2019.
- [3] C. Schöner, D. Derix und A. Hensel, „Vergleich von verschiedenen Dreipunktopologien für PV-Wechselrichter zur Eigenverbrauchsoptimierung,“ in *29. Symposium Photovoltaische Solarenergie (SOL)*, Bad Staffelstein, Germany, 2014.
- [4] Greentech Media, „The PV Inverter Landscape: Technology and Market Trends, 2011-2015,“ 2011.
- [5] M. Winkelkemper, „Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe,“ Fakultät IV Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, Berlin, 2005.
- [6] M. Liserre, F. Blaabjerg und S. Hansen, „Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier,“ *IEEE Transactions on Industry Applications* 41(5), pp. 1281 - 1291, 2005.
- [7] S. Bernet, S. Ponnaluri und T. R., „Design and loss comparison of matrix converters, and voltage-source converters for modern AC drives,“ *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (49/2), pp. 304 - 314, 2002.
- [8] F. Liu, X. Zha, Y. Zhou und S. Duan, „Design and Research on Parameter of LCL Filter in Three-Phase Grid-Connected Inverter,“ *International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, 2009.