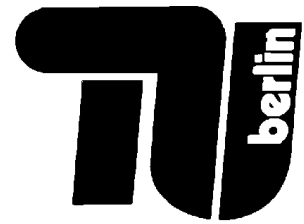


Technische Universität Berlin

Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik

Institut für Energie- und Automatisierungstechnik

Fachgebiet für Allgemeine Elektrotechnik und Systemelektronik



Studienarbeit

Dynamik-Verbesserung von Traktionssystemen

Entwurf eines Spannungswandlers für den Einsatz von Doppelschichtkondensatoren in Elektrofahrzeugen

Cand.-el:

Dimitri Tseronis

Matr.Nr: 184470

Studiengang Elektrotechnik

Betreuer:

Prof. Dr.-Ing. Dietrich Naunin

Dipl.-Ing. Jörg Folchert

Berlin, 17. Juni 2003

Kurzreferat:

In dieser Arbeit wird der Entwurf eines Spannungswandlers beschrieben, der in Kombination mit einem Doppelschichtkondensatormodul, die Dynamik von Elektrofahrzeugen verbessert. Es werden die gebräuchlichen Spannungswandler-Topologien vorgestellt und die Auswahl der optimalen Topologie ausführlich erläutert. Es folgt ein Beispiel der Dimensionierung der Leistungselektronik eines Spannungswandlers sowie die Beschreibung der benötigten Ansteuerungselektronik und Regelung. Abschließend werden einige Messungen vorgestellt, die mit dem entworfenen Spannungswandler durchgeführt wurden.

Abstract:

This thesis describes the single steps of the development of a DC to DC converter, which is going to be used in combination with a double-layer capacitor module, for the improvement of the dynamic behaviour of hybrid and electric vehicles. An overview of the most popular converter topologies and the choice of the most suitable is described in detail. An example of the development of the power electronics of a DC/DC-converter, the control electronics and the regulation algorithms are also included. Finally some measurements with the developed DC/dc-converter are presented.

Verzeichnisse:

Inhaltsverzeichnis:

Verzeichnisse:	3
Inhaltsverzeichnis:	3
Abbildungsverzeichnis:	5
Tabellenverzeichnis:	6
Symbolverzeichnis:	6
Aufgabenstellung	7
1 Einleitung	8
1.1 Zur Notwendigkeit von Spannungswandlern in mobilen Geräten	8
1.2 Doppelschichtkondensatoren in Elektrofahrzeugen	9
1.3 Probleme beim Einsatz von Doppelschichtkondensatoren	12
1.4 Effizienzsteigerung durch Spannungswandler	13
1.5 Richtlinien beim Entwurf des Spannungswandlers	14
2 Spannungswandler Topologien	17
2.1 Kategorisierung der Spannungswandler	17
2.2 Topologien der Gleichspannungswandler	18
2.2.1 Ladungspumpe (switched capacitor converter)	18
2.2.2 Aufwärtswandler (step-up / Boost converter)	19
2.2.3 Abwärtswandler (step-down / Buck converter)	21
2.2.4 Auf- / Abwärtswandler (Boost/Buck converter)	22
2.2.5 Inverswandler oder Invertierer	23
2.2.6 Sperrwandler (flyback converter)	24
2.2.7 Bidirektionaler Sperrwandler	25
2.2.8 4-Quadranten Sperrwandler	26
2.2.9 Eintakt Durchflusswandler (single transistor forward converter)	27
2.2.10 Halbbrücken Durchflußwandler (halfbridge forward converter)	28
2.2.11 Halbbrücken-Gegentaktwandler (halfbridge push-pull converter)	29
2.2.12 Gegentaktwandler (push-pull converter)	30
2.2.13 Vollbrücken-Gegentaktwandler (fullbridge push-pull converter)	31
2.2.14 Bidirektionaler Vollbrücken-Gegentaktwandler	32
2.2.15 Mehrphasenwandler	33
2.2.16 Resonanzwandler	33
2.3 Gleichspannungswandler-Topologien Übersicht	36
2.4 Wahl der optimalen Topologie	38
3 Dimensionierung des Auf-/Abwärtswandlers	39
3.1.1 Aufwärtswandler	39
3.1.2 Abwärtswandler	42
3.1.3 Auf-/Abwärtswandler	43
4 Ansteuerungselektronik und Regelung	47
4.1 Der ATmega163 Mikrocontroller	47
4.1.1 Übersicht	48
4.1.2 Der Analog/Digital-Wandler	48
4.1.3 Die Zeitgebereinheiten	48
4.2 Prioritäten und Unterbrechungsroutinen	48
4.3 Signalerzeugung	49
4.4 Datenerfassung	49
4.5 Schutzfunktionen	50
4.6 Regelung	51
4.6.1 Ladung der Doppelschichtkondensatoren	51
4.6.2 Entladung der Doppelschichtkondensatoren	52
4.7 Kommunikation	52
4.7.1 Der CAN Bus	53

4.7.2	Eigenschaften des CAN Bus Protokolls	53
4.7.3	CAN Bus Hardware	53
4.7.4	Hardwareschnittstelle zum Mikroprozessor.....	57
4.7.5	Softwareschnittstelle zum Mikroprozessor.....	57
4.8	Befehle und Funktionen.....	60
4.8.1	Nachrichten vom Mikrokontroller an den Master	60
4.8.2	Nachrichten von dem Master an den Mikrokontroller	61
5	Messungen	62
5.1	Messaufbau	62
5.2	Ladevorgang	63
5.3	Entladevorgang	66
6	Zusammenfassung	68
7	Literaturverzeichnis:	70
7.1	Spannungswandler und Schaltnetzteile:	70
7.2	Analog Elektronik	70
7.3	Leistungsschalter und Treiber:.....	70
7.4	ATMEL Microcontroller:	71
7.5	CAN BUS:	71
8	Anlagen:.....	72
8.1	Dateiliste	72

Abbildungsverzeichnis:

