

Untersuchung einer galvanisch getrennten DC/DC-Topologie als Eingangsstufe eines PV-Modulwechselrichters mit Teilstringanbindung

*Christian Schöner, Gilles Rouffaud, Leonhard Probst, Heribert Schmidt
Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE
Heidenhofstraße 2, 79110 Freiburg, Tel. 0761 4588-2078
christian.schoener@ise.fraunhofer.de*

1 Einleitung

Obwohl der weltweite Markt für Photovoltaik-Wechselrichter nur moderat steigt, verzeichnet das Segment der **modulintegrierten Leistungselektronik** (Modulwechselrichter und modulintegrierte DC/DC-Wandler) nach Schätzungen von IHS Markit wesentlich höhere Zuwachsquoten von bis zu 37 % [1]. Dabei unterliegen insbesondere Modulwechselrichter vielen Herausforderungen. Ökonomisch liegen die spezifischen Kosten pro Watt bei einer durchschnittlichen Leistung von 250...350 W über denen von Systemen größerer Leistung wie z.B. bei Stringwechselrichtern. Technisch sind einerseits Volumen und Gewicht wichtige Faktoren, da die Wechselrichter direkt am Solarmodul installiert werden. Ferner stellen die dort herrschenden Umgebungsbedingungen wie Temperatur, Feuchtigkeit etc. hohe Anforderungen an die Leistungselektronik. Andererseits sind für einen hohen Ertrag trotz der geringen Leistung eines einzelnen Solarmoduls gute gewichtete Systemwirkungsgrade essentiell.

Gleichzeitig bietet das Systemkonzept mit Modulwechselrichtern aber auch inhärente Systemvorteile. Ein Vorteil ist, dass jedes Solarmodul einen eigenen Wechselrichter besitzt und dadurch das MPP-Tracking im Vergleich zu Stringwechselrichtern auf Solarmodulebene stattfindet. Zur Leistungsskalierung werden mehrere Solarmodule am Wechselspannungsnetz parallel verschaltet. Dadurch kann z.B. bei gebäudeintegrierter Photovoltaik der Ertrag von Solarmodulen erhöht werden, bei denen stark unterschiedliche Einstrahlungsverhältnisse durch hohe Teilverschattung zu erwarten oder Solarmodule unterschiedlich ausgerichtet sind bzw. verschiedene Solarmodultypen verwendet werden. Weiter können durch die Modularität flexiblere Anlagenplanungen realisiert werden.

2 Motivation

2.1 Verschaltung und Teilverschattung eines Solarmoduls

Innerhalb eines handelsüblichen Solarmoduls (siehe Abb. 1) werden einzelne Zellen in Serie zu einem Teilstring verschaltet. Drei dieser Teilstrings mit gleicher Zellenzahl werden wiederum in der Anschlussbox seriell verschaltet, um höhere Modulspannungen zu erreichen. I.d.R. werden nur zwei Anschlussleitungen nach außen zum Modulwechselrichter geführt, prinzipiell sind in der Anschlussbox die Abgriffe der drei Teilstrings jedoch verfügbar. Somit setzt sich die Gesamtspannung aus der

Summe der Einzelspannung zusammen und der Strom ist in allen drei Teilstrings gleich groß.

Wird nun in einem Solarmodul ohne Bypassdioden ein Teilstring verschattet, so fließt aufgrund der Serienschaltung der Gesamtstrom auch durch den verschatteten Teilstring und es entsteht eine negative Spannung über den verschatteten Zellen. Dabei wird der verschattete Teilstring zum elektrischen Verbraucher, der sich erhitzt und im schlimmsten Fall durch Hotspots die verschatteten Zellen schädigen kann.

Der Ausgangsstrom einer Solarzelle ist proportional zur Einstrahlungsintensität. Bei Verschattung sinkt diese typischerweise auf bis auf etwa ein Drittel der vollen Bestrahlung ab. Somit sinkt der Strom einer verschatteten Zelle ebenfalls auf 1/3 des Stromes der unverschatteten Zellen ab. Da im Solarmodul alle Teilstrings in Serie verschaltet sind wird der Gesamtstrom durch den verschatteten Teilstring vorgegeben, was zu einer drastischen Leistungsreduktion des Gesamtmoduls führt. Um dies und thermische Hotspots zu vermeiden wird antiparallel zu jedem der Teilstrings eine Bypassdiode in der Anschlussbox verbaut.

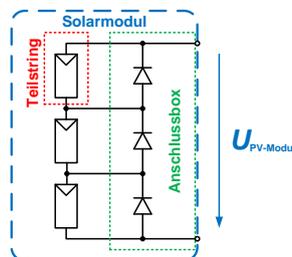


Abb. 1: Verschaltung eines Solarmoduls bestehend aus drei Teilstrings mit Bypassdioden in der Anschlussbox

Tritt nun keine Verschattung auf, so liegt an allen Zellen eines Teilstrings eine positive Spannung an. Somit wirkt diese für die Dioden als Sperrspannung und sie leiten keinen Strom. Wird nun ein Teilstring verschattet, so entsteht über diesem eine negative Spannung, die Diode beginnt zu leiten und der verschattete Teilstring wird überbrückt [2].

Nachteilig ist hierbei jedoch, dass trotz der Bypassdiode die Leistung des verschatteten Teilstrings vollständig verloren geht, obwohl jedoch noch Licht auf die betroffenen Zellen fällt. In Abb. 2 ist links ein Solarmodul mit Längsverschattung über einen gesamten Teilstring mit leitender Bypassdiode sowie rechts das daraus resultierende I-U-Diagramm gezeigt. Daraus ist ersichtlich, dass bei einem globalen MPP-Tracking auf Gesamtmodulebene die türkisfarbig schraffierte Fläche der Leistung eines verschatteten Teilstrings nicht genutzt werden kann.

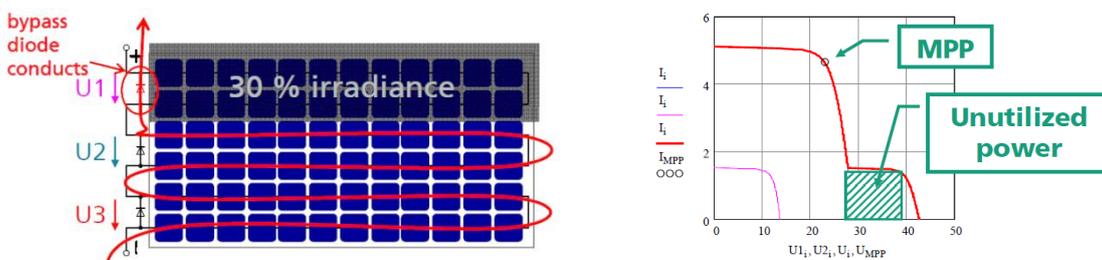


Abb. 2: Längsverschattung eines Solarmoduls über einen Teilstring mit leitender Bypassdiode (links) und das daraus resultierende I-U-Diagramm des gesamten Solarmoduls (rechts) [3]

2.2 Ladungsausgleich und Verschaltung vielzelliger Batteriemodule

Bei Batterien werden einzelne Zellen üblicherweise auch in Serie verschaltet, um das erforderliche Spannungsniveau der elektrischen Verbraucher zu erzielen. Aufgrund von Parameterstreuungen wird die Kapazität der Gesamtbatterie durch die schwächste Zelle bestimmt. Somit kann deren theoretische Kapazität nicht vollständig genutzt werden. Um dem entgegenzuwirken wurden am Fraunhofer ISE in den 1990er-Jahren verschiedene Ladungsausgleichssysteme zum Betrieb vielzelliger Batteriestränge entwickelt. Hierbei gibt es den Ansatz, beim Laden und Entladen schwächere Zellen zu entlasten und stärkere höher zu belasten. Letztlich werden dadurch alle Zellen wie gefordert mit der gleichen Spannung betrieben [4, 5].

