

DIPLOMARBEIT

Entwurf eines akkumulatorbetriebenen hocheffizienten DC-DC Konverters mit frei- wählbarer Ausgangskennlinie

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur (Dipl.-Ing.)

im Rahmen des Studiums

Elektrotechnik / Energietechnik

eingereicht von

Franz Peter Musil B. Sc.

Matr.-Nr. 0525697

Egon Schiele Straße 11

A-4600 Wels

an der

Fakultät für Elektrotechnik der Technischen Universität Wien

Betreuung

Ao. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl

Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe E370

Wien am 22. September 2011

Danksagung

In erster Linie gilt mein Dank ao. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Johann Ertl für die Betreuung meiner Diplomarbeit und seine Begeisterung für dieses Thema von der ersten Minute an. Mein besonderer Dank gilt ihm dabei für die nicht selbstverständliche Möglichkeit diese Arbeit in Kooperation mit einem Unternehmen durchzuführen.

Darüber hinaus danke ich der Firma Fronius International GmbH da sie die Rahmenbedingungen für diese Arbeit geschaffen hat und mir die notwendigen Ressourcen zur Verfügung gestellt hat. Mein besonderer Dank gilt Herrn Andreas Starzengruber, der mir stets mit Rat und Tat zur Seite stand und mit seiner konstruktiven Kritik wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beitrug. Weiters danke ich Dipl.-Ing. Dr.techn. Günter Ritzberger für die anregenden Gespräche und die Unterstützung während meiner langjährigen Tätigkeiten bei Fronius.

Meine aufrichtige Dankbarkeit gilt meinem Teamleiter und Freund Ing. Alfred Hiesmayr. Er hat meine Begeisterung für die Leistungselektronik geweckt und begleitet mich seit den Anfängen meines Studiums. Er ist nicht nur ein Vorbild als Entwickler sondern auch als Mensch.

Im speziellen bedanke ich mich bei meiner Partnerin Doris für ihr Verständnis, dass sie mir und meinem zeitaufwändigen Studium entgegenbrachte. Sie hat mich stets unterstützt und mir den Rücken freigehalten, damit ich mich auf mein Studium und meine Diplomarbeit konzentrieren konnte.

Zum Schluss gilt der größte Dank meinen Eltern, die mir durch ihre Unterstützung in jeglicher Hinsicht erst alles ermöglichten. Ohne ihre Förderung wäre das Studium der Elektrotechnik nicht möglich gewesen.

Kurzfassung

Ob in der Unterhaltungselektronik oder in der Werkzeugindustrie in allen Bereichen des täglichen Lebens wünschen sich die Menschen zusehends ohne Netzanschluss arbeiten zu können. Die rasanten Entwicklungen auf dem Gebiet der Akkutechnik bieten neue Lösungsmöglichkeiten im Bereich der Leistungselektronik um diese für den mobilen Einsatz zu verwenden. Den steigenden Anforderungen an die Mobilität wird durch den Entwurf eines akkumulatorbetriebenen DC-DC Konverters Rechnung getragen. Um den Konverter an veränderbare Anforderungen anpassen zu können, kann die Ausgangskennlinie des Konverters frei definiert werden.

Zunächst wird ein für den Aufbau geeigneter Akkumulator ausgewählt und die dahinter stehende Technik näher erörtert. Anschließend werden mögliche in Frage kommende Konvertertopologien mittels Simulation auf deren Einsetzbarkeit überprüft. Zugunsten der Robustheit und des Laständerungsverhaltens fällt die Wahl auf einen zweistufigen Buck-Boost-Konverter mit Hilfsschalter.

Die ausgewählte Konvertertopologie arbeitet mit hart geschalteten Transistoren. Im Hinblick darauf, die Kapazität des Akkus bestmöglich zu nutzen, wird eine Schaltentlastung des Buck-Konverters realisiert. Dazu werden nach Literaturrecherche die vielversprechendsten Schaltentlastungen in der Simulation überprüft. Wenn die Simulation den Erwartungen entspricht, wird die Schaltentlastung am Aufbau realisiert. Anhand der anschließend durchgeführten Messungen werden Aussagen über den Nutzen der einzelnen Entlastungsschaltungen gemacht.

Die Entlastung mit einem Active Snubber wird schließlich ausgewählt da sie den größten Effizienzgewinn darstellt. Der Erzielung eines möglichst hohen Wirkungsgrades wird somit in dieser Arbeit besondere Bedeutung beigemessen.

Abstract

Mobile working is part of the daily life and people increasingly want to be able to work without an electric supply. Not only laptops and mobile phones but also accumulator driven power tools allow it to get work done more efficiently. The rapid developments in the sector of battery technology offering new possibilities in the field of power electronics in order to use it portable. The increasing demands in mobility are taken into account by designing a battery powered DC-DC converter. In order to adapt the converter to variable requirements, the output characteristic is arbitrary.

First, an appropriate accumulator is selected and the underlying technology is discussed in more detail. Subsequently, useable converter topologies are checked for their applicability by using a simulation. In favor of the robustness and the load change behavior, a two-stage buck-boost converter with auxiliary switch is chosen.

The selected converter topology uses hard-switching transistors. To make the best possible use of the battery capacity, a discharge circuit for the buck converter is realized. For this purpose, after literature research, the most promising soft switching networks are verified in simulation. If the simulation is as expected, the discharge circuit is realized on the system. Based on the measurements, statements about the benefits of each discharge circuit are carried out. Discharge with an active snubber is finally chosen because it allows the greatest gain in efficiency. Thus a special importance in this work is to achieve the highest possible efficiency.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Gliederung der Arbeit	2
2	Aufgabenstellung	3
2.1	Akkumulator	3
2.2	DC-DC Konverter	3
3	Akkumulator	4
3.1	Auswahl der Akkutechnologie	4
3.2	Aufbau des Akkumulators	6
3.3	Akkumanagement	7
4	Konverterauswahl	9
4.1	Einleitung	9
4.2	Kaskadierter Bi-Direktionaler Buck-Boost-Konverter	9
4.2.1	Funktionsweise	9
4.2.2	Regelung	12
4.2.3	Simulation	14
4.2.4	Zusammenfassung	20
4.3	Zweistufiger Buck-Boost-Konverter mit Hilfsschalter	21
4.3.1	Funktionsweise	21
4.3.2	Regelung	24
4.3.3	Simulation	24
4.3.4	Zusammenfassung	29
4.4	Schlussbetrachtung	30
5	Messdurchführung und Bauteilnachbildung	31
5.1	Messung des Schaltverhaltens	31
5.2	Nachbildung von Diodenschaltverhalten	32
5.2.1	Einleitung	32
5.2.2	Messung	33
5.2.3	Simulation	35

Inhaltsverzeichnis

6	Schaltentlastung	38
6.1	Einleitung	38
6.1.1	Schaltverluste	38
6.1.2	Parasitäre Oszillationen	40
6.1.3	Ausgangszustand	42
6.1.4	Anforderungen an die Schaltentlastung	45
6.2	Buck-Konverter mit Entlastungsbeschaltung	47
6.2.1	Funktionsweise	47
6.2.2	Simulation	50
6.2.3	Zusammenfassung	51
6.3	Zero-Voltage-Transition Buck-Konverter	51
6.3.1	Funktionsweise	51
6.3.2	Simulation	54
6.3.3	Messung	56
6.3.4	Zusammenfassung	59
6.4	Buck-Konverter mit Active Snubber	59
6.4.1	Funktionsweise	59
6.4.2	Simulation	62
6.4.3	Messung	65
6.4.4	Zusammenfassung	68
6.5	Schlussbetrachtung	68
7	Zusammenfassung und Ausblick	70
	Literaturverzeichnis	72
	Abkürzungsverzeichnis	75
	Abbildungsverzeichnis	78
	Tabellenverzeichnis	79
A	PSIM-Schaltbild des kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverters	80
B	C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter	81
C	PSIM-Schaltbild des zweist. Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter	88

Kapitel 1

Einleitung

Die Diplomarbeit behandelt den *Entwurf eines akkumulatorbetriebenen hocheffizienten DC-DC Konverters mit frei wählbarer Ausgangskennlinie*. Dieses Thema umfasst dabei sowohl die Auswahl eines Akkumulators wie auch die Festlegung der Topologie des Gleichspannungswandlers. Im Hinblick auf die Effizienz und um die Kapazität des Akkus bestmöglich zu nutzen, ist die Erzielung eines möglichst hohen Wirkungsgrades von besonderer Bedeutung.

Das Hauptaugenmerk dieser Diplomarbeit liegt primär im leistungselektronischen Bereich, die Akkumulortechnologie wird überblicksmäßig abgehandelt.

1.1 Motivation

Die Firma Fronius International GmbH ist Technologieführer in den Sparten Batterieladesysteme, Schweißtechnik und Solarelektronik. Damit dieser technische Vorsprung weiter ausgebaut wird, setzt Fronius auf eine schlagkräftige Forschungs- und Entwicklungsabteilung welche in intensiver Kooperation mit Hochschulen, sowohl auf nationaler wie auch auf internationaler Ebene, steht. Um diese Vorreiterposition am Markt weiter zu behaupten und um sich von den Mitbewerbern abzuheben, werden ständig neue innovative Produkte präsentiert.

Angetrieben durch den Automobilssektor und das Thema der Elektromobilität ergeben sich auf dem Gebiet der Akkutechnik rasante Entwicklungen. Dabei wird neben einem größeren Energieinhalt, welcher verantwortlich ist für die Dauer der Nutzung, auch eine gesteigerte Leistung erzielt. Mit steigender Verbreitung der neuen Akkutechnologien sinken auch deren Kosten. Die so entstehenden Innovationen wiederum bieten neue Lösungsmöglichkeiten im Bereich der Leistungselektronik um diese für den mobilen Einsatz zu verwenden.

So wie im Bereich der Unterhaltungsindustrie und der Werkzeugindustrie die Mobilität ständig an Bedeutung gewinnt, wird diese auch in für Fronius wichtigen Sparten zusehends bedeutsamer. Der Vorteil dabei ist, dass Arbeiten, vor allem an schwer zugänglichen Orten oder dort wo keine Stromversorgung zur Verfügung steht, bequemer aber auch effizienter erledigt werden können.

Kapitel 1 Einleitung

Um den steigenden Anforderungen an die Mobilität gerecht zu werden, ergibt sich das Thema dieser Diplomarbeit, nämlich der Entwurf einer akkubetriebenen Stromquelle zur Speisung technologischer Prozesse.

Dieses Thema ist in Hinblick auf die gestellten Anforderungen derart neu, dass noch kein Stand der Technik präsentiert werden kann. Deshalb entfällt dieses für Diplomarbeiten übliche Kapitel in der hier präsentierten Ausarbeitung.

Natürlich wird bei bereits durch Publikationen erörterten Themen, wie der Auswahl des Konverters oder der Entwicklung der Schaltentlastung auf entsprechende Literatur verwiesen.

1.2 Gliederung der Arbeit

Diese Arbeit ist abgesehen von der Einleitung in sechs weitere Kapitel unterteilt. Zunächst wird im nachfolgenden Kapitel auf die Aufgabenstellung näher eingegangen. Diese beschreibt die Rahmenbedingungen unter welchen diese Diplomarbeit ausgearbeitet wird.

Danach folgt die Beschreibung der Akkumulatortechnologie welche zum Betrieb des DC-DC Konverters verwendet wird.

Auf die Eigenschaften des Akkus Rücksicht nehmend, erfolgt dann die Auswahl einer geeigneten Konvertertopologie. Mithilfe von durchgeführten Simulationen wird sich dabei zeigen, welcher Konverter zum Einsatz als Stromquelle am besten geeignet ist.

Im fünften Kapitel wird auf die Messdurchführungen eingegangen und welche parasitären Effekte damit einhergehen. Wenn diese Effekte bereits in der Simulation berücksichtigt werden, so kann deren Aussagekraft erhöht werden. Dasselbe gilt für das ebenfalls in diesem Kapitel modellierte reale Schaltverhalten von Dioden.

Aufbauend auf diesen Erkenntnissen werden im darauffolgenden Kapitel mögliche einsetzbare Konzepte zum entlasteten Schalten des Buck-Konverters diskutiert. Diese Konzepte sind an einem Prototyp aufgebaut worden und die Vergleichsmessungen werden präsentiert.

Abgerundet wird diese Arbeit durch die Formulierung der Schlussfolgerungen und einem Ausblick für zukünftige Einsatzbereiche bzw. Aspekte.

Kapitel 2

Aufgabenstellung

Für die Behandlung des Diplomarbeitsthemas sind zu Beginn der Arbeit diverse Anforderungen gestellt worden. Diese sind in diesem Kapitel zusammengefasst.

2.1 Akkumulator

Der Akkumulator speichert die benötigte Energie und stellt die Eingangsspannungsquelle des DC-DC Konverters dar. Zunächst gilt es eine geeignete Akkumulatortechnologie auszuwählen. Dabei sind die Eigenschaften hinsichtlich notwendiger Speicherkapazität, Spitzen- und Dauerlastfähigkeit sowie den Kosten gegenseitig abzuwägen. Darüber hinaus ist ein Akkumanagement notwendig welches die Schutz- und Überwachungsfunktionen des Akkus übernimmt.

2.2 DC-DC Konverter

Die Aufgabenstellung besteht darin, ein energiesparendes DC-DC-Wandler-Konzept zu entwerfen welches eine frei programmierbare Ausgangskennlinie besitzt und auf die Versorgung mit einem Akkumulator hin optimiert ist. Dabei soll bei einer Eingangsspannung von 40 V bis 60 V eine maximale Ausgangsleistung von 4000 W erreicht werden. Der Ausgangsstrom soll einstellbar auf einen Wert von bis zu 140 A sein, wobei dynamisch kurzfristig ein Ausgangsstrom von 180 A möglich sein soll. Darüber hinaus soll der Konverter mit einer Schaltfrequenz von 30 kHz bis 50 kHz betrieben werden.

Die Ausregelung des vorgegebenen Ausgangsstromes unter auftretenden Laständerungen soll mit hoher Dynamik erfolgen. Im Normalfall ist eine Ausgangsspannung von unter 40 V erforderlich und somit eine Herabsetzung der Eingangsspannung notwendig. Der einzusetzende Konverter soll aber auch in der Lage sein, die Ausgangsspannung auf ca. den doppelten Wert der Eingangsspannung anzuheben.

Im Hinblick auf eine geplante Serienproduktion ist die Zuverlässigkeit und Robustheit des ausgearbeiteten Entwurfs von oberster Priorität.

Kapitel 3

Akkumulator

Der Akkumulator ist die Eingangsspannungsquelle des Konverters und stellt die benötigte Energie zur Verfügung. Im ersten Teil dieses Kapitels wird auf die am Markt verfügbaren Akkumulatortechnologien eingegangen. Jene Technologie mit den besten Eigenschaften wird ausgewählt und näher beschrieben.

Anschließend erfolgt eine Beschreibung des Aufbaus und schließlich wird auf das Akkumanagement eingegangen welches die Schutz- und Überwachungsfunktionen des Akkus übernimmt.

3.1 Auswahl der Akkutechnologie

Die wichtigsten Auswahlkriterien für einen Akkumulator sind sein Energieinhalt und die maximal abgebbare Leistung. Einen Vergleich der verschiedenen Technologien unter diesem Aspekt ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Wie ersichtlich, weisen die Li-Ion Akkus, je nach verwendeten Materialien, sowohl die höchste spezifische Leistung als auch die höchste spezifische Energie auf. Dies spricht für den Einsatz einer Lithium-Ionen Batterie.

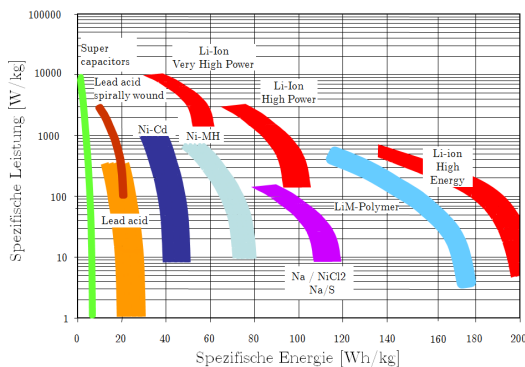


Abb. 3.1: Vergleich zwischen Leistungs- und Energiedichte auf Zellebene [25]

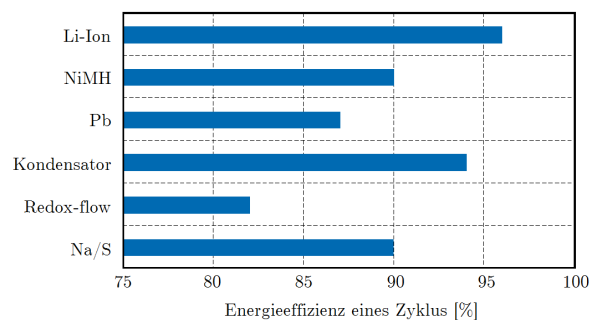


Abb. 3.2: Lade- und Entladewirkungsgrad diverser Akkutechnologien [17]

Ein weiterer Grund der für den Einsatz der Li-Ion Technologie spricht, ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Sie ist hinsichtlich des Wirkungsgrades eines Lade- und Entladevorganges am effizientesten. Zusätzlich ist zu erwähnen, dass Lithium-Ionen Batterien weder einen Memory- noch einen Lazyeffekt aufweisen.

Kapitel 3 Akkumulator

Die schlechten Energieeffizienzwerte eines Zyklus erklären sich bei der Bleibatterie aufgrund der Gasungsphase und bei NiMH als Folge des größeren Innenwiderstands.

Begründet durch die genannten Vorteile, fällt die Wahl auf die Lithium-Ionen Technologie. Der grundlegende Aufbau einer solchen Batterie ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Die negative Elektrode (Anode) besteht üblicherweise aus Graphit und die positive Elektrode (Kathode) enthält meist Lithium-Metalloxide in Schichtstruktur. [2]

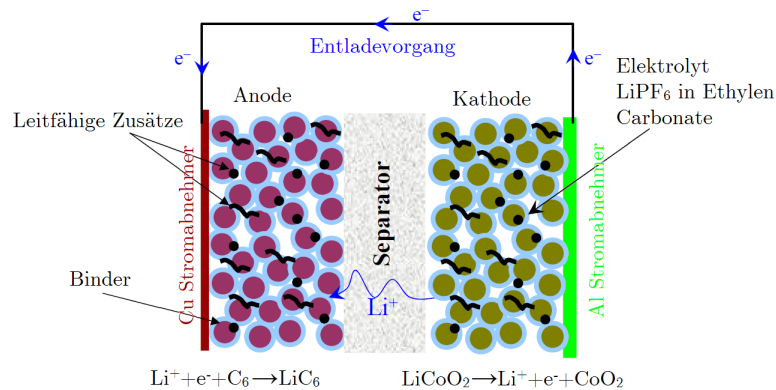


Abbildung 3.3: Schematischer Aufbau einer Lithium-Ionen Zelle [25]

In Abhängigkeit der verwendeten Materialien ergeben sich, wie in Abbildung 3.1 ersichtlich, unterschiedliche Leistungs- und Energiedichten. Tabelle 3.1 stellt die wichtigsten Eigenschaften der gängigsten Kathodenmaterialien gegenüber. Die Wahl des eingesetzten Materials fällt aufgrund der hohen Lebensdauer und Leistungsfähigkeit auf die Lithium-Eisenphosphat (LiFePO_4) Akkus.

Material (Kathode)	Mittlere Spannung [V]	Energiedichte [Wh/kg]
LiCoO_2	3,7	110-190
LiMnO_2	4,0	110-120
LiFePO_4	3,3	95-140
$\text{Li}_2\text{FePO}_4\text{F}$	3,6	70-105
$\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$	2,3	70-80

Tabelle 3.1: Eigenschaften der Kathodenmaterialien (Quelle: Leclanché)

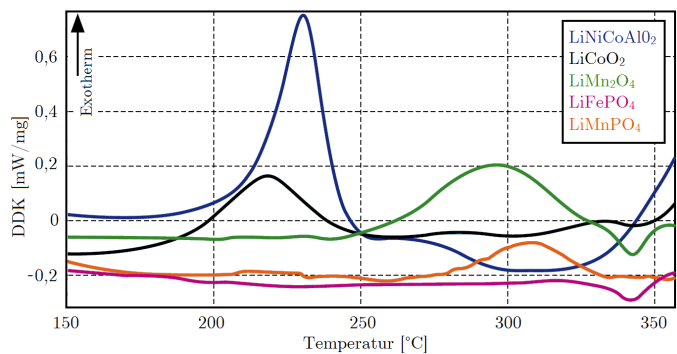
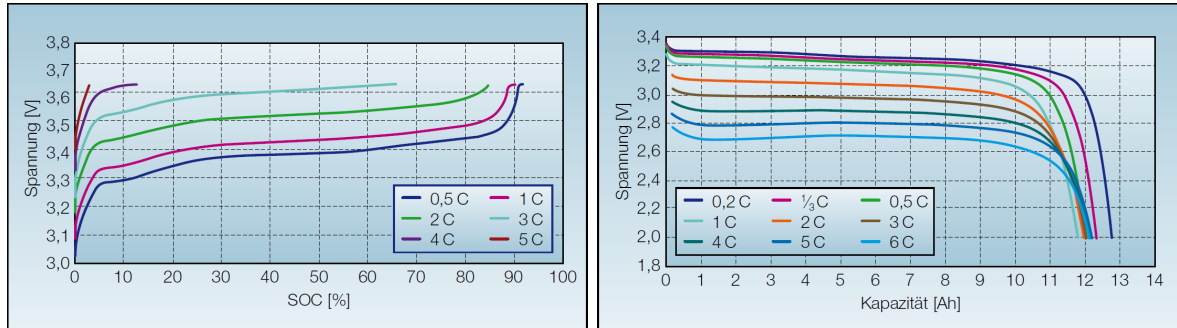


Abbildung 3.4: Dynamische Differenzkalorimetrie (DDK) einiger voll geladener Elektrodenmaterialien [30]

Die LiFePO_4 -Materialien besitzen einen zusätzlichen Vorteil und zwar weisen sie keine exotherme Reaktion im aufgeladenen Zustand auf. Dies wird bei der Betrachtung von Abbildung 3.4 ersichtlich. Diese zeigt mithilfe der dynamischen Differenzkalorimetrie, einem Verfahren zur Messung

von abgegebener und aufgenommener Wärmemenge, das Gefahrenpotenzial der verschiedenen Lithium-Ionen Technologien.



(a) Ladekurve

(b) Entladekurve

Abbildung 3.5: Lade- und Entladekurve bei unterschiedlichen Strömen für eine 11,5-Ah Lithium-Eisenphosphat Batterie [32]

Abbildung 3.5 zeigt sowohl die Lade- als auch Entladekurve eines Lithium-Eisenphosphat Akkus. Darin wird ein weiterer Vorteil der Lithium-Eisenphosphat Batterie ersichtlich, nämlich ihr einfaches Ladeverhalten. Diese werden mit einfachen IU-Kennlinien geladen wobei zunächst mit konstantem Strom geladen wird bis ein Spannungsgrenzwert (in Abbildung 3.5(a) ist dies 3,65 V) erreicht ist. Anschließend wird die Restladung bei konstanter Spannung eingebracht. Selbst Ladeströme mit 2 C erlauben ein Einbringen von 85% der gesamten Ladung. Dies bedeutet, dass eine fast vollständige Aufladung einer solchen Batterie in ca. einer halben Stunde erfolgen kann. [2]

Die Entladekurve in Abbildung 3.5(b) weist zwischen 10% und 90% (also zwischen 1,15 Ah und 10,35 Ah) der entnehmbaren Kapazität einen sehr kleinen Spannungshub auf. Dies ist gleichbedeutend mit einem kleinen Innenwiderstand der Energiequelle welcher sich in Abhängigkeit des Ladezustandes nicht stark ändert.

3.2 Aufbau des Akkumulators

Der Akkumulator besteht aus 3 parallelen Strängen mit jeweils 16 in Serie geschalteten Zellen vom Typ ANR26650M1A der Firma A123 Systems. Der Aufbau des Akku-Packs ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Laut Datenblatt [1] ergibt sich somit ein maximaler kontinuierlich abgebarer Strom von $I_{const} = 3 \cdot I_{const}^{Zelle} = 3 \cdot 70 \text{ A} = 210 \text{ A}$. Dadurch wird sichergestellt, dass selbst ein dynamischer Ausgangsstrom von 180 A, wie in der Aufgabenstellung gefordert, erreicht wird.

Die Wahl der Zellen ist deshalb auf die ANR26650M1A der Firma A123 Systems gefallen, weil diese eine höhere Leistungsdichte besitzt als vergleichbare Konkurrenzprodukte. Darüber hinaus ist bei derselben Baugröße der Innenwiderstand geringer als bei Zellen anderer Hersteller. Dies

führt zu geringeren Lade- und Entladeverlusten und in weiterer Folge zu einem verringertem Kühlbedarf des Akkus. Erreicht werden diese Vorteile durch eine Dotierung der Elektroden mit Nanophosphat.

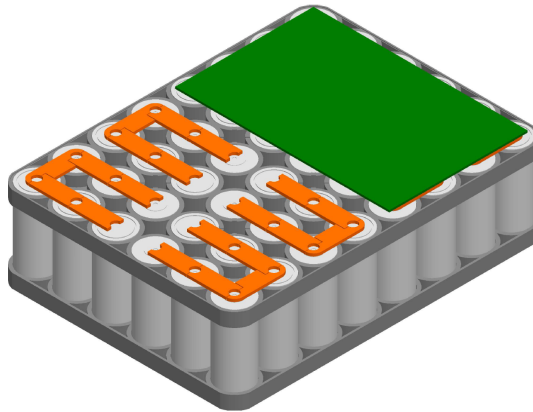


Abbildung 3.6: Aufbau des Akku-Packs [Fronius]

Die Baugröße einer Zelle ist mit einem Durchmesser von 26 mm und einer Höhe von 650 mm (daher die Bezeichnung 26650) relativ gering. Hier wäre der Einsatz von größeren Zellen denkbar, allerdings ist somit bei der Zerstörung einer Zelle auch deren Energieinhalt größer. Aus Sicherheitsüberlegungen kommt deshalb eine kleine Zelle zum Einsatz, um den entstehenden Schaden verursacht durch die frei werdende Energie bei einer Zell-Explosion klein zu halten. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass dies als Sicherheitsmaßnahme in letzter Instanz zu sehen ist. Eine Zell-Explosion muss durch das im folgenden Abschnitt beschriebene Akkumanagement so weit wie nur irgend möglich verhindert werden.

3.3 Akkumanagement

Das Akkumanagement übernimmt im Normalbetrieb die Überwachungsfunktionen und für den Fehlerfall stellt es die Schutzfunktionen zur Verfügung. In Abbildung 3.7 sind die verschiedenen Funktionen welche das Akkumanagement übernimmt dargestellt.

Zu den Funktionen der Überwachung zählen unter anderem Strom-, Spannungs- und Temperaturüberwachung, aus diesen Werten lassen sich abgeleitete Größen wie beispielsweise der Innenwiderstand berechnen. Diese wiederum erlauben Rückschlüsse auf den Lade- und Gesundheitszustand der Batterie.

Eine weitere Schlüsselfunktion ist die Kontrolle des Ladezustandes. Einerseits dient es der Information für den Benutzer und andererseits dem Schutz des Akkus vor Überladen und Tiefenentladung. Verursacht durch Lithiummetall-Ablagerungen an den Elektrodenoberflächen könnte es bei Lithium Akkus bei zu tiefem Entladen zu einem Kurzschluss und dadurch zum Entzünden des Lithiums kommen.

Bei den eingesetzten Lithium-Eisenphosphat Akkumulatoren besteht diese Gefahr allerdings nicht, da diese beim Laden und Entladen kein metallisches Lithium abscheiden und kein Sauerstoff freigesetzt wird. Dennoch kann auf eine Überwachung des Ladezustandes nicht verzichtet werden.

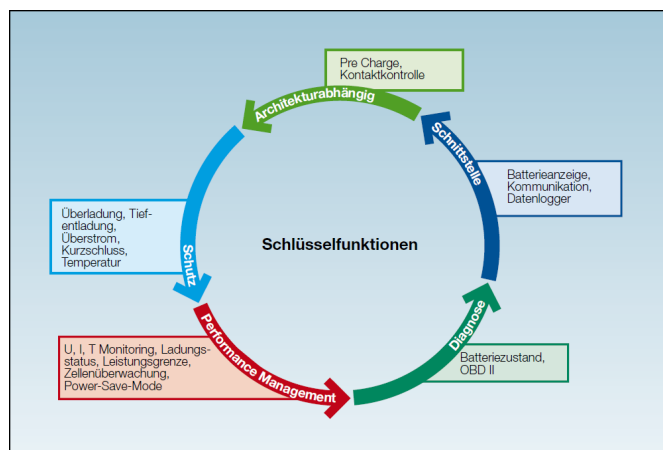


Abbildung 3.7: Funktionen des Batteriemanagementsystems [Axeon.com]

Eine wesentliche Aufgabe des Batteriemanagements ist es für den Ladungsausgleich (Battery Balancing) zu sorgen. Aufgrund der Parameterstreuung der einzelnen Zellen besitzen diese unterschiedliche Kapazitäten, welche mit zunehmender Betriebsdauer immer weiter voneinander abweichen. Die schwächste Zelle würde nun die gesamte speicherbare Kapazität der Batterie limitieren.

Eine Verteilung der Energie kann nun entweder aktiv oder passiv erfolgen. Beim passiven Balancing wird die Energie der höher aufgeladenen Zellen mithilfe von Widerständen vernichtet. Diese Energie geht damit verloren und wird in Wärme umgewandelt.

Das aktive Balancing verwendet DC-DC Konverter um die Energie der höher aufgeladenen Zelle zu jenen mit geringerem Ladezustand zu transferieren.

Für das Laden und Entladen des Akkus wird aktives Balancing eingesetzt. Die benötigte Hard- und Software dazu und für das gesamte Batteriemanagement stammt von Texas Instruments. [24]

Zum Schluss sei angemerkt, dass selbst das beste Batteriemanagementsystem eine schlechte Batterie nicht sicherer machen kann, es verhindert jedoch, dass eine qualitativ gute Batterie durch den Anwender beschädigt wird.

Kapitel 4

Konverterauswahl

4.1 Einleitung

In diesem Kapitel erfolgt nach Betrachtung zweier in Frage kommender Konvertertypen die Auswahl des einzusetzenden Konverters.

Die durchgeführten Simulationen zeigen welcher Konverter mit den angestrebten Ansteuerstrategien zum Einsatz als Stromquelle besser geeignet ist. Insbesondere wird die Strom- und Spannungsbelastung der Bauteile abgeschätzt und das Ausgangsverhalten bei Laständerungen überprüft.

4.2 Kaskadierter Bi-Direktionaler Buck-Boost-Konverter

4.2.1 Funktionsweise

Ein bekannter Buck-Boost-Konverter wie er z. B. in Hybridelektrofahrzeugen [21] eingesetzt wird ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Die parasitären Ausgangskapazitäten C_{oss} und die inverse Body-Diode der MOSFET-Transistoren $S1$ bis $S4$ sind dabei im Schaltbild enthalten. Darüber hinaus ist die für die Funktionsweise des Konverters notwendige Ausgangskapazität C_{out} und die zur Stromglättung verwendete Ausgangsinduktivität L_{out} ersichtlich.

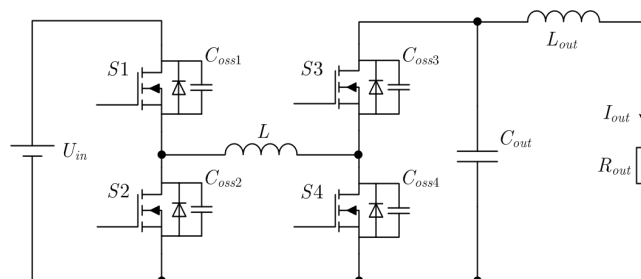


Abbildung 4.1: Schaltbild des kaskadierten bi-direktionalen Buck-Boost-Konverters

Wird der dargestellte Konverter hart schaltend betrieben so verringert sich, verursacht durch die Schaltverluste, dessen Effizienz. Der resultierende geringe Wirkungsgrad, welcher sich mit steigendem Spannungsübersetzungsverhältnis noch weiter verschlechtert, kann durch die in [28] beschriebene Ansteuerstrategie verbessert werden.

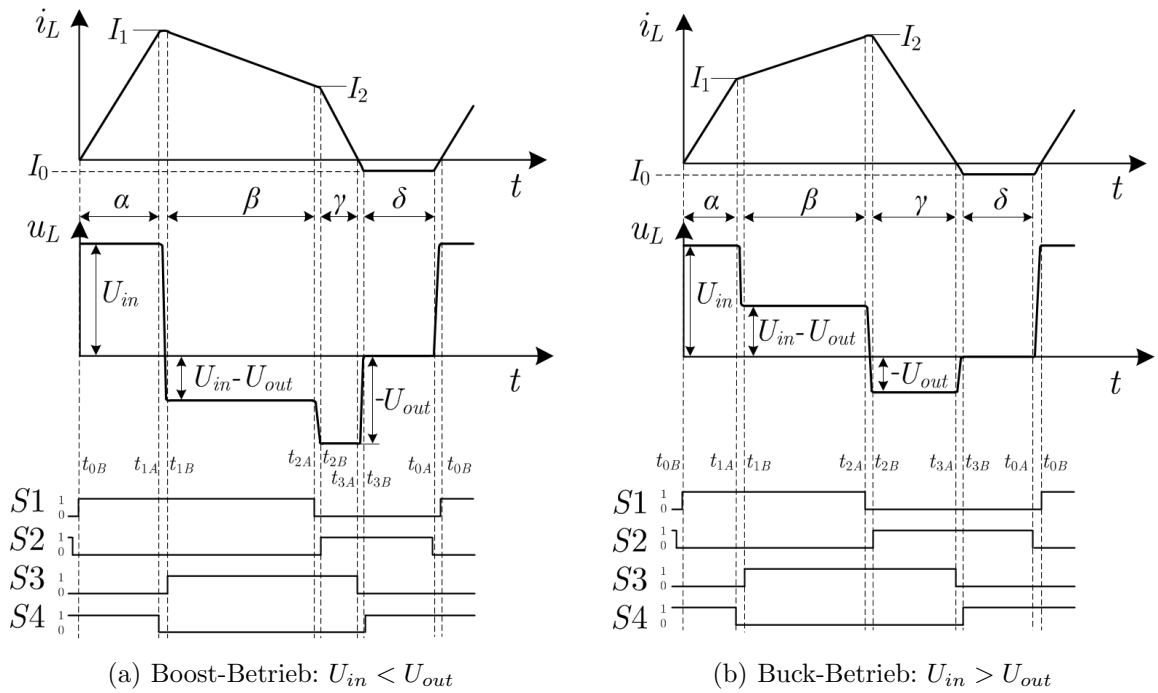


Abbildung 4.2: Zeitverläufe von i_L und u_L einschließlich der Steuersignale

Abbildung 4.2 zeigt den Stromverlauf i_L in der Induktivität L sowohl im Buck- als auch im Boost-Betrieb. Die Periodendauer T_S kann aufgrund der acht unterschiedlichen logischen MOSFET Zustände in eben so viele Schaltzustände unterteilt werden. Die gezeigte Kurvenform, insbesondere der negative Offsetstrom I_0 , ermöglicht es, dass alle vier Schalter mit ZVS und ZCS eingeschaltet werden da stets deren Body-Dioden zuerst leitend sind. Das Ausschalten erfolgt unter ZVS Bedingungen weil die Spannung an den Schaltern verursacht durch deren Ausgangskapazitäten C_{oss} erst verzögert ansteigt.