Abbildung 1: institutseigenes Elektro-Gokart.....	7
Abbildung 2: Spannungswandler Bezeichnungen	9
Abbildung 3: Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs	9
Abbildung 4: Vergleich unterschiedlicher Speichertechnologien. Quelle: EPCOS	11
Abbildung 5: 2 Bauarten von Doppelschichtkondensatoren der Firma Maxwell. Quelle: Maxwell	11
Abbildung 6: Blockschaltbild Antriebsstrang mit Doppelschichtkondensatoren	12
Abbildung 7: qualitativer Spannungsverlauf während der Entladung eines Doppelschichtkondensators	13
Abbildung 8: qualitativer Spannungsverlauf einer Ladung und anschließender Entladung eines.....	14
Abbildung 9: Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs mit Doppelschichtkondensator-Modul und.....	15
Abbildung 10: Ladungspumpe	18
Abbildung 11: Aufwärtswandler	19
Abbildung 12: Abwärtswandler.....	21
Abbildung 13: Auf- /Abwärtswandler	22
Abbildung 14: Inverswandler	23
Abbildung 15: Sperrwandler	24
Abbildung 16: Bidirektionaler Sperrwandler	25
Abbildung 17: 4-Quadranten Sperrwandler	26
Abbildung 18: Eintakt Durchflußwandler.....	27
Abbildung 19: Halbbrücken Durchflußwandler	28
Abbildung 20: Halbbrücken-Gegentaktwandler	29
Abbildung 21: Gegentaktwandler	30
Abbildung 22: Vollbrücken-Gegentaktwandler.....	31
Abbildung 23: Bidirektionaler Vollbrücken-Gegentaktwandler	32
Abbildung 25: Mehrphasen Aufwärtswandler.....	33
Abbildung 26: halfbridge series resonant converter	34
Abbildung 27: halfbridge parallel resonant converter.....	34
Abbildung 28: zero voltage switching converter	35
Abbildung 29: current-source resonant converter.....	35
Abbildung 30: phase controlled resonant converter.....	35
Abbildung 31: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers im Bereich von 0 bis 100%	40
Abbildung 32: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers im Bereich von 10 bis 90%	40
Abbildung 33: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers bei variabler Frequenz	41
Abbildung 34: Schaltzeitverhältnisse des Aufwärtswandlers.....	41
Abbildung 35: Normierte Ausgangsspannung des Abwärtswandlers	42
Abbildung 36: Auf-/Abwärtswandler mit Ultracap-Speicher und Zwischenkreis.....	43
Abbildung 37: Kernform PM 74/59	45
Abbildung 38: Der STE180NE10 MOSFET im ISOTOP Gehäuse	46
Abbildung 39: Schaltplan des IR21844™ mit externen Bauelementen angeschlossen an zwei MOSFETs. Quelle: International Rectifier.....	47
Abbildung 40: schematische Darstellung der Signalkonditionierung für einen Kanal	50
Abbildung 41: Laderegelung des Auf/- Abwärtswandlers.....	52
Abbildung 42: Entladeregelung des Auf/- Abwärtswandlers.....	52
Abbildung 43: Schichten Struktur der CAN-Bus Hardware	54
Abbildung 44: Blockschaltbild des SJA1000™.....	55
Abbildung 45: : Blockschaltbild des PCA82C251	56
Abbildung 46: Schaltplan der CAN-Bus Hardware mit Potentialtrennung.....	57
Abbildung 47: Flussdiagramme der Lese- und Schreiberoutinen	59
Abbildung 48: Der Messaufbau	63
Abbildung 49: Spannungsverlauf der Ein- und Ausgangsspannung des Spannungswandlers während der Ladung.....	64
Abbildung 50: Stromverläufe des Ein- und Ausgangsstroms des Spannungswandlers während der Ladung	64

Abbildung 51: Leistungsverläufe der Ein- und Ausgangsleistung des Spannungswandlers während der Ladung	65
Abbildung 52: mittlerer Wirkungsgrad des Spannungswandlers während der Ladung.....	65
Abbildung 53: Temperaturverlauf des Spannungswandlers während der Ladung	65
Abbildung 54: Spannungsverläufe des Spannungswandlers während der Entladung	66
Abbildung 55: Stromverlauf während der Entladung	66
Abbildung 56: Leistungsverläufe der Ein- und Ausgangsleistung des Spannungswandlers während der Entladung	67
Abbildung 57: mittlerer Wirkungsgrad des Spannungswandlers während der Entladung.....	67
Abbildung 58: Temperaturverlauf des Spannungswandlers während der Entladung	68

Tabellenverzeichnis:

Tabelle 1: Übersicht der geforderten Betriebsgrößen	16
Tabelle 2: Topologien Übersicht	37
Tabelle 3: A/D- Wandler Kanäle	49

Symbolverzeichnis:

A_e	effektiver magnetischer Kernquerschnitt
A_{min}	minimaler magnetischer Kernquerschnitt
C_a	Ausgangskapazität
C_e	Eingangskapazität
C_P	Speicherkapazität
I_a	Ausgangsstrom
I_D	Stromfluss durch eine Diode
I_e	Eingangsstrom
I_L	Stromfluss durch eine Induktivität
I_{Tx}	Strom durch einen Leistungsschalter mit $x = 1,2,3$ u.s.w.
l_e	effektive magnetische Kernlänge
μ_0	Permeabilität der Luft
μ_e	effektive Permeabilität μ_e
N_1	Anzahl der Windungen der Primärwicklung eines Transformators
N_2	Anzahl der Windungen der Sekundärwicklung eines Transformators
P	Leistung
R_a	Ausgangswiderstand
R_e	Eingangswiderstand
T	Periode eines Periodischen Signals
t_{aus}	Zeit des sperrenden Zustands eines Leistungsschalters
t_{ein}	Zeit des leitenden Zustands eines Leistungsschalters
T_x	Leistungsschalter (MOSFET oder IGBT) mit $x=1,2,3$ u.s.w.
U_a	Ausgangsspannung
U_D	Spannung über einer Diode
U_e	Eingangsspannung
U_L	Spannung über eine Induktivität
U_{ripple}	Zulässige Welligkeit der Ausgangsspannung (Ripple)
U_{Tx}	Spannung über einen Leistungsschalter mit $x=1,2,3$ u.s.w.
v_T	Schaltverhältnis
W	Energie
$?$	Wirkungsgrad

Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung dieser Arbeit ist, einen Spannungswandler zu entwerfen und zu konstruieren, der in der Lage ist, die hohen Leistungen zu transformieren, die bei dem Einsatz in Elektrofahrzeugen vorkommen. Die Aufgabenstellung fordert ebenfalls, dass die Regelgrößen des Spannungswandlers variabel sein sollen und dass die Möglichkeit existiert, diese über eine CAN-Bus-Schnittstelle einzustellen. Der Spannungswandler soll in erster Linie für das institutseigene elektrische Gokart dimensioniert werden.(Abbildung 1)



Abbildung 1: institutseigenes Elektro-Gokart

1 Einleitung

In diesem Abschnitt der Arbeit wird erläutert, aus welchem Grund die Dynamik von Elektrofahrzeugen verbessert werden kann. Es werden die Eigenschaften der Doppelschichtkondensatortechnologie aufgezählt und das Verbesserungspotential eines Spannungswandlers detailliert erklärt.

1.1 Zur Notwendigkeit von Spannungswandlern in mobilen Geräten

Mobile Geräte erfordern eine Flexibilisierung der Energieversorgung, da die Ankopplung zum elektrischen Energieversorgungsnetz nicht zu jedem Zeitpunkt gewährleistet ist. Als elektrische Energiespeicher bzw. Energiequellen kommen in der Regel Generatoren oder Batterien zum Einsatz. Geräte, die ihre Energie aus Solarzellen, Brennstoffzellen, Doppelschichtkondensatoren oder anderen Exoten der Energieversorgung beziehen, bilden noch die Ausnahme. Da jede Art von Energiequelle bzw. Energiespeicher unterschiedliche elektrische Eigenschaften aufweist, ist es teilweise nicht möglich, diese unterschiedlichen Technologien direkt zu verbinden.