Auch bei verschatteten Solarmodulen kann wie oben beschrieben die theoretische Leistung aller Teilstrings nicht vollständig genutzt werden, wodurch sich parallele Betrachtungsweisen ergeben, die hier näher untersucht werden sollen.

3 Systemkonzept und Spezifikationen

In dieser Veröffentlichung werden Schaltungstopologien für den Einsatz als Eingangsstufe eines galvanisch getrennten PV-Modulwechselrichters vorgestellt, die bisher noch nicht im Markt eingesetzt werden (siehe Abb. 3). In der vorliegenden Arbeit wird untersucht, inwiefern sich diese Topologien als DC/DC-Wandler für PV-Modulwechselrichter eignen und Aussagen darüber abgeleitet, welche Vorteile sich damit für ein MPP-Tracking auf Teilstringebene ergeben.

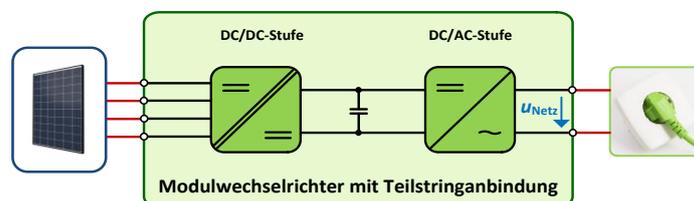


Abb. 3: Blockschaftbild des gesamten Modulwechselrichters mit Anbindung der zu untersuchenden DC/DC-Stufe an die Teilstrings des Solarmoduls

Um die verschiedenen Schaltungstopologien in der Simulation miteinander vergleichen zu können, wurde das monokristalline Solarmodul LG340N1C-V5 mit 6x10 Zellen als Referenz verwendet. In der nachfolgenden Tab. 1 sind dessen Nenndaten aufgelistet.

Tab. 1: Nenndaten des Referenzsolarmoduls LG340N1C-V5

PARAMETER	SYMBOL	WERT
Max. Leistung	$P_{PV,max}$	340 W
MPP-Spannung	$U_{PV,MPP}$	34,5 V
MPP-Strom	$I_{PV,MPP}$	9,86 A
Leerlauf-Spannung	$U_{PV,OC}$	41,1 V
Kurzschluss-Strom	$I_{PV,SC}$	10,53 A
Modul-Wirkungsgrad @STC	$\eta_{Modul,STC}$	19,8 %

Die Spezifikationen zur Auslegung des DC/DC-Wandlers mit Kompatibilität zu 60-Zellen-Solarmodulen sind in der nachfolgenden Tab. 2 aufgelistet.

Tab. 2: Spezifikation zur Dimensionierung des DC/DC-Wandlers

PARAMETER	SYMBOL	WERT
Eingangsspannungsbereich	U_{IN}	0...50 V _{DC}
MPP-Spannungsbereich	U_{MPP}	20...40 V _{DC}
Max. Eingangsstrom	$I_{IN,max}$	15 A
Nennleistung DC/DC-Stufe	P_N	350 W
Zwischenkreisspannung	U_{ZK}	325...400 V _{DC}

Der DC/DC-Wandler besteht im Grundsatz aus einem weichschaltenden zweipulsigen Durchflusswandler und einem nachfolgendem Hochsetzsteller [6] (siehe Abb. 4).

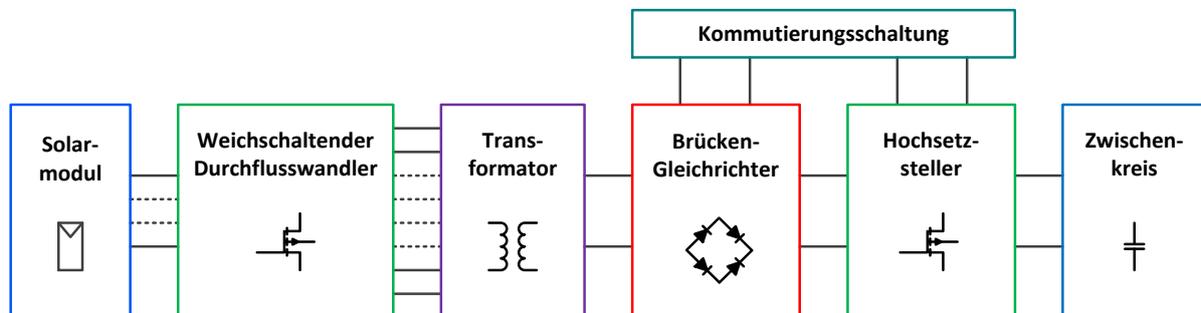


Abb. 4: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungskreis

Der Durchflusswandler wird hierbei in zwei verschiedenen Varianten untersucht. Im ersten Ansatz beinhaltet dieser nur einen DC-Eingang, an dem ein herkömmliches Solarmodul angeschlossen wird, welches aus den drei seriell verschalteten Teilstrings mit antiparallelen Bypassdioden besteht (siehe Abb. 5 links). In der neuen Variante kann auf die Bypassdioden verzichtet und alle drei Teilstrings an den Durchflusswandler angeschlossen werden (Abb. 5 rechts). Diese vier Anschlusspunkte sind auch jetzt schon in der Anschlussbox kommerzieller Solarmodule verfügbar.

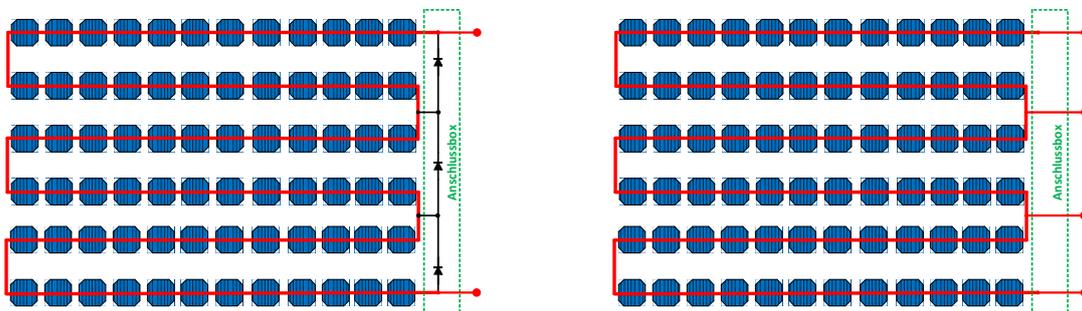


Abb. 5: Anschlusspunkte des Durchflusswandlers am herkömmlichen Solarmodul (links) und an Solarmodul ohne Bypassdioden (rechts)

Ferner wird im Systemkonzept ein alternativer Ansatz gewählt, für den der Hochsetzsteller keine konstante Zwischenkreisspannung erzeugt, sondern wie in Abb. 6 gezeigt als Ausgangsspannung Teilbereiche einer Sinusspannung moduliert [7].