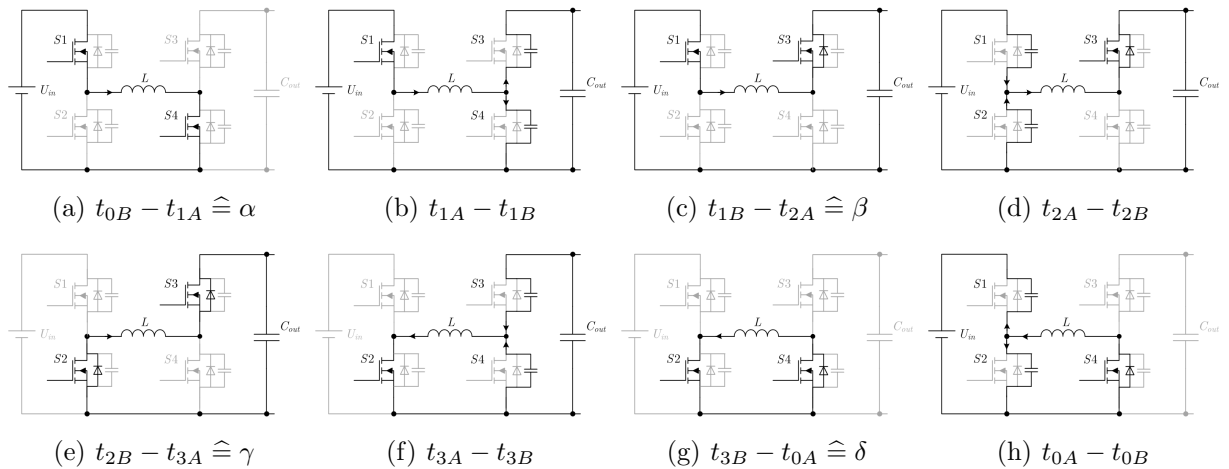


Abbildung 4.3: Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des kaskadierten bi-direktionalen Buck-Boost-Konverters

Kapitel 4 Konverterauswahl

Die acht Zustände, für welche die äquivalenten Schaltbilder in Abbildung 4.3 angegeben sind, werden in den folgenden Unterpunkten beschrieben.

- (a) $t_{0B} - t_{1A}$: Eingangs-Phase: Während dieser Phase sind $S1$ und $S4$ leitend und an L liegt die Eingangsspannung. Der Strom in der Induktivität L steigt linear an. Basierend auf der benötigten Ausgangsleistung wird die Dauer dieser Phase vom Controller vorgegeben.
- (b) $t_{1A} - t_{1B}$: ZVS/ZCS für $S3$: Zum Zeitpunkt t_{1A} wird der MOSFET $S4$ spannungslos abgeschaltet. Daraufhin werden die Ausgangskapazitäten mit dem Drosselstrom i_L umgeladen, es wird also C_{oss4} aufgeladen und C_{oss3} wird entladen. Der Energiefluss findet dabei von L hin zu den Ausgangskapazitäten statt. Sobald u_L den Wert $U_{in} - U_{out}$ erreicht hat, wird die Body-Diode an $S3$ leitend und dieser kann unter ZVS und ZCS Bedingungen eingeschaltet werden.
- (c) $t_{1B} - t_{2A}$: Eingangs-Ausgangs-Phase: Je nach dem ob die Ausgangsspannung größer oder kleiner als die Eingangsspannung ist, wird der Drosselstrom i_L linear abnehmen oder weiter zunehmen. Die Zeitdauer bis der Schalter $S1$ mit ZVS abschaltet (t_{2A}) wird vom Controller vorgegeben.
- (d) $t_{2A} - t_{2B}$: ZVS/ZCS für $S2$: In dieser Phase findet ein Energiefluss von den Ausgangskapazitäten C_{oss1} und C_{oss2} hin zu der Induktivität statt. C_{oss1} wird aufgeladen und C_{oss2} wird entladen wodurch $S2$ spannungs- und stromlos einschaltet wenn $u_L = -U_{out}$ gilt.
- (e) $t_{2B} - t_{3A}$: Freilauf-Phase: Während dieser Phase wird die in L gespeicherte Energie dem Ausgang zugeführt wodurch der Drosselstrom abnimmt. Die Dauer ist wieder von der benötigten Ausgangsleistung abhängig.
- (f) $t_{3A} - t_{3B}$: ZVS/ZCS für $S4$: Analog zu der in Punkt (d) beschriebenen Phase wird Energie von den Drain-Source Kapazitäten C_{oss3} und C_{oss4} zur Induktivität L transformiert. Allerdings hat sich für diesen Fall die Stromrichtung umgekehrt und es wird C_{oss3} aufgeladen und zeitgleich C_{oss4} entladen. Wenn an L die Spannung u_L auf null Volt gesunken ist, wird $S4$ mit ZVS und ZCS eingeschaltet.
- (g) $t_{3B} - t_{0A}$: Kurzschluss-Phase: Während dieser Phase wird weder vom Eingang Energie bezogen noch wird dem Ausgang Energie geliefert. Diese Phase dient dazu um die Schaltfrequenz f_S des Konverters, bei unterschiedlichen Ausgangslasten, konstant zu halten. Der Strom in der Spule L während dieser Phase soll einen Wert von

$$I_0 \geq \max(U_{in}, U_{out}) \cdot \sqrt{\frac{C_{oss}}{L}} \quad (4.1)$$

erreichen um in der nächsten Phase das Umladen der Drain-Source Kapazitäten garantieren zu können. Für C_{oss} ist dabei der Kapazitätswert der umzuladenden Halbbrücke einzusetzen womit gilt $C_{oss} = C_{oss1} + C_{oss2}$.

- (h) $t_{0A} - t_{0B}$: ZVS/ZCS für $S1$: Die benötigte Energie zum Aufladen von C_{oss2} und entladen von C_{oss1} wird von L zur Verfügung gestellt. Wenn u_L den Wert der Eingangsspannung erreicht hat, wird $S1$ angesteuert und der Ausgangszustand ist erreicht.

4.2.2 Regelung

Wenngleich die in [28] präsentierte Regelung der Ausgangsleistung, basierend auf einer drei dimensionalen Nachschlagetabelle, in Hinblick auf eine Serienproduktion wenig praktikabel erscheint (die Serienstreuung der Bauteile würde zu unterschiedlichem Ausgangsverhalten führen), wird basierend auf der präsentierten Ansteuerstrategie eine Regelung mittels PID-Regler realisiert. Darüber hinaus handelt es sich in [28] um eine Regelung der Ausgangsspannung und nicht wie in dieser Arbeit angestrebt um eine Ausgangsstromregelung.

Für die Berechnungen in diesem Abschnitt wird vereinfacht angenommen, dass $I_0 = 0$ A ist und die Umladezeiten der parasitären Ausgangskapazitäten unendlich klein sind und somit gilt

$$t_0 = t_{0A} = t_{0B} \text{ , } t_1 = t_{1A} = t_{1B} \text{ , } t_2 = t_{2A} = t_{2B} \text{ und } t_3 = t_{3A} = t_{3B}. \quad (4.2)$$

Die Ausgangsspannung U_{out} kann mithilfe des Spannungsübersetzungsverhältnisses des Konverters D aus der Eingangsspannung berechnet werden.

$$U_{out} = D \cdot U_{in} \quad (4.3)$$

Die Beziehung zwischen Strom und Spannung an der Induktivität L wird über folgende Gleichung hergestellt.

$$u_L(t) = L \cdot \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (4.4)$$

Diese wird nun auf die Zeitabschnitte eines Zyklus angewendet wobei T_{01} die Dauer der Eingangs-Phase, T_{12} die Dauer der Eingangs-Ausgangs-Phase und T_{23} die Dauer der Freilauf-Phase ist. Nach Umformung ergeben sich die Stromwerte I_1 zum Zeitpunkt t_1 und I_2 zum Zeitpunkt t_2 wie in Abbildung 4.2 dargestellt.

$$T_{01} = t_1 - t_0 = L \cdot \frac{I_0 + I_1}{U_{in}} \cong L \cdot \frac{I_1}{U_{in}} \implies I_1 = \frac{U_{in}}{L} \cdot T_{01} \quad (4.5)$$

$$T_{12} = t_2 - t_1 = L \cdot \frac{I_2 - I_1}{U_{in} - U_{out}} \implies I_2 = I_1 + \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot T_{12} \quad (4.6)$$

$$T_{23} = t_3 - t_2 = L \cdot \frac{I_0 + I_2}{U_{out}} \cong L \cdot \frac{I_2}{U_{out}} \implies I_2 = \frac{U_{out}}{L} \cdot T_{23} = \frac{D \cdot U_{in}}{L} \cdot T_{23} \quad (4.7)$$

Für die Regelung des Ausgangsstromes werden die bezogenen Größen der Zeitdauern verwendet wobei deren Berechnung mittels nachfolgender Gleichung erfolgt.

$$\alpha = \frac{T_{01}}{T_S}, \beta = \frac{T_{12}}{T_S}, \gamma = \frac{T_{23}}{T_S}, \delta = \frac{T_{30}}{T_S} \quad (4.8)$$

Kapitel 4 Konverterauswahl

Das Gleichsetzen von Gleichung (4.6) und (4.7) mit anschließender Substitution von I_1 mittels (4.5) liefert die angegebene Beziehung zwischen den drei Zeitauern T_{01} , T_{12} und T_{23} .

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \frac{D \cdot U_{in}}{L} \cdot T_{23} = I_1 + \frac{U_{in} - U_{out}}{L} \cdot T_{12} \\
 \frac{D \cdot U_{in}}{L} \cdot T_{23} &= \frac{U_{in}}{L} \cdot T_{01} + \frac{U_{in} - D \cdot U_{in}}{L} \cdot T_{12} \\
 D \cdot T_{23} &= T_{01} + (1 - D) \cdot T_{12}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Die Zeitdauer der Kurzschluss Phase wird vorerst mit Null angenommen da in dieser Zeit ohnehin keine Leistung übertragen wird. Somit setzt sich die Periodendauer T_S aus der Summe der Zeiten von T_{01} , T_{12} und T_{23} zusammen.

$$T_S = T_{01} + T_{12} + T_{23} \tag{4.10}$$

Die Umformung dieser Gleichung auf T_{23} und Gleichsetzung mit (4.9) liefert folgende Beziehung zwischen T_{01} und T_{12} .

$$\begin{aligned}
 T_{23} &= T_S - T_{01} - T_{12} = \frac{T_{01} + (1 - D) \cdot T_{12}}{D} \\
 0 &= T_{01} + (1 - D) \cdot T_{12} - D \cdot (T_S - T_{01} - T_{12}) \\
 0 &= T_{01} + T_{12} - DT_{12} - DT_S + DT_{01} + DT_{12} \\
 0 &= T_{12} - DT_S + (1 + D) \cdot T_{01} \\
 T_{12} &= DT_S - (1 + D) \cdot T_{01}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Wenn die Verluste vernachlässigt werden, so ist die Eingangsleistung gleich der Ausgangsleistung. Die Integralgrenzen für die Berechnung der Eingangsleistung sind mit t_0 und t_2 festgesetzt da nur während der ersten beiden Phasen Leistung vom Eingang bezogen wird. Einsetzen von I_1 aus (4.5), I_2 aus (4.6) und T_{12} aus (4.11) liefert schließlich mit Verwendung der bezogenen Größen aus (4.8) die letzte Zeile als Ergebnis.

$$\begin{aligned}
 P_{out} = P_{in} &= \frac{1}{T_S} \cdot U_{in} \int_{t_0}^{t_2} i_L(t) dt \\
 &= \frac{U_{in}}{T_S} \cdot \left[\frac{I_1 \cdot T_{01}}{2} + \left(I_2 + \frac{I_1 - I_2}{2} \right) \cdot T_{12} \right] \\
 &= \frac{U_{in}}{T_S} \cdot \left[\frac{U_{in} \cdot T_{01}^2}{2 \cdot L} + \frac{(I_1 + I_2) \cdot T_{12}}{2} \right] \\
 &= \frac{U_{in}^2}{2 \cdot L \cdot T_S} \cdot [T_{01}^2 + (T_{01} + T_{01} + (1 - D) \cdot T_{12}) \cdot T_{12}] = \dots \\
 &= \frac{U_{in}^2 \cdot T_S \cdot D}{2 \cdot L} \cdot [(D - D^2) + \alpha 2D^2 - \alpha^2(1 + D + D^2)]
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Darin ist nur α als Unbekannte enthalten und wird daraus berechnet wobei $D = \frac{I_{soll} \cdot R_{Last}}{U_{in}}$ und $P_{out} = I_{soll}^2 \cdot R_{out}$ gilt.

$$\alpha = \frac{\pm \sqrt{D - (D^2 + D + 1) \frac{2 \cdot L \cdot P_{out}}{U_{in}^2 \cdot D \cdot T_S} + D^2}}{D^2 + D + 1} \quad (4.13)$$

Somit kann unter Kenntnis der Eingangsspannung U_{in} für jeden beliebigen Lastfall R_{out} der gewünschte Sollaustgangsstrom I_{soll} vorgegeben werden und darauf basierend die Dauer der Eingangs-Phase berechnet werden. Für α wird, falls zwei gültige Werte existieren, der kleinere Wert der beiden Berechneten verwendet, um die Verluste zu minimieren.

Darauf aufbauend lässt sich der Ausgangsstrom mithilfe eines PID-Reglers über β regeln. Die Regelparameter werden anhand der Schwingungsmethode nach Ziegler und Nichols [14] gefunden und betragen $Kp = 0,4$, $Ki = 7000$ und $Kd = 0,7e^{-5}$.

Wenn die Stellgröße durch die Regelstrecke begrenzt wird findet eine weiterlaufende Integration durch den I-Teil statt, welcher beim Rücklauf der Stellgröße eine ungewollte Verzögerung bewirkt. Darum ist eine Stellgrößenbegrenzung des I-Teils eingeführt um den Wind-Up Effekt zu verhindern. [16]

Da α und β nun ermittelt wurden, kann γ über die nachfolgende Gleichung, welche sich aus (4.10) ableitet, berechnet werden.

$$\gamma = 1 - \alpha - \beta \quad (4.14)$$

Für den Fall, dass die Ausgangsleistung unter der vorgegebenen maximalen Leistung liegt, wird eine zusätzliche PI-Stromregelung über den Parameter δ aktiv. Je weiter die Ausgangsleistung sinkt umso größer wird die Dauer der Kurzschluss-Phase. Die Regelparameter hierfür wurden mit $Kp \cdot \delta = -5,0$ und $Ki \cdot \delta = -10000,0$ gefunden. Dabei ist ein Sinken des Wirkungsgrades hinzunehmen weil in der Kurzschluss-Phase keine Leistung übertragen wird.

Eine weitere verbesserte Regelmethode für diesen Konvertertyp ist in [27] zu finden. Dabei werden, basierend auf einem Verlustmodell des Konverters, die Schaltzeiten berechnet und in einer drei dimensionalen Tabelle abgespeichert. Um den RMS-Strom der Induktivität L möglichst gering zu halten, aber gleichzeitig I_0 groß genug damit ZVS garantiert werden kann, wird der Spannungsnulldurchgang an den MOSFET-Schaltern gemessen.

4.2.3 Simulation

Die Simulation entspricht dem bereits beschriebenen Aufbau mit den Werten laut Tabelle 4.1, die Eingangsspannungsquelle besitzt dabei den Innenwiderstand R_{in} von $21 \text{ m}\Omega$. Die Zählpfeilrichtungen der simulierten Messgrößen sind Abbildung 4.4 zu entnehmen.

Sowohl die beschriebene Regelung als auch die Steuerung der Schaltfolge erfolgen dabei in PSIM mithilfe eines C-Blocks. Dieser besitzt als Eingänge die Werte der Eingangsspannung U_{in} , Ausgangsspannung U_{out} , die Drain-Source-Spannungen an $S2$ und $S4$ sowie die Sollwertvorgabe des Ausgangsstromes I_{soll} . Daraus liefert der C-Block die Steuersignale für die Schalter $S1$ bis $S4$.

Bezeichnung	Wert
f_S	50 kHz
P_{max}	4 kW
U_{in}	48 V
R_{in}	21 m Ω
L	2 μ H
L_{out}	10 μ H
C_{out}	10 μ F
C_{oss1-4}	5 nF

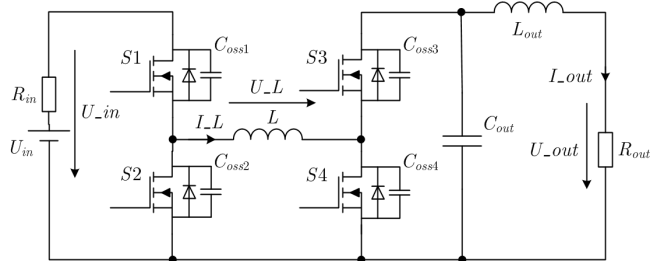


Abbildung 4.4: Zählpfeilrichtungen

Tabelle 4.1: Simulationsparameter

Die Berechnung von α , Regelung von β anschließende Berechnung von γ und abschließende Regelung des δ -Wertes sind in Software realisiert und finden überlagert statt. Diesem Ganzen untergeordnet ist eine switch-case-Anweisung welche die Abfolge der Schalterzustände steuert. Die Ansteuerung der MOSFET erfolgt dabei nach dem Prinzip wie es in Tabelle 4.2 angegeben ist. Diese enthält auch die Weiterschaltbedingungen um vom aktuellen Schaltzustand in den Nächsten zu wechseln, wobei die ZVS-Bedingungen aus Platzgründen in (4.15) angegeben sind. Um den kontinuierlichen Betrieb sicher zu stellen, ist in den ZVS Phasen von $S1$ und $S2$ der alternative Ablauf eines Timers vorgesehen.

	Eing.- Phase	ZVS $S3$	Ein.-Aus.- Phase	ZVS $S2$	Freil.- Phase	ZVS $S4$	KS- Phase	ZVS $S1$
$S1$	ON	ON	ON					
$S2$					ON	ON	ON	
$S3$			ON	ON	ON			
$S4$	ON						ON	ON
Schalt	ber. ¹	Bed.	reg. ²	Bed.	ber. ¹	Bed.	reg. ²	Bed.
Bed.	T_{01}	1	T_{12}	2	T_{23}	3	T_{30}	4

Tabelle 4.2: Schaltzustände der Zeitabschnitte

¹ber. bedeutet berechnet

²reg. bedeutet geregelt

Kapitel 4 Konverterauswahl

$$\begin{aligned}
 \text{Bed. 1:} \quad & U_L = U_{in} - U_{out} \\
 \text{Bed. 2:} \quad & U_L = -U_{out} \\
 \text{Bed. 3:} \quad & U_L = 0 \\
 \text{Bed. 4:} \quad & U_L = U_{in}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Darüber hinaus findet durch den Controller eine Leistungsbegrenzung auf den Wert P_{max} statt. Wird also ein Sollwert vorgegeben welcher zusammen mit dem Ausgangswiderstand eine höhere Leistung benötigen würde, so wird der Ausgangsstrom so weit reduziert, dass $P_{out} = P_{max} = I_{out}^2 \cdot R_{out}$ gilt.

In Abbildung 4.5 ist der maximal mögliche Lastpunkt von $P_{max} = 4 \text{ kW}$ bei $I_{soll} = 140 \text{ A}$ mit $R_{out} = \frac{P_{out}}{I_{soll}^2} = \frac{4 \text{ kW}}{(140 \text{ A})^2} = 204 \text{ m}\Omega$ dargestellt. Des weiteren sind Lastübergänge ohne Leistungsbegrenzung simuliert und zwar von den $204 \text{ m}\Omega$ auf $R_{out} = 0, 204 \Omega \parallel 1 \Omega = 169,4 \text{ m}\Omega$. Der eingestellte Sollwert von $I_{soll} = 140 \text{ A}$ wird dabei mit guter Dynamik ausgeregelt.

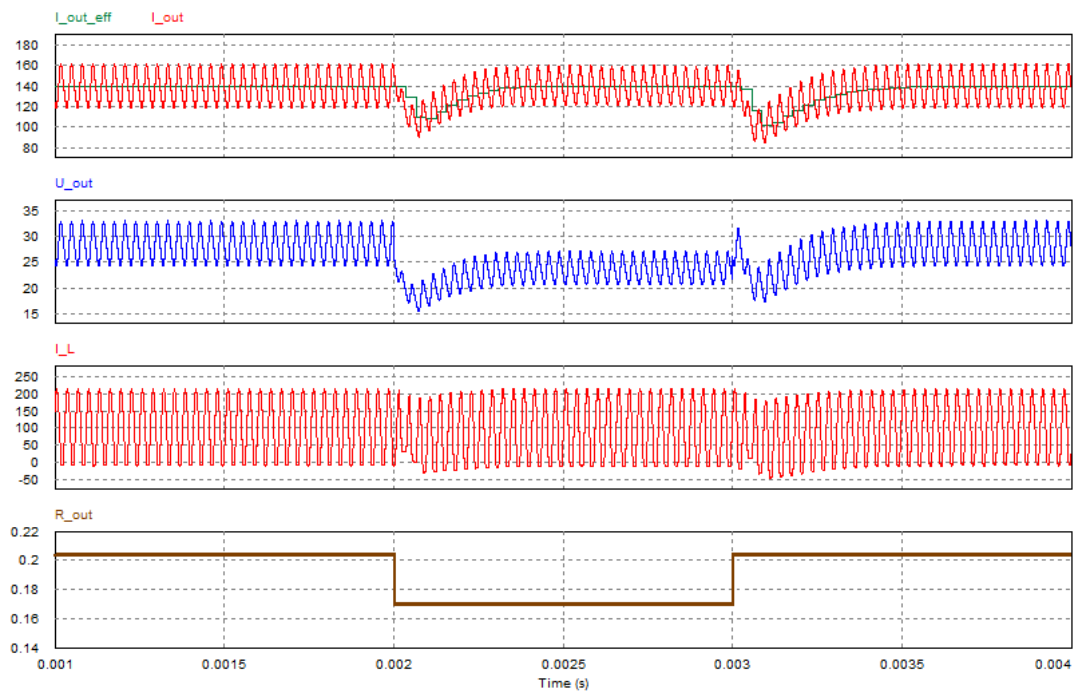


Abbildung 4.5: Laständerungen von $204 \text{ m}\Omega$ auf $169,4 \text{ m}\Omega$ und zurück bei $I_{soll} = 140 \text{ A}$

Kapitel 4 Konverterauswahl

Bei einem Lastwiderstand von $5\ \Omega \parallel 5\ \Omega \parallel 1\ \Omega \parallel 0,5\ \Omega \parallel 0,01\ \Omega = 9,6\ \text{m}\Omega$ wird der eingestellte Sollstrom von 140A ausgeregelt. Erhöht sich der Widerstand, so wird der Strom gemäß der Leistungsbegrenzung von $P_{max} = 4\ \text{kW}$ begrenzt. Für einen Widerstand von beispielsweise $5\ \Omega \parallel 5\ \Omega \parallel 1\ \Omega \parallel 0,5\ \Omega = 294\ \text{m}\Omega$ ergibt sich ein begrenzter Stromwert von $I_{out} = \sqrt{4\ \text{kW}/0,294\ \Omega} = 116,6\ \text{A}$.

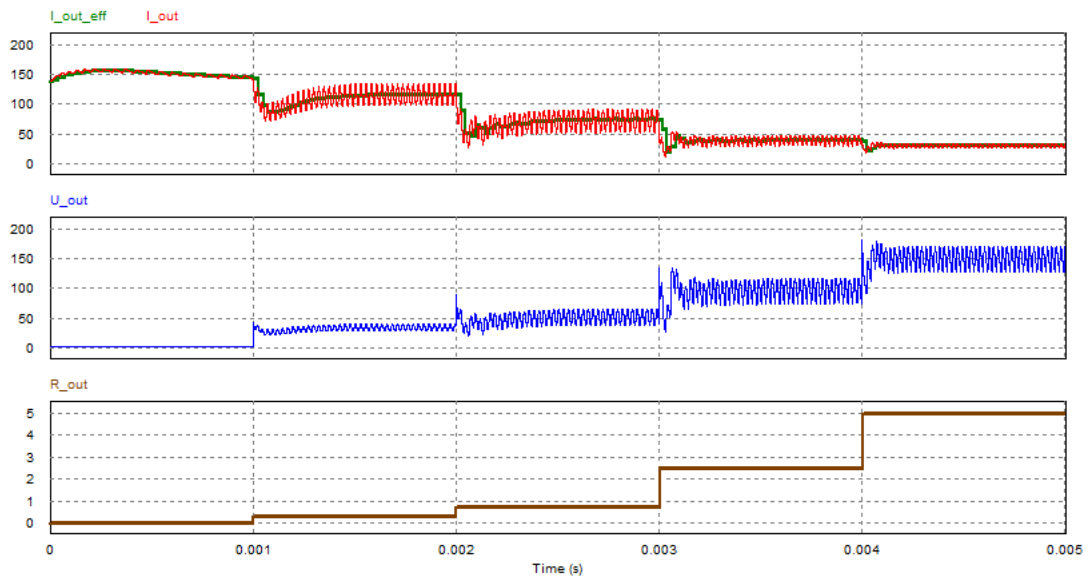


Abbildung 4.6: Laständerungen von 9,6 mΩ auf 5 Ω bei $I_{soll} = 140\ \text{A}$

Ist $R_{out} = 5\ \Omega$ so wird der Ausgangsstrom auf $I_{out} = \sqrt{4\ \text{kW}/5\ \Omega} = 28,28\ \text{A}$ begrenzt. Die Ausregelung unter geänderten Lastsprüngen ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

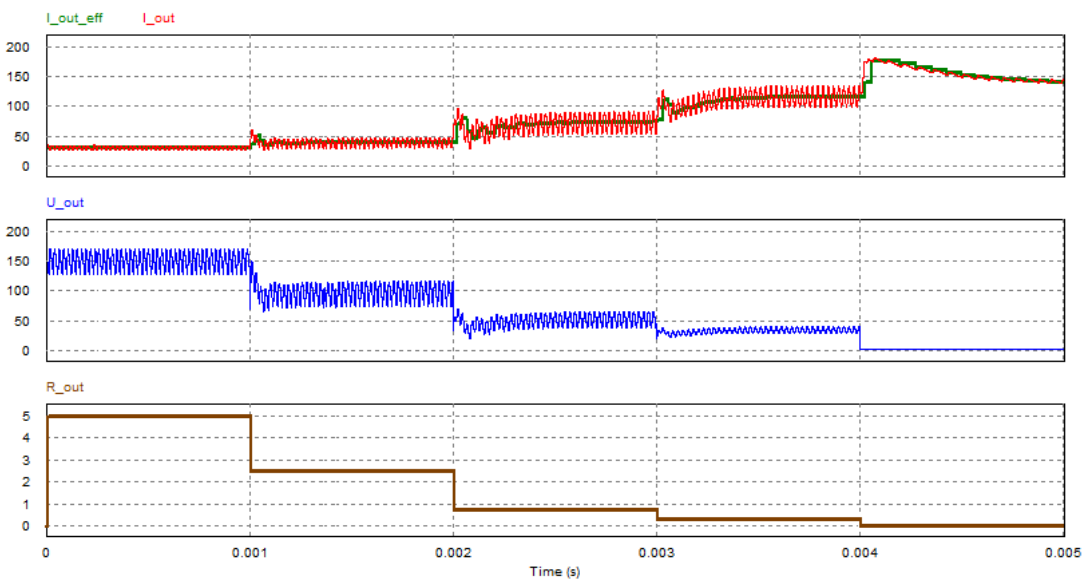


Abbildung 4.7: Laständerungen von 5 Ω auf 9,6 mΩ bei $I_{soll} = 140\ \text{A}$

Kapitel 4 Konverterauswahl

Die gleichen Laständerungen wie in den vorigen beiden Abbildungen, nur mit reduziertem Sollstrom von 50 A, sind nachfolgend dargestellt. Dabei wird ersichtlich, dass bei einem Lastwiderstand von 9,6 mΩ die Ausregelbarkeit nicht mehr gegeben ist. Grund dafür ist, dass sich hier die β -Regelung mit $\beta = 1$ in der Begrenzung befindet und mit $\alpha = 1$ ebenfalls der Minimalstwert erreicht ist. Somit nimmt nur mehr die δ -Regelung Einfluss und diese reicht nicht aus um den Ausgangsstrom unter 80 A reduzieren zu können.

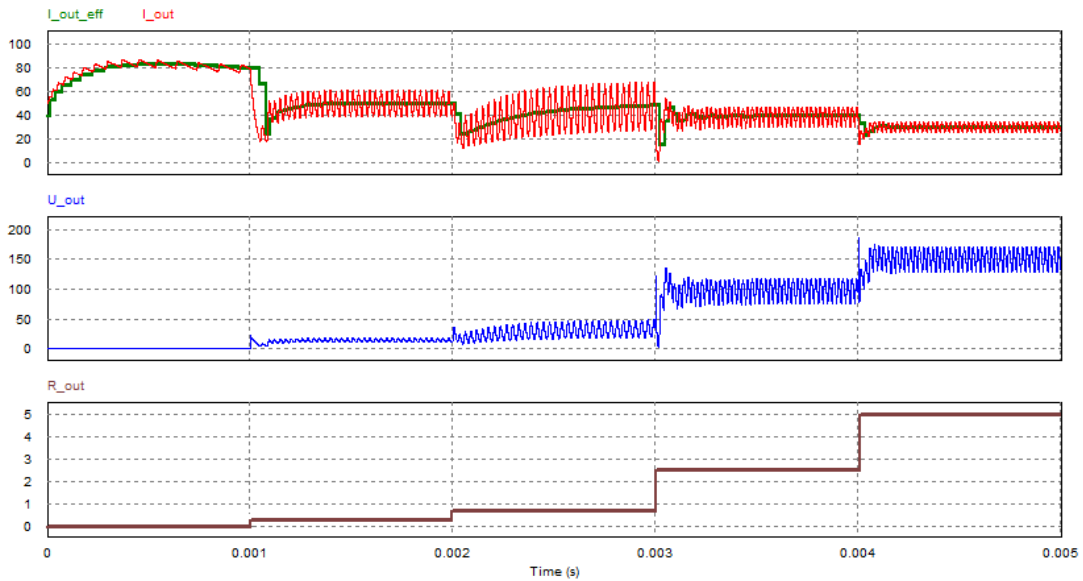


Abbildung 4.8: Laständerungen von 9,6 mΩ auf 5 Ω bei $I_{soll} = 50$ A

Die Leistungsbegrenzung setzt ab einem Widerstand von über $R_{out} = \frac{P_{max}}{I_{soll}^2} = \frac{4 \text{ kW}}{(50 \text{ A})^2} = 1,6 \Omega$ ein.

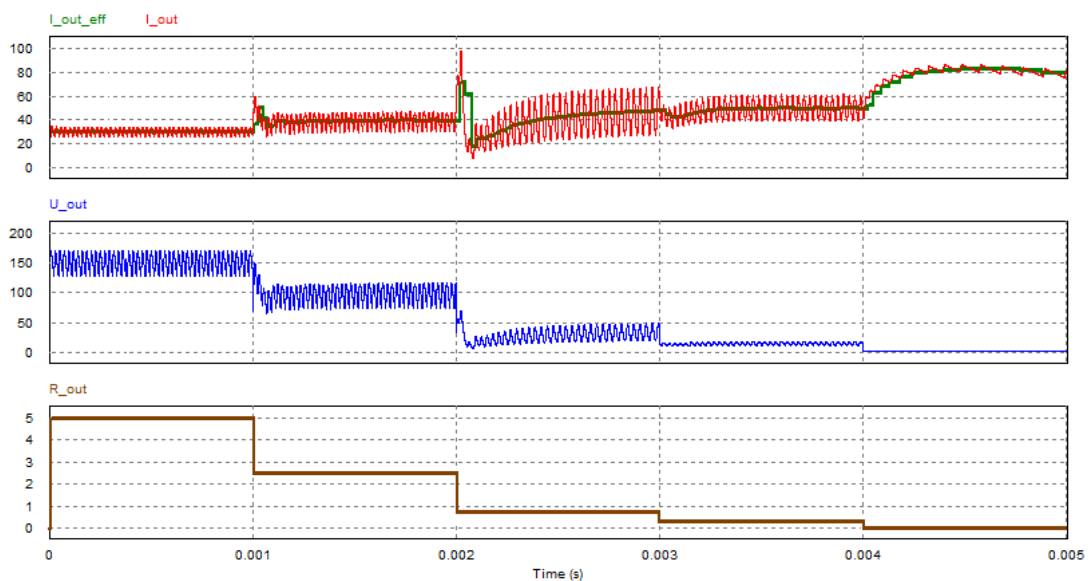


Abbildung 4.9: Laständerungen von 5 Ω auf 9,6 mΩ bei $I_{soll} = 50$ A

Kapitel 4 Konverterauswahl

In Abbildung 4.10 ist der gleiche Lastverlauf wie in Abbildung 4.7 dargestellt jedoch mit dem Stromverlauf durch die Induktivität L . Es zeigt sich, dass bei einem Lastwiderstand von $9,6\text{ m}\Omega$ der Strom nicht negativ wird und somit der Vorteil des entlasteten Schaltens verschwindet. Der negative Spitzenwert von I_L ist über den gesamten Lastverlauf nicht konstant. Dies ergibt sich durch die verwendete Regelung und führt zu geringfügig erhöhten Leitverlusten wenn der Strom größer als der, in (4.1) angegebene, minimal Erforderliche ist.

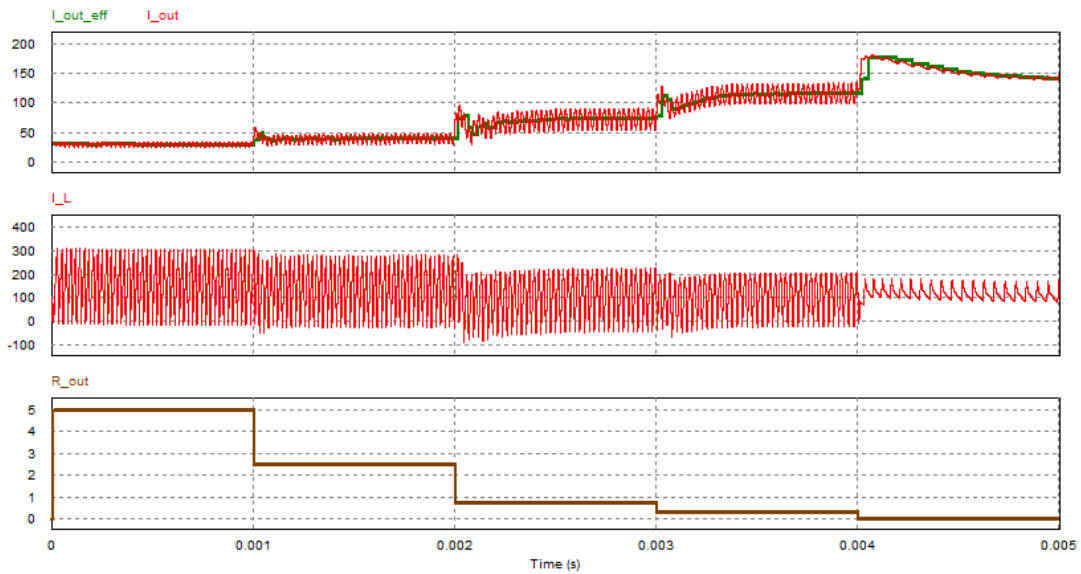


Abbildung 4.10: I_L bei Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\text{ m}\Omega$ bei $I_{soll} = 140\text{ A}$

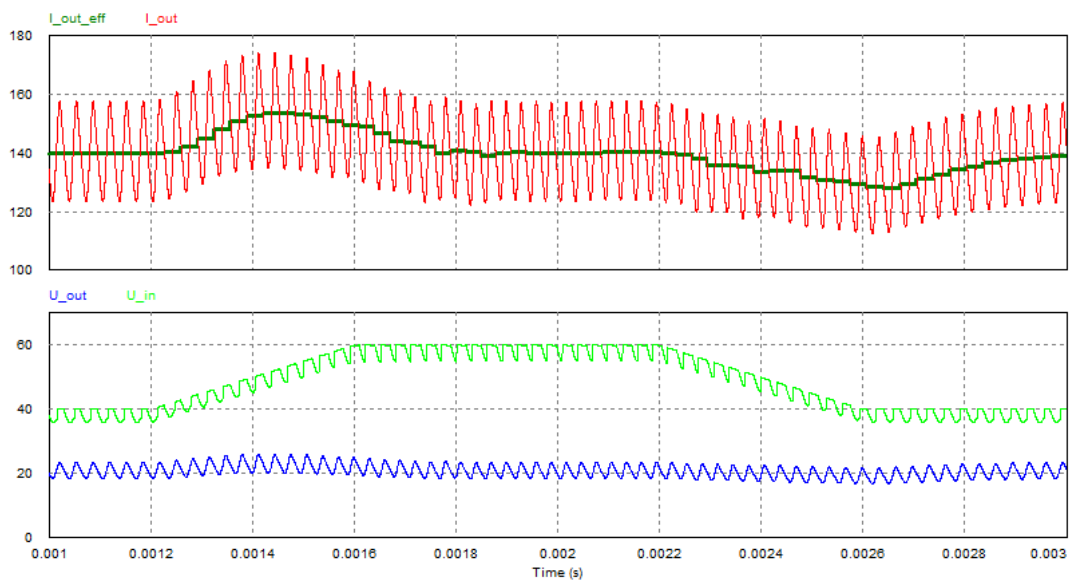


Abbildung 4.11: Änderung der Eingangsspannung von 40 V auf 60 V und zurück

Wie Abbildung 4.11 zeigt, werden Schwankungen der Eingangsspannung sehr gut ausgeregelt. Bei einem Anstieg der Eingangsspannung von 40 V auf 60 V innerhalb von $400 \mu\text{s}$, was dem gesamten geforderten Eingangsspannungsbereich entspricht, steigt der Effektivwert des Ausgangsstromes auf maximal 153 A an. Der Rippel an U_{in} erklärt sich durch den modellierten Innenwiderstand der Spannungsquelle.