Abgesehen von den vielen Faktoren, die bei der Verbindung von zwei elektrischen Geräten eine Rolle spielen, ist stets darauf zu achten, dass die Spannungsbereiche aufeinander angepasst sind. Damit ein Energiefluss bzw. Stromfluss zustande kommt, ist es notwendig, dass die Energiequelle ein höheres Potential besitzt als das minimal erforderliche zum Betrieb der Energiesenke. Andererseits ist darauf zu achten, dass ein zu hoher Potentialunterschied zwischen Quelle und Senke, das eine oder auch beide Geräte zerstören kann.

Es existieren grundsätzlich zwei Möglichkeiten, zwei elektrische Geräte miteinander zu betreiben. Entweder haben die Geräte ähnliche Spannungsbereiche und es ist möglich sie direkt zu verbinden, oder man verwendet einen Spannungswandler, der die Spannungsbereiche der Geräte anpasst. Geräte direkt zu verbinden, ist zwar leicht und durchaus üblich, hat aber viele Nachteile wie z.B. bei Startergenerator und Autobatterie. Die Geräte müssen schon während der Produktion aufeinander ausgelegt sein. Es ist kein Energiemanagement möglich und es funktioniert nur mit bestimmten Technologien. Verwendet man einen Spannungswandler, ist es möglich je nach Art der Quelle und der verwendeten Technologie, zusätzlich noch Steuerungs-, Regelungs-, Energiemanagement- und Schutzfunktionen in die Spannungswandler zu implementieren. Es existieren mehrere Möglichkeiten, einen Spannungswandler zu realisieren.

In den Geräten, die für den Betrieb am Niederspannungsnetz vorgesehen sind, sind Spannungswandler in der Form von Transformatoren oder Schaltnetzteilen¹ zu finden. Da für mobile Anwendungen die Energie aus Batterien bezogen wird und diese ausschließlich eine Gleichspannung zur Verfügung stellen, sind Transformatoren und bestimmte Arten von Schaltnetzteilen nicht als Spannungswandler geeignet. Sie würden eingangsseitig eine Wechselspannung erfordern. Wenn eine Quelle ausgangseitig eine Gleichspannung bereitstellt und ein Verbraucher eingangsseitig eine Gleichspannung mit anderen Parametern erfordert, benötigt man in jedem Fall einen Gleichspannungswandler². Mit der zunehmenden Komplexität von mobilen Anwendungen wächst die Notwendigkeit einer flexiblen Spannungsversorgung während die Spannungsversorgungsbereiche immer schmaler werden. Abbildung 2 illustriert die Bezeichnungen für die unterschiedlichen Betriebsarten von Spannungswandlern.

¹ Englische Bezeichnung: SMPS. (Switched Mode Power Supplies)

² Englische Bezeichnung: DC/DC Converter

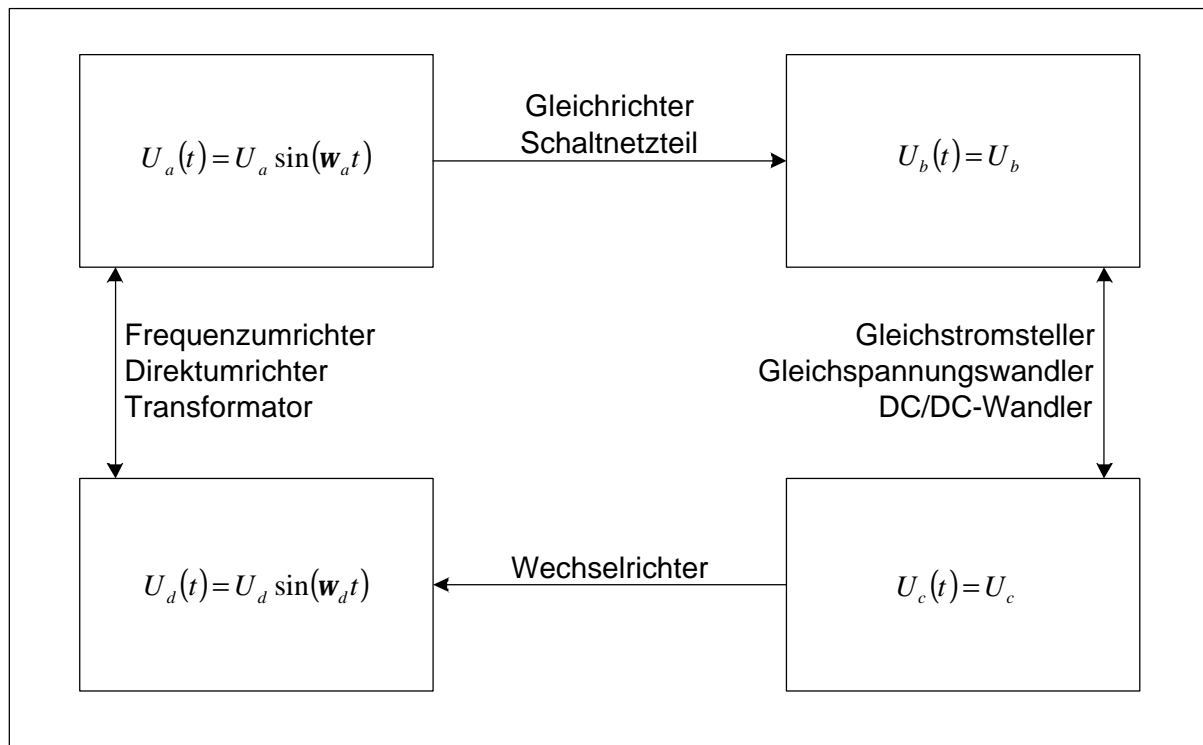


Abbildung 2: Spannungswandler Bezeichnungen

1.2 Doppelschichtkondensatoren in Elektrofahrzeugen

Spricht man von mobilen elektrischen Anwendungen, denkt man sehr schnell nur an Mobiltelefone, tragbare Computer oder Radioempfänger. Fahrzeuge gehören aber auch zu dieser Kategorie. Jedes Fahrzeug hat ein elektrisches Bordnetz mit unterschiedlichen Aufgaben, das von einer Batterie und/oder einem Generator gespeist wird. Eine besondere Art von Fahrzeugen sind Elektrofahrzeuge, die ihre kinetische Energie durch einen Elektromotor erzeugen. Elektrofahrzeuge haben mehrere Vorteile gegenüber einem Fahrzeug mit Verbrennungsmotor. Geringe Emissionen, geräuschloser Betrieb, geringe Wartungskosten, die Möglichkeit der Bremsenergieerückspeisung und der gute Wirkungsgrad seien an dieser Stelle beispielhaft erwähnt. Grob vereinfacht besteht der elektrische Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs aus einem Energiespeicher, einer Motoransteuerung und einem Motor (Abbildung 3). Als Energiespeicher kommt bei einem „reinen“ Elektrofahrzeug hauptsächlich eine Batterie in Frage.