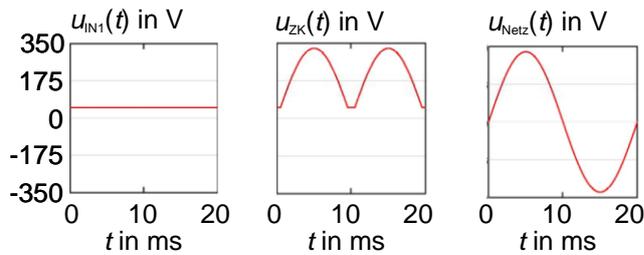


Abb. 6: Konstante PV-Modulspannung (links), Hochsetzsteller-Ausgangsspannung (Mitte), Ausgangsspannung der DC/AC-Stufe (rechts) [7]

Ist der Betrag der Ausgangsspannung der sich anschließenden einphasigen Wechselrichterstufe $u_{\text{Netz}}(t)$ größer als die Solargeneratorspannung bzw. größer der transformierten Sekundärspannung des Durchflusswandlers, so moduliert der Hochsetzsteller das Sinussignal. Für den Zeitraum während $u_{\text{Netz}}(t)$ kleiner der Sekundärspannung des Durchflusswandlers beträgt der Aussteuergrad des Hochsetzstellers 0%. Dadurch wird dessen Ausgangsspannung nahezu gleich seiner Eingangsspannung und die Wechselrichterstufe arbeitet alleine als Tiefsetzsteller [8]. Durch die getaktete Wechselrichterstufe wird der Modulwechselrichter auch blindleistungsfähig, was zunehmend von den Netzbetreibern gefordert wird. Darüber hinaus sollte der Hochsetzsteller idealerweise einen Großteil der 100-Hz-Leistungspulsation der Wechselrichterstufe ausregeln, wodurch der Durchflusswandler idealerweise mit konstantem Aussteuergrad nahe 50 % betrieben werden kann.

Ergänzend dazu wird in dieser Veröffentlichung untersucht, inwieweit eine zusätzliche Kommutierungsschaltung das stromlose Schalten der primärseitigen Niedervolttransistoren bei verschiedenen Arbeitspunkten ermöglicht und welche Vorteile sich für den Wirkungsgrad ergeben [9]. Hierbei werden zwei verschiedene Schaltungen zur Kommutierungsunterstützung in Betracht gezogen.

4 DC/DC-Schaltungstopologien

Im Rahmen dieser Studie wurden sechs verschiedene Varianten eines weichschaltenden zweipulsigen Durchflusswandlers mit nachfolgendem Hochsetzsteller untersucht. Der Durchflusswandler basiert auf einer hartschaltenden Push-Pull-Topologie. Gegenüber dem hartschaltenden existiert hier beim weichschaltenden Wandler auch im ausgeschalteten Zustand der primärseitigen Transistoren über den Koppelkondensator C ein Pfad für den Laststrom [6].

Um auch die Leistung eines verschatteten Teilstrings innerhalb eines Solarmoduls nutzen zu können, wurde basierend auf der Idee eines CHarge-EQUALIZERS der zwei-torige Durchflusswandler um zwei Eingangstore erweitert [4, 5] (siehe Prinzipschaltbild in Abb. 7). Dadurch können am Eingang alle drei Teilstrings eines kommerziellen Solarmoduls angeschlossen werden.

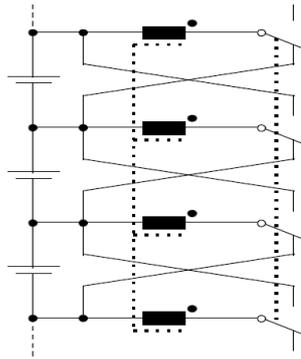


Abb. 7: Prinzipschaltbild eines Gegentakt-Durchflusswandlers zum Ladungsausgleich mit transformatorischer Verkopplung (T-CHEQ) zwischen einzelnen Zellen einer Batteriebank [4, 5]

Aufgrund der transformatorischen Verkopplung stellen sich die Ströme proportional zu den Differenzen der angelegten Spannungen automatisch ein [5]. Somit kann der Durchflusswandler entweder mit nur **einem Eingang** (zwei Anschlüsse; 34,5 V / 9,9 A) oder mit **drei Eingängen** (vier Anschlüsse, 3 * 11,5 V / 3 * 9,9 A) realisiert werden.

Bei allen Topologien ist **sekundärseitig ein Hochsetzsteller** integriert, der eine fluktuierende Ausgangsspannung zur Kompensation des 100-Hz-Rippels ermöglicht. Aufgrund der Anordnung des Pufferkondensators im Zwischenkreis (325...400 V) kann dieser wesentlich kleiner dimensioniert werden im Vergleich zu einem Pufferkondensator auf der Niederspannungsseite des Solarmoduls (@34,5 V).

Ferner werden ausgangsseitig drei Varianten untersucht: ein Durchflusswandler **ohne zusätzliche Kommutierungsschaltung**, ein Durchflusswandler **mit zusätzlichem Kommutierungspfad** [9] und ein Durchflusswandler **mit zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter**. Ziel der Kommutierungsschaltungen ist es, sekundärseitig den Transformatorstrom vor der primärseitigen Kommutierung auszuschalten, sprich die Kommutierungsschaltung wird betätigt, bevor primärseitig die Transistoren umgeschaltet werden. Ist der sekundärseitige Strom zu Null geworden, kann ein stromloses Schalten auf der Primärseite ermöglicht werden.

Alle Transformatorinduktivitäten haben verlustarme Freilaufpfade auf Pufferkondensatoren, wodurch im Idealfall keine Probleme mit Überspannungen auftreten. Die Energie aus der sekundärseitigen Streuinduktivität wird zum Ausgang übertragen, die Energie aus der primärseitigen Streuinduktivität wird auf den Eingang zurückgeleitet.

Folgende Varianten der DC/DC-Schaltungstopologien wurden untersucht, die nachfolgend genauer beschrieben werden:

3 Eingänge:

- A1: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (3 Eingänge) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter
- B1: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (3 Eingänge) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungspfad

- C1: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (3 Eingänge) mit nachfolgendem Hochsetzsteller ohne zusätzliche Kommutierungsschaltung

1 Eingang:

- A2: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (1 Eingang) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter
- B2: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (1 Eingang) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungspfad
- C2: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (1 Eingang) mit nachfolgendem Hochsetzsteller ohne zusätzliche Kommutierungsschaltung

4.1 Topologie C2

In Abb. 8 ist die einfachste Topologievariante C2 abgebildet. Primärseitig besteht der Durchflusswandler aus einem Eingang, an dem das Solarmodul angeschlossen wird. Die beiden Transistoren Q_1 und Q_2 auf der Niederspannungsseite arbeiten im Gegentaktbetrieb. Sekundärseitig folgt ein Brückengleichrichter mit nachfolgendem Hochsetzsteller, der die Spannungsanpassung des Zwischenkreises auf den Bereich 325...400 V übernimmt. Der Hochsetzsteller Q_B taktet mit der doppelten Frequenz im Vergleich zu den primärseitigen Transistoren.

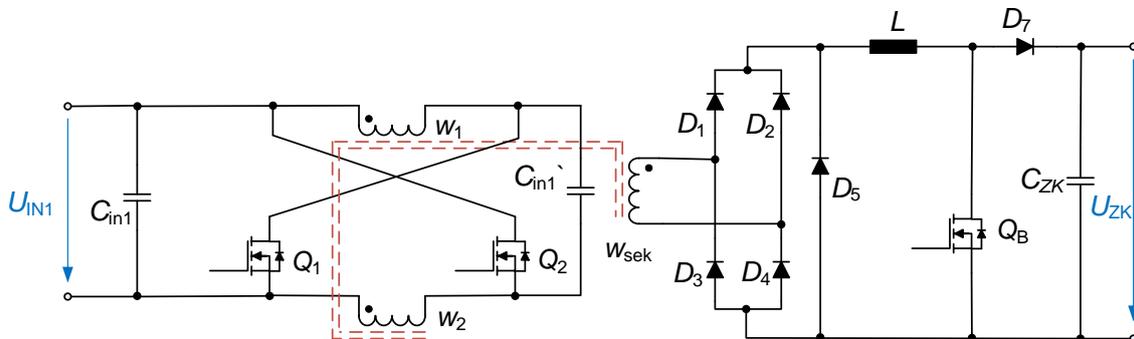


Abb. 8: Topologie C2: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (1 Eingang) mit nachfolgendem Hochsetzsteller ohne zusätzliche Kommutierungsschaltung

4.2 Topologie B2

Die Topologie B2 ist äquivalent zur Topologie C2, jedoch wird sekundärseitig ein zusätzlicher Kommutierungspfad parallel zum Hochsetzsteller hinzugefügt. Dabei dient der Transistor Q_A als Kommutierungshilfe für die Transistoren Q_1 und Q_2 , der immer kurz vor deren Umschaltvorgang betätigt wird. Durch das Anlegen der Zwischenkreisspannung U_{ZK} an die Sekundärseite des Transformators wird dieser negativ vorgespannt. Dadurch klingt der Sekundärstrom bis auf Null ab, wodurch die primärseitigen Transistoren nahezu stromlos geschaltet werden können (ZCS). Da die

Kommutierungshilfe auf der Sekundärseite angeordnet ist, kann der Zusatztransistor aufgrund der geringen Strombelastung sehr klein dimensioniert werden.