4.2.4 Zusammenfassung

In Abbildung 4.12 ist die Ausgangskennlinie des Buck-Boost-Konverters dargestellt. Diese wurde anhand unterschiedlicher Lastpunkte verifiziert. Wie die Ausgangskennlinie zeigt, muss ein effektiver Minimalstrom von etwa 10 A fließen. Werden kleinere Sollströme vorgegeben, so kommt es zu einem Lücken des Ausgangsstromes welches nicht erwünscht ist.

Die Ausgangsspannung wird weder im oberen noch im unteren Bereich durch den Controller begrenzt, kann jedoch um diese Eigenschaft erweitert werden.

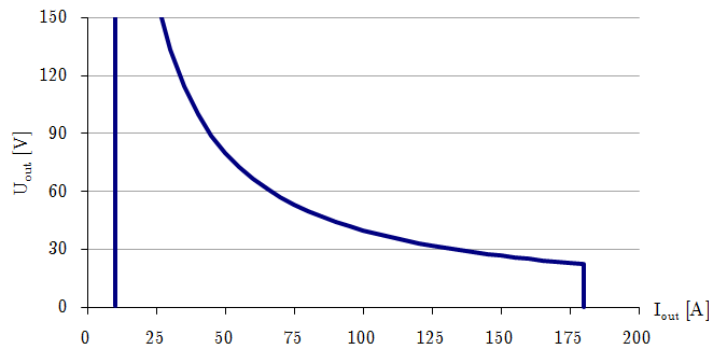


Abbildung 4.12: Ausgangskennlinie des simulierten Buck-Boost-Konverters

Wie in Abbildung 4.10 gezeigt, kann der Spitzenwert des Drosselstromes bis zu 300 A betragen. Um diesen Spitzenstrom zu verringern, kann der Konverter in mehrere Stufen unterteilt werden welche dann im interleaved Betrieb je nach benötigter Ausgangsleistung arbeiten. Dabei können abhängig von der Ausgangsleistung nicht benötigte Stufen abgeschaltet werden und somit gleichzeitig der Wirkungsgrad verbessert werden.

Durch eine Phasenverschiebung der einzelnen Stufen von $\varphi = 2\pi/N$, wobei N die Anzahl der Stufen darstellt, wird eine Verringerung des Rippls am Ausgangsstrom erreicht. Im Unterschied zu einem einphasigen Aufbau wird ein zusätzlicher Ausgangsfilter benötigt welcher sowohl einen einphasigen als auch mehrphasigen Betrieb ermöglicht. Der Controller muss die Zeitdauern der Intervalle vorgeben und diese müssen für alle Stufen gleich sein da es ansonsten zu Leistungsverchiebungen zwischen den einzelnen Phasen kommen kann.

Ein Konzept für den Interleaved Betrieb dieses Konverters kann in [26] nachgelesen werden.

Bei der Literaturrecherche konnte keine Quelle gefunden werden, in welcher eine Stromregelung dieser Topologie behandelt wird. Als spannungsgeregelter DC-DC Buck-Boost wurde diese

Topologie bereits bis zu einer Leistung von 12 kW (bei 150 V bis 450 V Eingangs- und Ausgangsspannung) realisiert, wobei 6 Phasen Interleaved betrieben wurden und keine aktive Regelung der Phasendauern erfolgte. [27]

Zusammenfassend können die folgenden Vor- und Nachteile dieser Topologie genannt werden.

Vorteile:

1. Der Hauptvorteil dieser Topologie liegt im entlasteten Schalten aller MOSFET-Transistoren
2. Dieses Grundkonzept arbeitet mit lediglich 4 Schaltern
3. Das Ausregelvermögen von Schwankungen bezüglich der Eingangsspannung ist sehr gut.

Nachteile:

1. Der Strom durch die Drossel in der Vollbrücke erreicht bis zu 300 A. Dazu ist es erforderlich, dass die Drossel erst bei so hohen Strömen sättigt (z. B. Luftdrossel). Darüber hinaus müssen die MOSFET - Schalter ebenfalls in der Lage sein so hohe Ströme zu schalten.
2. Für die Funktion des Konverters ist eine Ausgangskapazität von $10 \mu\text{F}$ notwendig. Arbeitet der Controller nicht so ideal wie in der Simulation angenommen, kann es auf diese Weise bei sprunghafter Erhöhung des Lastwiderstandes zu Spannungsspitzen kommen. Diese sind in Hinblick auf die notwendigen Ausgangseigenschaften unbedingt zu vermeiden.

4.3 Zweistufiger Buck-Boost-Konverter mit Hilfsschalter

4.3.1 Funktionsweise

Die Hoch- und Tiefsetzung der Ausgangsspannung wird hier mit einem Boost-Konverter und einem in zweiter Stufe nachgeschalteten Buck-Konverter erreicht. Das Schaltbild hierzu ist in Abbildung 4.13 dargestellt, wobei der Hochsetzer aus den Elementen $S1$, $S2$ und L_{Boost} besteht. Der Tiefsetzer setzt sich aus den Bauteilen $S3$, $S4$ und L_{out} zusammen. Für die Glättung der Spannung am Ausgang des Boost-Konverters bzw. am Eingang des Buck-Konverters wird die Kapazität C_{Boost} verwendet.

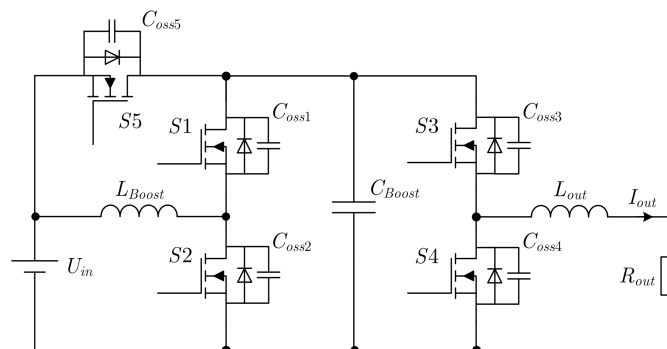


Abbildung 4.13: Schaltbild des zweistufigen Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter

Sowohl der Buck- als auch der Boost-Konverter werden dabei mit aktiv gleichgerichteten Dioden betrieben. Wird darauf zu Lasten der Leitverluste verzichtet, können die MOSFET-Transistoren $S1$ und $S4$ durch Dioden ersetzt werden.

Da der Hochsetzer nur kurzfristig zum Hochsetzen der Ausgangsspannung verwendet wird und im Normalbetrieb nicht benötigt wird, kann dieser mit Schalter $S5$ abgeschaltet werden.

Ein Nachteil gegenüber dem in Abschnitt 4.2 präsentierten Konverter besteht in dem harten Schalten der MOSFET-Transistoren $S1$ bis $S5$.

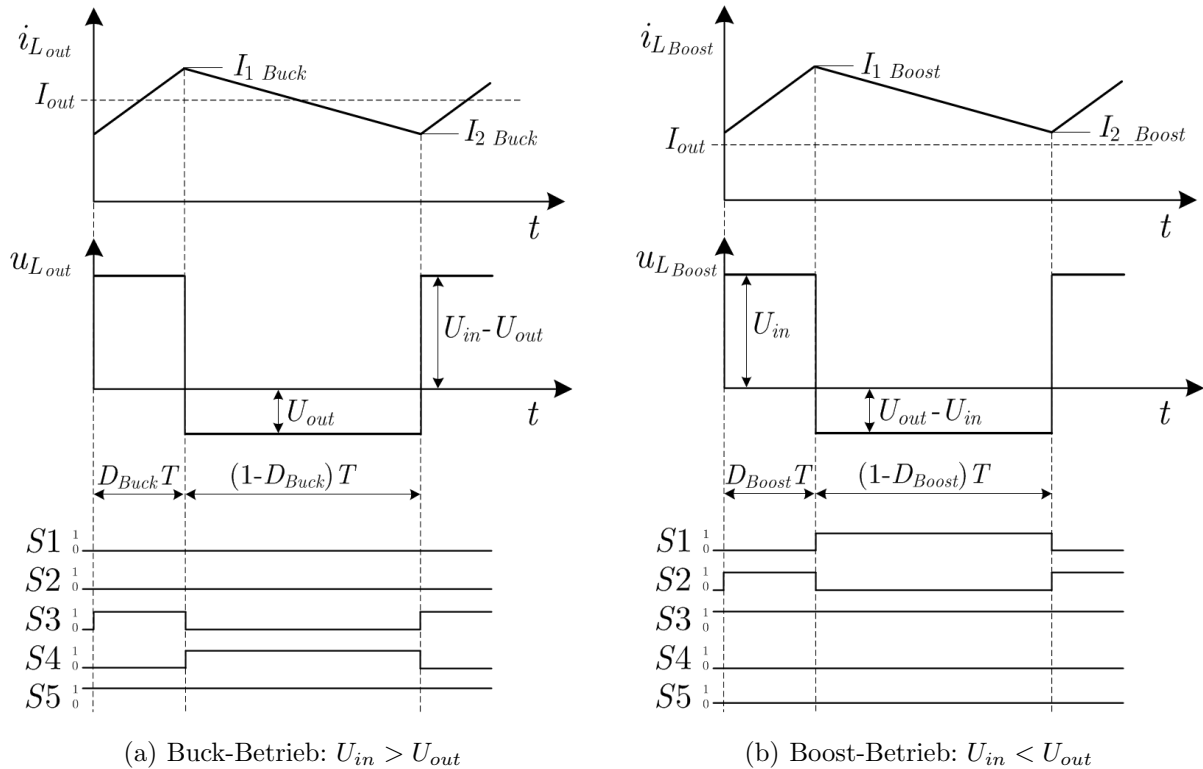


Abbildung 4.14: Zeitverläufe von i_L und u_L einschließlich der Steuersignale

Sowohl der Buck- als auch der Boost-Konverter sind in der Literatur, wie beispielsweise in [31] oder [22], detailliert behandelt. Die Verläufe von Strom und Spannung an der Induktivität L_{Boost} für den Boost-Betrieb und an L_{out} für den Buck-Betrieb sind in Abbildung 4.14 abgebildet. Dabei ist die Schaltfrequenz als ausreichend hoch angenommen, damit der Exponentialverlauf der Drosselströme durch eine Gerade angenähert werden kann.

Der Konverter arbeitet, je nach benötigter Ausgangsspannung, entweder im Buck- oder im Boost-Betrieb. Dementsprechend ergeben sich die vier in 4.15 dargestellten Schaltzustände welche im Folgenden detaillierter beschrieben sind.

- (a) $D_{Buck}T$: Während dieser Phase wird die Speicherdrossel L_{out} aufgeladen. Dies passiert so lange wie es zum Erreichen des gewünschten Ausgangsstromes

$$I_{out} = \frac{D_{Buck} \cdot U_{in}}{R_{out}} \quad (4.16)$$

Kapitel 4 Konverterauswahl

notwendig ist. Der Stromverlauf während dieser Phase folgt der Gleichung

$$i_{L_{out}}(t) = I_{1\text{ Buck}} e^{-\frac{t-t_1}{L_{out}/R_{out}}} \quad (4.17)$$

wobei t_1 den Zeitpunkt des Einschaltens von S_3 darstellt. Da der Boost-Konverter nicht aktiv ist sind dessen Transistoren S_1 und S_2 abgeschaltet und S_5 ist eingeschaltet

- (b) $(1 - D_{\text{Buck}})T$: Während dieser Periode wird der Ausgangsstrom von der Induktivität L_{out} zur Verfügung gestellt, wodurch diese entladen wird. Es ergibt sich ein Stromverlauf von

$$i_{L_{out}}(t) = \frac{U_{in}}{R_{out}} \left(1 - e^{-\frac{t-t_2}{L_{out}/R_{out}}} \right) + I_{2\text{ Buck}} e^{-\frac{t-t_2}{L_{out}/R_{out}}}. \quad (4.18)$$

Dabei entspricht t_2 dem Zeitpunkt des Einschaltens von S_4 . Der MOSFET S_5 ist während dieser Phase leitend.

- (c) $D_{\text{Boost}}T$: Diese Phase dient der Aufladung der Boost-Drossel und ihre Dauer wird durch den gewünschten Ausgangsstrom vorgegeben.

$$I_{out} = \frac{U_{in}}{R_{out} \cdot (1 - D_{\text{Boost}})} \quad (4.19)$$

Ist der Boost-Konverter aktiv, so ist der Buck-Konverter deaktiviert und S_3 dauerhaft angesteuert.

- (d) $(1 - D_{\text{Boost}})T$: Während dieser Phase wird L_{Boost} entladen und die Spannung an C_{Boost} entspricht der Ausgangsspannung U_{out} .

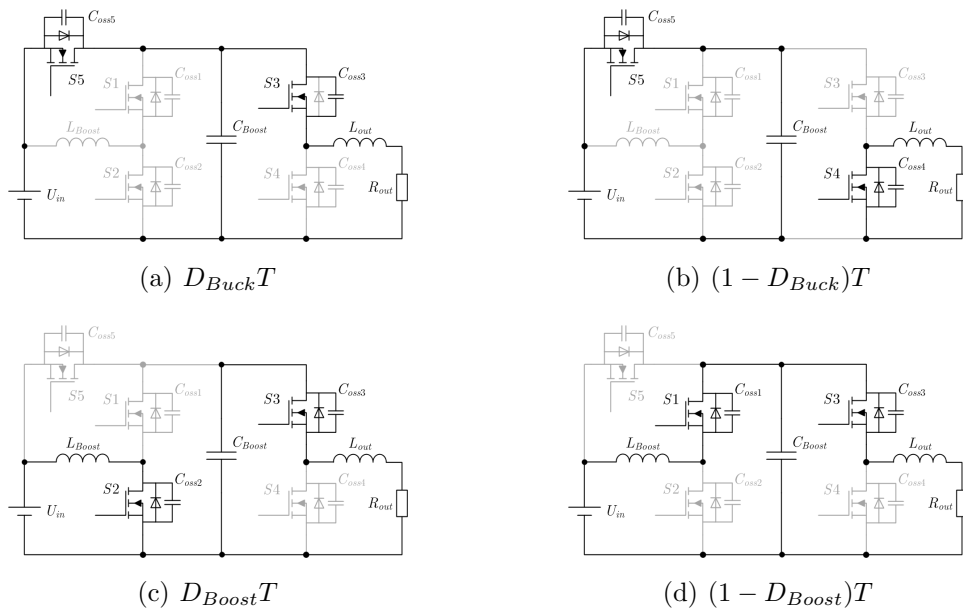


Abbildung 4.15: Schaltbilder für die Zustände des zweistufigen Buck-Boost-Konverters mit Hilfschalter

4.3.2 Regelung

Die Pulsweite des Buck-Konverters wird nach dem in Abbildung 4.16 gezeigten Prinzip mithilfe eines PI-Reglers geregelt und somit der Ausgangsstrom eingestellt. Die verwendeten Parameter sind der Abbildung zu entnehmen und das Reglerverhalten bei Laständerung wird in (b) dargestellt.

Wie ersichtlich, wird die Leitend-Dauer von $S3$ durch den Reglerausgang vorgegeben. Dies geschieht dadurch, indem bei höherer Reglerausgangsspannung der Komparator zu einem späteren Zeitpunkt abschaltet.

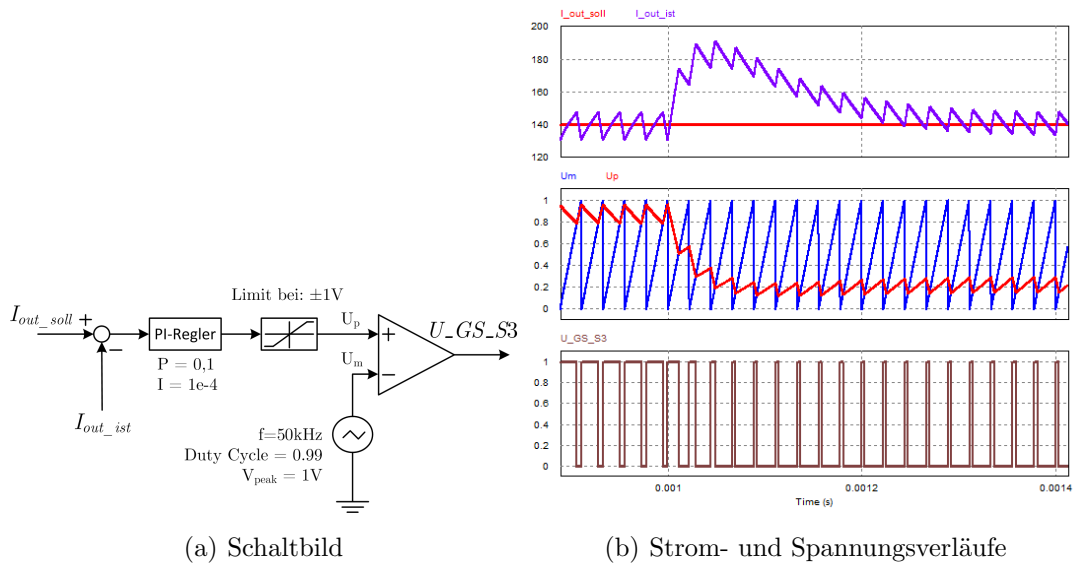


Abbildung 4.16: Ausgangsstromregelung des Buck-Konverters

Beim Boost-Konverter erfolgt keine Regelung der Ausgangsspannung, dieser wird mit einer fixen Pulsweite von $D_{Boost} = 0,75$ vorgegeben. Zusätzlich erfolgt eine Abschaltung des Transistors $S2$ sollte der Strom in L_{Boost} größer als 100 A sein.

Das Gatesignal des Hilfsschalters $S5$ wird abgeschaltet, und damit $S5$ sperrend, sobald die Ausgangsspannung einen Wert von $U_{out} > U_{in} + 2,5\text{ V}$ erreicht. Dies ist auch der Schwellwert für das Einschalten der Boost-Stufe. Fällt die Ausgangsspannung wieder unter diesen Wert wird der Tiefsetzsteller erneut aktiv.

4.3.3 Simulation

Das Schaltbild der Simulation einschließlich Zählpfeilrichtungen ist in Abbildung 4.17 dargestellt wobei die verwendeten Simulationsparameter in Tabelle 4.3 angegeben sind.

Die Regelung, wie im vorigen Abschnitt behandelt, ist mit diskreten Bauteilen in der Simulation implementiert.

Bezeichnung	Wert
f_S	50 kHz
U_{in}	48 V
R_{in}	21 m Ω
L_{Boost}	15 μ H
L_σ	20 nH
L_{out}	10 μ H
C_{Boost}	37 μ F
C_{oss1-5}	5 nF

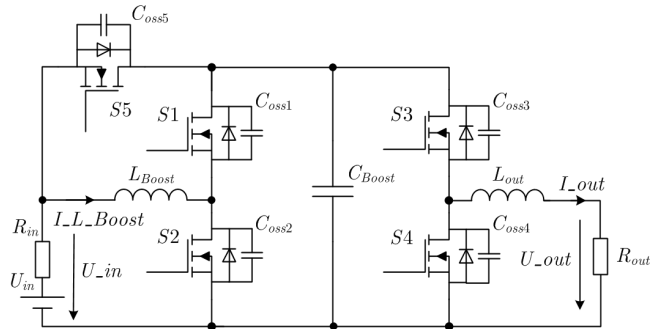


Abbildung 4.17: Zählfeilrichtungen

Tabelle 4.3: Simulationsparameter

Die maximal mögliche Last bei einer Leistung von $P_{out} = 4 \text{ kW}$ und einem Ausgangsstrom von $I_{soll} = 140 \text{ A}$ beträgt $R_{out} = \frac{P_{out}}{I_{soll}^2} = \frac{4 \text{ kW}}{(140 \text{ A})^2} = 204 \text{ m}\Omega$. Dieser Lastfall und Lastübergänge auf $R_{out} = 204 \text{ m}\Omega \parallel 1 \Omega = 169,4 \text{ m}\Omega$ sind in Abbildung 4.18 dargestellt.

Die direkte Vergleichsabbildung 4.5 zeigt einen höheren Rippel des Ausgangsstromes beim kaskadierten Bi-Direktionalen Buck-Boost-Konverter. Darüber hinaus zeigt sich in Abbildung 4.18 ein verbessertes Ausgangsverhalten im Vergleich zu Abbildung 4.5, da hier der Ausgangsrippel geringer ist und die Ausregelung des Laststromes in kürzerer Zeit stattfindet.

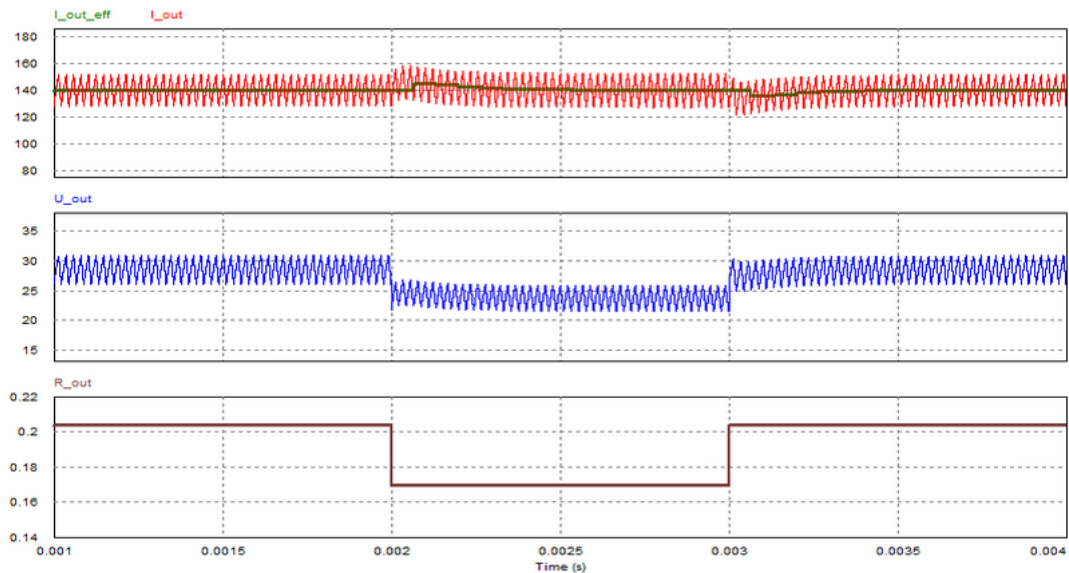


Abbildung 4.18: Laständerungen von 204 m Ω auf 169,4 m Ω und zurück bei $I_{soll} = 140 \text{ A}$

Kapitel 4 Konverterauswahl

Bei einem Lastwiderstand von $5\ \Omega \parallel 5\ \Omega \parallel 1\ \Omega \parallel 0,5\ \Omega \parallel 0,01\ \Omega = 9,6\ \text{m}\Omega$ wird der eingestellte Sollstrom von 140 A ausgeregelt. Auch bei einem Widerstand von $R_{out} = 5\ \Omega \parallel 5\ \Omega \parallel 1\ \Omega \parallel 0,5\ \Omega = 294\ \text{m}\Omega$ wird der gewünschte Sollstrom ausgeregelt.

Erhöht sich der Ausgangswiderstand auf beispielsweise $5\ \Omega \parallel 5\ \Omega = 2,5\ \Omega$ so ergibt sich im Boost-Betrieb durch die verwendete Regelung ein Ausgangsstrom von 39 A.

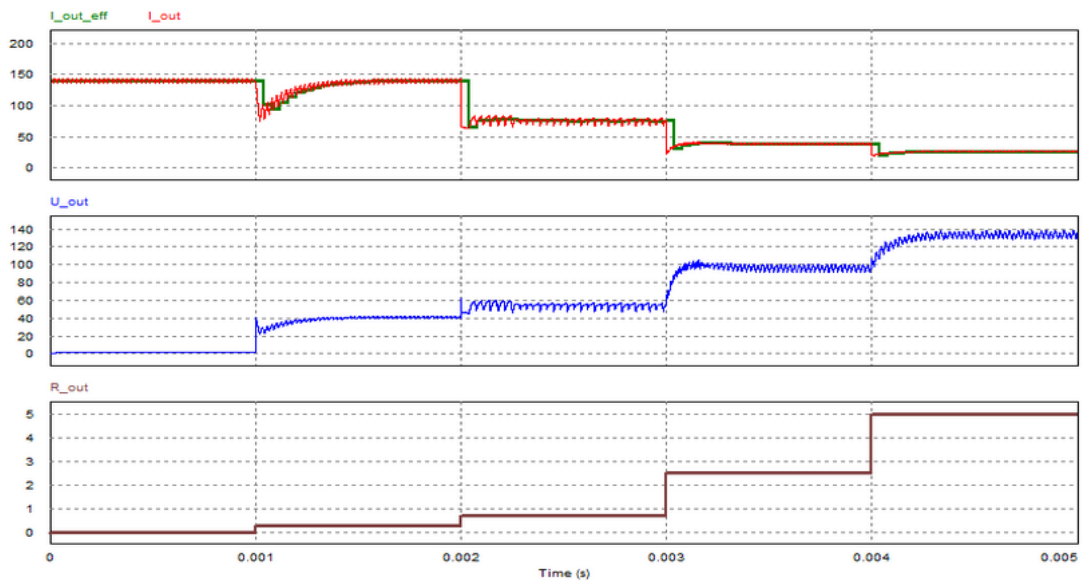


Abbildung 4.19: Laständerungen von 9,6 mΩ auf 5 Ω bei $I_{soll} = 140\ \text{A}$

Ist $R_{out} = 5\ \Omega$ so beträgt der Ausgangsstrom $I_{out} = 27\ \text{A}$. Die Ausregelung bei umgekehrten Lastsprüngen ist in Abbildung 4.20 dargestellt.

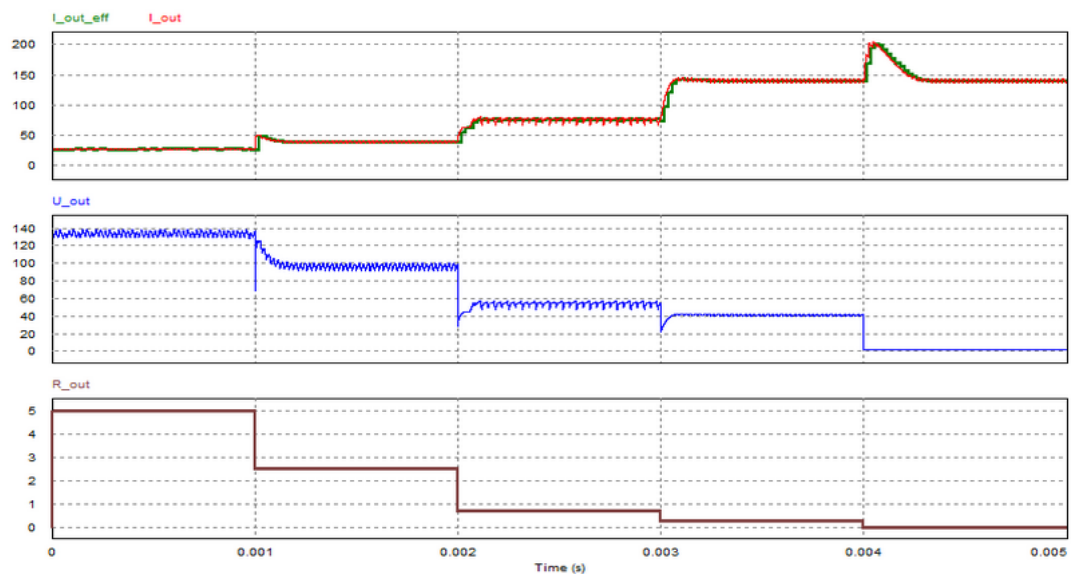


Abbildung 4.20: Laständerungen von 5 Ω auf 9,6 mΩ bei $I_{soll} = 140\ \text{A}$

Die gleichen Laständerungen wie in den vorigen beiden Abbildungen nur mit reduziertem Sollstrom von 50 A ist nachfolgend dargestellt. Dabei findet eine Reduzierung des Sollstromes statt, sobald die Ausgangsspannung über jener der Eingangsspannung liegt und somit der Boost-Konverter aktiv ist.

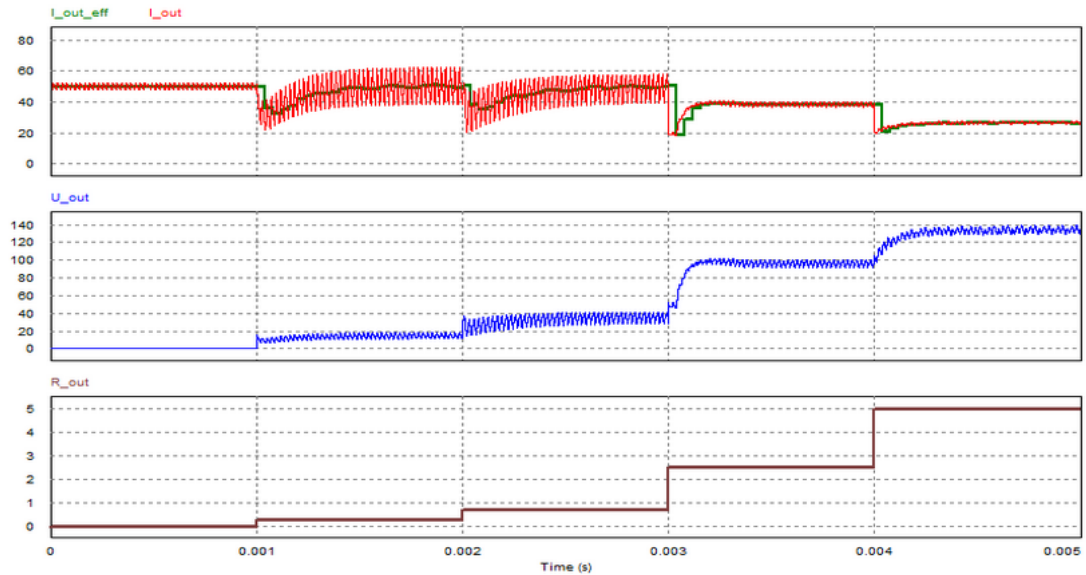


Abbildung 4.21: Laständerungen von 9,6 mΩ auf 5 Ω bei $I_{soll} = 50$ A

Bei einem Lastwiderstand von 5 Ω liefert der Boost-Konverter mit der realisierten Regelung einen Ausgangsstrom von 27 A. Dies entspricht einer Ausgangsleistung von $P_{out} = I_{out}^2 \cdot R_{out} = 27 \text{ A}^2 \cdot 5 \Omega = 3645 \text{ W}$.

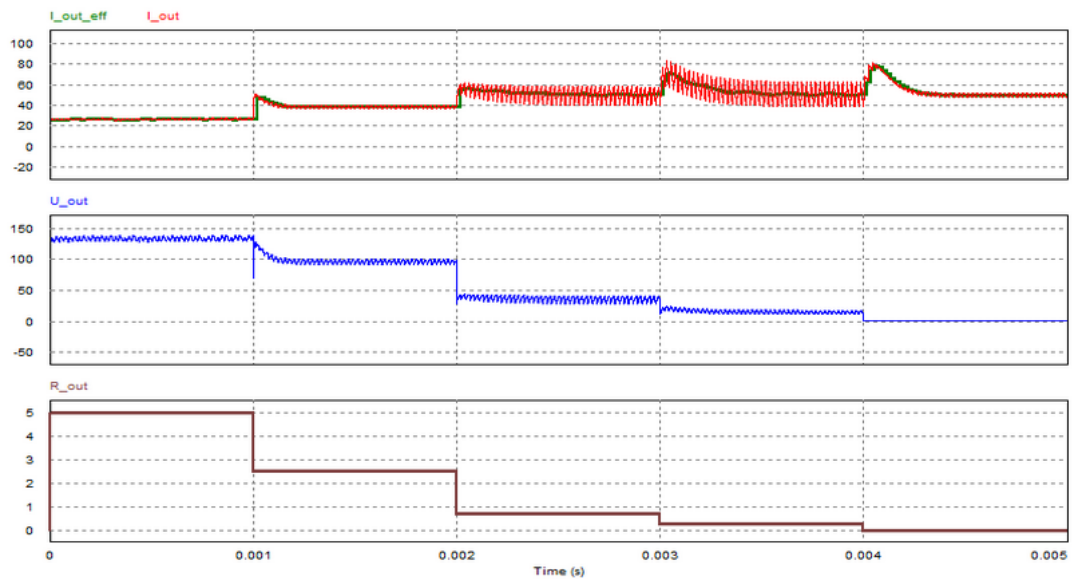


Abbildung 4.22: Laständerungen von 5 Ω auf 9,6 mΩ bei $I_{soll} = 50$ A

Kapitel 4 Konverterauswahl

In Abbildung 4.23 ist der gleiche Lastverlauf wie in Abbildung 4.20 dargestellt jedoch mit dem Stromverlauf durch die Induktivität L_{Boost} . Es zeigt sich, dass bei Abschalten des Boost-Konverters der Drosselstrom abgebaut wird. Die Steigung wird durch die Schwellspannung der Body-Diode an $S1$ bestimmt.