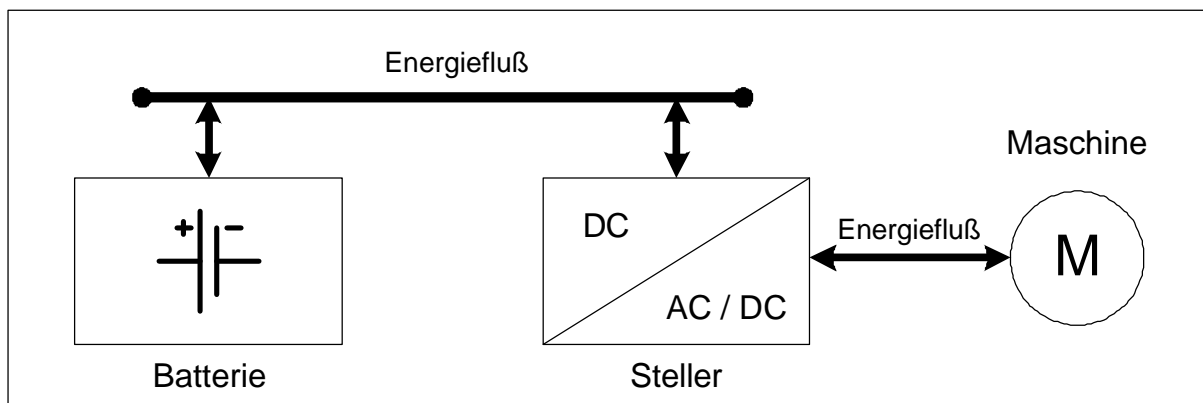


Abbildung 3: Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs

Der Einsatz von Batterien als Hauptenergiespeicher in Fahrzeugen bringt leider einige Nachteile mit sich. Das Verhältnis der gespeicherten Energie pro Masse, also die spezifische Energie, ist im Vergleich zu den Kraftstoffen der Verbrennungsmotoren gering. Um die Reichweite eines Fahrzeuges zu erhöhen, ist es notwendig, den Energiespeicher möglichst groß auszulegen. Da eine hohe in der Batterie gespeicherte Energie auch eine hohe Masse bedeutet, muss ein Kompromiss zwischen Reichweite und Beschleunigung getroffen werden, um die Batterie entsprechend zu dimensionieren. Batterien verlieren abhängig von der Zeit, der Anzahl der durchlaufenen Lade- und Entlade-Zyklen, den Umgebungstemperaturen und der Welligkeit der Leistungsentnahme an Kapazität. Wegen diesem Kapazitätsverlust müssen die Traktionsbatterien eines Elektrofahrzeuges und die Starter-Bleibatterie eines PKWs maximal nach 5 Jahren gewechselt werden. Die Batterien eines Elektrofahrzeugs müssen für die hohen Leistungsentnahmen, die z.B. bei einem Beschleunigungsvorgang auftreten, sehr schnell die in ihnen gespeicherte Energie abgeben können. Ebenfalls müssen die Batterien bei dem regenerativen Bremsen sehr schnell Leistung wieder aufnehmen können. Um diese Leistungen zu bewältigen, müssen spezielle Batterien für die Traktionsaufgaben gefertigt werden, die wegen der geringen Stückzahlen entsprechend hohe Kosten verursachen. Sogar Traktionsbatterien sind nicht in der Lage, die gesamte Energie wieder aufzunehmen, die bei einem Bremsvorgang zurückgewonnen werden kann. Um die Probleme zu umgehen, die bei der Nutzung von Batterien in der Traktion entstehen, werden zunehmend Doppelschichtkondensatoren in den Antriebsstrang der modernen Elektrofahrzeug-Generation integriert.

Doppelschichtkondensatoren sind elektrische Energiespeicher, deren Prinzip auf einem physikalischen Phänomen beruht, das von Hermann von Helmholtz schon am Anfang des 19. Jahrhunderts beobachtet worden ist. Wenn man eine geladene Kohlenstoffelektrode in eine leitende Flüssigkeit taucht, bildet sich eine elektrochemische Doppelschicht, die aus einem leitenden Kohlenstoff und frei beweglichen Ionen besteht. Während der Ladung des Kondensators ziehen sich die Kohlenstoffelektroden und die freien Ionen an. Durch die dünne Trennschicht von einigen Nanometern und die extrem große Oberfläche der Kohlenstoffelektrode sind hohe Energie- und Leistungsdichte zu erzielen. Da die Energie in einem elektrischen Feld gespeichert wird, ist das Phänomen höchst reversibel bei minimalen Verlusten.

Doppelschichtkondensatoren werden je nach Hersteller auch Super-, Ultra-, und Boostkondensatoren³ genannt. Ihre spezifische Energiedichte ist deutlich höher als die von Aluminium-Elektrolyt Kondensatoren, weswegen erstere auch mehr Energie pro Masse speichern können. Wegen der spezifischen Leistungsdichte, die höher ist als die der Batterien, kann ein Doppelschichtkondensator mit höheren Leistungen geladen und entladen werden als es bei Batterien möglich ist. Die genannten Eigenschaften, die geringe Selbstentladung und die fallenden Produktionskosten machen den Einsatz von Doppelschichtkondensatoren in allen Fahrzeugen und in unterbrechungsfreien Stromversorgungen sehr attraktiv.

³ Englischer Begriff: double-layer-, super-, boost-, ultra-capacitors. Boostcap ist ein eingetragenes Warenzeichen von Maxwell Technologies