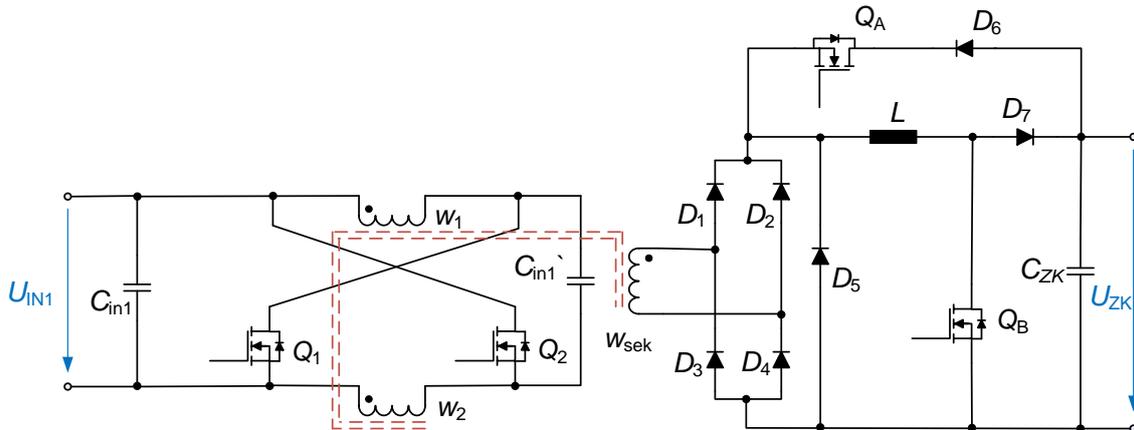


Abb. 9: Topologie B2: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (1 Eingang) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungspfad

4.3 Topologie A2

Die Topologie A2 ist ebenfalls äquivalent zur Topologie C2, jedoch kann der Stromfluss durch den Hochsetzsteller über den Kommutierungs-Ausschalter Q_A ein- und ausgeschaltet werden. Dieser Transistor dient ebenfalls als Kommutierungshilfe für die Transistoren Q_1 und Q_2 , jedoch ist dieser während des gesamten Hochsetzstellerbetriebes eingeschaltet und wird immer kurz vor dem Umschaltvorgang der primärseitigen Transistoren Q_1 und Q_2 ausgeschaltet. Ist nun die Sekundärspannung des Transformators größer als die Zwischenkreisspannung U_{ZK} , so leitet die Diode D_6 und der Sekundärstrom sinkt ebenfalls ab, wodurch die primärprimärseitigen Transistoren ebenfalls nahezu stromlos geschaltet werden können (ZCS).

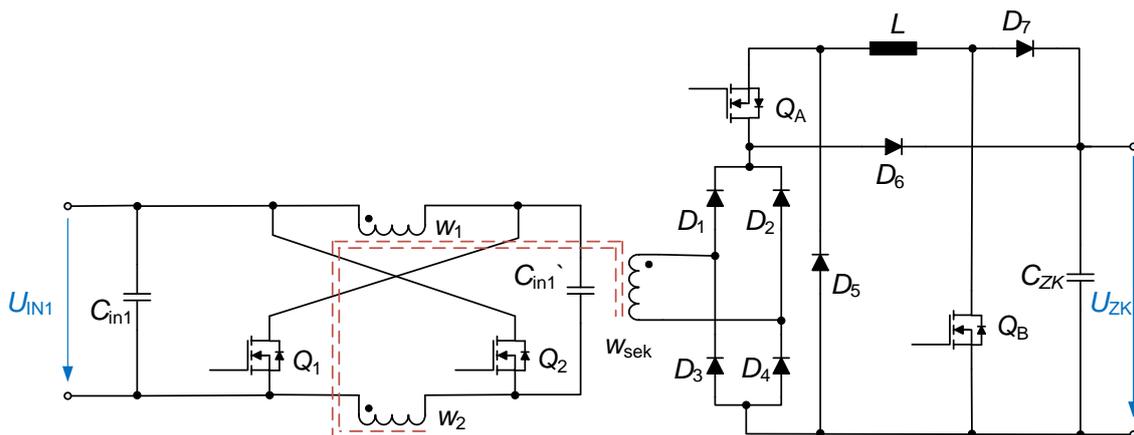


Abb. 10: Topologie A2: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (1 Eingang) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter

4.4 Topologie C1

Die Topologie C1 ist äquivalent zur Topologie C2, jedoch wurde hier die Eingangsseite um zwei Eingänge erweitert, so dass die drei Teilstrings des Solarmoduls direkt ohne Bypassdioden angeschlossen werden können.

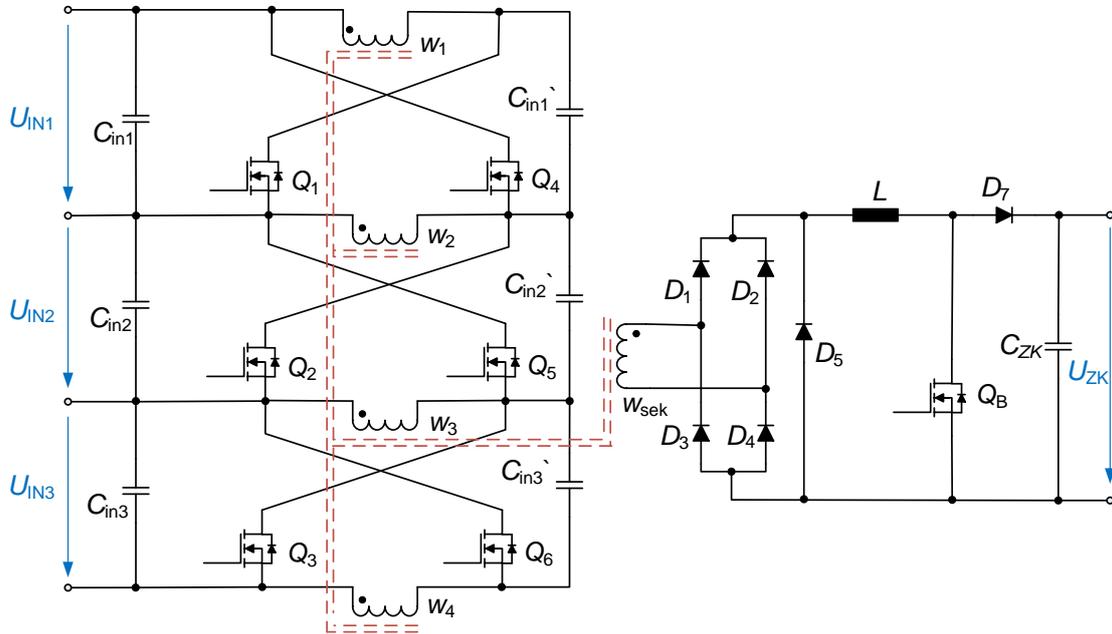


Abb. 11: Topologie C1: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (3 Eingänge) mit nachfolgendem Hochsetzsteller ohne zusätzliche Kommutierungsschaltung

4.5 Topologie B1

Die Topologie B1 ist äquivalent zur Topologie B2, jedoch können hier ebenfalls die drei Teilstrings des Solarmoduls angeschlossen werden.