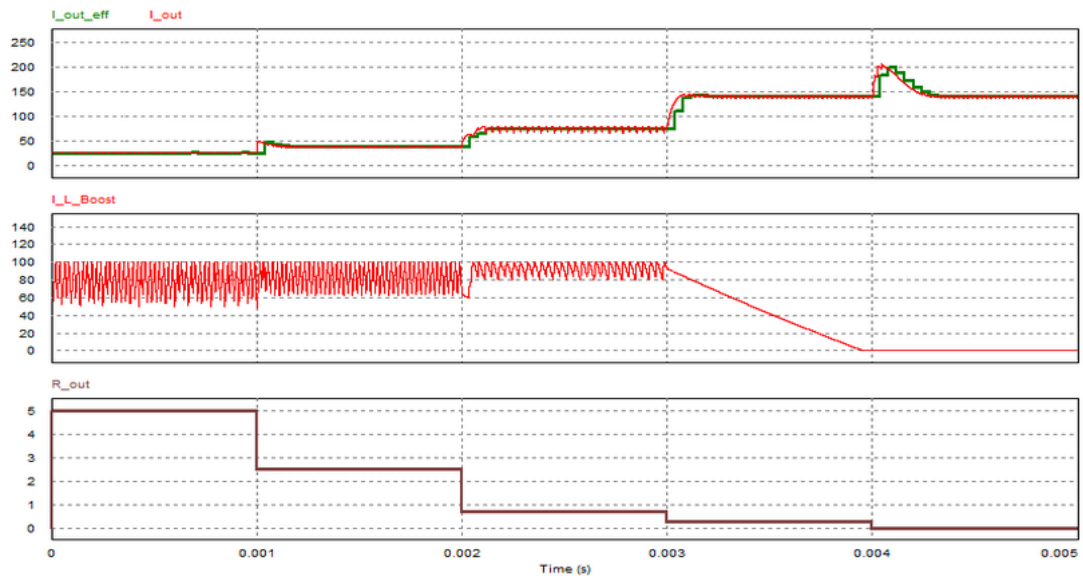


Abbildung 4.23: $I_{L_{Boost}}$ bei Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\ m\Omega$ bei $I_{soll} = 140\ A$

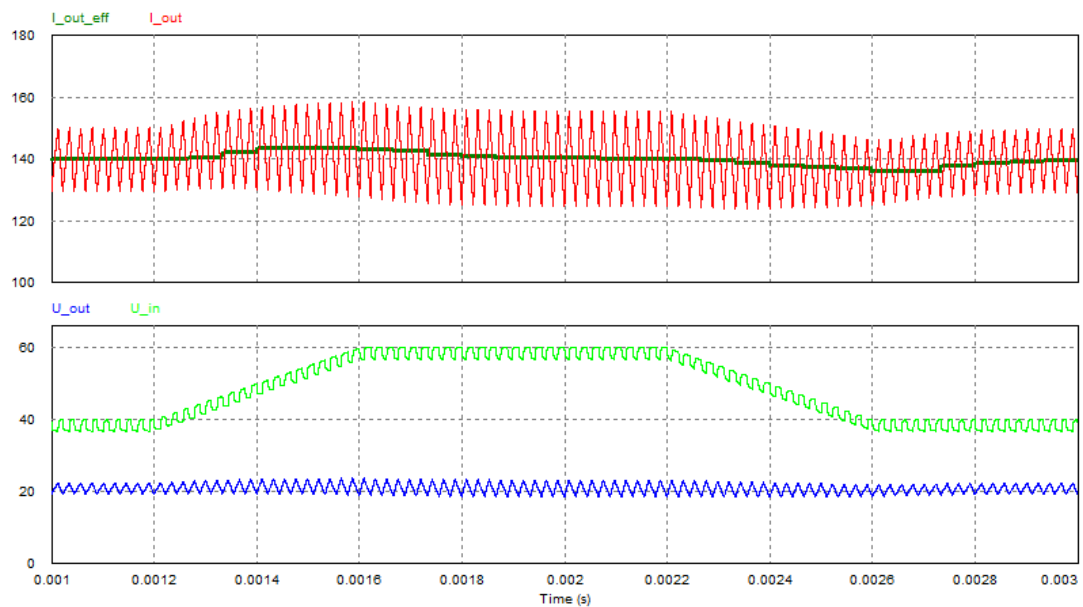


Abbildung 4.24: Änderung der Eingangsspannung von $40\ V$ auf $60\ V$ und zurück

Wie Abbildung 4.24 zeigt, werden Schwankungen der Eingangsspannung sehr gut ausgeglichen. Bei einem Anstieg der Eingangsspannung über den gesamten Eingangsspannungsbereich von

40 V auf 60 V innerhalb von $400 \mu\text{s}$ steigt der Effektivwert des Ausgangsstromes auf maximal 143 A an.

4.3.4 Zusammenfassung

Die Ausgangskennlinie dieses zweistufigen Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter ist in Abbildung 4.25 dargestellt. Diese wurde mittels unterschiedlicher Lastpunkte verifiziert. Wie bereits beim kaskadierten Bi-Direktionalen Buck-Boost-Konverter ist ein Betrieb mit einem Sollstrom kleiner als 10 A nicht sinnvoll, da es dabei zum Lücken des Ausgangsstromes kommt.

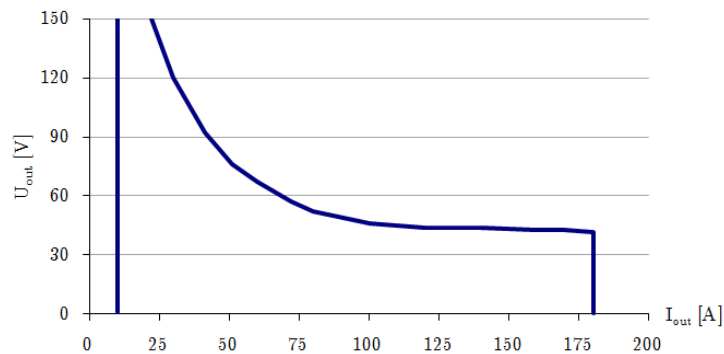


Abbildung 4.25: Ausgangskennlinie des simulierten zweistufigen Buck-Boost-Konverters

Abschließend können die folgenden Vor- und Nachteile zusammengefasst werden.

Vorteile:

1. Der zweistufige Buck-Boost-Konverter besitzt bedingt durch die Topologie einen Stromausgang. Darum entfällt die ansonsten notwendige Ausgangskapazität welche sich bei Laständerungen negativ auswirken kann.
2. Sowohl der Hochsetzer als auch der Tiefsetzer sind bewährte robuste Topologien und auch deren Regelmethode sind ausgereift. Dies ist in Hinblick auf eine Serienproduktion von großem Vorteil.
3. Durch die gewählte Anordnung ist stets ein Konverter deaktiviert und erzeugt keine Schaltverluste.
4. Das Ausregelvermögen von Schwankungen bezüglich der Eingangsspannung ist sehr gut.

Nachteile:

1. Hauptnachteil besteht in dem harten Schalten der Transistoren welches Schaltverluste erzeugt und aufgrund der raschen Stromänderungen zu Spannungssoszillationen am Schalter führen kann.

4.4 Schlussbetrachtung

Eine Gegenüberstellung der beiden Ausgangskennlinien ist in Abbildung 4.26 visualisiert. Für Stromwerte größer als 100 A ist der zweistufige Buck-Boost-Konverter in der Lage höhere Ausgangsspannungen zu liefern. Der dabei aktive Buck-Konverter dieser Topologie ist stets in der Lage die Spannung auf dem Niveau der Eingangsspannung zu halten.

Im Bereich hoher Spannungen ist der kaskadierte bi-direktionale Buck-Boost-Konverter in der Lage geringfügig höhere Ströme zu liefern. Dieser Unterschied ist jedoch als nicht ausschlaggebend anzusehen, zumal ohnehin eine maximale Ausgangsspannung von nur ca. 90 V angestrebt wird.

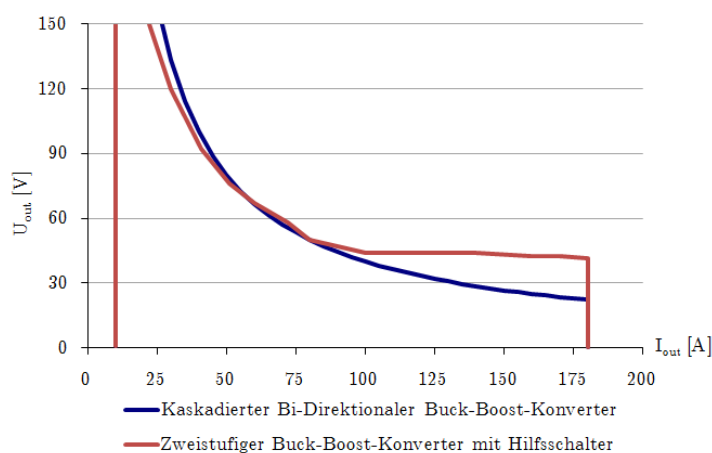


Abbildung 4.26: Vergleich der Ausgangskennlinien

Gerade im sehr niederohmigen Bereich hat sich in der Simulation gezeigt, dass der zweistufige Buck-Boost-Konverter besseres Ausregelvermögen besitzt. Darüber hinaus spricht der Wegfall der Ausgangskapazität für den Einsatz dieser Topologie.

Der benötigte hohe Stromwert von bis zu 300 A in der Vollbrückendrossel spricht gegen die Verwendung des kaskadierten bi-direktionalen Buck-Boost-Konverters.

Aufgrund dieser Vorteile und der Tatsache, dass der zweistufige Buck-Boost-Konverter mit geringerem Entwicklungsaufwand realisierbar ist, fällt die Entscheidung der einzusetzenden Topologie zugunsten dieses Konverters. Um den Nachteil der Schaltverluste zu eliminieren ist jedoch eine Schaltentlastung für den Buck-Konverter zu realisieren. Da der Boost-Konverter für den Normalbetrieb des DC-DC Konverters deaktiviert ist, wird keine Schaltentlastung für diesen angestrebt.

Kapitel 5

Messdurchführung und Bauteilnachbildung

Im Hinblick auf das nächste Kapitel welches sich mit der Schaltentlastung des ausgewählten zweistufigen Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter beschäftigt, wird in diesem Kapitel darauf eingegangen wie die Schaltverluste messtechnisch erfasst werden.

Darüber hinaus wird im zweiten Abschnitt die Nachbildung des Diodenschaltverhaltens behandelt welches es erlaubt, den Rückwärtsstrom von abschaltenden Dioden in der Simulation zu erfassen.

5.1 Messung des Schaltverhaltens

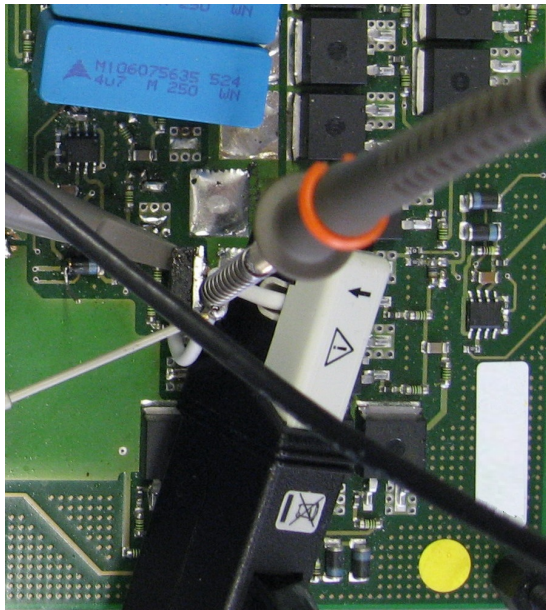
Für die Schalter $S1$ bis $S5$ in Abbildung 4.13 werden jeweils mehrere parallele MOSFET-Transistoren vom Typ IPB107N20N3 verwendet um den hohen Ausgangsstrom zu ermöglichen. Für die Messung des Schaltverhaltens der MOSFET-Transistoren in den betrachteten Schaltungen wird anstatt mehrerer paralleler Transistoren jeweils ein einziger Transistor verwendet. Das heißt beispielsweise für den Buck-Konverter, dass ein Betrieb mit einem Ausgangsstrom von 140 A nicht möglich ist. Die Ausgangsleistung des Konverters wird deshalb so weit wie notwendig reduziert um für alle vermessenen Schalter deren Überlastung zu verhindern.

Diese Methode wurde deshalb gewählt, damit es zu keiner unsymmetrischen Verteilung der Verlustleistung unter den parallel geschalteten Transistoren kommt. Durch die Einbringung des Messequipments in die Schaltung hätte diese unsymmetrische Verteilung unweigerlich stattgefunden.

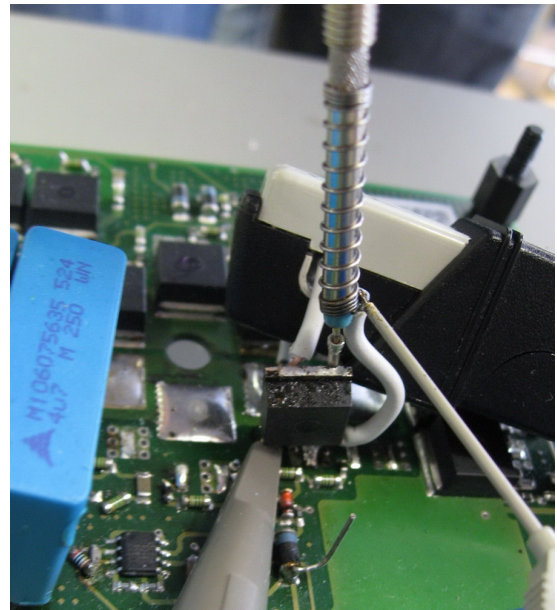
Um die parasitären Effekte bei der Spannungsmessung an einem MOSFET so weit wie möglich zu reduzieren, wird nicht die Standard-Masseleitung des Tektronix-Tastkopfes P6139A verwendet. Stattdessen wird das Source-Potential des MOSFET direkt mittels Drahtbügel mit dem Massemantel des Tastkopfes verbunden. Der konkrete Messaufbau ist in Abbildung 5.1(b) ersichtlich.

Zur Bestimmung des Drain-Source-Stromverlaufes durch den Transistor wird eine TCP202-Stromzange von Tektronix verwendet. Die Messung erfolgt dabei zwischen dem Drain-Anschluss des Transistors und dem Anschluss auf der Leistungsplatine um nicht fälschlicherweise den Gate-Strom mit zu erfassen. Die Draufsicht in Abbildung 5.1 zeigt den konkreten Aufbau.

Wie ersichtlich, wird ein Strommessbügel angelötet um die Erfassung mittels Stromzange zu ermöglichen. Um eine Abschätzung der durch die Strommessung verursachten Induktivität zu ermöglichen, ist die Strommessschleife mit einer LCR-Messbrücke bestimmt worden. Ihr Wert beträgt laut Messung 90 nH und ist die Summe aus Induktivität des 3 cm langen Drahtstückes ($\approx 1 \frac{\text{nH}}{\text{mm}} \cdot 30 \text{ mm} = 30 \text{ nH}$) und Induktivität verursacht durch die Stromzange (60 nH).



(a) Draufsicht



(b) Seitenansicht

Abbildung 5.1: Messaufbau zur Messung der Schaltverluste

5.2 Nachbildung von Diodenschaltverhalten

5.2.1 Einleitung

Für die Abklärung der auftretenden parasitären Effekte eines DC-DC Konverters ist das Schaltverhalten der eingesetzten Dioden von wesentlicher Bedeutung. Insbesondere wenn anstatt der vorgesehenen Dioden eines Konverters, MOSFET-Transistoren eingesetzt werden, so kommt es zu größeren Abweichungen zwischen den idealen und realen Strom- und Spannungsverläufen. Verursacht werden diese durch die schlechteren Schalteigenschaften der strukturbedingten Reversdiode des MOSFET. Wobei natürlich die verringerten Leitverluste, erreicht durch den Einsatz einer aktiven Gleichrichtung, klar für die Verwendung von MOSFET anstatt von Dioden sprechen.

Um eine Abschätzung der unterschiedlichen Schaltverhalten zu bekommen, werden Messungen unter gleichen Bedingungen mit verschiedenen Dioden durchgeführt und gegenübergestellt. Darüber hinaus ist es sinnvoll bereits bei dem Entwurf eines Konverters das reale Schaltverhalten

der Dioden zu berücksichtigen. Hierzu wird das Verhalten der Dioden, wie in Abschnitt 5.2.3 beschrieben, in PSIM nachgebildet.

5.2.2 Messung

Unter Verwendung der in Abbildung 5.2 angegebenen und in [5] beschriebenen Schaltung werden das Abschaltverhalten von konventionellen Dioden und den Body-Dioden der MOSFET gegenübergestellt.

Die Platine mit welcher diese Messung durchgeführt wird, ist in [12] näher erörtert. Der verwendete Messaufbau zur Bestimmung von Strom und Spannung an den Dioden ist bereits im vorigen Abschnitt 5.1 behandelt.

Es wird eine Induktivität von $L = 42 \mu\text{H}$ und eine Betriebsspannung von $U_B = 30 \text{ V}$ verwendet. Als Schalter S wird ein FDP2532 MOSFET der Firma FAIRCHILD [7] verwendet welcher über u_{GS} gesteuert ist. Zur Adjustierung der Stromsteilheit $\frac{di}{dt}$ dient der Gate-Widerstand R_{GS} welcher beim Ein- und Ausschalten unterschiedliche Werte besitzt. Tabelle 5.1 enthält zusammenfassend alle Bauteilparameter.

Zuerst wird der MOSFET-Transistor S eingeschaltet, wodurch der Strom i_L linear ansteigt solange S eingeschaltet bleibt. Nach der Abschaltung des Transistors wird die Diode leitend und der Strom in der Spule L nimmt ab, wobei gilt $i_L = i_D$. Nun wird der Schalter S erneut eingeschaltet, wodurch die Diode zu sperren beginnt und einen Rückstrom aufbaut. Hier zeigt sich das gesuchte Ausschaltverhalten der unterschiedlichen Dioden. Nach dem Ausschalten des Transistors klingen die Ströme der Schaltung ab und der Ausgangszustand wird erreicht.

Bezeichnung	Wert
U_B	30 V
$i_D _{\text{Abschaltung}}$	30 A
T_{EIN}	57 μs
T_{AUS}	23 μs
L	42 μH
S	FDP2532
R_{G_EIN}	2,2 Ω
R_{G_AUS}	3,3 Ω

Tabelle 5.1: Bauteilwerte

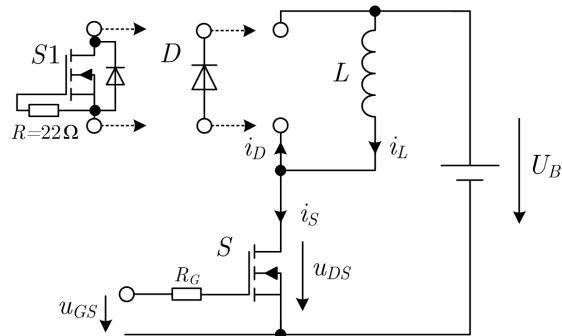


Abbildung 5.2: Schaltung für Messung des Ausschaltverhaltens von Dioden

Abbildung 5.3 zeigt den beschriebenen Verlauf der Ströme i_L und i_D sowie die Spannungen u_{DS} und u_{GS} . Hierbei liegt der gesuchte Ausschaltvorgang der Dioden am Ende des betrachteten Zeitraums und ist gekennzeichnet durch den Trigger-Punkt. Die gewählte Einschaltzeitdauer des MOSFET beträgt 57 μs und die Ausschaltzeit zwischen den Pulsen beläuft sich auf 23 μs . Damit ergibt sich unter Berücksichtigung der verwendeten Drossel L , ein Ausschaltstrom für die Dioden von 30 A.

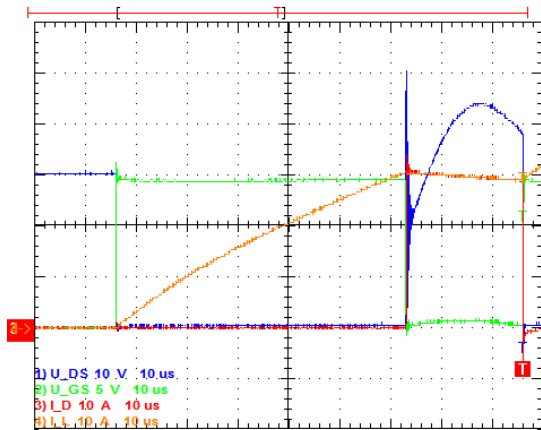


Abbildung 5.3: Zeitverläufe der Messung

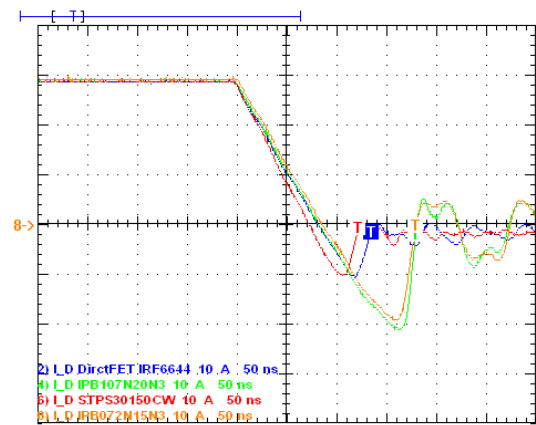
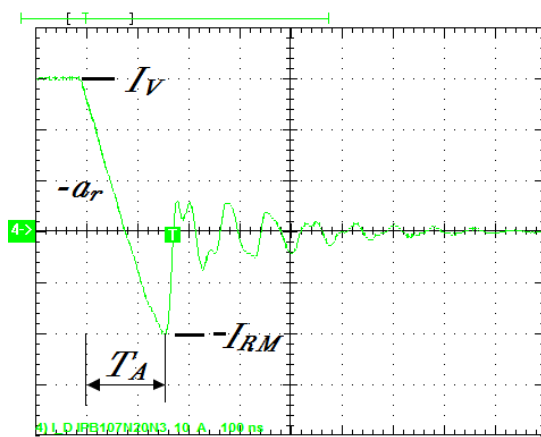


Abbildung 5.4: Vergleich der Dioden

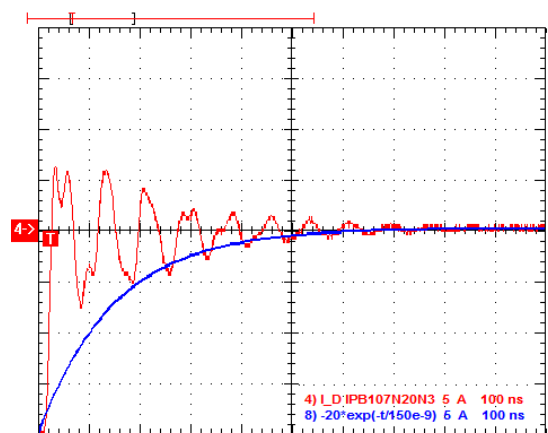
Die Gegenüberstellung der unterschiedlichen Dioden ist in Abbildung 5.4 ersichtlich. Bei der roten Kurve mit den offensichtlich besten Abschalteigenschaften, weil geringsten Spitzen-Rückwärtsstrom und kürzeste Abschaltdauer, handelt es sich um eine Schottky-Diode mit der Bezeichnung STPS30150CW und einer Sperrspannung von 150 V. Von den beiden in einem TO-247 befindlichen Dioden wurde eine, mit einem RMS-Vorwärtsstrom laut Datenblatt von 15 A, mit einem Ausschaltstrom von 30 A vermessen.

Bei der blauen Linie mit in etwa gleichem I_{RM} von 10 A handelt es sich um die Body-Diode eines DirectFET IRF6644 mit einer Sperrspannung von 100 V.

Die orange und grüne Kurve repräsentieren das Verhalten der Reversedioden eines OptiMOS3-Transistors in einem PG-TO263-3 Gehäuse. Der grün dargestellte Transistor IPB107N20N3 besitzt eine Sperrspannung von 200 V und einen geringfügig höheren maximalen Reverse-Strom I_{RM} als der mit orange dargestellte Transistor IPB072N15N3 mit einer Sperrspannung von 150 V.



(a) Kennwerte der Abschaltkurvenform



(b) Bestimmung von $\tau_{RR} = 150$ ns

Abbildung 5.5: Bestimmung der Abschaltparameter

Aus dem zeitlichen Verlauf des Rückstromes mit den markierten Kennwerten in Abbildung 5.5(a) und der Bestimmung der Reverse-Recovery Zeitkonstante $\tau_{RR}=150$ ns anhand von Abbildung 5.5(b) ergeben sie die in Tabelle 5.2 zusammengefassten Kennwerte des Abschaltstromes. Die Sperrspannung der Diode während des Abschaltvorganges betrug dabei $U_B = U_{sperr} = 30$ V.

Bezeichnung	Abkürzung	Wert
Vorwärtsstrom	I_V	30 A
Spitzen-Rückwärtsstrom	I_{RM}	20 A
Strom-Abschaltgefälle	a_r	50 A / 150 ns = 333,33 $\frac{A}{\mu s}$
Abschaltdauer	T_A	150 ns
Sperrspannung	U_{sperr}	30 V
Reverse-Recovery Zeitkonstante	τ_{RR}	150 ns

Tabelle 5.2: Experimentell bestimmte Abschaltparameter für IPB107N20N3 bei 25°C

Die Abschaltdauer T_A ist dabei jene Zeit welche die Diode benötigt um den Vorwärtsstrom abzuschalten und den Spitzen-Rückwärtsstrom zu erreichen [18]. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass die auf diese Weise bestimmten Abschaltdauerwerte nicht zu vergleichen sind mit jenen wie sie in den Datenblättern, beispielsweise in [11] bezeichnet mit t_A , zu finden sind. Darüber hinaus wird zwischen den Begriffen Reverse-Recovery Zeitkonstante τ_{RR} und Reverse-Recovery Zeitdauer T_{RR} (im Englischen bezeichnet mit t_{RR}) differenziert.

5.2.3 Simulation

Die im vorigen Abschnitt experimentell bestimmten Parameter werden in Modellparameter umgerechnet und anhand des in [18] präsentierten Modells in die PSIM-Simulation übertragen. Das dabei verwendete Diodenmodell in PSIM welches das Rückstromverhalten nachbildet ist in Abbildung 5.6(a) dargestellt.

Für den Widerstand welcher die Reverse-Recovery Zeitdauer bestimmt, gilt

$$R_{tau_rr}[\Omega] = \tau_{RR}[\text{ns}] = 150 \Omega. \quad (5.1)$$

Anhand der beiden nachfolgenden Gleichungen [18, Gl. (5) und (6)] lassen sich die darin vorkommenden unbekannt Variablen τ und Tm berechnen. Für Tm erhält man daraus eine Zeitdauer von 258,41 ns und $\tau=357,54$ ns. Den für die Dimensionierung des Modells notwendigen Widerstand R_{tau} erhält man schließlich aus Gleichung (5.4).

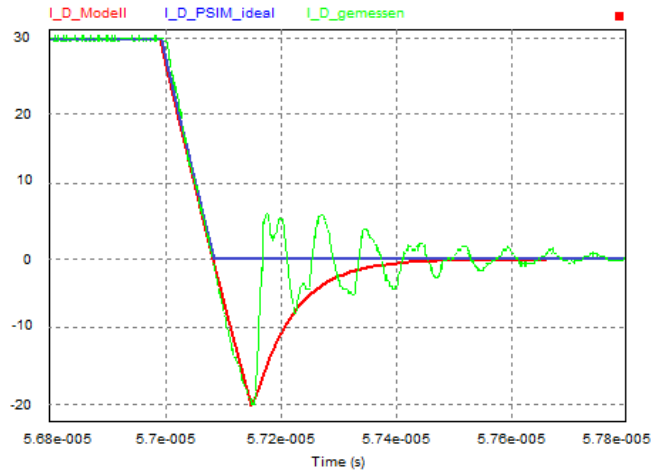
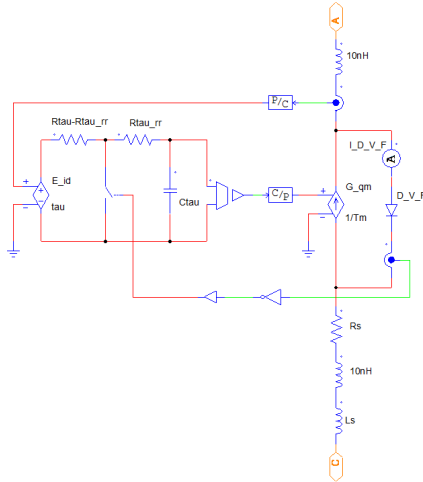
$$I_{RM} = a_r (\tau - \tau_{RR}) \left[1 - e^{-\frac{T_A}{\tau}} \right] \quad (5.2)$$

$$\frac{1}{\tau_{RR}} = \frac{1}{\tau} + \frac{1}{Tm} \quad (5.3)$$

$$R_{\tau}[\Omega] = \tau[\text{ns}] = 357,54 \Omega. \quad (5.4)$$

Die Induktivität L_s wird über den nachstehenden Ausdruck bestimmt und man erhält $L_s=90 \text{ nH}$.

$$U_{\text{sperr}} = L_s \frac{di}{dt} = L_s \cdot a_r \quad (5.5)$$



(a) PSIM-Modell der Diode

(b) Vergleich Messung und Simulation für IPB107N20N3

Abbildung 5.6: Modell und Vergleich der Abschaltverhalten

Die restlichen noch verbleibenden unbekannt Parameter können dem Datenblatt [10] entnommen werden und ergeben sich zu $R_s = 100 \text{ m}\Omega$, $V_F = 1 \text{ V}$ und $C_{\tau} = 0,5 \text{ nF}$.

Die gesamten Modellparameter sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst und das Resultat dieser Simulation ist in Abbildung 5.6(b) rot eingezeichnet. Man erkennt die gute Annäherung an den gemessenen grün dargestellten Verlauf. Die parasitär aufgetretenen Oszillationen der Messung sind in der Simulation nicht nachgebildet. Der blau dargestellte Verlauf einer idealen Diode (inkl. Streuinduktivität L_s) in PSIM zeigt keinerlei Rückstromverhalten.

Bezeichnung	Wert
$R_{\tau_{rr}}$	150 Ω
R_{τ}	357,54 Ω
T_m	258,41 ns
L_s	90 nH
R_s	100 m Ω
V_F	1 V
C_{τ}	0,5 nF

Tabelle 5.3: Modellparameter der Simulation für IPB107N20N3

Da die Messung des Stromes wie in Abschnitt 5.1 beschrieben erfolgt, ist ein Strommessbügel in Serie zu den gemessenen Dioden angelötet. Wodurch der in der oberen Tabelle angegebene Wert für die Streuinduktivität L_s um die parasitäre Induktivität der Strommessung vergrößert ist. Der Wert der parasitären Induktivität ist in Kapitel 5.1 zu 90 nH mit einer LCR-Messbrücke bestimmt worden.

Da die Bestimmung der Induktivität durch die LCR-Messbrücke Schwankungen unterliegt und um die Serieninduktivität nicht vollständig zu vernachlässigen, wird ihr Wert auf 10 nH reduziert. Die somit gültigen Modellparameter für die Body-Diode des IPB107N20N3 MOFET sind in Tabelle 5.4 angegeben.

Bezeichnung	Wert
$R_{\tau_{rr}}$	150 Ω
R_{τ}	357,54 Ω
T_m	258,41 ns
L_s	10 nH
R_s	100 m Ω
V_F	1 V
C_{τ}	0,5 nF

Tabelle 5.4: Berechnete Modellparameter für IPB107N20N3

Kapitel 6

Schaltentlastung

Im vorliegenden Kapitel zur Schaltentlastung wird einleitend in Abschnitt 6.1 auf die Gründe welche für den Einsatz einer Schaltentlastung sprechen eingegangen. Anschließend werden mögliche einsetzbare Konzepte zum entlasteten Schalten des Buck-Konverters diskutiert. Eine Entlastung für den Hochsetzsteller des DC-DC Konverters ist zunächst nicht vorgesehen, da dieser bei geringem Leistungsbedarf geregelt betrieben wird und dabei der Schaltentlastung geringere Bedeutung beigemessen wird.

6.1 Einleitung

6.1.1 Schaltverluste

Um den Anforderungen an neu entwickelte Konverter, wie Reduzierung von Größe und Gewicht sowie Steigerung des Wirkungsgrades, gerecht zu werden, ist es notwendig die beim Schalten von Leistungshalbleitern entstehenden Verluste zu minimieren. Diese Verluste entstehen in jenen Zeitintervallen, in welcher der Halbleiterschalter weder vollständig sperrt noch vollständig leitend ist und werden als Schaltverluste bezeichnet.

Die endliche Schaltzeit ist dabei je nach Bauteil unterschiedlich begründet. Bei Minoritätsbauteilen wie Dioden und Bipolartransistoren müssen beim Abschalten die Minoritätsladungsträger in der Driftzone durch Rekombination und Aufrechterhalten eines Rückstromes abgebaut werden, wodurch es zu einer Verzögerung des Abschaltvorganges ("Speicherzeit") kommt. Majoritätsbauteilen wie MOSFET weisen keinen Speichereffekt auf da keine bipolaren Ladungsträger existieren, wodurch die Schaltvorgänge in kürzerer Zeit stattfinden können. Bedingt durch die Kapazitäten der Majoritätsbauteile sind allerdings auch hier die Schaltgeschwindigkeiten begrenzt. [6]

Abbildung 6.1(a) zeigt exemplarisch die Beschaltung eines Feldeffekttransistors S an welchem nachfolgend die Schaltverluste erörtert werden. Begründet durch die Tatsache, dass die elektrische Leistung als Produkt von Strom und Spannung definiert ist, treten Schaltverluste auf sobald Transistorspannung und Transistorstrom beim Schaltvorgang ungleich Null sind. Der exemplarische Verlauf des Drain-Stromes i_D bei Abschaltung einer allgemeinen ohmsch-induktiven Last durch einen MOSFET ist in Abbildung 6.1(b) dargestellt. Bei fehlenden Maßnahmen zur

Schaltentlastung ergibt sich die strichliert dargestellte Drain-Source-Spannung u_{DS} . Weiters ergibt sich der ebenfalls strichliert abgebildete dazugehörige zeitliche Leistungsverlauf p_V durch Produktbildung von i_D und u_{DS} [31]. Für den Verlauf der Verlustleistung gilt also der Ausdruck

$$p_V = i_D \cdot u_{DS}. \quad (6.1)$$

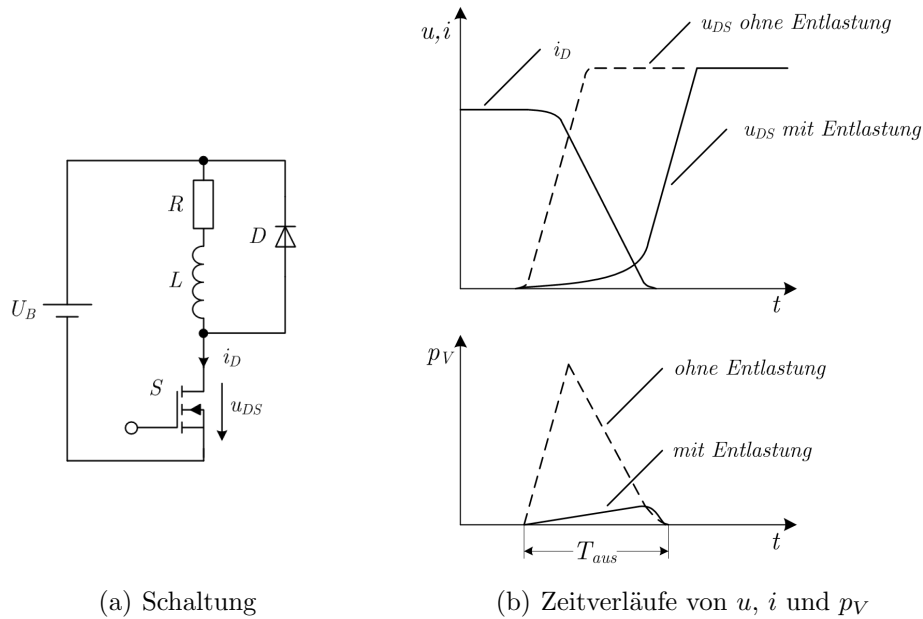


Abbildung 6.1: Darstellung eines Ausschaltvorganges an einem MOSFET

Für die während eines Ausschaltvorganges entstehende Ausschaltenergie E_{aus} gilt die nachfolgende Beziehung. Ebenfalls angegeben ist die, an dieser Stelle nicht näher erörterte, Einschaltenergie E_{ein} für die natürlich in analoger Weise das Gleiche gilt.

$$E_{aus} = \int_{T_{aus}} i_D \cdot u_{DS} dt \quad (6.2)$$

$$E_{ein} = \int_{T_{ein}} i_D \cdot u_{DS} dt \quad (6.3)$$

Die entstehenden Schaltverluste für einen Zyklus E_{VS} , bestehend aus einem Ein- und einem Ausschaltvorgang, errechnen sich dementsprechend durch

$$E_{VS} = E_{ein} + E_{aus}. \quad (6.4)$$

Wird nun der Feldeffekttransistor S mit einer Schaltfrequenz f_S betrieben so berechnet sich die Schaltverlustleistung P_{VS} aus

$$P_{VS} = E_{VS} \cdot f_S. \quad (6.5)$$

Zusammen mit den Durchlassverlusten P_{VD} während der leitenden Phase ergibt sich die gesamte Verlustleistung P_V eines Transistors. [31]

$$P_V = P_{VS} + P_{VD} \quad (6.6)$$

Um die Schaltverluste zu minimieren, kann die Steilheit des Strom- und Spannungsanstieges reduziert werden und die Überlappungszeit von Strom und Spannung verkürzt werden. Ersteres ist in Abbildung 6.1(b) unter Anwendung einer Null-Spannungs-Entlastung (Zero-Voltage-Entlastung) dargestellt. Die Drain-Source-Spannung mit Entlastung weist während des Stromabfalles eine geringere Steigung auf als jene ohne Entlastung. Dadurch resultiert die geringere momentane Verlustleistung p_V . Ziel der in diesem Kapitel erarbeiteten Schaltentlastung wird es sein, genau diesen gewünschten Effekt zu erreichen, nämlich die Schaltverluste soweit wie möglich zu reduzieren.