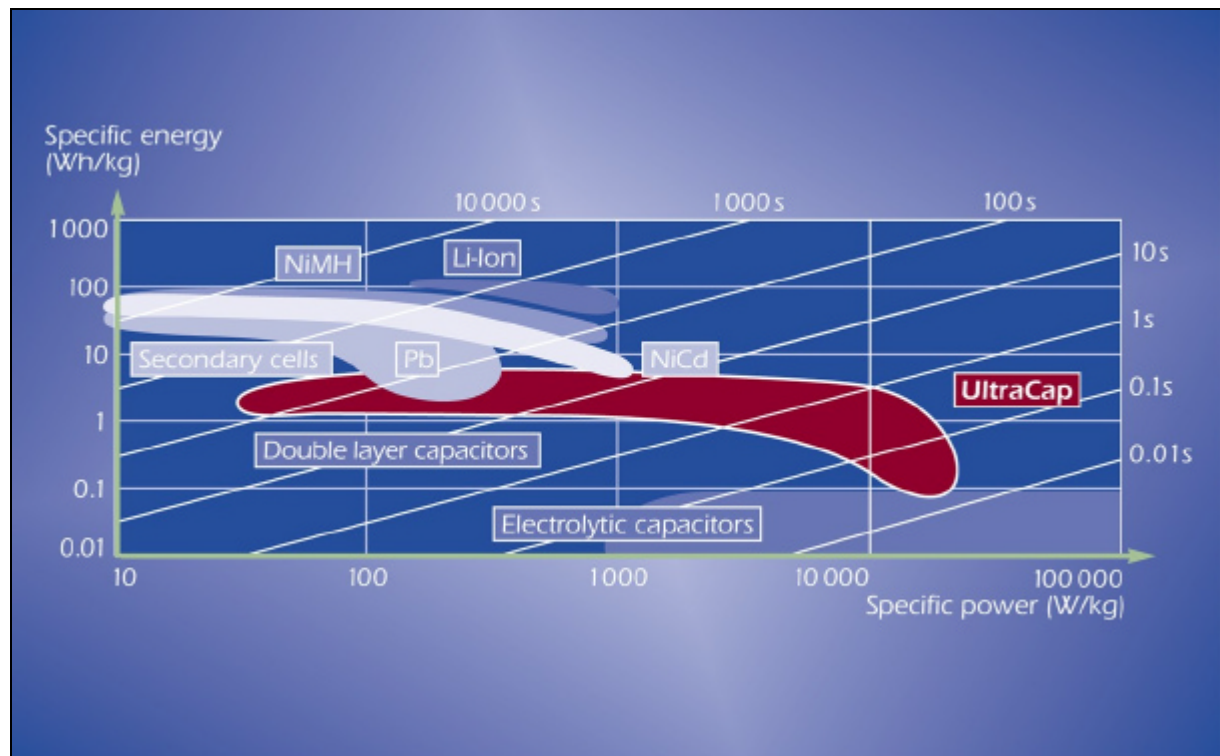


Abbildung 4: Vergleich unterschiedlicher Speichertechnologien. Quelle: EPCOS

In herkömmlichen Fahrzeugen, die einen Verbrennungsmotor als Hauptenergiequelle nutzen und ein elektrisches Bordnetz zum Starten und die Peripherie benötigen, können Doppelschichtkondensatoren die Batterie ersetzen. Die Energie in den Doppelschichtkondensatoren wird nur zum Starten verwendet und das Bordnetz wird nach dem Startvorgang vom Startergenerator gespeist. Mit dem geringeren Gewicht, der Temperaturunabhängigkeit und der längeren Lebensdauer haben die Doppelschichtkondensatoren für diese Anwendung klare Vorteile gegenüber der Batterie. In Hybridfahrzeugen können Doppelschichtkondensatoren die Batterie ersetzen, falls eine Energiequelle zur Verfügung steht, die eine ausreichend hohe Energiedichte hat, um auch eine gewisse Reichweite für das Fahrzeug zu garantieren. Das gilt auch für die Hybridfahrzeuge mit Verbrennungsmotoren oder Brennstoffzellen.



Abbildung 5: 2 Bauarten von Doppelschichtkondensatoren der Firma Maxwell. Quelle: Maxwell

Bei Elektrofahrzeugen können die Doppelschichtkondensatoren die Batterien nicht ersetzen. Obwohl schon einige Versuche mit Bussen durchgeführt werden, die ausschließlich auf der Doppelschichtkondensatortechnologie basieren, können Doppelschichtkondensatoren die Energiedichte der Batterien nicht erreichen. Sie können aber genutzt werden, um die Zwischenkreiskapazität des Antriebsstrangs enorm zu erhöhen. Dadurch werden die Batterien von den Leistungsspitzen entlastet, was eine Erhöhung der mittleren Lebensdauer der Batterien und auch eine Kurzfristige Leistungserhöhung des

Antriebs bedeutet. Dadurch ist es möglich, schon bei dem Entwurf des Elektrofahrzeugs die Batterien nur für die mittlere erforderliche Leistung zu dimensionieren und dadurch Gewicht und Kosten einzusparen. Wenn die Doppelschichtkondensatoren ausreichend dimensioniert sind, ist es auch in der Praxis möglich, fast die gesamte Energie von einem regenerativen Bremsvorgangs wieder in dem Fahrzeug zu speichern. Der Wirkungsgrad eines Elektrofahrzeugs wird dadurch ungefähr um 30% erhöht. Weil Doppelschichtkondensatoren für sehr viel mehr Zyklen ausgelegt sind als Batterien, werden die Batterien nicht durch den Bremsvorgang belastet, was wiederum eine positive Auswirkung auf ihre Lebensdauer bedeutet. Man kann insgesamt behaupten, dass der Einsatz von Doppelschichtkondensatoren in Fahrzeugen und speziell Elektrofahrzeugen viele Vorteile bietet.

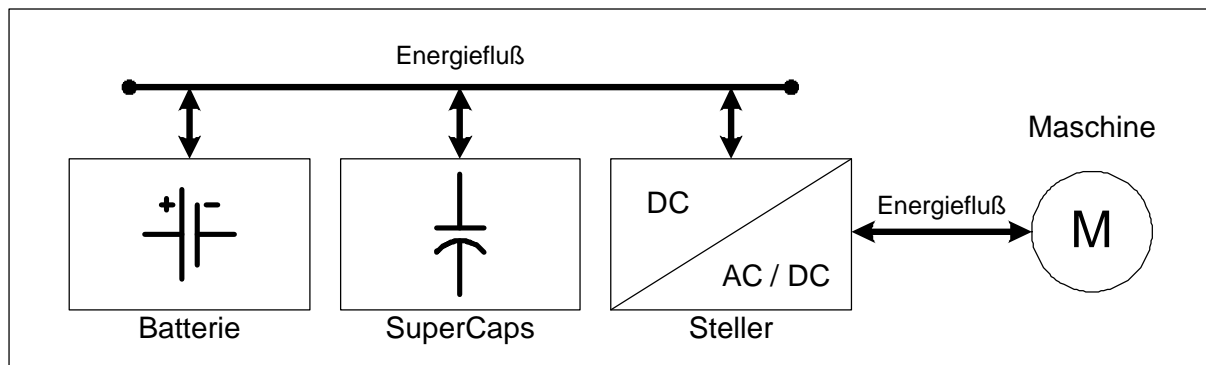


Abbildung 6: Blockschaltbild Antriebsstrang mit Doppelschichtkondensatoren

1.3 Probleme beim Einsatz von Doppelschichtkondensatoren

Obwohl der Einsatz von Doppelschichtkondensatoren eine Effizienzsteigerung für jedes Fahrzeug bedeutet, ist die Technologie mit einigen Problemen behaftet. Wegen der extrem dünnen Doppelschicht von einigen Nanometern können Doppelschichtkondensatoren durch das Anlegen von Spannungen von über 2,7 Volt zerstört werden. Schon das Laden auf 2,5 Volt bedeutet eine geringere Lebensdauer. Aus diesem Grund ist es üblich, dass Hersteller eine maximale Spannung von 2,3 oder 2,4 Volt für Ihre Doppelschicht-Produkte angeben. Es ist also nur durch eine Serienschaltung von mehreren Doppelschichtkondensatoren möglich, eine Spannungsebene zu erreichen, die in Fahrzeugen üblich ist bzw. hoch genug ist, um eine bestimmte Leistung bei noch handhabbaren Strömen zu erzielen. Durch die Serienschaltung von Doppelschichtkondensatoren vermindert sich nicht nur die gesamte Kapazität, sondern es können auch Symmetrierungsprobleme zwischen den in Reihe geschalteten Doppelschichtkondensatoren auftreten. Bei hohen Strömen und schnellen Lade-, Entladezyklen machen sich die thermischen Verluste in Form von hohen Temperaturen bemerkbar. Daher erfordert ein Modul von Doppelschichtkondensatoren einen Symmetrierungsmechanismus und oft auch eine Kühlung.