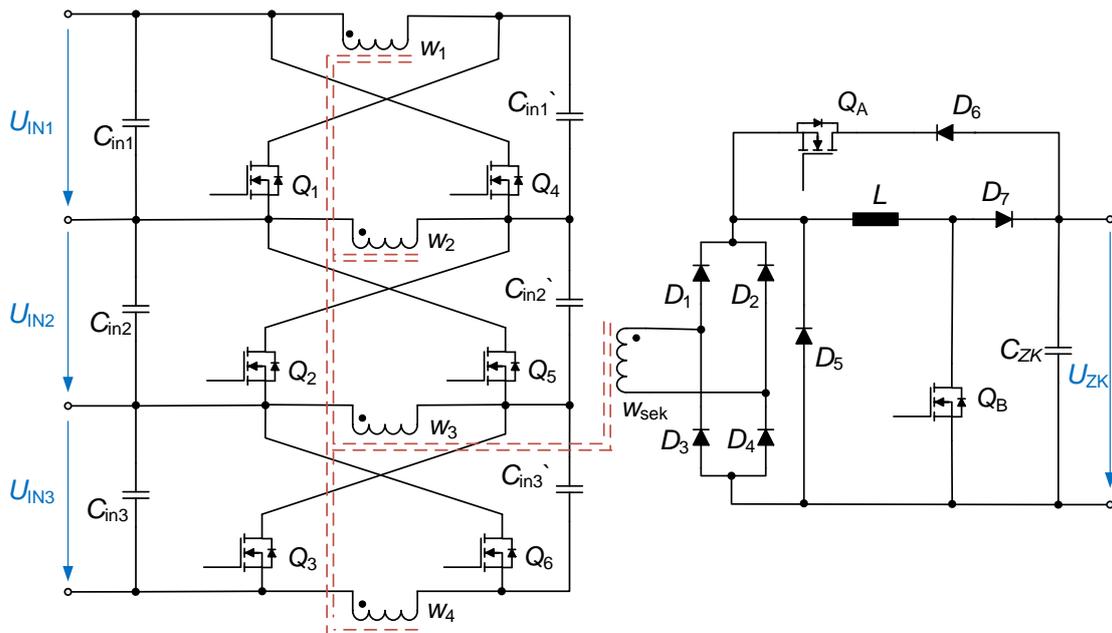


Abb. 12: Topologie B1: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (3 Eingänge) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungspfad

4.6 Topologie A1

Die Topologie A1 ist äquivalent zur Topologie A2, jedoch wurde hier die Eingangsseite ebenfalls um zwei Eingänge erweitert.

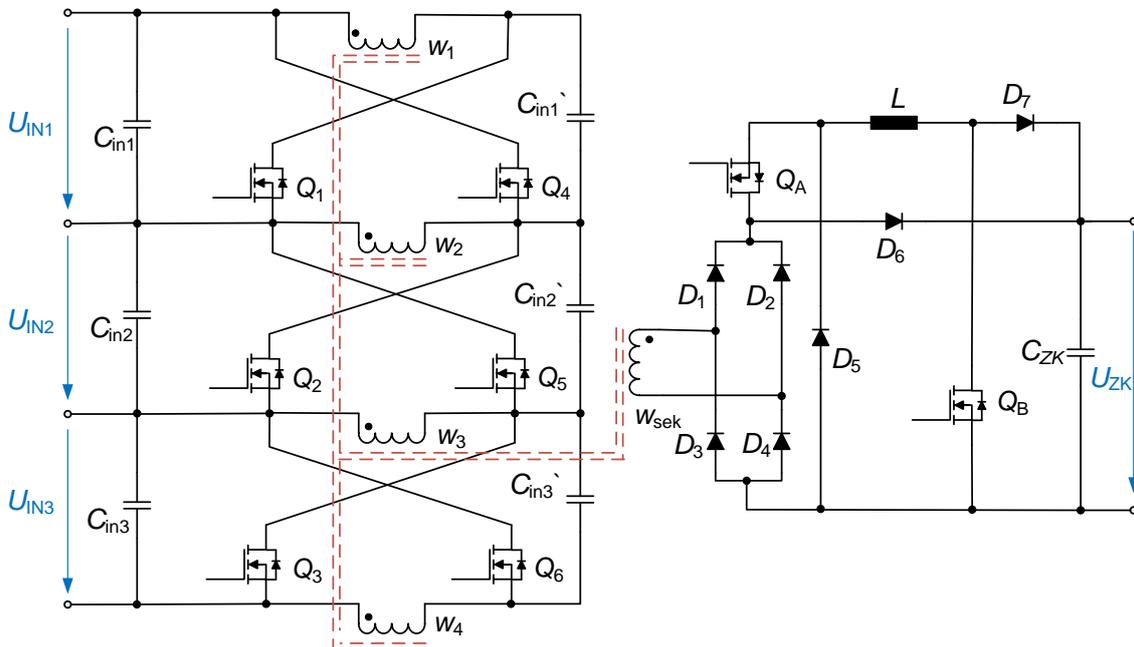


Abb. 13: Topologie A1: Weichschaltender zweipulsiger Durchflusswandler (3 Eingänge) mit nachfolgendem Hochsetzsteller und zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter

5 Simulation

Die zuvor beschriebenen Topologien wurden leistungselektronisch mit der Software PLECS simuliert und die Verlustverteilungen näher untersucht. Dabei wurden die in Tab. 3 aufgelisteten Bauteilwerte berechnet und in der Simulation verwendet.

Tab. 3: Berechnete und in der Simulation verwendete Bauteilwerte

PARAMETER	SYMBOL	WERT	WERT
		(1 Eingang)	(3 Eingänge)
Eingangskapazität	C_{IN}	20 μF	20 μF
Koppelkapazität	C'_{IN}	20 μF	20 μF
Hauptinduktivität des Trafos	L_H	64 μH	64 μH
Trafo-Übersetzungsverhältnis	\ddot{u}	1/10	1/30
Primärwicklung(en) des Trafos	$w_{1...4}$	4	4
Sekundärwicklung des Trafos	w_{sek}	40	3x40 = 120
Hochsetzstellerinduktivität	L	1,1 mH	1,1 mH
Zwischenkreiskapazität	C_{ZK}	150 μF	150 μF

5.1 Durchflusswandler

Mit Hilfe der Simulation wurde ein Vergleich zwischen Si- und GaN-Transistoren durchgeführt. Dabei wurden primärseitig folgende 100-V-Transistoren elektrisch und thermisch modelliert:

- Si-MOSFET: TOSHIBA TK33S10N1Z (100 V / 33 A / 8,2 mΩ)
- GaN-HEMT: GaN Systems GS61004B (100 V / 45 A / 15 mΩ)

Sekundärseitig wurden Wolfspeed SiC-Schottky C3D08060G (600 V / 8 A) modelliert. Folgende Wertebereiche wurden dabei den Berechnungen des Durchflusswandlers zu Grunde gelegt:

Tab. 4: Wertebereiche für die Berechnung des Durchflusswandlers

PARAMETER	SYMBOL	WERT (1 Eingang)	WERT (3 Eingänge)
Eingangsspannungsbereich	U_{IN}	20...40 V	6,7...13,3 V
Trafo-Übersetzungsverhältnis	\ddot{u}	1/10	1/30
Ausgangsspannungsbereich	U_{OUT}	156,8...376,3 V	157,6...375,4 V
Schaltfrequenz	f_{sw}	100 kHz	100 kHz

5.2 Hochsetzsteller

Der Hochsetzsteller wurde mit folgendem 900-V-SiC-Transistor elektrisch und thermisch modelliert:

- SiC-MOSFET: Wolfspeed C3M0280090J (900 V / 11 A / 360 mΩ)

Im Freilaufpfad wurden ebenfalls Wolfspeed SiC-Schottky C3D08060G (600 V / 8 A) eingesetzt. Folgende Wertebereiche wurden für Berechnung des Hochsetzstellers verwendet:

Tab. 5: Wertebereiche für die Berechnung des Hochsetzstellers

PARAMETER	SYMBOL	WERT
Gleichgerichtete Spannung	U_{GR}	156,8...376,3 V
Zwischenkreisspannungsbereich	U_{ZK}	325...400 V
Stromrippel	ΔI_{rippel}	30 %
Schaltfrequenz	f_{sw}	200 kHz

5.3 Kommutierungsschaltung

In den beiden Kommutierungsschaltungen wurde jeweils folgender 900-V-SiC-Transistor elektrisch und thermisch modelliert:

- SiC-MOSFET: Wolfspeed C3M0280090J (900 V / 11 A / 360 mΩ)

Ferner wurden Wolfspeed SiC-Schottky C3D08060G (600 V / 8 A) eingesetzt. Als Taktfrequenz wurde die doppelte Frequenz des Durchflusswandlers $f_{sw} = 200$ kHz gewählt.

6 Simulationsergebnisse

6.1 Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen Si-Transistoren

Der Schwerpunkt der durchgeführten Simulationsuntersuchungen lag auf der Funktionsweise des galvanisch getrennten DC/DC-Wandlers und die dabei entstehenden Verluste. Aus diesem Grund wurde zunächst der Aussteuergrad des Hochsetzstellers sowie der Kommutierungsschaltungen für alle simulierten Arbeitspunkte konstant gehalten, um die Anzahl der Freiheitsgrade der verschiedenen Gesamtschaltungen für die Simulationsergebnisse zu verringern. Somit wurde für eine erste Bewertung der verschiedenen Topologien der Arbeitspunkt über eine geringfügige Veränderung des Aussteuergrades des Durchflusswandlers eingestellt.

In Abb. 14 sind die simulierten Wirkungsgradverläufe der einzelnen Schaltungen dargestellt, wobei auf der Primärseite Si-Transistoren eingesetzt wurden. Im linken Bild sind die Schaltungen mit nur einem Eingang gezeigt. Hier erreichte die Topologie C2 ohne Kommutierungshilfe die besten Wirkungsgrade, dicht gefolgt von der Topologie A2 mit zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter. Jedoch würde man aus diesem Verlauf sich für eine Schaltung ohne zusätzlichen Kommutierungsschalter entscheiden, da dieser hier keine wesentlichen Vorteile bringt. Die Topologie B2 konnte hier nur die geringsten Wirkungsgrade erzielen.

Im rechten Bild sind die Schaltungen mit drei Eingängen gezeigt. Topologie A1 erreichte den maximalen Wirkungsgrad mit 98 % auch im Vergleich zu den Schaltungen mit nur einem Eingang, jedoch fällt der Wirkungsgradverlauf mit zunehmender Ausgangsleistung auch stärker ab. Über die Einstellung des Aussteuergrades des Durchflusswandlers konnten in der Topologie C1 nur maximale Leistungen bis 230 W erreicht werden, ansonsten hätte der Aussteuergrad des Hochsetzstellers angepasst werden müssen, was diesen Vergleich verfälschen würde. Auch hier erreichte die Topologie B2 nur die geringsten Wirkungsgrade.

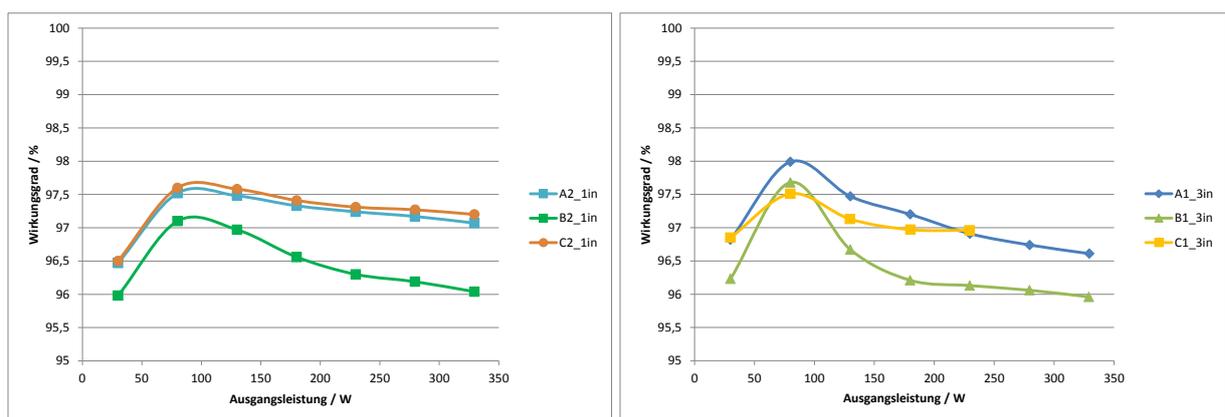


Abb. 14: Simulierter Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen Si-Transistoren
links: 1 Eingang, rechts: 3 Eingänge

In der nachfolgenden Abb. 15 sind die gleichen Verläufe nach Topologien sortiert zu sehen. Es zeigt sich, dass bei kleinen Leistungen die Topologien mit drei Eingängen effizienter arbeiten, jedoch bei höheren Leistungen der Wirkungsgrad auch wieder

stärker abfällt. Der Kurvenverlauf der Topologien mit einem Eingang fällt jedoch bei höheren Leistungen flacher ab, dabei arbeiten sie aber bei geringen Leistungen auch etwas ineffizienter.

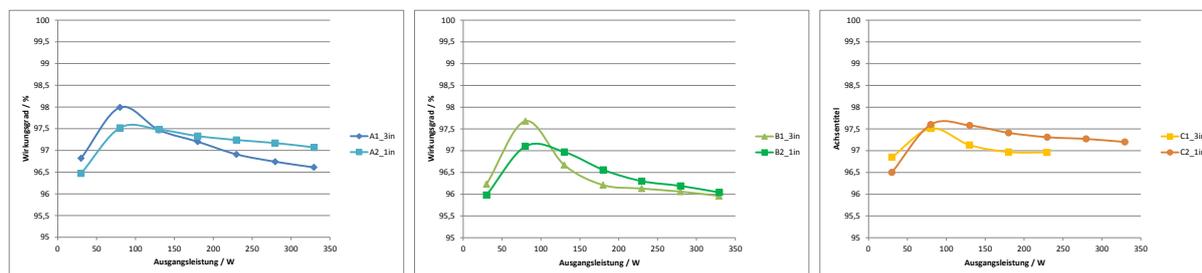


Abb. 15: Simulierter Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen Si-Transistoren
links: Topologie A1/A2, Mitte: Topologie B1/B2, rechts: Topologie C1/C2

Berechnet man aus den vorliegenden Werten einen gewichteten europäischen Wirkungsgrad, so ergeben sich folgende Wirkungsgrade:

- A1 (3 Eingänge): 97,1 %
- A2 (1 Eingang): **97,3 %**
- B1 (3 Eingänge): 96,3 %
- B2 (1 Eingang): 96,4 %
- C1 (3 Eingänge): 97,0 %
- C2 (1 Eingang): 97,2 %

Hier zeigt sich, dass die Schaltungen mit Teilstringanbindung zwar im Vergleich zu den äquivalenten Topologien mit nur einem Eingang geringere Wirkungsgrade erreichen, jedoch diese nur um ca. 0,2 Prozentpunkte geringer liegen. Dafür erhält man jedoch die Möglichkeit, auch bei Teilverschattung noch eine verringerte Leistung aus dem Teilstring zu beziehen, die ansonsten aufgrund der Bypassdioden verloren ginge, wodurch der Ertrag gesteigert werden kann.