6.1.2 Parasitäre Oszillationen

Verursacht durch unerwünschte elektrische Energiespeicher, nämlich parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten, besteht bei jedem Ein- und Ausschaltvorgang die Gefahr der Anregung von unter Umständen schädlichen Oszillationen in elektrischen Schaltungen. Generell sind diese parasitären Energiespeicher bei realen Bauteilen unvermeidbar. So besitzt beispielsweise jedes Halbleiterbauelement bestimmte Eigenkapazitäten, Transformatoren besitzen Wicklungskapazitäten und Streuinduktivitäten, selbst elektrische Verbindungen weisen parasitäre Leitungsinduktivitäten auf, um nur ein paar Beispiele zu nennen.

Als typisches Beispiel bei welchem ohne Zusatzbeschaltung Oszillationen auftreten, ist der Abschaltvorgang einer Diode. Hier führt das Zusammenwirken der Dioden-Sperrschichtkapazität mit den Leitungsinduktivitäten zu Eigenschwingungen. [22]

Diese Oszillationen sind auch Ursache für elektromagnetische Störungen, welche zu Fehlfunktionen in elektrischen Geräten führen können. Um dies zu verhindern müssen bestimmte EMV-Normen eingehalten werden, was durch energiereiche parasitäre Oszillationen dementsprechend erschwert wird. Die Anregung der für die Oszillation verantwortlichen Kapazitäten und Induktivitäten erfolgt durch Flanken in den Strömen oder Spannungen einer Schaltung. Die Amplituden der Schwingungen sind dabei durch die Steilheit der anregenden Strom- oder Spannungsflanken bestimmt und nehmen mit wachsender Steilheit zu. Um nun die Amplitude parasitärer Oszillationen zu reduzieren, ist eine Erhöhung der Dämpfung des Schwingkreises erforderlich oder aber es ist die Verringerung der Flankensteilheit notwendig. [19]

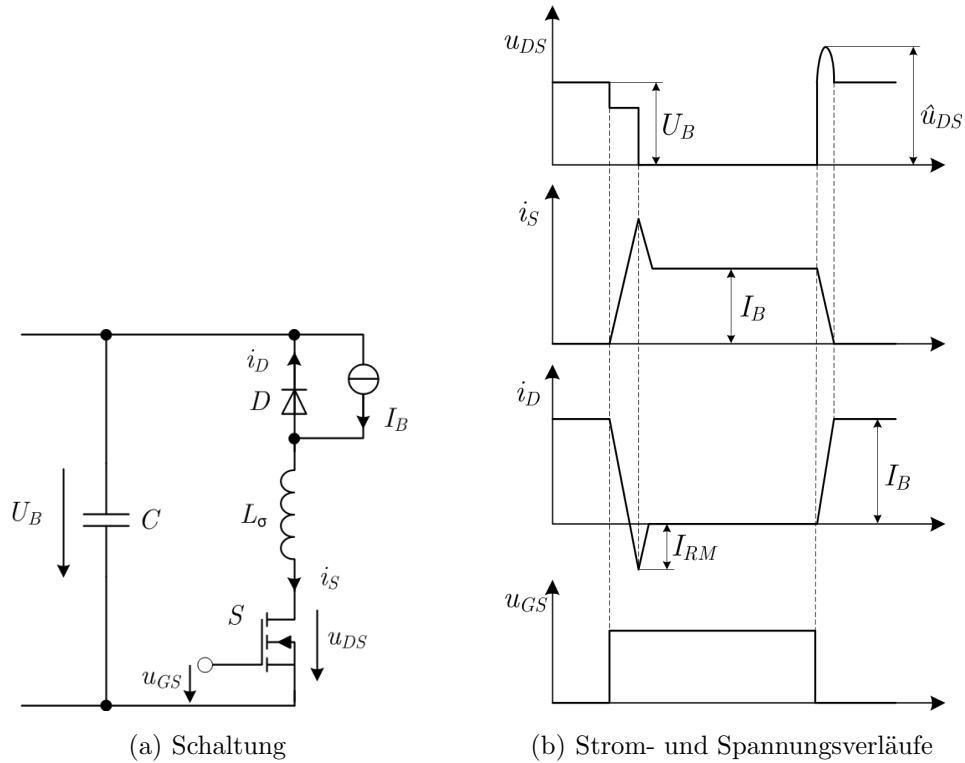


Abbildung 6.2: Überspannung verursacht durch hartes Schalten

Das Entstehen von Überspannungen an einem MOSFET-Schalter, verursacht durch hartes Schalten, ist in Abbildung 6.2 dargestellt. Dabei führen unvermeidliche parasitäre Induktivitäten, repräsentiert durch L_σ , beim Ausschalten des Transistors zu Spannungsspitzen der Höhe \hat{u}_{DS} . Diese Spannungsspitzen fallen umso höher aus je größer die parasitären Induktivitäten und umso steiler die Schaltflanken sind.

$$\hat{u}_{DS} = U_B + L_\sigma \frac{di_S}{dt} \quad (6.7)$$

Bei Einschalten des MOSFETs S liegt die Spannung u_S unter jener von U_B was zu einer Einschalt-Entlastung des Transistors führt.

Abbildung 6.2(b) zeigt vereinfachte Zeitverläufe der angegebenen Ströme und Spannungen. Dabei stellt I_B einen allgemeinen Betriebsstrom, U_B die Betriebsspannung und I_{RM} den maximal auftretenden Rückstrom der Diode dar. Eine detailliertere Darstellung der gezeigten Verläufe ist in [29] dargestellt.

Genau diese Tatsache, nämlich die Reduzierung der Steilheit von Strom- und Spannungsflanken bei Schaltvorgängen, ist neben der Reduzierung der Schaltverluste ein weiterer großer Motivationsgrund für den Einsatz von Schaltentlastungen. So soll durch den Einsatz der zusätzlichen Entlastungsschaltung eine Entschärfung des EMV-Problems stattfinden und der Einsatz von MOSFETs mit geringerer Drain-Source Bemessungsspannung ermöglicht werden.

6.1.3 Ausgangszustand

Das Schaltbild des hart schaltenden Buck-Konverters inklusive der Gate-Ansteuerung der Transistoren ist in Abbildung 6.3 gezeigt. Wie ersichtlich, wird $S4$ verlangsamt mit $R4 = 27\ \Omega$ ausgeschaltet und $S3$ verlangsamt über $R3 = 68\ \Omega$ eingeschaltet. Der Grund dafür ist, dass die Body-Diode an $S4$ so wenig lange wie möglich leitend ist und somit deren schlechte Abschalteigenschaften, insbesondere der hohe Spitzenwert der Rückwärtssperrenspernung, nicht zum Tragen kommen. Allerdings muss bei der Ansteuerung sichergestellt sein, dass es nicht zu einem gleichzeitigen Einschalten von $S3$ und $S4$ kommt und somit ein Brückenkurzschluss stattfindet.

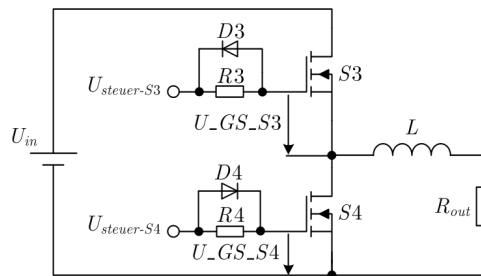
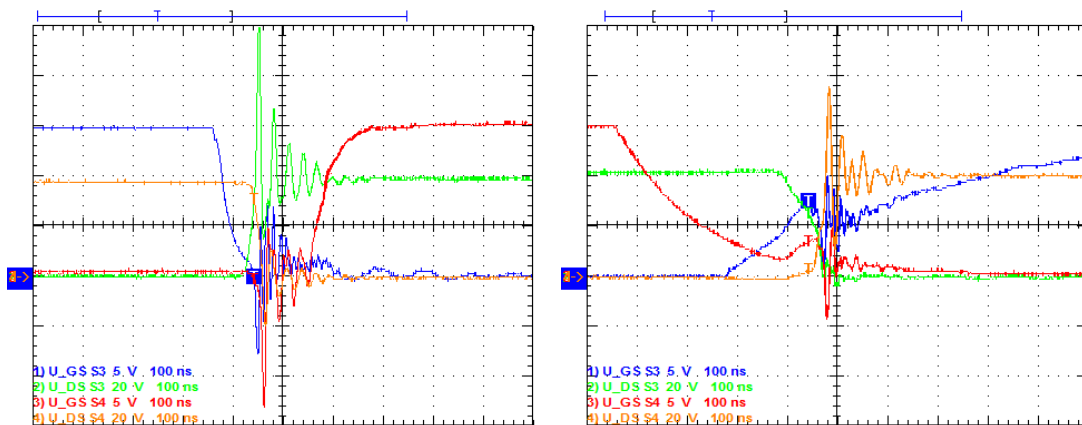


Abbildung 6.3: Schaltbild des hart schaltenden Buck-Konverters

Die Spannungen der beiden MOSFET-Transistoren sind in Abbildung 6.4 ersichtlich. Der Spannungsspitzenwert an $S3$ beträgt 100 V und an $S4$ 75 V.



(a) Ausschalten von $S3$

(b) Einschalten von $S3$

Abbildung 6.4: Ausgangszustand der Spannungssoszillationen

Wird nun zur Strommessung an $S3$ ein Drahtbügel verwendet um den Strom am Transistor mit einer Stromzange messen zu können, ergeben sich Spannungsverläufe wie in Abbildung 6.5 dargestellt. Verursacht werden die höheren Amplituden der Spannungssoszillationen durch die mit der Strommessschleife einhergehend eingebrachte parasitäre Induktivität. Der Spitzenwert der Spannung beim Ausschalten von $S3$ beläuft sich nun auf 200 V und jener von $S4$ beträgt 125 V.

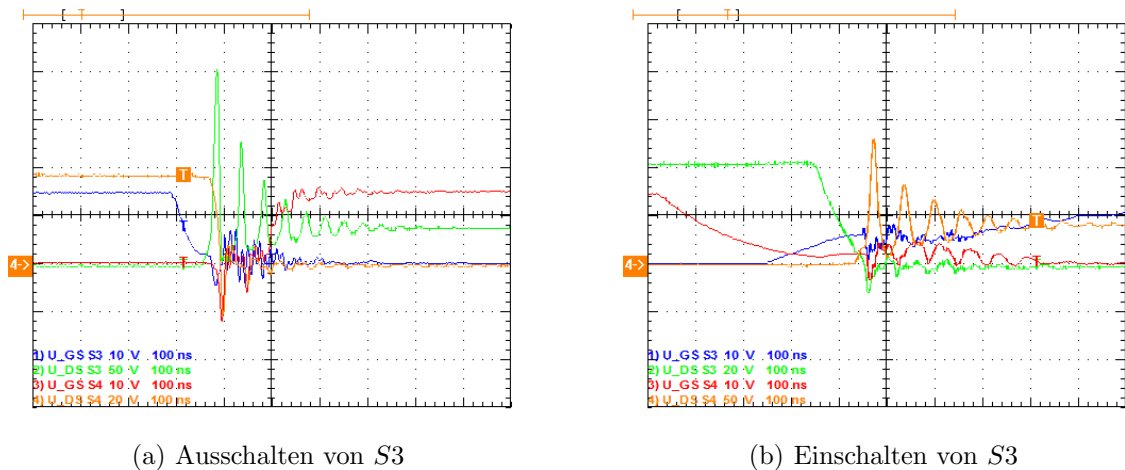


Abbildung 6.5: Spannungszusammenhang mit Strommessschleife an $S3$

Um eine Abschätzung der zusätzlichen parasitären Induktivität zu ermöglichen ist die Strommessschleife mit einer LCR-Messbrücke bestimmt worden. Ihr Wert beträgt laut Messung 90 nH und ist die Summe aus Induktivität des 3 cm langen Drahtstückes ($1 \frac{\text{nH}}{\text{mm}} \cdot 30 \text{ mm} = 30 \text{ nH}$) und Induktivität verursacht durch die Stromzange (60 nH). In Kapitel 5.2.3 wurden für diese Abschätzung dasselbe Resultat erzielt.

Zusätzlich wurde dieser gemessene Wert in der PSIM-Simulation bestätigt wobei die Ergebnisse in Abbildung 6.6 dargestellt sind. Die Transistoren sind dabei als 3-State-Modell eines IPB107N20N3 mit Werten laut Datenblatt [10] modelliert.

Dabei ergibt sich laut Simulation ohne Strommessschleife ein maximaler Spannungswert an $S3$ von 118 V. Bei Verwendung der Messschleife mit einer Induktivität von 90 nH liefert die Simulation ein Spannungsmaximum von 249 V.

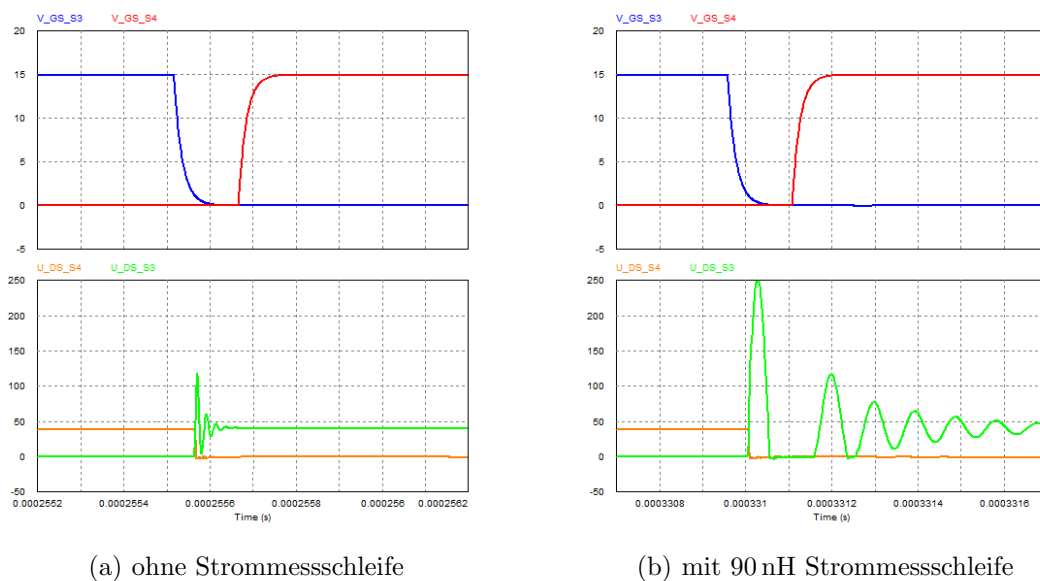


Abbildung 6.6: Simulation der Spannungszusammenhang mit und ohne Strommessschleife an $S3$

In Abbildung 6.7 sind die Oszillogramme der Schaltvorgänge dargestellt. Die Messungen des Low-Side-Transistors werden dabei mit einem Ausgangsstrom von 24 A durchgeführt. Der Grund ist in der begrenzten maximalen Strom-Zeit-Fläche der TCP202-Stromzange von Tektronix zu suchen mit welcher der Strom gemessen wird.

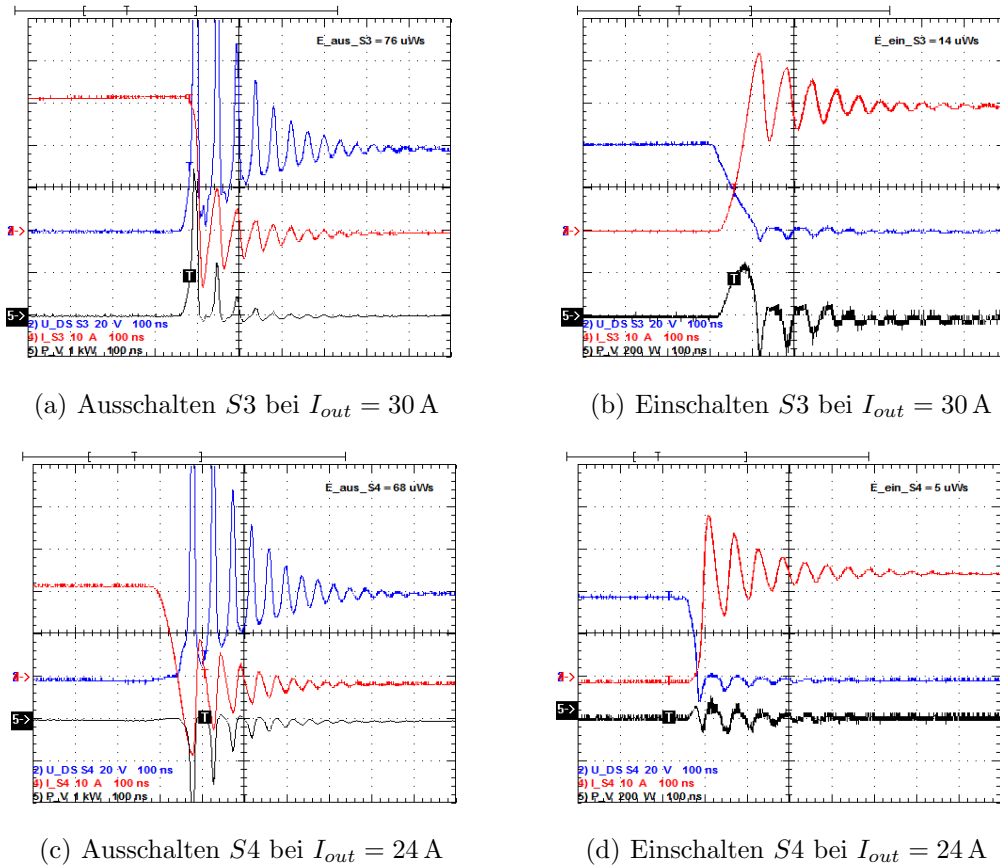


Abbildung 6.7: Schaltvorgänge einschließlich deren Schaltverluste von $S3$ und $S4$

Das Übersetzungsverhältnis des Buck-Konverters bei einem Ausgangsstrom von 24 A und einem Lastwiderstand von $0,333 \Omega$ ergibt sich bei einer Eingangsspannung von 40 V zu

$$\delta = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{I_{out} \cdot R_{out}}{U_{in}} = \frac{24 \text{ A} \cdot 0,333 \Omega}{40 \text{ V}} = 0,1998. \quad (6.8)$$

Die Periodendauer beläuft sich bei einer Schaltfrequenz von 40 kHz auf $T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{40 \text{ kHz}} = 25 \mu\text{s}$. Womit sich eine Freilaufdauer des Konverters und damit Leitenddauer von $S4$ von

$$T_{off} = T_S(1 - \delta) = 25 \mu\text{s} (1 - 0,1998) = 20,005 \mu\text{s} \quad (6.9)$$

ergibt. Die zu Messende notwendige Strom-Zeit-Fläche der Stromzange beträgt deshalb

$$I_{out} \cdot T_{off} = 24 \text{ A} \cdot 20,005 \mu\text{s} = 480,12 \mu\text{As}. \quad (6.10)$$

Laut Datenblatt der TCP202-Stromzange von Tektronix besitzt diese eine maximal messbare Strom-Zeit-Fläche von $500 \mu\text{As}$ um den zu messenden Strom am Transistor $S4$ fehlerfrei erfassen zu können. Würde der Ausgangsstrom auf einen Wert größer als die eingestellten 24 A erhöht, hätte dies eine fehlerhafte Messung zur Folge zumal der Strom im Low-Side-Transistor während seiner Leitendphase aufgrund der endlichen Ausgangsinduktivität nicht ideal konstant verläuft.

Die Summe aller Ein- und Ausschaltvorgänge ergibt die gesamten Schaltverluste von

$$E_{VS} = \sum E_{on/off\ S3/S4} = 76 \mu\text{Ws} + 14 \mu\text{Ws} + 68 \mu\text{Ws} + 5 \mu\text{Ws} = 163 \mu\text{Ws}. \quad (6.11)$$

$$P_{VS} = E_{VS} \cdot f_S = 163 \mu\text{Ws} \cdot 40 \text{ kHz} = 6,52 \text{ W} \quad (6.12)$$

Im Vergleich dazu berechnen sich die Leitverluste im Allgemeinen anhand der Gleichung

$$P_{VS} = \sum I_{S3/S4}^2 \cdot R_{DS(on)}. \quad (6.13)$$

Wobei eine Berücksichtigung der unterschiedlichen Leitströme erfolgen muss, da diese auch für die Schaltverluste berücksichtigt sind. Der Leitwiderstand $R_{DS(on)}$ des verwendeten IPB107N20N3 MOSFET ergibt sich laut Abbildung 9 des Datenblattes [10] bei einer Umgebungstemperatur von 100°C zu $17 \text{ m}\Omega$. Somit berechnen sich für den betrachteten Fall die Leitverluste zu

$$\begin{aligned} P_{VS} &= \frac{T_{on}}{T_S} (I_{S3}^2 \cdot R_{DS(on)}) + \frac{T_{off}}{T_S} (I_{S4}^2 \cdot R_{DS(on)}) \\ &= \frac{4,995 \mu\text{s}}{25 \mu\text{s}} (30 \text{ A}^2 \cdot 17 \text{ m}\Omega) + \frac{20,005 \mu\text{s}}{25 \mu\text{s}} (24 \text{ A}^2 \cdot 17 \text{ m}\Omega) \\ &= 10,89 \text{ W}. \end{aligned} \quad (6.14)$$

Um die Messungen der TCP202-Stromzange auf ihre Richtigkeit hin zu überprüfen sind Referenzmessungen mit einem geeichten Pearson 2878 Stromsensor durchgeführt worden. Die Tektronix Stromzange zeigte dabei bis auf das im Datenblatt angegebene Delay von 10 ns keine Abweichungen.

6.1.4 Anforderungen an die Schaltentlastung

Die Anforderungen an die zu entwerfende Schaltentlastung sind vielseitig und werden nachfolgend absteigend mit ihrer Bedeutung aufgelistet.

1. Die größte Bedeutung wird der Reduzierung von EMV-Problemen, entstanden durch parasitäre Oszillationen, beigemessen. Vor allem ist eine Verringerung der Spannungsspitzen am MOSFET anzustreben um somit dessen Bemessungsspannung reduzieren zu können.
2. Wie bereits in Kapitel 6.1.1 erwähnt sollen die Schaltverluste minimiert und somit der Wirkungsgrad gesteigert werden. Insbesondere die dadurch erreichte verringerte Kühlleistung ist von großer Relevanz.

3. Im Hinblick auf eine geplante Serienproduktion ist der Kostenfaktor von wesentlicher Bedeutung. Trotz der technischen Vorteile, muss die Schaltentlastung kostengünstig realisierbar sein.
4. Die verwendete Topologie des Tiefsetzstellers ist unverändert zu belassen. Vor allem der normalerweise ausgangsseitig verwendete Kondensator soll keine Verwendung finden da dies das gewünschte Ausgangsverhalten des DC-DC Konverters verschlechtern würde. Die Regelung des Ausgangsstromes erfolgt über Pulsweitenmodulation mit fester Schaltfrequenz.
5. Trotz der Zusatzbeschaltung soll die Last wie gefordert variabel bleiben und es soll keine Verschlechterung bezüglich der Laständerungscharakteristik auftreten. Sollte eine Schaltentlastung nicht über den vollständigen Leistungsbereich möglich sein, so ist diese auf den Volllastpunkt hin auszulegen.

Diese Anforderungen reduzieren die Anzahl der in Frage kommenden bekannten Schaltentlastungen. So macht Anforderung 4. durch den Verzicht auf einen ausgangsseitigen Glättungskondensators die in [3] präsentierte Schaltentlastung wenig praktikabel. Darüber hinaus spricht die Notwendigkeit eines Transformators ebenso gegen den Einsatz dieser Schaltentlastung wie der Betrieb mit dem geforderten dynamischen Ausgangsstrom von 180 A.

Durch den Einsatz eines PWM gesteuerten Buck-Konverters mit fixer Schaltfrequenz entfällt auch die Verwendung von quasi-resonanten Konvertern wie beispielsweise in [15] präsentiert, da diese mit variablen Schaltfrequenzen betrieben werden.

Gegen die Verwendung von multiresonanten Konvertern, beispielsweise nachzulesen in [23], sprechen deren signifikant erhöhten Leitverluste und die wie bei den quasi-resonanten Konvertern benötigte variable Schaltfrequenz. Darüber hinaus ist das ZVS und ZCS bei dieser Art von Konvertern lastabhängig.

Eine weitere Möglichkeit des Soft-Switchings für Tiefsetzsteller wäre die vollständige Entmagnetisierung der Speicherdrossel und Aufmagnetisierung in Gegenrichtung, so dass genügend Energie zum Soft-Switching vorhanden ist. Eine detaillierte Beschreibung der Funktionsweise des Soft-Switchings für Tiefsetzsteller ist in [31] nachzulesen. Da der Buck-Konverter für welchen die Entlastung zu entwerfen ist ohnehin mit einem synchronen Gleichrichter anstatt einer Diode betrieben wird, wäre dieses Soft-Switching Verfahren ohne zusätzliche Bauelemente realisierbar. Der Nachteil des hohen Rippelstromes und die Tatsache, dass der Strom in der Speicherdrossel während einer Schaltperiode negativ wird, kann durch einen mehrstufigen Interleaved Betrieb des Konverters beseitigt werden. Allerdings ist für die Aufmagnetisierung der Speicherdrossel in Gegenrichtung die Verwendung eines Ausgangskondensator unabdingbar was im Widerspruch zu den genannten Anforderungen steht. Auf Grund dieser Tatsache kann diese Art der Entlastung nicht eingesetzt werden.

6.2 Buck-Konverter mit Entlastungsbeschaltung

6.2.1 Funktionsweise

Eine interessante Möglichkeit um entlastetes Schalten zu erreichen, ist in [8] beschrieben und wird in diesem Abschnitt näher erörtert. Die Schaltung, in Abbildung 6.8 ersichtlich, enthält neben dem konventionellen Buck-Konverter bestehend aus S , D und L eine zusätzliche Entlastungsbeschaltung einschließlich einem High-Side angeschlossenen Transistor $S1$.

Zur vereinfachten Betrachtung der Schaltung wird eine Diode D eingesetzt. Praktischerweise kann D durch einen MOSFET ersetzt werden und man spricht in diesem Fall von einem Synchronstufensteller.

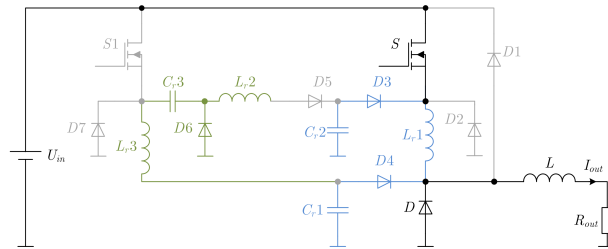


Abbildung 6.8: Schaltbild des Buck-Konverters einschließlich Hilfsschalter $S1$ und Hilfselemente (grau), Entlastungselemente für S (blau) und $S1$ (grün)

Der Schalter S wird über die Elemente L_r1 , $D4$ und C_r1 entlastet eingeschaltet. Die Ausschaltentlastung dafür übernehmen die Diode $D3$ und der Kondensator C_r2 . Der Beschaltungsteil für das Einschalten des Feldeffekttransistors S , bestehend aus $D4$ und C_r1 , wird dabei über den Transistor $S1$ aktiv geregelt.

Für diesen Hilfsschalter $S1$ existiert wiederum eine Einschaltentlastung über die Drosseln L_r2 und L_r3 . Die Ausschaltentlastung für $S1$ erfolgt ähnlich wie für den Schalter S über die Diode $D6$ und den Kondensator C_r3 .

Die Periodendauer der Schaltfrequenz wird in acht Schaltzustände, welche in Abbildung 6.9 dargestellt werden, unterteilt. Der Ablauf der einzelnen Zustände wird im Folgenden näher erklärt. Für das bessere Verständnis der Erklärungen kann Abbildung 6.10(b) hilfreich sein.

- (a) $t_0 - t_1$: Vor Beginn dieses Zeitabschnittes ist die Diode D leitend und die Drossel L wird entladen. Der Schalter S ist offen und alle energiespeichernden Elemente bis auf L sind entladen. Zum Zeitpunkt t_0 wird der MOSFET-Transistor S eingeschaltet wobei die in Serie geschaltete Induktivität L_r1 den Stromanstieg I_S begrenzt und somit entlastend wirkt. Der Strom I_S steigt entsprechend der Dimensionierung von L_r1 an bis er die Amplitude des Ausgangsstromes I_{out} zum Zeitpunkt t_1 erreicht hat.

Kapitel 6 Schaltentlastung

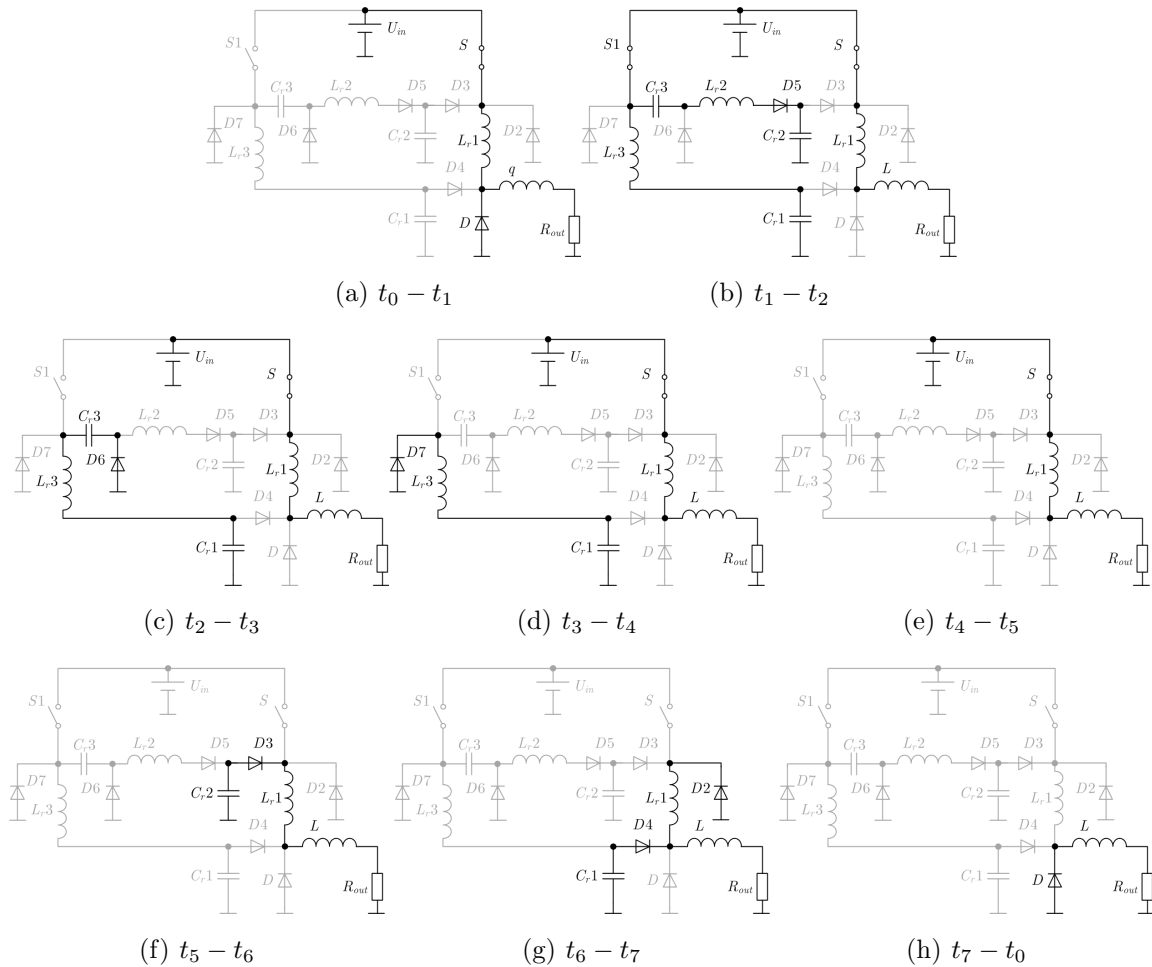
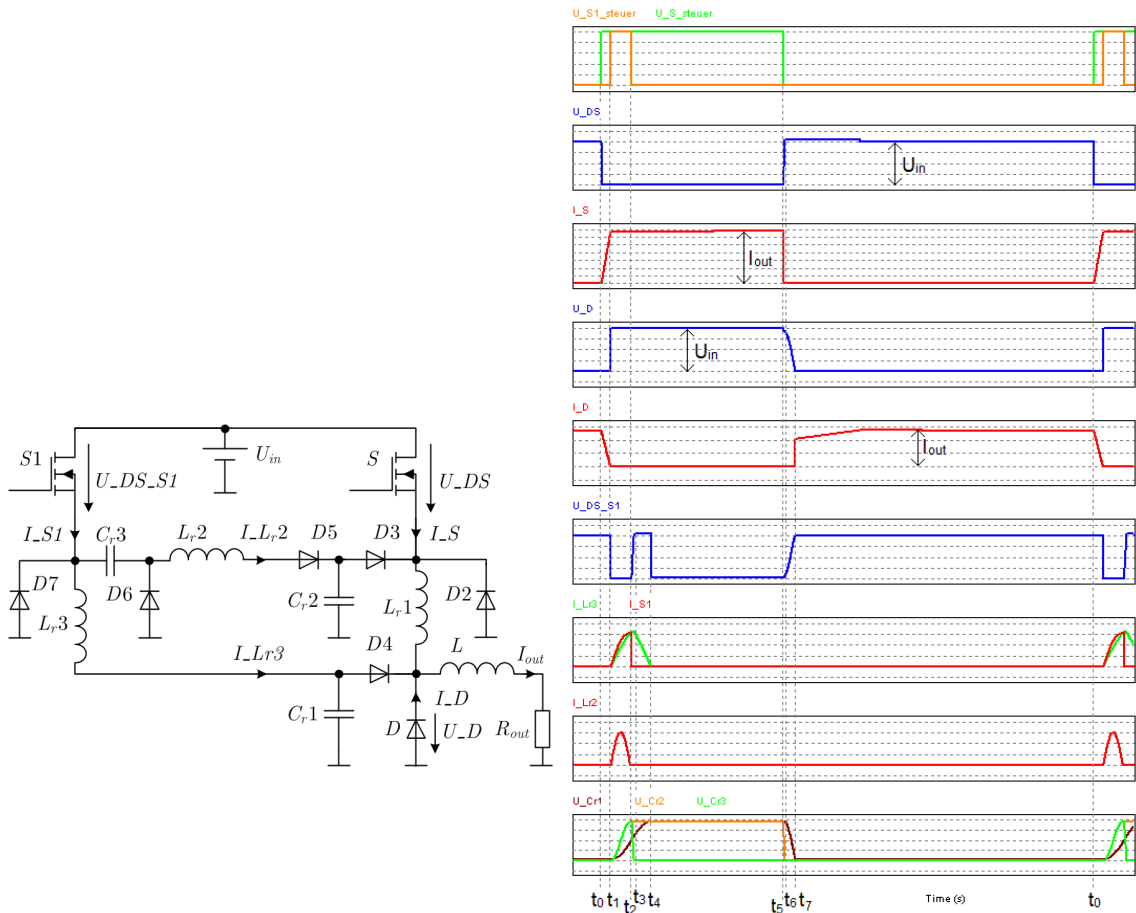


Abbildung 6.9: Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des Buck-Konverters

- (b) $t_1 - t_2$: Während S geschlossen und D gesperrt sind, spricht man von der "Leitendphase". Diese beginnt mit dem Zeitpunkt t_1 und dies ist auch der Moment in dem der Schalter $S1$ geschlossen wird. Dieser bleibt so lange geschlossen, bis am Kondensator C_r1 die halbe Eingangsspannung anliegt, was zum Zeitpunkt t_2 erfüllt ist. Die kapazitätsmäßig kleiner ausfallenden Kondensatoren C_r2 und C_r3 werden in dieser Zeit, begrenzt durch Drossel L_r2 , vollständig geladen.
- (c) $t_2 - t_3$: Beginnend mit t_2 wird der Hilfsschalter $S1$ abgeschaltet wobei Diode $D6$ und Kapazität C_r3 als Ausschaltentlastung wirken und dementsprechend $S1$ spannungsfrei geöffnet werden kann. Die in Kondensator C_r3 gespeicherte Energie wird danach über L_r3 und $D6$ zum Kondensator C_r1 übertragen und geht somit nicht verloren.
- (d) $t_3 - t_4$: Die in L_r3 gespeicherte Energie wird während dieser Zeitdauer wie in Abbildung 6.9(d) ersichtlich über eine Serienschaltung von $D7$, L_r3 und C_r1 in den Kondensator C_r1 gespeichert. Dieser wird damit bis zur Versorgungsspannung aufgeladen, entsprechende Dimensionierung L_r3 vorausgesetzt.