Ein Phänomen, dass sich unabhängig von dem Leistungsbereich gravierend auf den Wirkungsgrad eines Doppelschichtkondensatormoduls auswirkt, ist die Entladungskennlinie der Doppelschichtkondensatoren. Der Spannungsverlauf während der Entladung eines Doppelschichtkondensators über einen konstanten Widerstand ähnelt sehr dem Spannungsverlauf, den man bei Aluminium-Elektrolyt Kondensatoren beobachten kann. Dieses kapazitive Verhalten⁴ bedeutet, dass der Antrieb bzw. der Verbraucher die Doppelschichtkondensatoren nur soweit entladen kann, bis die minimale Eingangsspannung erreicht wird. Dadurch geht zwar die gespeicherte Energie nicht verloren, ist aber für den Verbraucher wegen der niedrigen Spannungen nutzlos. Das bedeutet, dass nur ein Teil der Kapazität bzw. nur ein Teil der in den Doppelschichtkondensatoren gespeicherten Energie überhaupt genutzt werden kann. Wenn die Doppelschichtkondensatoren nicht vollständig geleert werden, bedeutet das ebenfalls, dass für die Speicherung der Energie während des regenerativen Bremsvorgangs nur ein Teil des Speichers zur Verfügung steht und auch nur ein Teil dieser Energie gespeichert werden kann. Im Gegensatz zu den Symmetrierungsproblemen und der Wärmeentwicklung, ist der kontinuierlich

⁴ Das Verhalten eines Doppelschichtkondensators unterscheidet sich von dem eines herkömmlichen Kondensators dadurch, dass sich die Zeitkonstante während der Ladung bzw. Entladung ändert. Je höher die gespeicherte Spannung im Doppelschichtkondensator ist, desto höher wird auch seine Kapazität.

abfallende Spannungsverlauf während der Entladung ein Problem, dass einen höheren Aufwand erfordert, um gelöst zu werden.

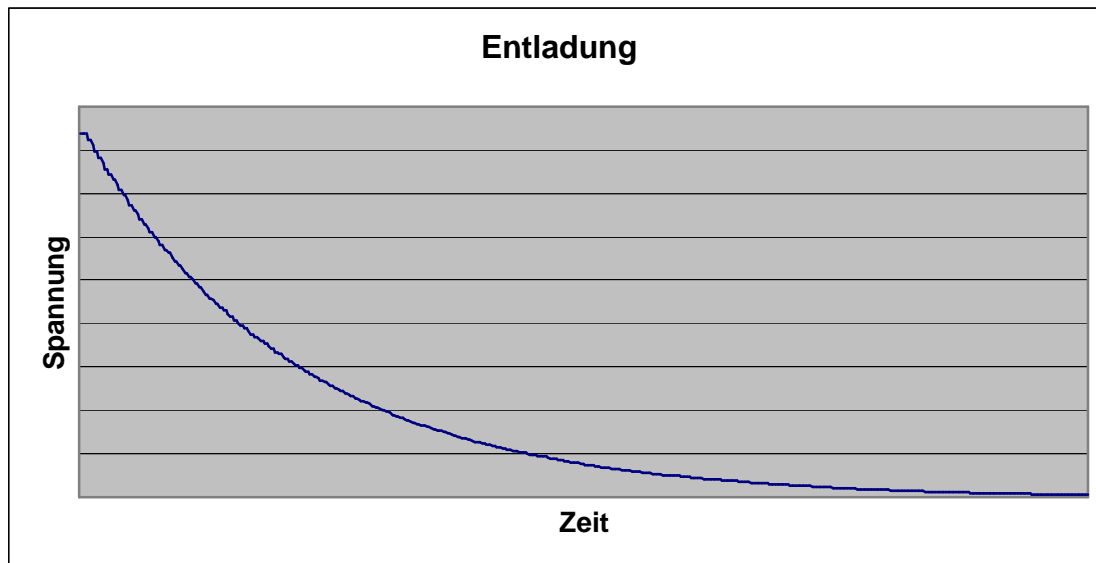


Abbildung 7: qualitativer Spannungsverlauf während der Entladung eines Doppelschichtkondensators

1.4 Effizienzsteigerung durch Spannungswandler

Um die Doppelschichtkondensatoren trotz ihrer kapazitiven Entladungskennlinie effizient zu nutzen, existiert die Möglichkeit, die Energie, die in den Doppelschichtkondensatoren verbleibt, nachdem der Antrieb seine minimale Eingangsspannung erreicht hat, in einen höheren Spannungsbereich zu transformieren. Um das zu erreichen, benötigt man einen Spannungswandler, der die Spannung der Doppelschichtkondensatoren während der Entladung immer an die nominelle Spannung des Gleichstromzwischenkreises anpasst. Benutzt man einen Spannungswandler, um die Spannung der Doppelschichtkondensatoren zu stabilisieren, erzielt man zwei wesentliche Verbesserungen: Zum einen kann die Leistungsentnahme während der Entladung konstant bleiben. Sie wäre sonst exponentiell abfallend wie die Spannung. Zum anderen können die Doppelschichtkondensatoren vollständig entladen werden.

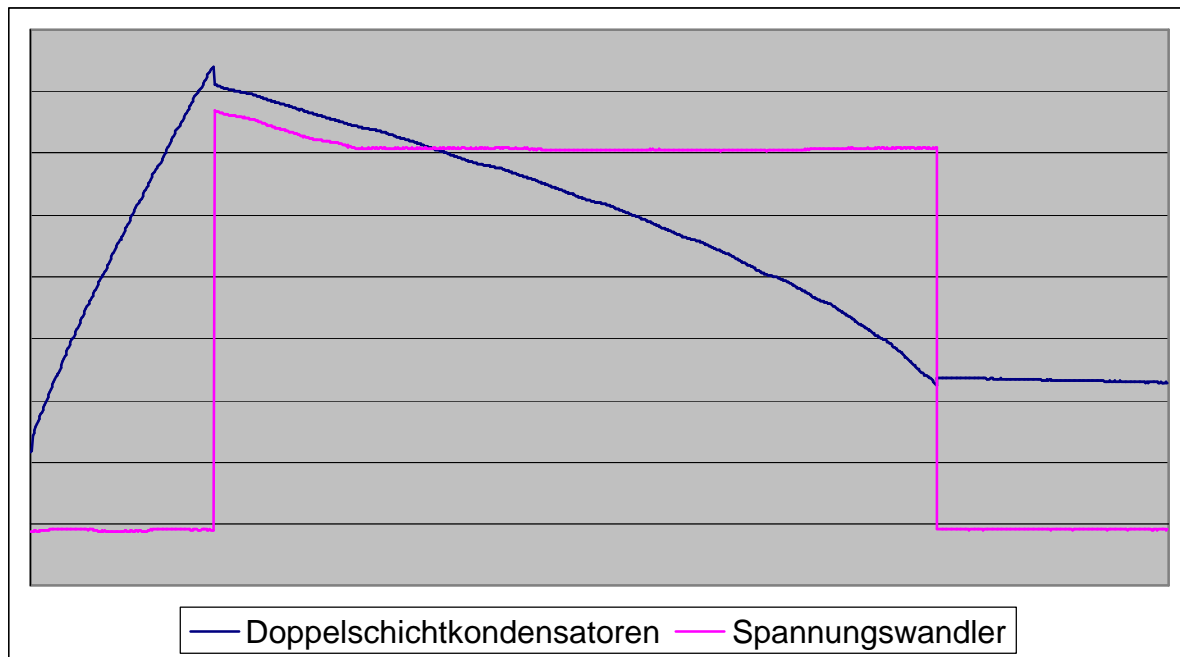


Abbildung 8: qualitativer Spannungsverlauf einer Ladung und anschließender Entladung eines Doppelschichtkondensatormoduls mit Spannungswandler