6.2 Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen GaN-Transistoren

In Abb. 16 sind die simulierten Wirkungsgradverläufe der einzelnen Schaltungen mit auf der Primärseite eingesetzten GaN-Transistoren gezeigt. Im linken Bild sind wieder die Schaltungen mit nur einem Eingang abgebildet. Hier erreichte die Topologie C2 ohne Kommutierungshilfe die besten Wirkungsgrade mit 98,5 %, dicht gefolgt von der Topologie A2 mit zusätzlichem Kommutierungs-Ausschalter. Jedoch würde man aus diesem Verlauf sich erneut für eine Schaltung ohne zusätzlichen Kommutierungsschalter entscheiden, da dieser hier keine wesentlichen Vorteile bringt. Die Topologie B2 konnte hier nur die geringsten Wirkungsgrade erzielen.

Im rechten Bild sind die Schaltungen mit drei Eingängen gezeigt. Die Verläufe der Topologien A1 und C1 liegen nahezu identisch übereinander und erreichten gemeinsam den maximalen Wirkungsgrad von 98,5 %. Dieser ist äquivalent zu dem maximalen Wirkungsgrad der Topologie C2. Jedoch fällt der Wirkungsgradverlauf von A1 und C1 mit zunehmender Ausgangsleistung wieder stärker ab. Über die Einstellung des Aussteuergrades des Durchflusswandlers konnten in der Topologie C1 nur ma-

ximale Leistungen bis 230 W erreicht werden, ansonsten hätte der Aussteuergrad des Hochsetzstellers angepasst werden müssen, was diesen Vergleich verfälschen würde. Auch hier erzielte die Topologie B2 nur die geringsten Wirkungsgrade.

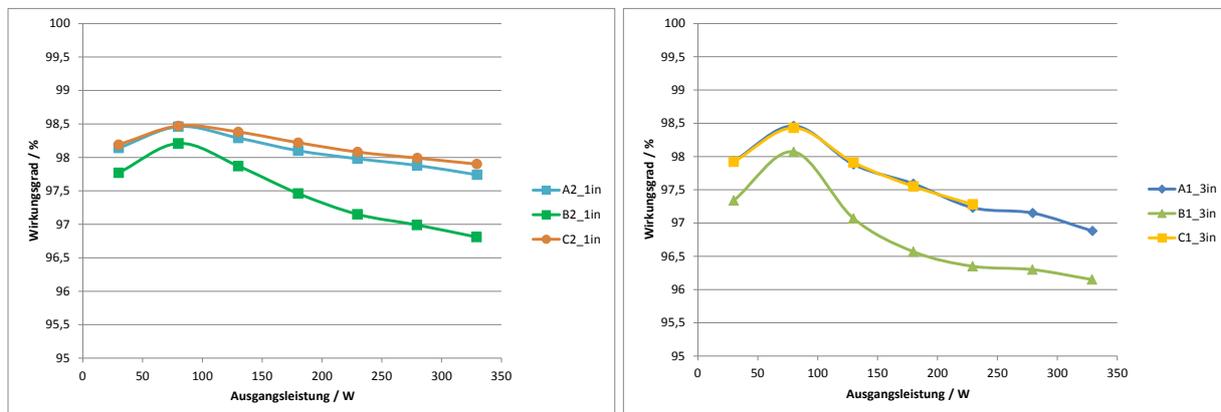


Abb. 16: Simulierter Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen GaN-Transistoren
links: 1 Eingang, rechts: 3 Eingänge

In der nachfolgenden Abb. 17 sind erneut die gleichen Verläufe nach Topologien sortiert. Es zeigt sich durch die Verwendung von GaN-Transistoren, dass die Kurven der Topologien mit nur einem Eingang nun leicht nach oben verschoben sind im Vergleich zu den Kurven der Si-Transistoren. Somit arbeiten nun die Topologien mit nur einem Eingang über den gesamten Bereich effizienter. Auch fallen erneut die Kurvenverläufe der Topologien mit einem Eingang bei höheren Leistungen flacher ab im Vergleich zu den Topologien mit drei Eingängen.

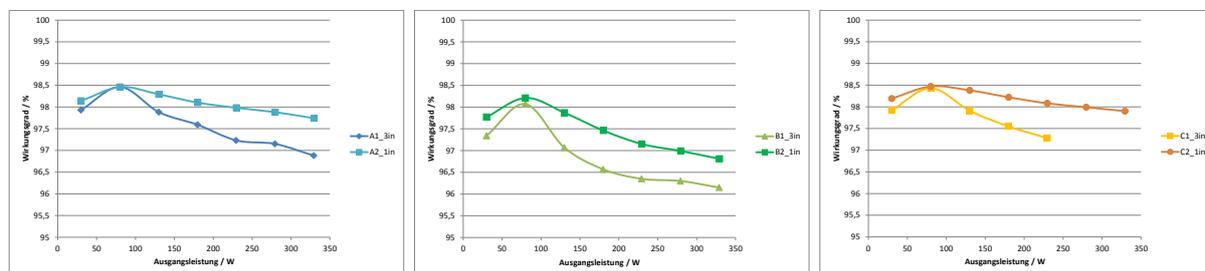


Abb. 17: Simulierter Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen GaN-Transistoren
links: Topologie A1/A2, Mitte: Topologie B1/B2, rechts: Topologie C1/C2

Berechnet man aus den vorliegenden Werten erneut einen gewichteten europäischen Wirkungsgrad, so ergeben sich folgende Wirkungsgrade:

- A1 (3 Eingänge): 97,6 %
- A2 (1 Eingang): **98,1 %**
- B1 (3 Eingänge): 96,8 %
- B2 (1 Eingang): 97,5 %
- C1 (3 Eingänge): 97,6 %
- C2 (1 Eingang): **98,2 %**

Hier zeigt sich, dass durch die Verwendung von GaN der Wirkungsgrad im Vergleich zu Si um bis zu einem Prozentpunkt gesteigert werden kann. Jedoch weicht hier nun der gewichtete Wirkungsgrad zwischen den Topologien mit einem und drei Eingängen

gen um mind. 0,5 % voneinander ab. Deshalb sollen nun im nächsten Abschnitt die Vorteile, die sich für eine Eingangsstufe eines PV-Modulwechselrichters durch die Teilstringanbindung ergeben, nochmals genauer untersucht werden.

6.3 Wirkungsgradverlauf mit primärseitigen GaN-Transistoren und Teilverschattung

In diesem Abschnitt wurden der Einfluss einer Teilverschattung des Solarmoduls und deren Auswirkungen auf die verschiedenen Topologien untersucht. Es wurde angenommen, dass das Solarmodul mit 90 % der Nennleistung bestrahlt wird. Daraus ergibt sich rechnerisch ca. 300 W elektrische Gesamtleistung des Moduls und somit ca. 100 W pro Teilstring. Nun wird ein Teilstring verschattet, so dass der dritte Teilstring nur noch mit 30 % der Nennleistung bestrahlt wird.