Kapitel 6 Schaltentlastung

- (e) $t_4 - t_5$: Damit ist zum Zeitpunkt t_4 die Ausschaltentlastung für den MOSFET S gewährleistet und die "Leitendphase" wird mit Erreichen von t_5 beendet.
- (f) $t_5 - t_6$: Wie schon für den Schalter $S1$ beschrieben wird in analoger Weise der Schalter S über C_r2 und $D3$ entlastet ausgeschaltet. Darüber hinaus wird die in S und C_r2 gespeicherte Energie dem Ausgangs zugeführt.
- (g) $t_6 - t_7$: Die Spannung am Source-Kontakt von S bezüglich Masse sinkt, begründet durch die kleinere Kapazität C_r2 , schneller auf null als die Spannung U_D mit der größeren Kapazität C_r1 . Die daraus resultierende negative Spannungs-Zeit-Fläche führt zum Entladen von L_r1 . Darüber hinaus wird mit öffnen von S der Kondensator C_r1 entladen. Die gesamte in den Bauteilen C_r1 , C_r2 und L_r1 gespeicherte Energie wird damit, im Wesentlichen verlustlos, dem Ausgang zugeführt.
- (h) $t_7 - t_0$: Zum Zeitpunkt t_7 ist U_D auf 0V abgesunken und die unter (a) bereits erwähnte Ausgangssituation ist wieder hergestellt. Dieser Zeitabschnitt ist identisch zu der, als "Freilaufphase" bezeichneten, Zeitdauer des konventionellen Buck-Konverters.



(a) Zählpfeilrichtungen

(b) Strom- und Spannungszeitverläufe

Abbildung 6.10: Kurvenformen bei idealem Bauteilverhalten

Unter Berücksichtigung der Zählpfeilrichtungen in Abbildung 6.10(a) sind die Strom- und Spannungszeitverläufe für den Buck-Konverter mit Entlastungsbeschaltung in Abbildung 6.10(b) dargestellt.

Die Bauteile sind dabei allesamt als ideal anzusehen. Die Eingangsspannung U_{in} wird von einer idealen Spannungsquelle erzeugt. Der entstehende Ausgangsstrom I_{out} ist, begründet durch die unendlich große Induktivität L , ideal geglättet.

6.2.2 Simulation

In Abbildung 6.11 sind die Simulationsergebnisse des Buck-Konverters mit Entlastungsbeschaltung ersichtlich. Als Bauteilwerte werden dabei jene in Tabelle 6.1 angegebenen Werte verwendet. Die Zählpfeilrichtungen sind dabei aus Abbildung 6.10(a) übernommen.

Die Diode D ist als Body-Diode eines IPB107N20N3 mit den Modellparametern laut Tabelle 5.4 simuliert.

Bezeichnung	Wert
f_S	40 kHz
U_{in}	40 V
I_{out}	140 A
R_{out}	100 m Ω
L	10 μ H
C_r1	1 μ F
C_r2	100 nF
C_r3	100 nF
L_r1	140 nH
L_r2	2 μ H
L_r3	1 μ H

Tabelle 6.1: Simulationsparameter

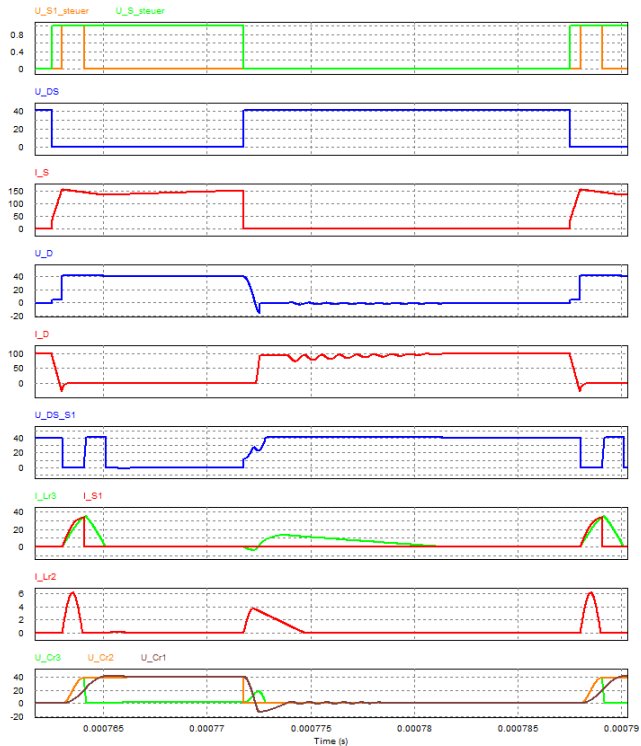


Abbildung 6.11: Zeitverläufe der Simulation

Verursacht durch die parasitären Induktivitäten der Diode D kommt es zu Oszillationen an U_D und I_D . Der entstehende Ausgangsstrom I_{out} ist, begründet durch die endliche Induktivität L , kein ideal konstanter Strom.

Darüber hinaus kommt es nach Abschalten des Transistors S zu einem ungewünschten Stromfluss in L_r3 . Dieser baut sich auf, da die negative Spannung von C_r1 einen sich schließenden Strom über die Bauteile C_r1 , L_r3 und $D7$ bewirkt. Analog kommt ein Stromfluss über die Bauteile C_r3 , L_r2 , $D5$ und $D3$ zustande.

Bei Betrachtung des Diodenstromes I_D in Abbildung 6.11 fällt auf, dass die Diode in der "Freilaufphase" nicht vollständig den Ausgangsstrom übernimmt, sondern es zu einem Stromfluss über D_2 und L_r kommt. Der Grund dafür ist in der nicht ausreichend großen Spannungs-Zeit-Fläche, wie unter Punkt (g) in Abschnitt 6.2.1 beschrieben zu suchen. Denn dadurch wird die in L_r gespeicherte Energie nicht vollständig abgebaut und ein Stromfluss aufrechterhalten.

Diese ungewollten parasitären Vorgänge der Simulation sind hervorgerufen durch das nachgebildete Diodenverhalten anhand des in Abbildung 5.6(a) dargestellten Modells.

Die Aussagekraft der durchgeführten Simulation ist damit eingeschränkt wenngleich die prinzipielle Funktionsweise belegt ist.

6.2.3 Zusammenfassung

Folgende Aussagen können zusammenfassend über den Buck-Konverter mit Entlastungsbeschaltung angeführt werden:

1. Die Hauptaufgabe, nämlich entlastetes Schalten von S und D werden durch die zusätzlichen Beschaltungselemente und entsprechender Ansteuerung erreicht.
2. Die Flankensteigungen von Strom und Spannung sind durch diesen Konverteraufbau im Vergleich zum konventionellen Aufbau verringert.
3. Ein Vorteil gegenüber den in den nachfolgenden Kapitel 6.3 und 6.4 vorgestellten Entlastungsbeschaltungen ist mit der Möglichkeit gegeben, die Pulsweite auf 100% auszudehnen und gleichzeitig entlastetes Schalten zu erreichen.
4. Wie schon der im vorigen Abschnitt beschriebene Konverter, arbeitet auch dieser mit einer festen Schaltfrequenz, was in Abschnitt 6.1.4 als Anforderung an den Konverter genannt wird.
5. Nachteilig sind der hohe Bauteilufwand und die damit einhergehenden hohen Kosten, sowie der benötigte Platzbedarf zu nennen.

6.3 Zero-Voltage-Transition Buck-Konverter

6.3.1 Funktionsweise

Um entlastetes Schalten von Transistor und Diode des Buck-Konverters zu erreichen, wird der in [9] vorgestellte ZVT-PWM Buck-Konverter dahingehend untersucht ob er die geforderten Anforderungen erfüllt. Die Schaltung dazu ist in Abbildung 6.12 dargestellt und enthält neben dem konventionellen Konverter bestehend aus S , D und L ein resonantes Netzwerk bestehend aus S_1 , D_1 , L_r und C_r . Die Drain-Source-Kapazität des Schalters S und die Resonanzkapazität sind dabei zu C_r zusammengefasst.

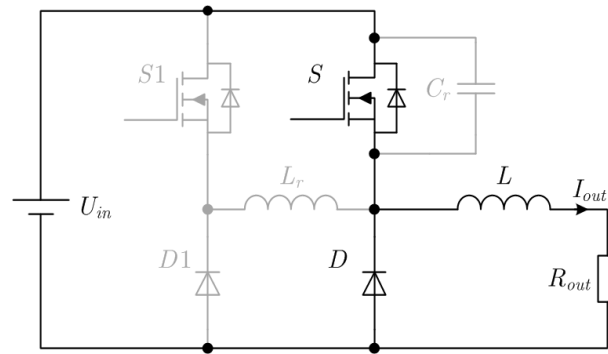


Abbildung 6.12: Schaltbild des ZVT-PWM Buck-Konverters mit eingezeichnetem Entlastungsweig

Während einer Schaltperiode existieren sieben Betriebszustände für welche in Abbildung 6.13 die äquivalenten Schaltbilder angegeben sind und deren Ablauf wie folgt beschrieben werden kann. [9]

- (a) $t_0 - t_1$: Vor dem Zeitpunkt t_0 ist die Diode D leitend und der Transistor S ist ohne Ansteuerung. Nun wird $S1$ zum Zeitpunkt t_0 eingeschaltet wodurch der Strom in L_r linear ansteigt. Zum Zeitpunkt t_1 erreicht I_{Lr} den Wert I_{out} und die Diode D schaltet, da stromlos geworden, entlastet und ohne maßgeblichen Rückstrom ab. Die Zeitdauer $T_{01} = t_1 - t_0$ beläuft sich auf

$$T_{01} = \frac{I_{out}}{U_{in}/L_r}. \quad (6.15)$$

- (b) $t_1 - t_2$: Verursacht durch die Resonanz zwischen L_r und C_r steigt I_{Lr} weiter an wodurch die Spannung an C_r bis auf 0 V reduziert wird. Dadurch wird die antiparallele Body-Diode von S zum Zeitpunkt t_2 leitend. Die dafür benötigte Zeitdauer $T_{12} = t_2 - t_1$ berechnet sich zu

$$T_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r}. \quad (6.16)$$

- (c) $t_2 - t_3$: Um spannungslos einzuschalten, ist es notwendig den Transistor S während der "Leitendphase" seiner Reversdiode anzusteuern. Dazu muss die Zeitverzögerung T_D zwischen den Ansteuersignalen von $S1$ und S folgende Bedingung erfüllen.

$$T_D \geq T_{01} + T_{12} = \frac{I_{out}}{U_{in}/L_r} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (6.17)$$

- (d) $t_3 - t_4$: Wie in Abbildung 6.13(d) ersichtlich, wird zu Beginn dieses Abschnittes der Schalter $S1$ abgeschaltet und S wird eingeschaltet. Aufgrund des leitend werdens von $D1$ wird die in L_r gespeicherte Energie linear abgebaut bis zum Zeitpunkt t_4 der Strom I_{Lr} Null wird.
- (e) $t_4 - t_5$: Die Diode $D1$ wird zum Zeitpunkt t_4 sperrend und es ergibt sich der Schaltzustand des konventionellen Buck-Konverters.

- (f) $t_5 - t_6$: Verursacht durch das Abschalten des Transistors S zum Zeitpunkt t_5 wird C_r mit dem Strom I_{out} geladen bis er die Spannung U_{in} erreicht hat.
- (g) $t_6 - t_0$: In Abbildung 6.13(g) zeigt sich, dass dieser Zeitabschnitt identisch ist zu der "Freilaufphase" des konventionellen Buck-Konverters. Zum Zeitpunkt t_0 ist ein Zyklus abgeschlossen und mit Einschalten von $S1$ beginnt eine neue Periode.

Für den beschriebenen Ablauf sind in Abbildung 6.14 die Strom- und Spannungszeitverläufe mit den dazugehörigen Zählpfeilrichtungen für den ZVT-PWM Buck-Konverter eingezeichnet. Die Bauteile sind dabei allesamt als ideal anzusehen. Die Eingangsspannung U_{in} wird von einer idealen Spannungsquelle erzeugt. Der entstehende Ausgangsstrom I_{out} ist, begründet durch die unendlich große Induktivität L , ideal geglättet.

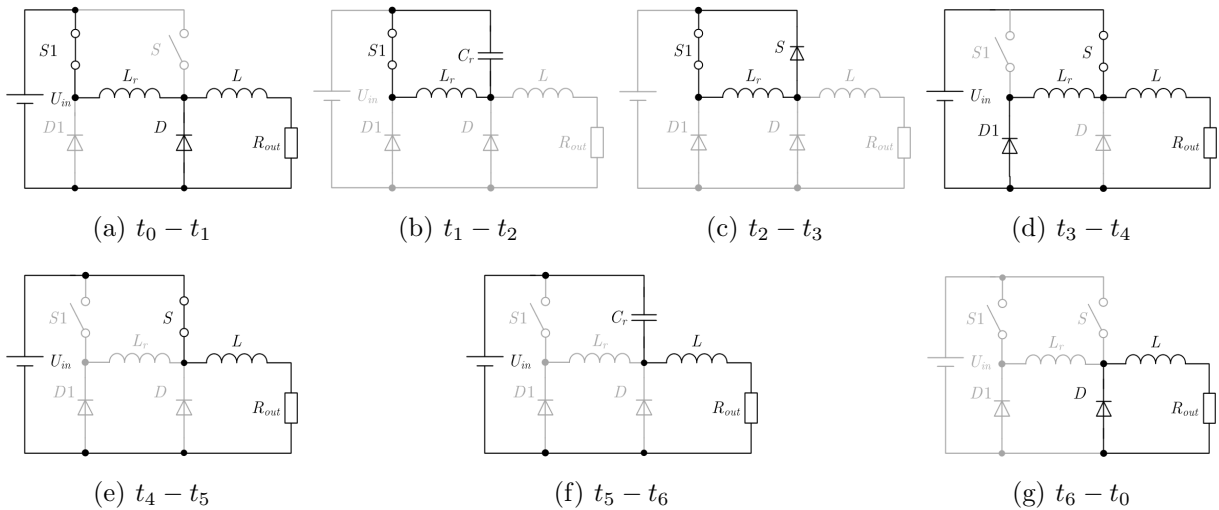


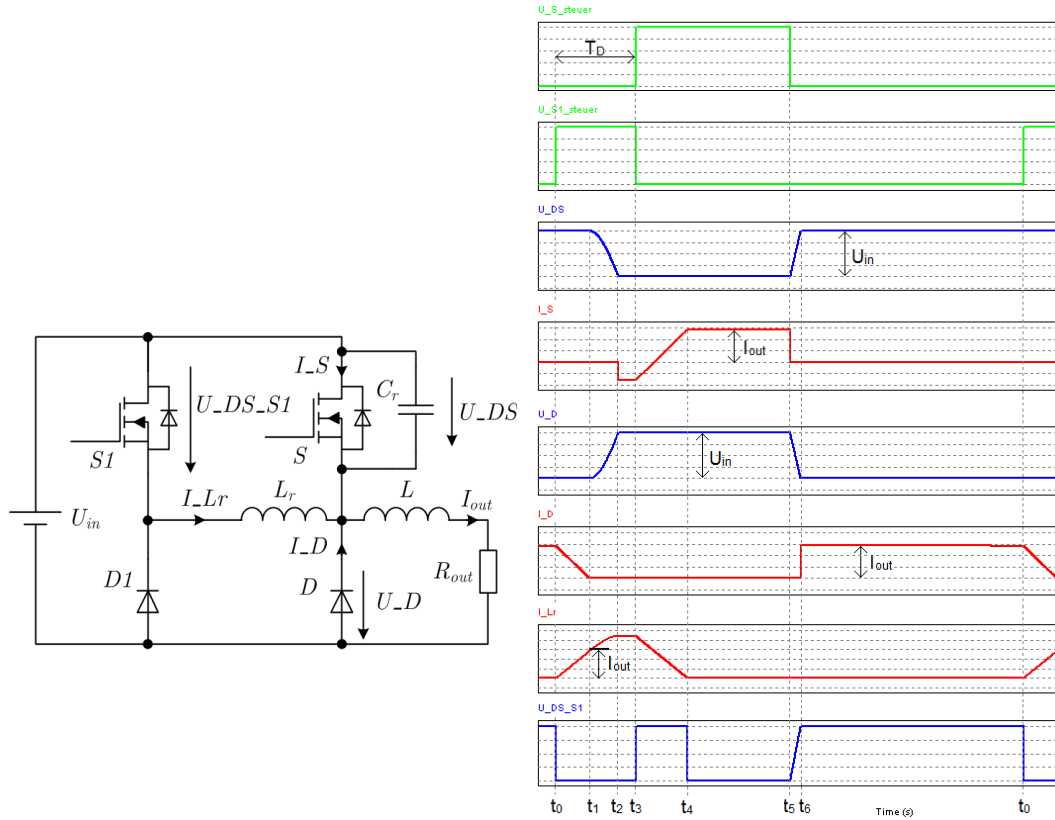
Abbildung 6.13: Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des ZVT-PWM Buck-Konverters

Eine alternative Darstellung der Zeitverläufe, unter geänderten Voraussetzungen, aber mit derselben qualitativen Aussage, kann in [31] nachgeschlagen werden. Darüber hinaus findet sich dort eine detailliertere Beschreibung des Zeitpunktes t_3 .

Bei Betrachtung der Schaltung unter Einbeziehung der parasitären Elemente wie der Drain-Source Kapazität des MOSFET $S1$, erkennt man die Erfordernis einer weiteren Diode $D2$ in Serie zur Resonanzinduktivität L_r . Die strukturbedingte parasitäre Kapazität des Hilfsschalters C_j ³ ist zum Zeitpunkt t_4 auf den Wert der Eingangsspannung aufgeladen und ihre Energie wird anschließend, verursacht durch den geschlossenen Schalter S auf L_r , umschwingen. Dies führt zum Leitend werden der Body-Diode an $S1$ und in weiterer Folge bildet sich ein Kreisstrom über die Elemente S , $S1$ und L_r aus. Um diese erhebliche zusätzliche Belastung der Bauelemente zu verhindern, muss sichergestellt werden, dass der Strom an L_r nur in eine Richtung fließen kann. [20] Diese Tatsache wurde sowohl bei der Simulation als auch beim Schaltungsaufbau berücksichtigt. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt dass durch diese Seriediende $D2$ die Spannung $U_{DS,S1}$

³j steht an dieser Stelle für den engl. Begriff junction

während dem Intervall $t_4 - t_5$ nicht mehr wie in Abbildung 6.14 dargestellt auf null abfällt sondern den Eingangsspannungswert beibehält.



(a) Zählpfeilrichtungen

(b) Strom- und Spannungszeitverläufe

Abbildung 6.14: Kurvenformen bei idealem Bauteilverhalten

6.3.2 Simulation

Die in der PSIM-Simulation verwendete Schaltung ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Wie ersichtlich, ist das ideale Schaltbild aus Abbildung 6.12 um die bereits beschriebene Seriendiode $D2$, die Drain-Source-Kapazitäten der MOSFET C_j und C_{j1} sowie eine parasitäre Streuinduktivität L_σ erweitert worden. Die Kondensatoren C_j und C_{j1} sind dabei die parasitären Drain-Source-Kapazitäten der IPB107N20N3 MOSFET-Strukturen. Ihre Kapazitäten werden anhand folgender Gleichung aus dem Datenblatt [10] bestimmt.

$$C_j = C_{j1} = C_{DS} \cong C_{oss} - C_{rss} \cong 0,5 \text{ nF} \quad (6.18)$$

Die Streuinduktivität L_σ mit 20 nH wird in die Simulation aufgenommen um Verdrahtungsinduktivitäten zu berücksichtigen und zu zeigen, welchen Einfluss bereits kleine Induktivitäten auf das Schaltverhalten haben.

Die Diode D ist als Body-Diode eines IPB107N20N3 mit den Modellparametern laut Tabelle 5.4 simuliert.

In Abbildung 6.16 sind die Simulationsergebnisse des ZVT-PWM Buck-Konverters mit Bauteilwerten laut Tabelle 6.2 dargestellt. Die Zählpfeilrichtungen entsprechen dabei jenen in Abbildung 6.14(a) angegebenen.

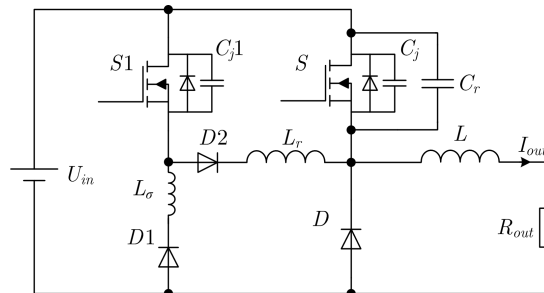


Abbildung 6.15: Schaltbild des ZVT-PWM Buck-Konverters für die Simulation

Bezeichnung	Wert
f_S	40 kHz
U_{in}	40 V
I_{out}	30 A
R_{out}	333 m Ω
L	10 μ H
L_r	300 nH
L_σ	20 nH
C_r	220 nF
C_j	0,5 nF
C_{j1}	0,5 nF

Tabelle 6.2: Simulationsparameter

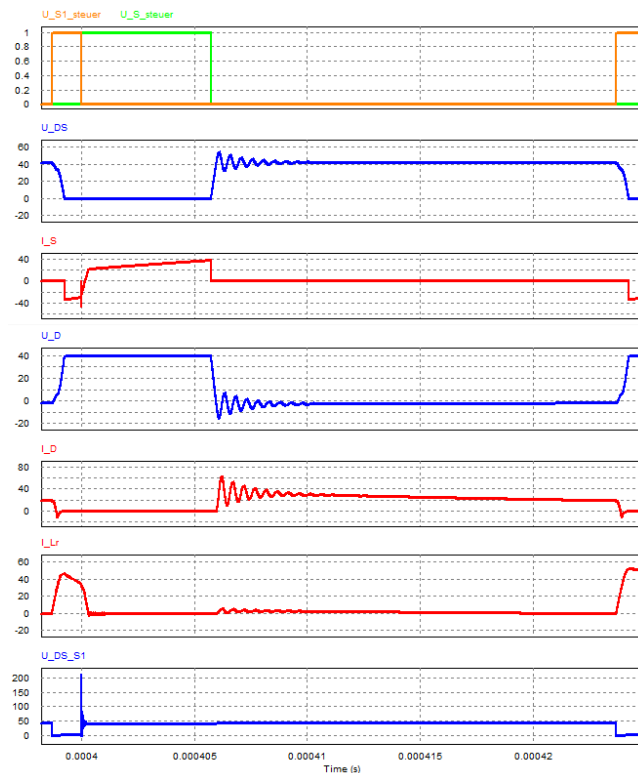


Abbildung 6.16: Zeitverläufe der Simulation

Verursacht durch die parasitäre Induktivität der Diode D kommt es zu Oszillationen an U_D und I_D . Diese haben wiederum Auswirkungen auf die Drain-Source-Spannung des MOSFET S .

Der entstehende Ausgangsstrom I_{out} ist, verursacht durch die endliche Induktivität L , kein kon-

stanter Strom. Des Weiteren kommt es nach dem Abschalten von S zu einem oszillierenden Stromfluss durch die Diode $D1$ weil die Diode des Buck-Konverters D nicht schlagartig den vollständigen Ausgangsstrom übernimmt. Dieser Vorgang konnte bei Messungen am Aufbau ebenfalls nachgewiesen werden da die Body-Diode D schlechtere Schalteigenschaften aufweist als die Schottky-Diode $D1$. Die Realisierung von D als aktiven Gleichrichter eliminiert diesen Effekt.

Beim Abschalten des Hilfsschalters $S1$ muss der Strom auf die Diode $D1$ kommutieren. Bedingt durch die Verdrahtungsinduktivität L_σ wird dies nicht schlagartig passieren und es wird sich eine Spannungserhöhung an L_σ derart aufbauen bis der Stromfluss stattfindet. Diese Spannungsspitze mit simulierten 215 V tritt in weiterer Folge auch am Hilfsschalter auf und führt zu einem drastischen Anstieg der Schaltverluste.

Die Einschaltentlastung von S muss durch geeignete Ansteuerung von $S1$ erreicht werden. Der Hilfsschalter $S1$ muss lange genug eingeschaltet bleiben, damit U_{DS} auf null abgesunken ist. Je höher der Ausgangsstrom ist umso länger muss $S1$ eingeschaltet bleiben, was zu Einschränkungen bezüglich des maximalen Duty-Cycles führt.

Durch eine zu lange Ansteuerdauer von $S1$ bleibt die Reversdiode an S länger leitend als notwendig und führt einen Strom der Höhe

$$I_{S_{reverse}} = U_{in} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} = 40\text{V} \cdot \sqrt{\frac{220\text{ nF}}{300\text{ nH}}} = 34,25\text{ A.} \quad (6.19)$$

Dies führt zu einem verringerten Wirkungsgrad des Konverters. Die Leitendphase des Schalters $S1$ ist daher so kurz wie möglich zu halten.

6.3.3 Messung

Die verwendeten Bauteile des Aufbaus sind in Tabelle 6.3 aufgelistet. Die Resonanzdrossel L_r ist eine Anfertigung der Firma Kaschke und besteht aus zwei Wicklungen auf einem R20/12,6/9,5L Ferritring wobei ein Drahtdurchmesser von 2,5 mm verwendet wurde und nicht wie im Datenblatt [13] angegeben 1,25 mm. Für die Induktivität ergibt sich laut Datenblatt [13] ein Wert von $L = 284\text{ nH} \pm 15\%$. Bei der Induktivitätsmessung mit einer LCR-Messbrücke ergab sich ein Wert von 300 nH und dieser Wert ist auch in die Tabelle 6.3 angegeben.

Abbildung 6.17 zeigt die Gegenüberstellung von Messung und Simulation unter denselben Bedingungen wie in Tabelle 6.2 angegeben. Hier wird auch das Problem des Aufbaus ersichtlich und zwar, dass durch die rasche Drain-Source-Spannungsänderung und einhergehenden hohen Spannungsmaximalwert beim Ausschalten des Hilfsschalters das Potential am Gate-Anschluss mit nach oben gezogen wird. Das heißt es kommt zu Spannungssoszillationen in der Höhe von 2 V bis 5 V am Gate des Hilfsschalters. Genau in diesem Bereich liegt ebenfalls die Threshold-Spannung des IPB107N20N3 Transistors [10]. Der MOSFET wird also nicht wie gewünscht abgeschaltet sondern befindet sich quasi in einem linearen Betrieb. Die Diode $D1$ wird nur für

Nano-Sekunden leitend und die Stromverläufe I_{Lr} und I_{S1} sind identisch, wie in Abbildung 6.17(b) ersichtlich. Die so verursachten Ausschaltverluste sind um ein vielfaches höher als bei einem ordnungsgemäß harten Abschaltvorgang.

Die Simulation zeigt dieses Verhalten nicht da hierbei eine idealisierte Ansteuerung implementiert ist wenngleich sie das Ausmaß der Spannungsozillationen beim Ausschalten gut darstellt.

Bauteilbezeichnung	Verwendetes Bauelement
S	INFINEON IPB107N20N3
$S1$	INFINEON IPB107N20N3
D	Body-Diode eines IPB107N20N3
$D1$	STMicroelectronics STPS30150CW
$D2$	STMicroelectronics STPS30150CW
L	10 μH (Fronius Eigenanfertigung)
L_r	0,3 μH (2 Wdg. auf R20/12,6/9,5L von Kaschke)
C_r	220 nF MKP 1839 250VDC von Vishay

Tabelle 6.3: Verwendete Bauelemente für Schaltungsaufbau

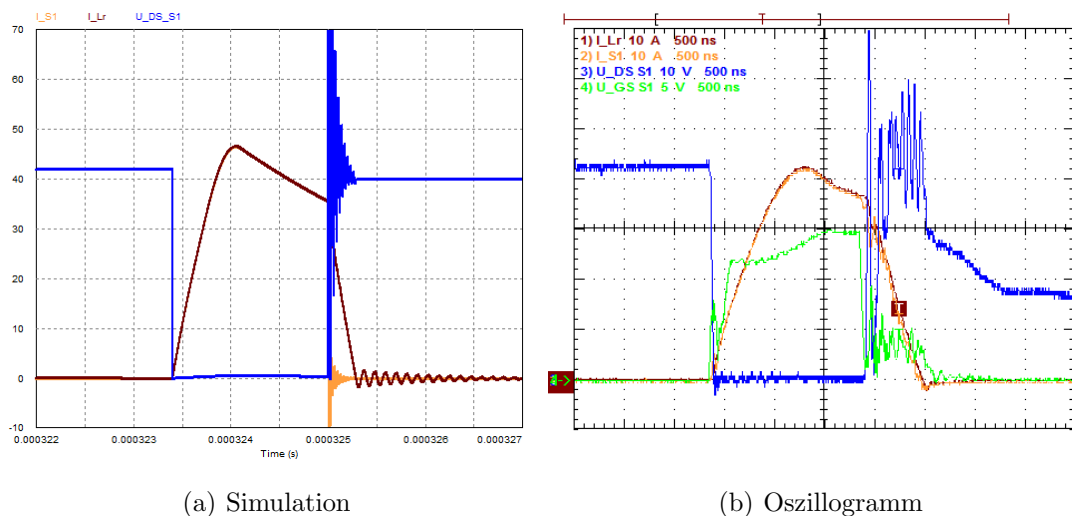


Abbildung 6.17: Vergleich von Simulation und Messung des ZVT-PWM Buck-Konverters

Die dabei gemessenen Schaltverluste sind in Abbildung 6.18(a) ersichtlich und belaufen sich auf 302 μWs . Um diese weiter zu reduzieren, ist der Gate-Widerstand an $S1$ von 1 Ω auf 22 Ω erhöht worden und zusätzlich ein 10 nF Kondensator parallel zu $D1$ angebracht worden. Dies bewirkt, dass die Lowside-Diode $D1$ nicht mehr leitend wird. Die gesamte in der Spule L_r gespeicherte Energie wird über $S1$ dem Ausgang zugetragen. Die so erreichten Ausschaltverluste zeigt Abbildung 6.18(b) und betragen 250 μWs .

Kapitel 6 Schaltentlastung

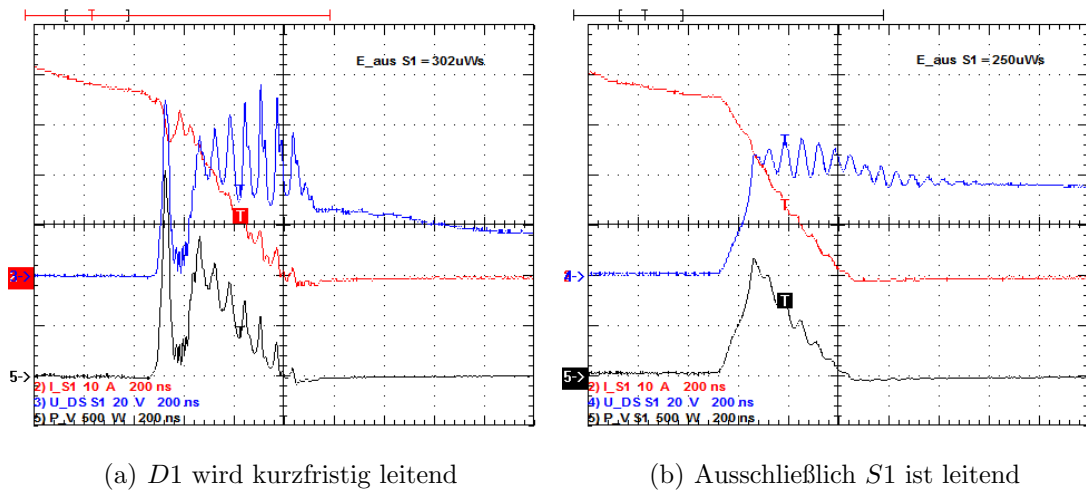


Abbildung 6.18: Schaltverluste mit und ohne leitend werden von $D1$

Diese Ausschaltverluste übersteigen jene in Kapitel 6.1.3 gemessenen $163 \mu\text{Ws}$ beim harten Schalten. Obwohl ein verbesserter Schaltungsaufbau geringere Schaltverluste bedeuten würde, hat die Realisierung des ZVT-PWM Buck-Konverters gezeigt, dass alleine die Ausschaltverluste eines Transistors die gesamten Schaltverluste eines hart schaltenden Konverters übersteigen können. Ein Konverter bei dem alle Schalter, also auch der Hilfsschalter, sowohl einschaltentlastet als auch ausschaltentlastet sind ist anzustreben.

Der Vollständigkeit halber, zeigt Abbildung 6.19 die Drain-Source Spannungen aller MOSFET. Wobei angemerkt sei, dass bei D lediglich die Body-Diode verwendet wird und keine Ansteuerung erfolgt.

Wie zu erkennen ist, zeigen die Spannungen keine wesentlichen Überschwingungen wie dies beim hart schaltenden Konverter der Fall ist. Diese Anforderung an den schaltentlasteten Konverter ist demnach erfüllt.

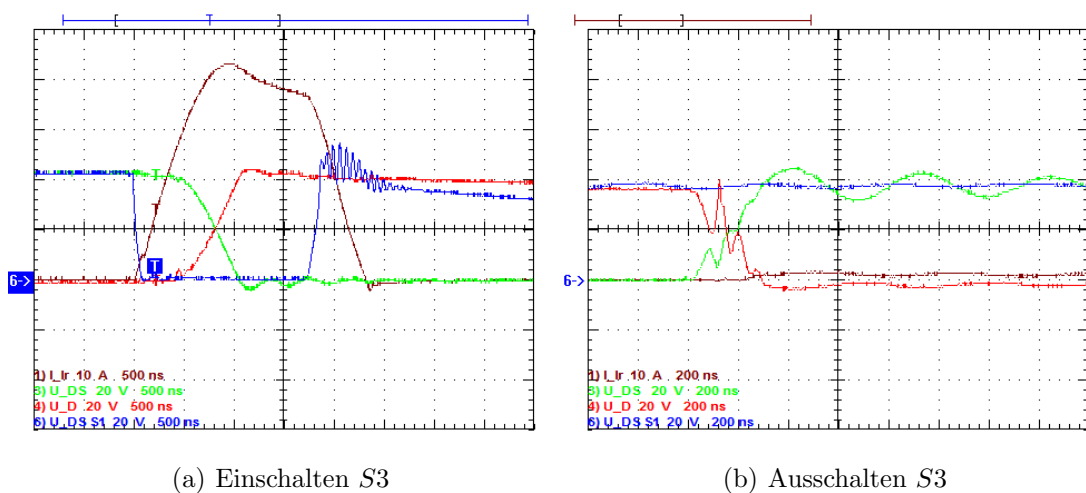


Abbildung 6.19: Drain-Source Spannungen des ZVT-PWM Buck-Konverters

6.3.4 Zusammenfassung

Zusammenfassend können folgende Punkte angeführt werden:

1. Die Aufgabe des entlasteten Schaltens von S und D ist durch zusätzliche Beschaltungselemente und entsprechender Ansteuerung erreicht. Darüber hinaus sind die Spannungsozillationen an den Bauelementen fast zur Gänze eliminiert.
2. Dieser Konverteraufbau führt zu verringerten Flankensteigungen von Strom und Spannung im Vergleich zum konventionellen Aufbau.
3. Aufgrund der kurzen Umladezeiten des Resonanzkreises kann über weite Bereiche eine Variation der Last stattfinden, wenngleich ein entlasteter Betrieb mit annähernd 100% Pulsweite nicht möglich ist.
4. Dieser ZVT-PWM Buck-Konverter arbeitet mit einer festen Schaltfrequenz, was in Abschnitt 6.1.4 als Anforderung an den Konverter genannt wird.
5. Eine der wesentlichsten Anforderungen, nämlich die Reduktion der Schaltverluste kann durch diesen Aufbau nicht erreicht werden. Der Einsatz dieser Schaltentlastung macht unter diesen Bedingungen keinen Sinn.