Möchte man in einem Elektrofahrzeug ein umfangreiches Energiemanagement auf Basis der Doppelschichtkondensatoren integrieren, dann reicht es nicht, die Doppelschichtkondensatoren nur als Leistungspuffer zu betrachten. Um eine möglichst effiziente Energieverwaltung zu realisieren, muss es möglich sein, genau zu bestimmen unter welchen Umständen der Doppelschichtkondensatorspeicher geladen und entladen werden muss. Fährt ein Fahrzeug mit seiner Höchstgeschwindigkeit, dann macht es keinen Sinn, in den Doppelschichtkondensatoren Energie zu speichern. Viel effizienter ist es dafür zu sorgen, dass die gespeicherte Energie bereits verbraucht worden ist, so dass das Modul bereit ist, die Bremsenergie aufzunehmen. Dadurch wird deutlich, dass nicht nur ein Spannungswandler für die Entladung des Moduls notwendig ist, sondern auch ein Laderegler, um den Ladevorgang des Moduls zu kontrollieren. Ein Laderegler ist ebenfalls ein Spannungswandler, dessen Aufgabe darin besteht, die Menge der gespeicherten Energie bzw. die Aufnahmegeschwindigkeit dieser durch die Spannungsdifferenz der Quelle und des Speichers zu regeln.

1.5 Richtlinien beim Entwurf des Spannungswandlers

Um ein optimales Energiemanagement mit den Doppelschichtkondensatoren zu realisieren, werden für die Ladung und die Entladung jeweils ein Spannungswandler benötigt. Der Spannungswandler für die Entladung muss die Spannung der Doppelschichtkondensatoren hoch transformieren, während der Spannungswandler für die Ladung die Spannung des Zwischenkreises herunter transformieren muss. Das bedeutet, dass für beide Fälle die Seite des Spannungswandlers mit dem höheren Potential auf der Seite des Zwischenkreises liegt und die Seite des Spannungswandlers mit dem niedrigen Potential sich auf der Seite des Doppelschichtkondensatoren-Moduls befindet. Da Ladung und Entladung sich zu den gleichen Zeitpunkt ausschließen, kann man beide Spannungswandler als eine Einheit betrachten, die nach Bedarf die Spannung des Doppelschichtkondensator-Moduls hochsetzt oder die Spannung des Zwischenkreises hinuntersetzt. Solch ein Spannungswandler, der in der Lage ist, den Energiefluss in zwei Richtungen zu leiten bzw. zu regeln, wird als bidirektionaler⁵ Spannungswandler bezeichnet.

⁵ Teilweise wird auch die Bezeichnung „Spannungswandler im 2-Quadranten Betrieb“ benutzt.

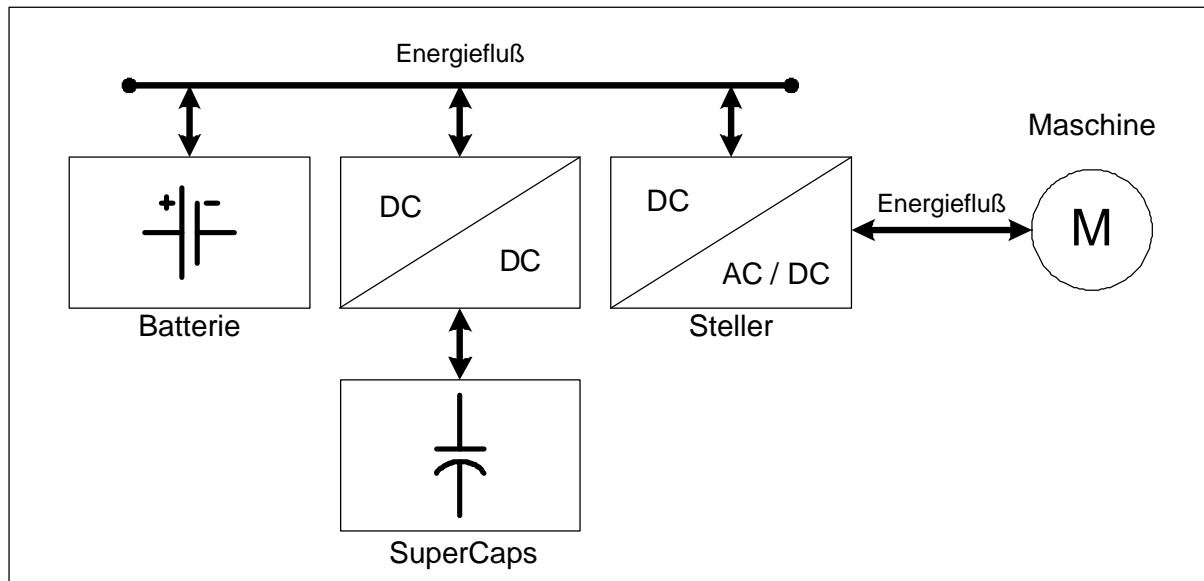


Abbildung 9: Antriebsstrang eines Elektrofahrzeugs mit Doppelschichtkondensator-Modul und Spannungswandler

Die Leistung des bidirektionalen Spannungswandlers hängt von der Leistung des Motors ab. Die maximale mittlere Leistung des Synchronmotors des Gokarts beträgt 5 Kilowatt. Damit der Spannungsregler auch ohne die Batterieunterstützung den Motor versorgen kann bzw. damit die gesamte Bremsenergie zurückgewonnen werden kann, sollte der Spannungswandler in der Lage sein, mindestens genau so viel Leistung zu transformieren wie der Motor verlangt bzw. bereitstellt. Da die messtechnischen Mittel an unserem Institut begrenzt sind, wird eine Leistung von nur 1 kW angestrebt.

Die Zwischenkreisspannung⁶ des Gokarts beträgt nominal 48 Volt und maximal 52 Volt. Der Spannungswandler muss also mit einer Ausgangsspannung von 48 Volt konstruiert werden. Der Eingangsspannungsbereich sollte wegen dem stetig abnehmenden Spannungsverlauf der Doppelschichtkondensatoren möglichst groß sein. Je kleiner die niedrige Eingangsspannungsbereichsgrenze bei konstanter Leistung wird, desto höher werden die Ströme, die der Spannungswandler leiten muss. Aus diesem Grund ist es ratsam, eine minimale Eingangsspannungsbereichsgrenze festzulegen, die noch handhabbare Ströme zulässt. Wenn also die Ströme ein- und ausgangsseitig auf 100A begrenzt werden, ergibt sich für die Eingangsspannung ein Minimalwert von 10 Volt bei 1 Kilowatt. Dieser Minimalwert gilt natürlich auch nur, wenn die spezifizierte Leistung eingehalten wird. Der Spannungswandler kann natürlich mit kleineren Eingangsspannungen arbeiten, wird dann aber auch dementsprechend weniger Leistung transformieren können.