Bei den Topologien A2, B2 und C2 wird die Bypassdiode des dritten verschatteten Teilstrings aktiv und somit ist nur noch eine maximale Leistung von 200 W der beiden unverschatteten Teilstrings im MPP möglich (siehe die drei 200-W-Arbeitspunkte in der nachfolgenden Abbildung links).

Bei den Topologien A1, B1 und C1 der DC/DC-Steller auf Teilstringebene angebunden, so dass hier eine maximale Leistung von 230 W möglich ist (siehe die drei 230-W-Arbeitspunkte in der nachfolgenden Abbildung rechts).

Zum Vergleich ist in Abb. 18 der Wirkungsgradverlauf der gleichmäßig bestrahlten Solarmodule gezeigt.

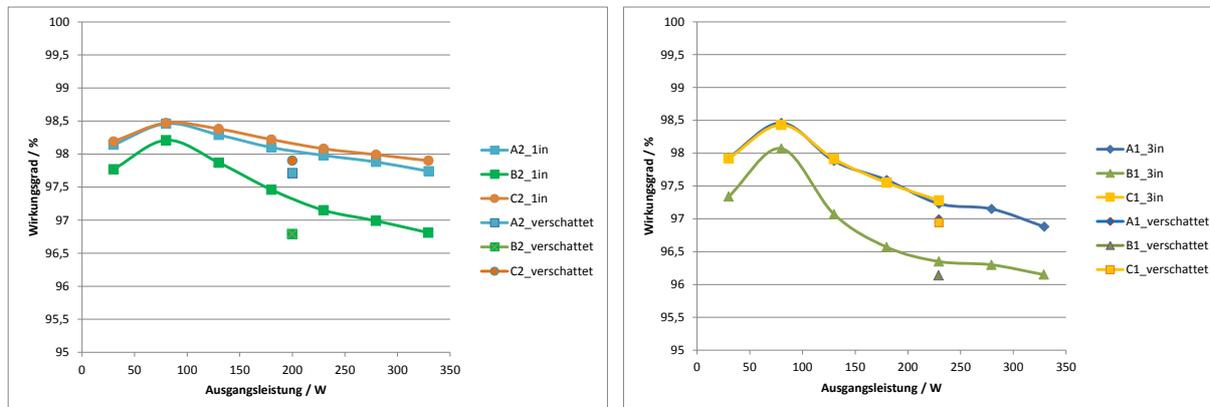


Abb. 18: Simulierter Wirkungsgrad mit primärseitigen GaN-Transistoren bei Teilverschattung im Vergleich zum Wirkungsgradverlauf bei gleichmäßig bestrahltem Solarmodul (links: 1 Eingang, rechts: 3 Eingänge)

Somit zeigt sich, dass durch die neuen Topologien mit Teilstringanbindung auch die 30 W des verschatteten Teilstrings genutzt werden können. Jedoch verringert sich hier leicht der Wirkungsgrad im Vergleich zum Verlauf mit der des symmetrisch bestrahlten Solarmoduls. Diese Wirkungsgradverringern liegt in der unsymmetrischen Belastung der primären Transistoren begründet. Vergleicht man z.B. im rechten Bild der Abb. 18 den Wirkungsgrad der Topologie A1 bei 230 W, so kann man den Wert 97,3 % ablesen. Hier sind auf alle drei Teilstrings ca. 76,7 W verteilt.

In dem obigen teilverschatteten Szenario führen zwei Teilstrings jedoch je 100 W und ein Teilstring 30 W. Somit fallen über den Strings mit 100 W höhere Durchlassverluste der primären Transistoren an, weshalb die Verluste im Vergleich zu den symmetrischen $3 \cdot 76,7 \text{ W}$ höher ausfallen und sich somit der verringerte Wirkungsgrad von 97 % ergibt.

Betrachtet man die auftretenden Verluste, so kann folgenden Vergleich aufstellen:

- 1 Eingang: $200 \text{ W} \cdot (100 \% - 97,9 \%) = 4,2 \text{ W}$
- 3 Eingänge: $230 \text{ W} \cdot (100 \% - 97,0 \%) = 6,9 \text{ W}$

Hinsichtlich des Ertrages der Gesamtanlage ist es sinnvoller, eine Teilstringanbindung und die Leistung aus den teilverschatteten Zellen zu nutzen, auch wenn dadurch der Gesamtwirkungsgrad leicht sinkt. Im Vergleich dazu ergibt sich mit den Topologien mit nur einem Eingang zwar ein höherer Wirkungsgrad, jedoch verzichtet man auf einen größeren Teil an elektrischer Leistung, der durch ein globales MPP-Tracking auf Gesamtmodulebene nicht aus dem Solarmodul bezogen werden kann und von den Bypassdioden überbrückt wird.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschreibt Aspekte einer Schaltungstopologie für den Einsatz als Eingangsstufe eines galvanisch getrennten PV-Modulwechselrichters mit Teilstringanbindung. Es wurde untersucht, dass sich diese Topologie als DC/DC-Wandler für PV-Modulwechselrichter eignet und simulativ deren Funktion in verschiedenen Varianten gezeigt.

Es wurde ein Vergleich zwischen Si- und GaN-Transistoren durchgeführt und gezeigt, dass durch Teilstringanbindung auch Leistung von verschatteten Teilstrings genutzt werden kann, die ansonsten verloren gehen würde.

Diese Simulationsergebnisse müssen in einem nächsten Schritt mit realen Messwerten untermauert und bestätigt werden.

Diese Arbeit wurde gefördert durch:



(FKZ: 0324136A)

aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

A Literaturverzeichnis

- [1] <https://technology.ihs.com/491832/record-results-from-enphase-and-the-release-of-smas-solar-microinverter-in-europe-will-help-fuel-over-2-gw-of-solar-microinverter-shipments-in-2017>
- [2] MERTENS, Konrad: „*Photovoltaik – Lehrbuch zu Grundlagen, Technologie und Praxis*“. Carl Hanser Verlag, 2. Auflage, 2013, ISBN: 978-3-446-43410-3.
- [3] ROGALLA, Sönke; BURGER, Bruno: „*Module Integrated Electronics*“. Seminar “Power Electronics for Photovoltaics”, OTTI e.V., München, 2010
- [4] SCHMIDT, Heribert; JANTSCH Martin: „*Verfahren und Vorrichtung zum Ladungsaustausch zwischen einer Vielzahl in Reihe geschalteten Energiespeichern oder –wandlern*“. Europäische Patentschrift, EP 0 767 983 B1, Veröffentlichung 01.09.1999.
- [5] SIEDLE, Christoph: „*Vergleichende Untersuchung von Ladungsausgleichseinrichtungen zur Verbesserung des Langzeitverhaltens vielzelliger Batteriebanken*“. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1997.
- [6] MEYER, Tim: „*DC/DC-Wandler mit kleiner Eingangsspannung für photovoltaische, elektrochemische und thermoelektrische Zellen*“. Dissertation, ISBN 3-18-328821-4, 2000.
- [7] KRANZER, Dirk; WILHELM, Christian: „*Trafoloser einphasiger Modulwechselrichter mit SiC-Transistoren*“. 28. Symposium Photovoltaische Solarenergie (SOL), Bad Staffelstein, 2013.
- [8] OGURA, K.; NISHIDA, T.; HIRAKI, E.; NAKAOKA, M.; NAGAI, S., "Time-sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sinewave inverter for solar photovoltaic power generation system". Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [9] RIATSCH, Jon: „*Modulintegriertes Umrichtersystem für die Netzanbindung einer einzelnen grossflächigen Niederspannungs-Solarzelle*“. Dissertation, ETH, Zürich, 2001.