6.4 Buck-Konverter mit Active Snubber

6.4.1 Funktionsweise

Eine in ähnlicher Weise arbeitende Schaltentlastung wie jene in Abschnitt 6.3 vorgestellte, ist in [33] behandelt. Der wesentlichste Vorteil gegenüber dem Zero-Voltage-Transition Buck-Konverter besteht in dem entlasteten Ausschalten des Hilfsschalters, womit nun sämtliche aktiv geschalteten MOSFETs (einschließlich der im synchronen Gleichrichterbetrieb arbeitenden Diode D) entlastet Ein- und Ausgeschaltet werden.

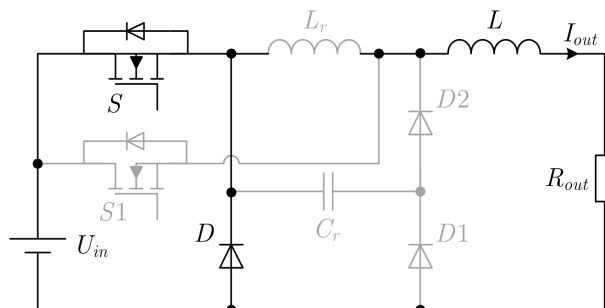


Abbildung 6.20: Schaltbild des Buck-Konverters mit eingezeichnetem Active Snubber

Die Schaltung umfasst neben den Bauteilen für den konventionellen Buck-Konverter bestehend aus S , D und L einen aktiven Snubber mit den Bauteilen $S1$, $D1$, $D2$, L_r und C_r . Das Schaltbild

hierzu ist in Abbildung 6.20 ersichtlich.

Die acht Schaltzustände welche während einer Periode durchlaufen werden, sind in den folgenden Unterpunkten näher beschrieben. Die dazugehörigen äquivalenten Schaltbilder sind in Abbildung 6.21 zusammengefasst.

- (a) $t_0 - t_1$: Vor Beginn der Betrachtung ist die Diode D leitend und der Transistor S ist sperrend. Die Hilfsinduktivität L_r zum entlasteten Schalten führt den Strom I_{out} und die Spannung an der Hilfskapazität C_r ist Null. Zum Zeitpunkt t_0 wird der MOSFET $S1$ stromlos eingeschaltet woraufhin der Strom in der Induktivität L_r linear abnimmt bis zum Zeitpunkt t_1 die Stromstärke den Wert Null erreicht hat. $S1$ hat zum Zeitpunkt t_1 den gesamten Strom übernommen. Durch diesen Vorgang, mit der Zeitdauer T_{01} , wird die Diode D entlastet abgeschaltet und ihr Rückstrom durch die verringerte Stromsteilheit minimiert. Die Zeitdauer $T_{01} = t_1 - t_0$ beläuft sich auf

$$T_{01} = \frac{I_{out}}{U_{in}/L_r}. \quad (6.20)$$

- (b) $t_1 - t_2$: Die parasitäre Drain-Source Kapazität C_j des MOSFET Transistors S wird über L_r und $S1$ entladen. Die Spannung an S nimmt somit ab und erreicht zum Zeitpunkt t_2 den Wert Null. Die Zeitdauer $T_{12} = t_2 - t_1$ bis U_{DS} auf 0 V abgesunken ist berechnet sich zu

$$T_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_j}. \quad (6.21)$$

- (c) $t_2 - t_3$: Verursacht durch die reduzierte Spannung U_{DS} wird in der MOSFET Struktur die Body-Diode zum Zeitpunkt t_2 leitend. Dadurch bildet sich ein geringer Rückwärtstrom durch die Induktivität aus, welcher so lange fließt bis zum Zeitpunkt t_3 der Schalter S geschlossen wird. Dieser Einschaltvorgang findet dabei sowohl spannungslos wie auch stromlos statt. Idealerweise wird zeitgleich mit dem Einschalten von S der Schalter $S1$ abgeschaltet wobei sich die Zeitverzögerung T_D zwischen den Ansteuersignalen von $S1$ und S anhand folgender Gleichung ermitteln lässt.

$$T_D \geq T_{01} + T_{12} = \frac{I_{out}}{U_{in}/L_r} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_j} \quad (6.22)$$

- (d) $t_3 - t_4$: Das Schließen des Schalters S bewirkt einen Stromanstieg in der Induktivität L_r welcher wiederum zu einem Spannungsanstieg an dieser führt. Begründet durch die parallele Kapazität C_r wird die Spannung an L_r nicht sprunghaft steigen sondern linear zunehmen und somit zum Zeitpunkt t_3 das spannungslose Ausschalten des Hilfsschalters ermöglichen. Praktischerweise wird $S1$ mit geringer Zeitverzögerung zum Einschalten von S abgeschaltet um auch das entlastete Ausschalten des Hilfsschalters sicher zu stellen. Mit dem Zeitpunkt t_4 hat die Spannung an C_r den Wert der Eingangsspannung erreicht oder überschritten was zum leitend werden der Diode $D1$ führt.

- (e) $t_4 - t_5$: Der Strom in der Hilfsinduktivität steigt weiter linear an. Bis zum Zeitpunkt t_5 der volle Ausgangsstrom von der Induktivität übernommen wird, sind die Dioden $D1$ und $D2$ leitend und übernehmen den auf den Ausgangswert fehlenden Teilstrom. Mit Erreichen des Zeitpunktes t_5 sind die Dioden $D1$ und $D2$ weich abgeschaltet worden und sperren von nun an.
- (f) $t_5 - t_6$: Wie in Abbildung 6.21(f) ersichtlich, entspricht dieser Zeitabschnitt der "Leitendphase" des konventionellen Buck-Konverters wobei die Ausgangsinduktivität L um den Wert von L_r vergrößert ist.
- (g) $t_6 - t_7$: Zum Zeitpunkt t_6 wird S spannungslos abgeschaltet. Erreicht wird dies, da C_r zu diesem Zeitpunkt auf die Eingangsspannung aufgeladen ist und anschließend über einen konstanten Strom entladen wird, was linearen Spannungsabfall an C_r zur Folge hat. In analoger Weise bedeutet dies linearen Spannungsanstieg von U_{DS} bis zum Zeitpunkt t_7 die Eingangsspannung erreicht ist und U_{Cr} den Wert Null erreicht hat, woraufhin die Diode D zu leiten beginnt.
- (h) $t_7 - t_0$: In diesem Schaltzustand führt die Diode D den gesamten Strom I_{out} . Dieser Zustand ist identisch mit der "Freilaufphase" des konventionellen Buck-Konverters. Zum Zeitpunkt t_0 ist ein Zyklus abgeschlossen und mit Einschalten von $S1$ beginnt eine neue Periode.

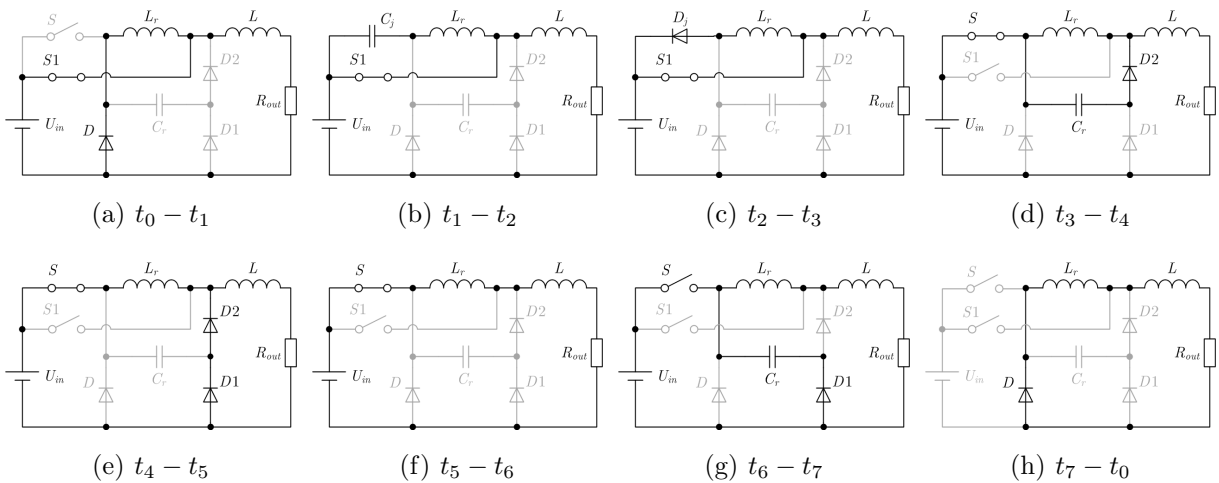


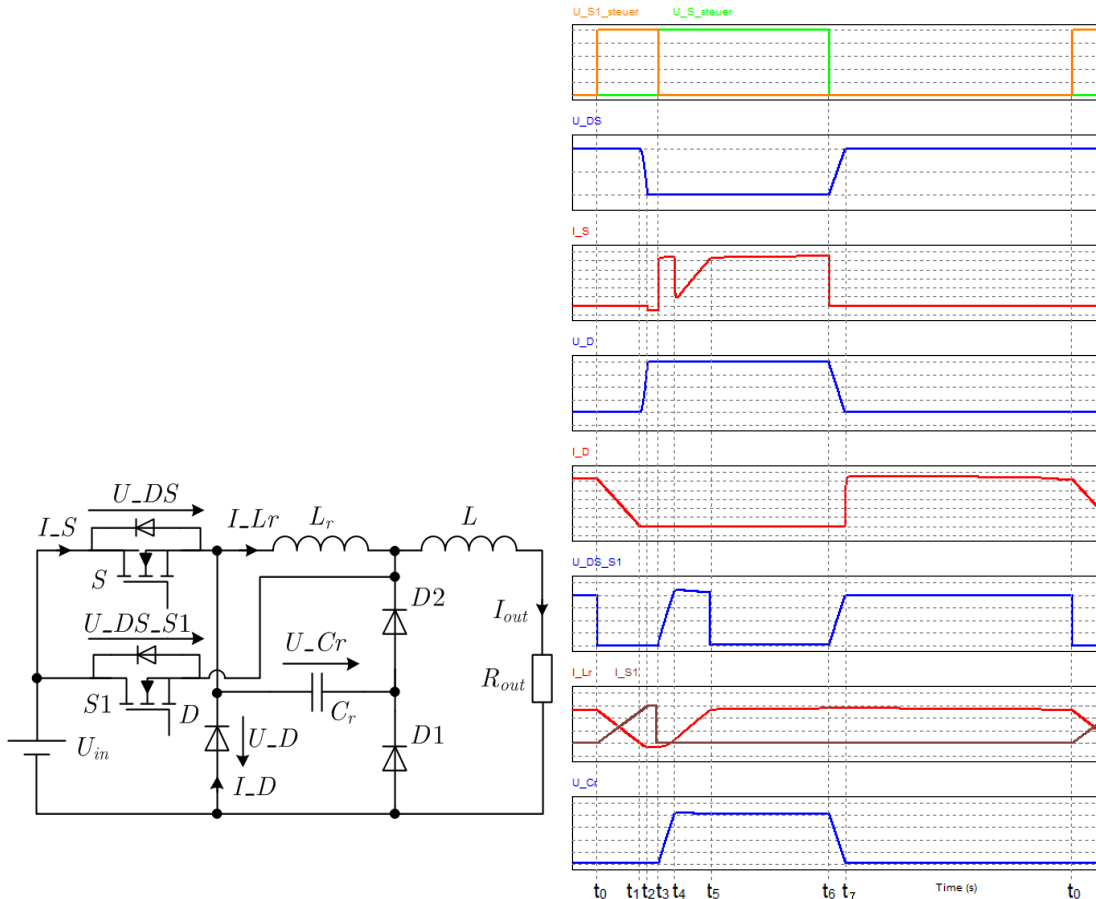
Abbildung 6.21: Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des Buck-Konverters mit Active Snubber

Für den beschriebenen Ablauf sind in Abbildung 6.22 die Strom- und Spannungszeitverläufe mit den dazugehörigen Zählpfeilrichtungen für den Buck-Konverter mit Active Snubber eingezeichnet.

Die Bauteile sind dabei allesamt als ideal anzusehen. Die Eingangsspannung U_{in} wird von einer idealen Spannungsquelle erzeugt. Der entstehende Ausgangsstrom I_{out} ist, begründet durch die

unendlich große Induktivität L , ideal geglättet.

Wie in Abbildung 6.22(b) ersichtlich, steigt der Strom I_{Lr} während der Zeitdauer von t_3 bis t_4 nicht linear an sondern erreicht sprunghaft den Maximalwert. Dies ist begründet durch das Laden von C_r nach dem Ausschalten des Hilfsschalters $S1$. Zu vermehrten Schaltverlusten führt dieser Vorgang nicht da während dessen die Spannung an S Null ist.



(a) Zählpfeilrichtungen

(b) Strom- und Spannungszeitverläufe

Abbildung 6.22: Kurvenformen bei idealem Bauteilverhalten

6.4.2 Simulation

Um die Aussagekraft der Simulation zu erhöhen, ist die Schaltung nach Abbildung 6.12 um die Bauteile C_j , C_{j1} und L_σ erweitert worden und die verwendete Schaltung ist in Abbildung 6.23 dargestellt. Die parasitären Kapazitäten C_j und C_{j1} der IPB107N20N3 MOSFET-Strukturen sind bereits in Gleichung 6.18 zu 0,5 nF bestimmt worden.

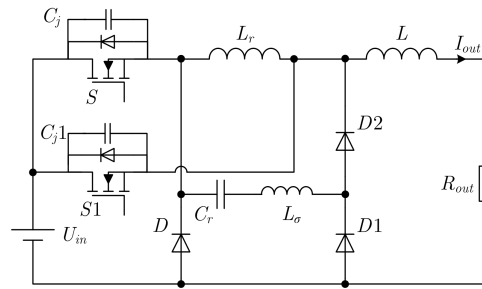


Abbildung 6.23: Schaltung des Buck-Konverters mit Active Snubber für die Simulation

Die bedingt durch den Aufbau entstehenden Verdrahtungsinduktivitäten werden zu einer Streuinduktivität L_σ zusammengefasst. Die Diode D wird als Body-Diode eines IPB107N20N3 simuliert und verwendet das in Kapitel 5.2.3 vorgestellte Diodenmodell. Die Modellparameter entsprechen dabei jenen aus Tabelle 5.4.

Abbildung 6.24 zeigt die Ergebnisse der Simulation des Buck-Konverters mit Active Snubber wobei die in Tabelle 6.4 angegebenen Bauteilwerte verwendet werden. L_σ repräsentiert die parasitäre Induktivität welche bedingt durch den Aufbau entsteht. Der Wert ergibt sich aus der Verdrahtungslänge von 45 mm zwischen den Bauteilen C_r , $D1$ und $D2$ womit sich eine Induktivität von $L_\sigma = 1 \frac{\text{nH}}{\text{mm}} \cdot 45 \text{ mm} = 45 \text{ nH}$ ergibt. Die Zählpfeilrichtungen für die Simulation entsprechen dabei jenen aus Abbildung 6.22(a).

Bezeichnung	Wert
f_S	40 kHz
U_{in}	40 V
I_{out}	30 A
R_{out}	333 m Ω
L	10 μH
L_r	1,6 μH
L_σ	45 nH
C_r	300 nF
C_j	0,5 nF
C_{j1}	0,5 nF

Tabelle 6.4: Simulationsparameter

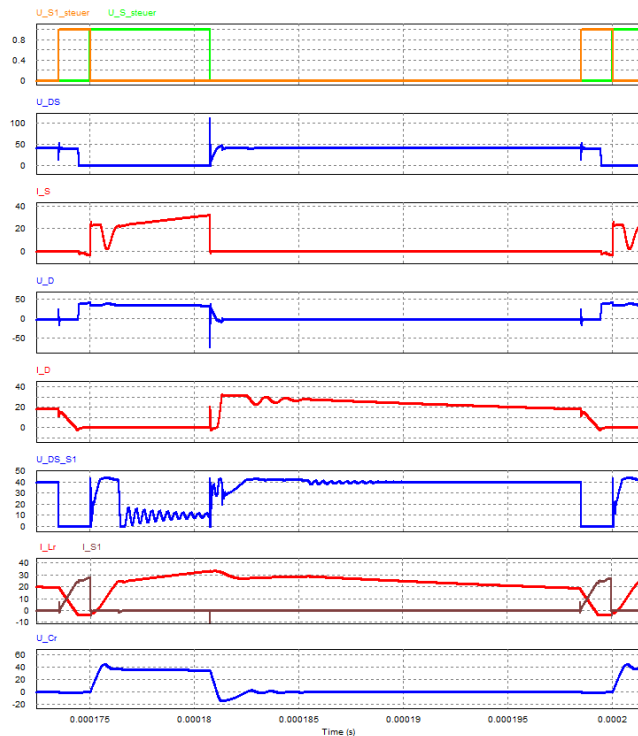


Abbildung 6.24: Zeitverläufe der Simulation

Die Simulationsergebnisse zeigen einige entscheidende Unterschiede im Vergleich zum idealisiert dargestellten Verlauf in Abbildung 6.22(b). Den bedeutendsten Einfluss hat die parasitäre Serieninduktivität L_σ beim Abschalten des Transistors S . Hier zeigt sich eine Spannungsspitze von 111 V welcher durch die Stromkommutierung vom Schalter S auf den Strompfad C_r , L_σ und $D1$ verursacht wird. Bedingt durch die rasche Stromänderung entsteht an der parasitären Induktivität diese Spannungsspitze und tritt in weiterer Folge an U_{DS} auf. Dieser Effekt bewirkt, dass der MOSFET-Transistor S nicht mehr entlastet ausschaltet.

Ein ähnlicher Effekt entsteht beim Ausschalten des Hilfstransistors $S1$ welcher nicht mehr wie beschrieben spannungslos ausschaltet. Verursacht wird dies durch die Stromänderung welche beim Aufladen der Kapazität C_r entsteht und als Resultat eine Spannungsspitze an L_σ bewirkt. Genau auf diese Spannung wird nun der Schalter $S1$ ausgeschaltet und dies bewirkt, dass sich die Schaltverluste erhöhen.

Die Oszillationen an U_{DS_S1} zum Zeitpunkt t_5 entstehen durch den Serienschwingkreis von C_{j1} und L_r .

Darüber hinaus baut sich nach dem Abschalten von S eine negative Spannung an U_{Cr} auf und I_{Lr} zeigt eine damit verbundene verstärkte Stromabnahme. Der Grund dafür ist wieder in der Induktivität L_σ zu suchen. So wird durch L_σ der Stromfluss nach dem Entladen von C_r aufrecht erhalten und dieser negativ aufgeladen. In weiterer Folge findet ein Stromfluss über den Pfad D , C_r , L_σ und $D2$ statt und der Drosselstrom I_{Lr} ist um diesen vermindert. Nachdem C_r entladen ist, fließt der Strom ausschließlich über D und L_r womit der gewünschte Schaltzustand erreicht ist.

Bezeichnung	Wert
f_S	40 kHz
U_{in}	40 V
I_{out}	30 A
R_{out}	333 mΩ
L	10 μH
L_r	1,6 μH
L_σ	45 nH
C_r	66 nF
C_j	10,5 nF
C_{j1}	0,5 nF

Tabelle 6.5: Simulationsparameter

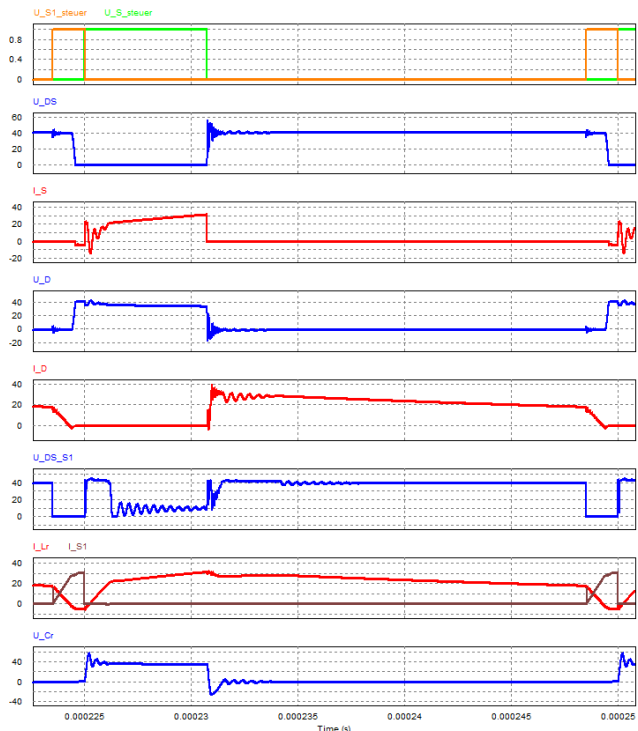


Abbildung 6.25: Zeitverläufe der Simulation

Zur Verringerung der beim Ausschalten von S entstehenden Spannungsspitze wird parallel zu diesem ein Kondensator mit 10nF angebracht. In der Simulation erhöht sich der Wert von C_r deshalb auf $10\text{ nF} + 0,5\text{ nF} = 10,5\text{ nF}$. Darüber hinaus wurde die Resonanzkapazität von 300 nF auf 66 nF verringert um den Lade- und Entladevorgang zu beschleunigen. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abbildung 6.25 visualisiert.

Dabei zeigt sich, dass U_{DS} nun einen maximalen Wert von 56 V erreicht, was einer Reduzierung von 55 V entspricht. Die Aufladezeit des Kondensators ist wie nachfolgend berechnet von 400 ns auf den Wert von 88 ns verringert worden ohne gesteigerte Schaltverluste hinnehmen zu müssen. In der Simulation werden diese Berechnungen bestätigt.

$$T_L|_{C_r=300\text{nF}} = \frac{C_r}{I_{C_r}} \Delta U_{C_r} = \frac{C_r}{I_{out}} U_{in} = \frac{300\text{ nF}}{30\text{ A}} 40\text{ V} = 400\text{ ns} \quad (6.23)$$

$$T_L|_{C_r=66\text{nF}} = \frac{C_r}{I_{C_r}} \Delta U_{C_r} = \frac{C_r}{I_{out}} U_{in} = \frac{66\text{ nF}}{30\text{ A}} 40\text{ V} = 88\text{ ns} \quad (6.24)$$

6.4.3 Messung

Für den Aufbau des Konverters werden die in Tabelle 6.6 zusammengefassten Bauteile verwendet. Die Drossel L_r besteht dabei aus drei Wicklungen auf einem Chang Sung Sendust Kern CS270125 und ihre Induktivität berechnet sich anhand des Datenblattes [4] zu

$$L_r = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A_{Querschnitt}}{l_{Magnetpfad}} = \frac{4\pi 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 125 \cdot 3^2 \cdot 65,4\text{ mm}^2}{63,5\text{ mm}} = 1,456\text{ }\mu\text{H}. \quad (6.25)$$

Bei der Messung der Induktivität mit einer LCR-Messbrücke ergab sich ein Wert von $1,6\text{ }\mu\text{H}$. Da die Magnetpulverkerne Induktivitätsschwankungen unterliegen, ist in die Simulation der gemessene Wert übernommen worden und wird auch in dieser Tabelle mit $1,6\text{ }\mu\text{H}$ angegeben.

Bauteil	Verwendetes Bauelement
S	INFINEON IPB107N20N3
$S1$	INFINEON IPB107N20N3
D	Body-Diode eines IPB107N20N3
$D1$	STMicroelectronics STPS30150CW
$D2$	STMicroelectronics STPS30150CW
L	$10\text{ }\mu\text{H}$ (Fronius Eigenanfertigung)
L_r	$1,6\text{ }\mu\text{H}$ (3 Wdg. auf CS270125)
C_r	300 nF ($2 \cdot 150\text{ nF}$ RIFA 353 FX2) bzw. 66 nF ($3 \cdot 22\text{ nF}$ WIMA MKP10)
C_j	kein Kondensator bzw. 10 nF WIMA MKS 4

Tabelle 6.6: Verwendete Bauelemente für Schaltungsaufbau

Abbildung 6.26 zeigt das Oszillogramm mit auftretender Spannungsspitze und eine Gegenüberstellung zur Simulation. Der Ausgangsstrom beträgt dabei 27 A und der gemessene Spitzenwert ist 101 V was 10 V unter dem simulierten Wert von 111 V liegt.

Die Oszillation an U_{Lr} nachdem I_{Lr} den Ausgangsstrom übernommen hat, tritt sowohl bei der Messung als auch bei der Simulation auf, wenngleich U_{Lr} bei der gemessenen Spannung eine höhere Dämpfung aufweist. Verantwortlich für diese Schwingung ist der Serienschwingkreis von L_r und C_j1 .

Die Gegenüberstellung der Messung und Simulation bei verringerter Spannungsspitze ist in Abbildung 6.27 ersichtlich. Die Messung liefert einen Spannungsspitze am MOSFET-Transistor S von 50 V und in der Simulation beträgt dieser 57,5 V.

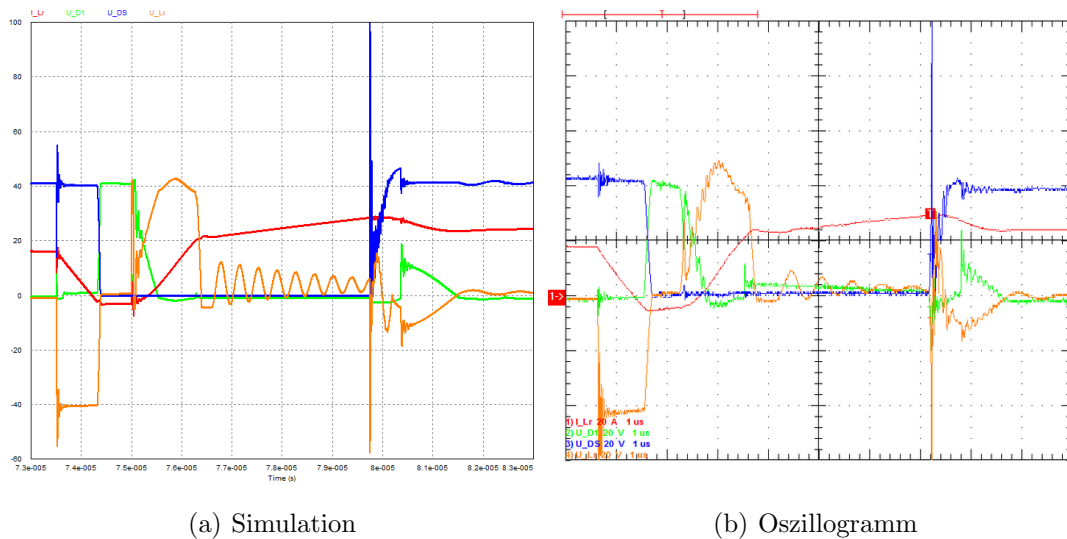


Abbildung 6.26: Vergleich von Simulation und Messung bei Spannungsspitze an U_{DS}

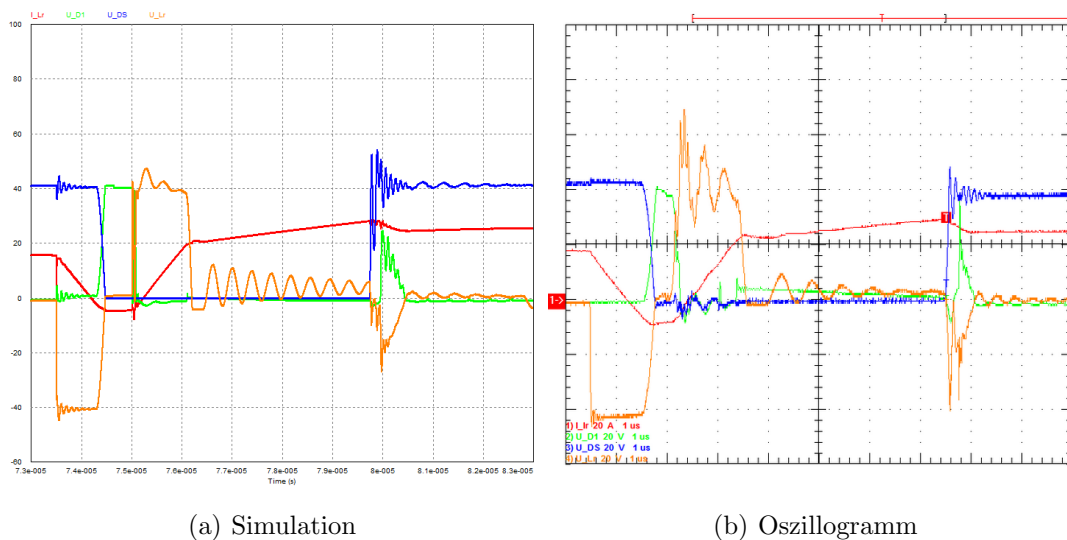


Abbildung 6.27: Vergleich von Simulation und Messung bei reduzierter Spannungsspitze

Kapitel 6 Schaltentlastung

In Abbildung 6.28 sind die Ein- und Ausschaltvorgänge der Bauteile S , D und $S1$ dargestellt. Die Messungen für die MOSFET-Transistoren sind bei einem Ausgangsstrom von 30 A durchgeführt worden. Jene für die Body-Diode D werden bei einem Laststrom von 24 A durchgeführt, da es wie in Abschnitt 6.1.3 beschrieben beim hart schaltenden Konverter zum Sättigen der Stromzange gekommen wäre. In Summe ergeben sich die gesamten Schaltverluste von $140 \mu\text{Ws}$.

Wie anhand der Messungen ersichtlich wird, zeigen die Ausschaltvorgänge der Transistoren die mit Abstand größten Abschaltverluste. Auf deren Ursache wurde bereits in Abschnitt 6.4.2 eingegangen. Eine Verringerung der Ausschaltverluste kann über die Reduzierung der parasitären Induktivität L_σ erreicht werden. Um dies zu Bewerkstelligen, kann einerseits das Layout des Schaltungsaufbaus verbessert wie auch Bauelemente mit verringerten parasitären Induktivitäten verwendet werden.

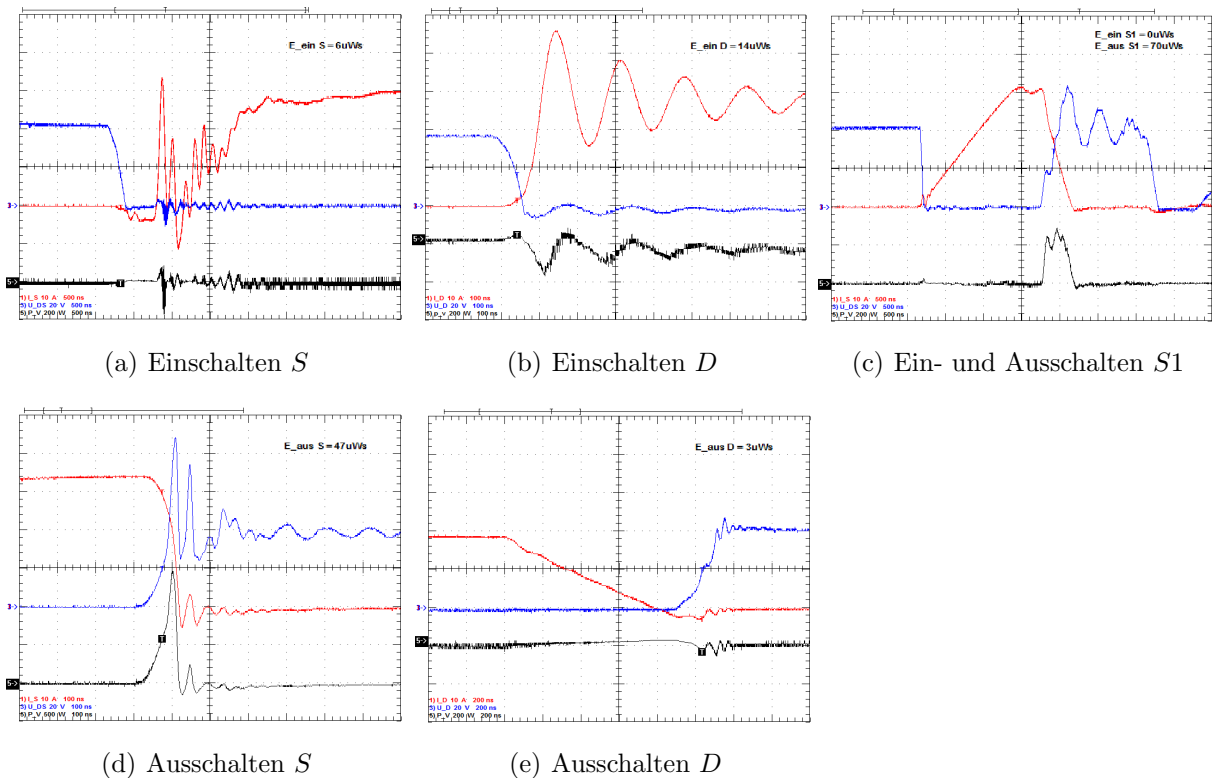


Abbildung 6.28: Schaltvorgänge einschließlich deren Schaltverluste von S , D und $S1$

Die gemessenen Schaltverluste in Abhängigkeit des Ausgangsstromes sind in Abbildung 6.29 dargestellt. Dabei weist die Steigung der Verluste annähernd lineares Verhalten auf.

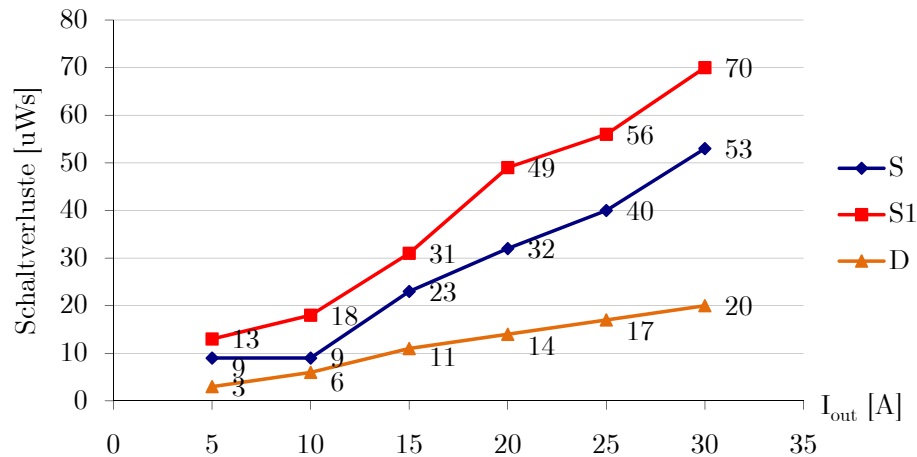


Abbildung 6.29: Schaltverluste über Ausgangsstrom

6.4.4 Zusammenfassung

Folgende Aussagen können zusammenfassend über den Buck-Konverter mit Active-Snubber angeführt werden:

1. Dieser ZVT-PWM Buck-Konverter arbeitet mit einer festen Schaltfrequenz, was in Abschnitt 6.1.4 als Anforderung an den Konverter genannt wird.
2. In Summe konnten die Schaltverluste von $163 \mu\text{Ws}$ auf $140 \mu\text{Ws}$ gesenkt werden. Durch die Verringerung der Spannungsspitzen an S und D im Vergleich zum hart geschalteten Konverter können anstatt der IPB107N20N3 MOSFET zukünftig IPB072N15N3 MOSFET eingesetzt werden. Dies reduziert den Leitend-Widerstand des MOSFET $R_{DS(on)}$ von $10,7 \text{ m}\Omega$ auf $7,2 \text{ m}\Omega$, was mit um $32,7\%$ verminderten Leitverlusten eine deutliche Verringerung der Gesamtverluste bewirkt.

6.5 Schlussbetrachtung

Der Buck-Konverter mit Entlastungsbeschaltung aus Kapitel 6.2 stellt ein vielversprechendes Verfahren zur Schaltentlastung dar. Allerdings wird dieser Vorteil durch hohen Bauteil Aufwand, dem damit verbundenen Platzbedarf, sowie den Kosten für die Bauteile erkauft. Aufgrund dessen ist die Entscheidung gegen diese Art der Schaltentlastung gefallen.

Eine einfachere Möglichkeit zum entlasteten Schalten stellt der Zero-Voltage-Transition Buck-Konverter dar. Allerdings verursacht hierbei der harte Abschaltvorgang des Hilfsschalters derart hohe Ausschaltverluste, dass ein Einsatz dieser Entlastung keine Verbesserung bringt.

Die Verwendung eines Active Snubber für den Buck-Konverter bringt schließlich den gewünschten Effekt. Damit sind die Schaltverluste von $163 \mu\text{Ws}$ auf $140 \mu\text{Ws}$ verringert. Darüber hinaus

Kapitel 6 Schaltentlastung

sind die Spannungszuflüsse so weit abgesenkt, dass MOSFETs mit einer Drain-Source-Bemessungsspannung von 150 V eingesetzt werden können, was eine Verringerung der Leitungsverluste um 32,7% bedeutet.

Abschließend sei noch angemerkt, dass eine weitere Reduktion der Schaltverluste zu erwarten ist, wenn das Platinen-Layout auf die Entlastungsbeschaltung hin optimiert wird.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Ob in der Unterhaltungselektronik oder in der Werkzeugindustrie, in allen Bereichen des täglichen Lebens wünschen sich die Menschen zusehends ohne Netzanschluss arbeiten zu können. Damit steigen die Anforderungen bezüglich der Mobilität und werden in Zukunft im Bereich der Leistungselektronik ständig zunehmen. Aus diesem Grund behandelt diese Diplomarbeit den Entwurf eines akkumulatorbetriebenen DC-DC Konverters.

Zur Behandlung dieses Themas ist Eingangs eine für Fronius International GmbH interessante Aufgabenstellung formuliert worden. Darauf basierend wird ein geeigneter Akkumulator ausgewählt und mögliche in Frage kommende Konvertertopologien werden mittels Simulation auf deren Einsetzbarkeit überprüft. Zugunsten der Robustheit und des Laständerungsverhaltens ist die Wahl auf einen zweistufigen Buck-Boost-Konverter mit Hilfsschalter gefallen.

Diese Konvertertopologie arbeitet mit hart geschalteten Transistoren. Im Hinblick darauf, keine gespeicherte Kapazität des Akkus zu verschwenden, wird eine Schaltentlastung des Buck-Konverters realisiert. Der Erzielung eines möglichst hohen Wirkungsgrades wird somit besonderer Bedeutung beigemessen.

Wie das Kapitel zur Schaltentlastung zeigt, haben parasitäre Einflüsse des Konverteraufbaus sowohl beim harten Schalten wie auch bei der Entlastungsbeschaltung große Auswirkungen. Bereits Verdrahtungsinduktivitäten im Nano-Henry Bereich führen zu zusätzlichen Spannungsozillationen von einigen zehn Volt.

Um die Auswirkungen von parasitären Effekten wie Verdrahtungsinduktivitäten und den Rückwärtsstrom von Dioden am Prototyp-Aufbau abzuschätzen, wird in dieser Arbeit großer Wert auf den Vergleich zwischen realem Aufbau und der Simulation gelegt. So lassen sich mögliche unerwünschte Schaltungseffekte beim Konverteraufbau bereits in der Planungsphase berücksichtigen. Ist der Konverteraufbau bereits vorhanden, lassen sich gemessene Phänomene in der Simulation bestätigen.

Ein Vergleich der unterschiedlichen Entlastungsbeschaltungen zeigt, dass nur eine vollständige Entlastung (sowohl Einschalt- wie auch Ausschaltentlastung) aller Schaltelemente eine wirkliche Reduzierung der Schaltverluste ergibt. Darüber hinaus findet durch das entlastete Schalten eine

Kapitel 7 Zusammenfassung und Ausblick

Reduzierung der Spannungszillationen an den Schaltern statt. In weiterer Folge kann somit die Bemessungsspannung der MOSFET reduziert werden, was wiederum mit reduzierten Leitverlusten einher geht. Eine ausschließliche Betrachtung der Schaltverluste wäre in diesem Fall irreführend.

Es dürfen natürlich weder der Kostenaufwand noch der Entwicklungsaufwand einer solchen Schaltentlastung unberücksichtigt bleiben und müssen mit den erzielbaren Vorteilen abgewogen werden.

Für die Zukunft wäre zur weiteren Steigerung des Wirkungsgrades eine Entlastung für den Boost-Konverter anzudenken. Da der Hochsetzer im Normalbetrieb allerdings deaktiviert ist, ist im Zuge dieser Arbeit darauf verzichtet worden. Der Gesamtwirkungsgrad wird sich dadurch nur unwesentlich verbessern.

Darüber hinaus wäre eine Entlastung des Boost-Konverters aufgrund seiner Ausgangskapazität einfacher zu realisieren als dies für den Buck-Konverter der Fall war.

Literaturverzeichnis

- [1] A123 SYSTEMS: *ANR26650M1A*. Datasheet, 2010.
- [2] ANDREA VEZZINI: *Lithiumionen-Batterien als Speicher für Elektrofahrzeuge*. Bulletin SEV/VSE, 03/2009 and 06/2009.
- [3] BARBOSA, L.R., JR VIEIRA, J.B., L.C. DE FREITAS und V.J. FARIAS: *A family of PWM soft-single-switched converters with low voltage and current stresses*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, Band 2, Seiten 1192–1197 vol.2, Juni 1997.
- [4] CHANG SUNG: *Sendust Core CS270125*. Datasheet, 2010.
- [5] ERTL, JOHANN: *EMV-gerechter Schaltungsentwurf*. Vorlesungsskript an der TU Wien, Wien, 2005.
- [6] ERTL, JOHANN: *Leistungselektronik und Stromrichtertechnik*. Vorlesungsskript an der TU Wien, Wien, WS 2009/10.
- [7] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: *FDP2532*. Datasheet, 2002.
- [8] FRONIUS: *Schweißquelle*. zum Patent angemeldet, Sep. 2009 (WO2011029117).
- [9] HUA, GUICHAO, CHING-SHAN LEU, YIMIN JIANG und F.C.Y. LEE: *Novel zero-voltage-transition PWM converters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 9(2):213–219, März 1994.
- [10] INFINEON TECHNOLOGIES: *IPB107N20N3*. Datasheet, 2009.
- [11] INTERNATIONAL RECTIFIER: *UFB200FA40*. Datasheet, 2002.
- [12] JOSEF MÖSENER: *Analyse von Siliziumkarbid-Transistoren in hocheffizienten Energieumwandlungssystemen*. Diplomarbeit an der FH-Wels, 2009.
- [13] KASCHKE: *TDR10-0,0003*. Datasheet, 2010.
- [14] LANGMANN, REINER: *Taschenbuch der Automatisierung*. Carl Hanser Verlag GmbH, 1. Auflage, 2003.
- [15] LEE, F.C.: *High-frequency quasi-resonant converter technologies*. *Proceedings of the IEEE*, 76(4):377–390, April 1988.

Literaturverzeichnis

- [16] MANFRED REUTER und SERGE ZACHER: *Regelungstechnik für Ingenieure*. Vieweg + Teubner Verlag, 12. Auflage, 2008.
- [17] MARKEL, T. AND SIMPSON, A.: *Plug-in Hybrid Electric Vehicle Energy Storage System Design*, 2006.
- [18] N. KRIHELY und S. BEN-YAAKOV: *Modeling and evaluation of diode reverse recovery in discrete-transition simulators*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Seiten 4514 –4520, 2010.
- [19] RASHID, MUHAMMAD H.: *Power Electronics Handbook (Engineering)*. Academic Press, San Diego, 2001.
- [20] SCHRÖDER, DIERK: *Leistungselektronische Schaltungen*. Springer-Verlag, Berlin, 2. Auflage, 2008.
- [21] SCHUPBACH, R.M. und J.C. BALDA: *Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles*. In: *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, Band 3, Seiten 1369 – 1374 vol.3, june 2003.
- [22] SPECOVIVUS, JOACHIM: *Grundkurs Leistungselektronik*. Vieweg + Teubner Verlag, Wiesbaden, 3. Auflage, 2009.
- [23] TABISZ, W.A. und F.C. LEE: *Zero-voltage-switching multi-resonant technique-a novel approach to improve performance of high frequency quasi-resonant converters*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, Seiten 9 –17 vol.1, 1988.
- [24] TEXAS INSTRUMENTS: *BQ78PL116*. Datasheet, 2011.
- [25] VENKAT SRINIVASAN: *Batteries for Vehicular Applications*. Lawrence Berkeley National Lab, 2010.
- [26] WAFFLER, S., J. BIELA und J.W. KOLAR: *Output ripple reduction of an automotive multi-phase bi-directional dc-dc converter*. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, Seiten 2184 –2190, sept. 2009.
- [27] WAFFLER, S. und J.W. KOLAR: *Efficiency optimization of an automotive multi-phase bi-directional DC-DC converter*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, Seiten 566 –572, may 2009.
- [28] WAFFLER, S. und J.W. KOLAR: *A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck bm + Boost Converters*. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(6):1589 –1599, june 2009.
- [29] WINTRICH, A., U. NICOLAI, W. TURSKY und T. REIMANN: *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International, Nürnberg, 2010.

Literaturverzeichnis

- [30] WOHLFAHRT-MEHRENS M.: *Routes To Improve Lithium Iron Phosphate For Battery Applications*. ZSW, 3rd Annual International Conference Lithium Mobile Power, San Diego, 2007.
- [31] ZACH, FRANZ: *Leistungselektronik: Ein Handbuch. 2 Bände*. Springer-Verlag, Wien, 4. Auflage, 2010.
- [32] ZHANG NA: *Application Research on Lithium Ion Power Battery for Electric Vehicle*. LIS-HEN Battery, Lithium Battery Workshop, Shenzhen, China, 2009.
- [33] ZHU, YAN: *Soft switched PWM converters with low commutation loss using an active snubber*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, Band 1, Seiten 589 –595 vol.1, mar 1999.

Abkürzungsverzeichnis

Al	Aluminium
Cu	Kupfer
DC	Direct Current, Gleichstrom
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
Li-Ion	Lithium Ionen
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
NiMH	Nickel-Metallhydrid
PSIM	Simulationssoftware für Leistungselektronik der Firma Powersim
PWM	Pulsweitenmodulation
RMS	Root Mean Square, Effektivwert
SOC	State Of Charge, Ladezustand
ZCS	Zero-Current-Switching, Stromloses Schalten
ZVS	Zero-Voltage-Switching, Spannungsloses Schalten

Abbildungsverzeichnis

3.1	Vergleich zwischen Leistungs- und Energiedichte auf Zellebene [25]	4
3.2	Lade- und Entladewirkungsgrad diverser Akkutechnologien [17]	4
3.3	Schematischer Aufbau einer Lithium-Ionen Zelle [25]	5
3.4	Dynamische Differenzkalorimetrie (DDK) einiger voll geladener Elektrodenmaterialien [30]	5
3.5	Lade- und Entladekurve bei unterschiedlichen Strömen für eine 11,5-Ah Lithium-Eisenphosphat Batterie [32]	6
3.6	Aufbau des Akku-Packs [Fronius]	7
3.7	Funktionen des Batteriemanagementsystems [Axeon.com]	8
4.1	Schaltbild des kaskadierten bi-direktionalen Buck-Boost-Konverters	9
4.2	Zeitverläufe von i_L und u_L einschließlich der Steuersignale	10
4.3	Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des kaskadierten bi-direktionalen Buck-Boost-Konverters	10
4.4	Zählpfeilrichtungen	15
4.5	Laständerungen von $204\text{ m}\Omega$ auf $169,4\text{ m}\Omega$ und zurück bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	16
4.6	Laständerungen von $9,6\text{ m}\Omega$ auf $5\ \Omega$ bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	17
4.7	Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\text{ m}\Omega$ bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	17
4.8	Laständerungen von $9,6\text{ m}\Omega$ auf $5\ \Omega$ bei $I_{soll} = 50\text{ A}$	18
4.9	Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\text{ m}\Omega$ bei $I_{soll} = 50\text{ A}$	18
4.10	I_L bei Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\text{ m}\Omega$ bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	19
4.11	Änderung der Eingangsspannung von 40 V auf 60 V und zurück	19
4.12	Ausgangskennlinie des simulierten Buck-Boost-Konverters	20
4.13	Schaltbild des zweistufigen Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter	21
4.14	Zeitverläufe von i_L und u_L einschließlich der Steuersignale	22
4.15	Schaltbilder für die Zustände des zweistufigen Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter	23
4.16	Ausgangsstromregelung des Buck-Konverters	24
4.17	Zählpfeilrichtungen	25
4.18	Laständerungen von $204\text{ m}\Omega$ auf $169,4\text{ m}\Omega$ und zurück bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	25
4.19	Laständerungen von $9,6\text{ m}\Omega$ auf $5\ \Omega$ bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	26
4.20	Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\text{ m}\Omega$ bei $I_{soll} = 140\text{ A}$	26
4.21	Laständerungen von $9,6\text{ m}\Omega$ auf $5\ \Omega$ bei $I_{soll} = 50\text{ A}$	27

Abbildungsverzeichnis

4.22	Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\ \text{m}\Omega$ bei $I_{soll} = 50\ \text{A}$	27
4.23	I_{L_Boost} bei Laständerungen von $5\ \Omega$ auf $9,6\ \text{m}\Omega$ bei $I_{soll} = 140\ \text{A}$	28
4.24	Änderung der Eingangsspannung von $40\ \text{V}$ auf $60\ \text{V}$ und zurück	28
4.25	Ausgangskennlinie des simulierten zweistufigen Buck-Boost-Konverters	29
4.26	Vergleich der Ausgangskennlinien	30
5.1	Messaufbau zur Messung der Schaltverluste	32
5.2	Schaltung für Messung des Ausschaltverhaltens von Dioden	33
5.3	Zeitverläufe der Messung	34
5.4	Vergleich der Dioden	34
5.5	Bestimmung der Abschaltparameter	34
5.6	Modell und Vergleich der Abschaltverhalten	36
6.1	Darstellung eines Ausschaltvorganges an einem MOSFET	39
6.2	Überspannung verursacht durch hartes Schalten	41
6.3	Schaltbild des hart schaltenden Buck-Konverters	42
6.4	Ausgangszustand der Spannungszillationen	42
6.5	Spannungszillationen mit Strommessschleife an $S3$	43
6.6	Simulation der Spannungszillationen mit und ohne Strommessschleife an $S3$	43
6.7	Schaltvorgänge einschließlich deren Schaltverluste von $S3$ und $S4$	44
6.8	Schaltbild des Buck-Konverters einschließlich Hilfsschalter $S1$ und Hilfselemente (grau), Entlastungselemente für S (blau) und $S1$ (grün)	47
6.9	Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des Buck-Konverters	48
6.10	Kurvenformen bei idealem Bauteilverhalten	49
6.11	Zeitverläufe der Simulation	50
6.12	Schaltbild des ZVT-PWM Buck-Konverters mit eingezeichnetem Entlastungsweig	52
6.13	Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des ZVT-PWM Buck-Konverters	53
6.14	Kurvenformen bei idealem Bauteilverhalten	54
6.15	Schaltbild des ZVT-PWM Buck-Konverters für die Simulation	55
6.16	Zeitverläufe der Simulation	55
6.17	Vergleich von Simulation und Messung des ZVT-PWM Buck-Konverters	57
6.18	Schaltverluste mit und ohne leitend werden von $D1$	58
6.19	Drain-Source Spannungen des ZVT-PWM Buck-Konverters	58
6.20	Schaltbild des Buck-Konverters mit eingezeichnetem Active Snubber	59
6.21	Äquivalente Schaltbilder für die Zustände des Buck-Konverters mit Active Snubber	61
6.22	Kurvenformen bei idealem Bauteilverhalten	62
6.23	Schaltung des Buck-Konverters mit Active Snubber für die Simulation	63
6.24	Zeitverläufe der Simulation	63
6.25	Zeitverläufe der Simulation	64
6.26	Vergleich von Simulation und Messung bei Spannungsspitze an U_{DS}	66
6.27	Vergleich von Simulation und Messung bei reduzierter Spannungsspitze	66

Abbildungsverzeichnis

6.28	Schaltvorgänge einschließlich deren Schaltverluste von S , D und $S1$	67
6.29	Schaltverluste über Ausgangsstrom	68
A.1	Schaltbild der PSIM-Simulation für den kaskadierten Bi-Direktionalen Buck-Boost-Konverter	80
C.1	Schaltbild der PSIM-Simulation für den zweistufigen Buck-Boost-Konverter mit Hilfsschalter	88

Tabellenverzeichnis

3.1	Eigenschaften der Kathodenmaterialien (Quelle: Leclanché)	5
4.1	Simulationsparameter	15
4.2	Schaltzustände der Zeitabschnitte	15
4.3	Simulationsparameter	25
5.1	Bauteilwerte	33
5.2	Experimentell bestimmte Abschaltparameter für IPB107N20N3 bei 25°C	35
5.3	Modellparameter der Simulation für IPB107N20N3	36
5.4	Berechnete Modellparameter für IPB107N20N3	37
6.1	Simulationsparameter	50
6.2	Simulationsparameter	55
6.3	Verwendete Bauelemente für Schaltungsaufbau	57
6.4	Simulationsparameter	63
6.5	Simulationsparameter	64
6.6	Verwendete Bauelemente für Schaltungsaufbau	65

Anhang A

PSIM-Schaltbild des kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverters

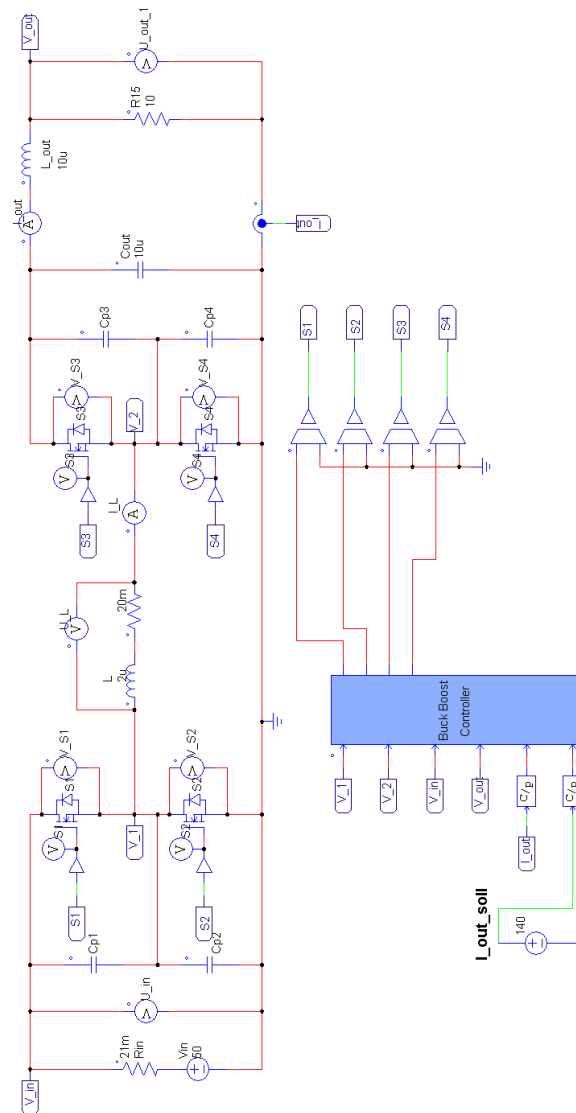


Abbildung A.1: Schaltbild der PSIM-Simulation für den kaskadierten Bi-Direktionalen Buck-Boost-Konverter

Anhang B

C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

Definition der Variablen

```
#include <Stdlib.h>    //Includes
#include <String.h>

//Notwendige Parameter-Einstellungen
//-----

double time_base = 1e-7; //Hier muss der "Time step" der Simulation Control eingegeben werden

double p = 4000;        //maximale Ausgangsleistung
double l = 0.000002;    //Induktivität der Spule in der simulation
double f = 50000.0     //Frequenz

double Kp = 0.4;        //Regelparameter für PID Regler V_out_soll
double Ki = 7000.0;
double Kd = 0.7e-5;
double Kp_delta = -5; //Regelparameter für PID Regler delta
double Ki_delta = -10000;

//Sonstige Variable
//-----

double i_out_gewuenscht = 140.0; // Speicherung des gewünschten Ausgangsstromes
                                // (nur für Initialisierung relevant)

double Kteil = 0.0;        //Proportional Anteil des PID Reglers für v_out_soll
double Iteil = 0.0;        //Integral Anteil des PID Reglers für v_out_soll
double Dteil = 0.0;        //Differential Anteil des PID Reglers für v_out_soll
double Kteil_delta = 0.0; //Proportional Anteil des PID Reglers für delta
double Iteil_delta = 0.0; //Integral Anteil des PID Reglers für delta
double d=0.0;             //Gibt das Verhältniss von V_out/V_in an

double alpha = 10.0;      //Anteil der Input Phase Dauer in Prozent gemessen an der Periodendauer
double betha = 0.0;       //Anteil der Input-Output Phase Dauer in Prozent gemessen an der Periodendauer
double gamma = 0.0;       //Anteil der Free-Wheeling Phase Dauer in Prozent gemessen an der Periodendauer
double delta = 0.0;       //Zusätzlicher Anteil der Clamp Phase
double alpha1 = 0.0;      //Möglicher alpha-Wert
double alpha2 = 0.0;      //Möglicher alpha-Wert

double v_l = 0.0;         //Spannung an der Spule
double v_in = 48.0;       //Eingangsspannung
double v_out = 0.0;       //Ausgangsspannung
```

Anhang B C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

```
double v_out_sum = 0.0;    //Aufsummierter v_out: dient zu Berechnung von v_out_eff
double v_out_eff = p/i_out_gewuenscht; //Effektivwert von v_out
double i_out = 0.0;       //Ausgangsstrom
double i_out_sum = 0.0;   //Aufsummierter i_out: dient zu Berechnung von i_out_eff
double i_out_eff = i_out_gewuenscht; //Effektivwert von i_out

//Stromregler Variablen
double i_out_e = 0.0;     //Abweichung des Ausgangsstromes vom Sollwert
double i_out_esum = 0.0; //Aufsummierter Wert von i_out_e
double i_out_ealt = 0.0; //letzter gespeicherter Wert von i_out_e
double i_vorgabe = i_out_gewuenscht; // Leistungsbegrenzter Stromsollwert

double r_last = 0.0;      //Berechneter Wert des Lastwiderstandes
double r_alt = 0.0;
int cycle_finished = 0;   //Gibt an ob ein Zyklus fertig ist
int mycase = 0;          //Gibt den State an

double cycle_time = 1/f; //Periodendauer
double eff_time_count = 0.0; //speichert die Anzahl der Schritte während eines Cyclus
int shiftx = 0;          //Dient zur Speicherung der Startzeit jeder einzelnen Phase
double mytime = 0.0;     //Speichert die Startzeit jeder einzelnen Phase
double time_count = 0;   //Anzahl der Aufrufe der Funktion "RunSimUser" seit Beginn der Simulation

double s1 = 0.0;        //Variablen zur Anteuierung der Schalter
double s2 = 0.0;
double s3 = 0.0;
double s4 = 0.0;

int g_nInputNodes=0;    //PSIM variablen
int g_nOutputNodes=0;
int g_nStepCount=0;
```

Eigentlicher Programmteil

```
g_nStepCount++;        //PSIM Variable
time_count = time_count +1; //Wird mit jedem Aufruf inkrementiert

v_l = in[0]-in[1];     //Zuweisung der Eingänge
v_in = in[2];
v_out = in[3];
i_out = in[4];
i_out_gewuenscht = in[5];

//Berechnung des Effektivwertes von i_out und v_out
//-----

eff_time_count = eff_time_count+1; //Speichert die Anzahl der Aufrufe während eines Zyclus
i_out_sum = i_out_sum + pow(i_out,2); //Aufsummierung des quadrierten Ausgangsstromes
v_out_sum = v_out_sum + pow(v_out,2); //Aufsummierung der quadrierten Ausgangsspannung

if(cycle_finished == 1) //Falls ein Zyklus beendet ist, erfolgt die Berechnung
```


Anhang B C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

```
{
i_out_eff = sqrt( (1/eff_time_count) * i_out_sum); //Berechnung des Effektivwertes
i_out_sum = 0; //Null setzten der Summe für nächste Berechnung

v_out_eff = sqrt( (1/eff_time_count) * v_out_sum); //Berechnung des Effektivwertes
v_out_sum = 0; //Null setzten der Summe für nächste Berechnung

if(i_out > 0.0) //Berechnung des Lastwiderstandes
{ r_last = v_out/i_out;
} else {
r_last = 0.2;
}

if (r_last > (r_alt + 0.01) || r_last < (r_alt - 0.01) ) //Bei Laständerung erfolgt eine Rücksetzung
{ //des aufintegrierten Fehlergliedes
i_out_esum = 0.0;
r_alt = r_last;
}

// Berechnung und Regelung der Zustände
//-----

if( (pow(i_out_gewuenscht,2) * r_last) > p)
{
i_vorgabe = sqrt(p/r_last);
d = i_vorgabe*r_last/v_in; //Berechnung von d für Optimierung von alpha
} else {
cycle_finished = 2;
i_vorgabe = i_out_gewuenscht;
d = i_vorgabe*r_last/v_in;
}

cycle_time = 1/f; //Periodendauer in Sekunden

if( d-(pow(d,2)+d+1)*(2*1*p*f/(pow(v_in,2)*d)) > 0) //Berechnung von alpha
{
alpha1 = 100*(sqrt(d-(pow(d,2)+d+1)*(2*1*(i_vorgabe*i_vorgabe*r_last)*
f/(pow(v_in,2)*d)))+pow(d,2))/(pow(d,2)+d+1);
alpha2 = 100*(-1*sqrt(d-(pow(d,2)+d+1)*(2*1*(i_vorgabe*i_vorgabe*r_last)*
f/(pow(v_in,2)*d)))+pow(d,2))/(pow(d,2)+d+1);
} else {
alpha1 = -1.0;
alpha2 = -1.0;
}

if(alpha2 > 1) //Der kleinere alpha-Wert wird herangezogen
{
alpha = alpha2;
} else {
alpha = alpha1;
}

if (alpha < 1) //Untere Begrenzung von alpha falls bei Optimierung ein Rechenfehler passiert
{
alpha = 1.0;
}
```

Anhang B C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

```
// Regelung von I_out über betha
//-----

i_out_e = i_vorgabe - i_out_eff; //Vergleich des Sollwertes mit dem Istwert
i_out_esum = i_out_esum + i_out_e; //Integration des Fehlers für den I-Anteil

if( i_out_esum < 0 ) //Wind Up Schutz des PID Reglers
{
    i_out_esum = 0;
}

Kteil = Kp*i_out_e; //P-Teil des PID-Reglers
Iteil = Ki*(time_base*eff_time_count)*i_out_esum; //I-Teil des PID-Reglers
Dteil = Kd/(time_base*eff_time_count)*(i_out_e - i_out_ealt); //D-Teil des PID-Reglers
betha = Kteil+Iteil+Dteil; //Reglergleichung
i_out_ealt = i_out_e; //Speicherung des aktuellen Vergleichswertes

if(betha < 1) //Überprüfen ob minimale Schranke für betha erreicht
{
    betha = 1;
}
if( betha > 100-alpha-1) //Überprüfen ob maximale Schranke für betha erreicht
{
    betha = 100-alpha-1;
}
gamma = 100-alpha-betha;

// Regelung von I_out über delta
//-----

if(cycle_finished == 2) //Falls Maximalfrequenz erreicht wurde ist Regelung über delta aktiviert.
{

    if( i_out_esum > your_val ) //Wind Up Schutz des PID Reglers
    {
        i_out_esum = your_val;
    }

    Kteil_delta = Kp_delta*i_out_e; //P-Teil des PID-Reglers
    Iteil_delta = Ki_delta*(time_base*eff_time_count)*i_out_esum; //I-Teil des PID-Reglers
    delta = Kteil_delta+Iteil_delta; //Reglergleichung

    if (delta <1) //Begrenzen des delta Wertes
    {
        delta = 1;
    }
    if (delta >400)
    {
        delta = 400;
    }
    } else {
    delta = 1;
    }
}
```

Anhang B C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

```
if( (cycle_finished == 1) || (cycle_finished == 2) ) //Muss am Ende aller Regelungen Null gesetzt
{
    eff_time_count = 0.0; //werden da für Integrator Teil benötigt
}

switch(mycase) //Mit Hilfe dieses Switch erfolgt die Ansteuerung der Schalter
{

case 0: //Input Phase
    s1=1.0; //Schließen von S1
    s4=1.0; //Schließen von S4
    cycle_finished = 0; //Es beginnt ein neuer Zyklus

    if(shiftx == 0) //Falls es der erste Aufruf der Input Phase ist
    { //((shiftx==0),wird der If-Block ausgeführt
        mytime = time_count; //Speichern der aktuellen Psim-Zeit
        shiftx = 1; //shiftx = 1 weil jetzt auf Ablauf von T1 gewartet wird
    }

    if(time_count > (mytime+(1/time_base)*cycle_time*alpha/100)) //Um die Cycle_time (in Sekunden)
                                                                //auf die Zeitbasis von Psim umzuwandeln
    { //muss durch time_base dividiert werden
        shiftx = 0; //Rücksetzen von shiftx weil in nächsten Case gesprungen wird
        mycase = 1; //Weiterschalten in case: 1
    }
break;

case 1: //ZVS Q3
    s4=0.0; //Öffnen von S4

    if(v_l < (v_in-v_out) ) //Abfrage ob Bedingung erfüllt
    {
        mycase = 2; //Weiterschalten in case: 2
    }
break;

case 2: //Input-Output Phase
    s3=1.0; //Schließen von S3

    if(shiftx == 0) //Falls es der erste Aufruf der Input-Output Phase ist
    { //((shiftx==0),wird der If-Block ausgeführt
        mytime = time_count; //Speichern der aktuellen Psim-Zeit
        shiftx = 1; //shiftx = 1 weil jetzt auf Ablauf von T2 gewartet wird
    }

    if(time_count > (mytime+(1/time_base)*cycle_time*betha/100)) //Um die Cycle_time (in Sekunden)
                                                                //auf die Zeitbasis von Psim umzuwandeln
    { //muss durch time_base dividiert werden
        shiftx = 0; //Rücksetzen von shiftx weil in nächsten Case gesprungen wird
        mycase = 3; //Weiterschalten in case: 3
    }
break;

case 3: //ZVS Q2
    s1=0.0; //Öffnen von S1

    if(shiftx == 0) //Falls es der erste Aufruf der "ZVS Q2" Phase ist (shiftx==0)
```

Anhang B C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

```
{
    //wird der If-Block ausgeführt

    mytime = time_count; //Speichern der aktuellen Psim-Zeit
    shiftx = 1; //shiftx = 1 weil jetzt auf die Erfüllung der Bedingung
} //oder auf den Ablauf von Ius gewartet wird

if( (v_l < (-v_out)) || (time_count > (mytime+(1/time_base)*1e-6)) ) //Falls eine der beiden Bedingungen
    //erfüllt sind wird in den nächsten
{
    //Case gesprungen
    shiftx = 0; //Rücksetzen von shiftx weil in nächsten Case gesprungen wird
    mycase = 4; //Weiterschalten in case: 4
}
break;

case 4: //Free-Wheeling Phase
    s2=1.0; //Schließen von S2

    if(shiftx == 0) //Falls es der erste Aufruf der Free-Wheeling Phase ist (shiftx==0)
    {
        //wird der If-Block ausgeführt
        mytime = time_count; //Speichern der aktuellen Psim-Zeit
        shiftx = 1; //shiftx = 1 weil jetzt auf Ablauf von T3 gewartet wird
    }

    if(time_count > (mytime+(1/time_base)*cycle_time*gamma/100))
    {
        shiftx = 0; //Rücksetzen von shiftx weil in nächsten Case gesprungen wird
        mycase = 5; //Weiterschalten in case: 5
    }
    break;

case 5: //ZVS Q4
    s3=0.0; //Öffnen von S3

    if(v_l > -1.0e-3) //Abfrage ob Bedingung erfüllt
    {
        mycase = 6; //Weiterschalten in case: 6
    }
    break;

case 6: //Clamp Phase
    s4=1.0; //Schließen von S4

    if(shiftx == 0) //Falls es der erste Aufruf der clamped Phase ist (shiftx==0)
    {
        //wird der If-Block ausgeführt
        mytime = time_count; //Speichern der aktuellen Psim-Zeit
        shiftx = 1; //shiftx = 1 weil jetzt auf Ablauf von T4 gewartet wird
    }

    if(time_count > (mytime+(1/time_base)*cycle_time*delta/100))
    {
        shiftx = 0; //Rücksetzen von shiftx weil in nächsten Case gesprungen wird
        mycase = 7; //Weiterschalten in case: 7
    }
    break;

case 7: //ZVS Q1
    s2=0.0; //Öffnen von S2
```

Anhang B C-Code des Controllers für den kaskad. Bi-Direkt. Buck-Boost-Konverter

```
if(shiftx == 0)                //Falls es der erste Aufruf der "ZVS Q2" Phase ist (shiftx==0)
{
    mytime = time_count;      //wird der If-Block ausgeführt
    //Speichern der aktuellen Psim-Zeit
    shiftx = 1;              //shiftx = 1 weil jetzt auf die Erfüllung der Bedingung
}                             //oder auf den Ablauf von 1us gewartet wird

if( (v_l > (v_in)) || (time_count > (mytime+(1/time_base)*1e-6)) //Abfrage ob Bedingung erfüllt
{
    mycase = 0;               //Weiterschalten in case: 0
    cycle_finished = 1;      //Der Zyclus ist beendet
    shiftx = 0;
}
break;
}

out[0] = s1;                  //Setzen der Ausgänge
out[1] = s2;
out[2] = s3;
out[3] = s4;
```

Anhang C

PSIM-Schaltbild des zweist.

Buck-Boost-Konverters mit Hilfsschalter

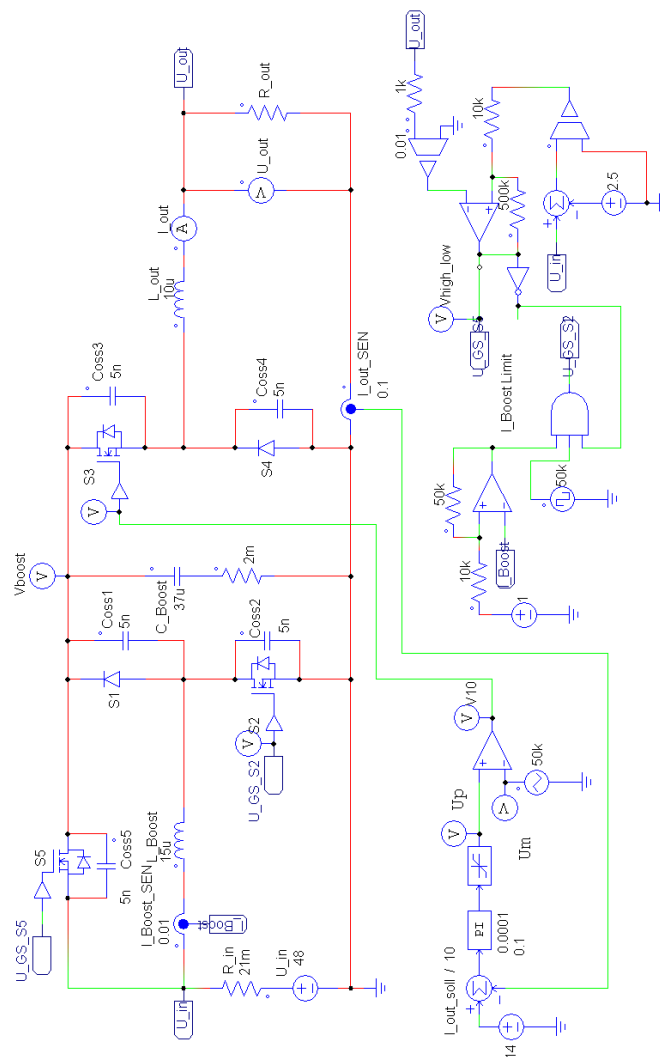


Abbildung C.1: Schaltbild der PSIM-Simulation für den zweistufigen Buck-Boost-Konverter mit Hilfsschalter