Die elektronische Steuerung des Spannungswandlers sollte neben den Regelungen für die beiden Betriebsarten des Wandlers ebenfalls Schutzmechanismen beinhalten, die bei zu hohen Spannungen oder Strömen eine Fehlfunktion oder gar Zerstörung des Wandlers verhindern. Die Regelung während der Ladung der Doppelschichtkondensatoren sollte den Ladestrom regeln. Die Regelung während der Entladung der Doppelschichtkondensatoren sollte die Zwischenkreisspannung regeln. Der Spannungswandler sollte unabhängig von anderen Geräten in dem Elektrofahrzeug arbeiten können, nachdem seine Betriebsart festgelegt worden ist. Eine spezielle Forderung an diesen Spannungswandler ist eine CAN-Bus-Schnittstelle zur einfachen Integration in die Umgebung des Gokarts. Über diese Schnittstelle sollte eine Datenerfassung der Betriebsgrößen möglich sein (Temperaturen, Ströme und Spannungen). Da der Spannungswandler für eine Anwendung vorgesehen ist, die sich noch in der Entwicklung befindet, sollte die Möglichkeit existieren, die Sollgrößen des Eingangsstroms oder der Ausgangsspannung über die Feldbusschnittstelle zu variieren. Im allgemeinen sollte es auch nachträglich möglich sein, die Regelalgorithmen und Regelgrößen durch eine Umprogrammierung des Mikrokontrollers zu ändern. Einerseits bedeutet dies große Flexibilität, jedoch andererseits schließt es aber

⁶ Da ein bidirektionaler Spannungswandler keine festgelegte Richtung hat, stellt sich die Frage nach der Bezeichnung der Spannungen. Um diese Arbeit verständlicher zu gestalten, wird in den folgenden Kapiteln die Zwischenkreisspannung als Ausgangsspannung und die Doppelschichtkondensatorspannung als Eingangsspannung des Spannungswandlers bezeichnet.

einen analogen Regelpfad aus. Besondere Eigenschaften für die Umgebungsgrößen sind nicht zu beachten, da ausschließlich ein Betrieb unter normalen Bedingungen vorgesehen ist.

	minimal	nominell	maximal	Einheit
Leistung		1	5,6	Kilowatt
Eingangsspannung	5	10-50	60	Volt
Ausgangsspannung	U_e	36;48	60	Volt
Eingangsstrom			100	Ampere
Ausgangsstrom			100	Ampere
Wirkungsgrad		75%		

Tabelle 1: Übersicht der geforderten Betriebsgrößen

2 Spannungswandler Topologien

Es existieren unterschiedliche Möglichkeiten einen Spannungswandler zu realisieren. Die Methode bzw. die Art, elektrische Bauelemente anzuordnen und zu verschalten, wird Topologie⁷ genannt. Da jede Topologie sehr unterschiedliche Eigenschaften aufweist, ist es notwendig, sich in der frühen Entwicklungsphase auf eine Topologie festzulegen. In diesem Kapitel der Arbeit werden zunächst die unterschiedlichen Kategorien der Spannungswandler aufgezählt, die in der Lage sind, eine Gleichspannung in eine oder mehrere andere Gleichspannungen zu transformieren. Es werden kurz die Funktion, die Vorteile und die Nachteile der gängigsten Topologien der DC/DC-Wandler vorgestellt. Es folgt eine kurze Zusammenfassung und die Wahl der geeigneten Topologie für die Aufgabenstellung. Durch die Auswahl einer bestimmten Topologie ist es möglich, den Spannungswandler für einen bestimmten Faktor zu optimieren. Aus diesem Grund existiert keine allgemein ideale Topologie, sondern es ist immer die optimale Topologie für den Anwendungsfall zu wählen.

2.1 Kategorisierung der Spannungswandler

Die zahlreichen Spannungswandler-Topologien haben nicht nur unterschiedliche, sondern auch gemeinsame Eigenschaften, nach denen sie in mehrere Kategorien eingeordnet werden können. Topologien, die Gleichspannungen transformieren können, besitzen im Gegensatz zu den Wechselstromtopologien mindestens einen Halbleiter als schaltendes Element. Die Halbleiter eines Spannungswandlers schalten in der Regel während des Betriebs abwechselnd zwischen ihrem leitenden und sperrenden Zustand. Wenn sich das Umschalten der Halbleiter ausschließlich in einem Moment ereignet, zu dem entweder der Stromfluss oder die anliegende Spannung Null ist, spricht man von weichschaltenden oder resonanten Spannungswandlern. Die Bezeichnung stammt von den Resonanzphänomenen, die ausgenutzt werden, um die Nulldurchgänge von Spannung oder Strom während des Schaltvorgangs zu erzielen. Wenn der Übergang zwischen den Zuständen der Halbleiter zu einem beliebigen Zeitpunkt stattfinden kann, spricht man von hartschaltenden Spannungswandlern. Durch Integration von zusätzlichen Induktivitäten oder Kapazitäten (um einen Schwingkreis zu bilden) und einer geeigneten Ansteuerung, kann man fast alle hartschaltenden Topologien auch als weichschaltende Topologien konstruieren.

Betrachtet man die Art der Zwischenspeicherung der Energie, kann man Spannungswandler in drei Kategorien aufteilen: Als „Ladungspumpe“ werden Spannungswandler bezeichnet, wenn die Energie in einer Kapazität zwischengespeichert wird. Diese Spannungswandler arbeiten nach dem gleichen Prinzip wie eine Pumpe für Flüssigkeiten. Als „Sperrwandler“ werden alle Wandler bezeichnet, in denen eine Speicherinduktivität (Kern mit Luftspalt) eingesetzt wird. Die Bezeichnung stammt von der charakteristischen Eigenschaft dieser Wandler, die zwischengespeicherte Energie während der sperrenden Phase der Primärseite zu übertragen. Als „Durchflusswandler“ werden die Wandler bezeichnet, in denen ein Hochfrequenztransformator zum Einsatz kommt. Es findet keine tatsächliche „Zwischenspeicherung“ der Energie im Transformator statt, sondern viel mehr eine Übertragung. Daher sagt man auch, dass die Energie durch den Wandler hindurch fließt.

Spannungswandler können auch hinsichtlich der Position ihres Arbeitspunktes in dem Kartesischen Koordinatensystem charakterisiert werden, wenn die eine Achse die Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung darstellt und die andere Achse den Stromfluss. Ein 1-Quadrantenwandler transformiert nur eine Gleichspannung in eine andere Gleichspannung mit dem gleichen Vorzeichen. Ein 2-Quadranten-Wandler transformiert zwar auch nur eine Gleichspannung in eine andere Gleichspannung, aber die Richtung des Stromflusses und dementsprechend auch die des Energieflusses kann sich ändern. Alternativ werden diese Wandler auch durch das Adjektiv „bidirektional“ bezeichnet. Ein 4-Quadrantenwandler kann nicht nur die Energie in beide Richtungen leiten, sondern kann ebenfalls auf Primär- und Sekundärseite die Spannung auf eine wahlweise höhere oder niedrigere Spannungsebene transformieren. Die Bezeichnungen der „x-Quadranten-Wandler“ haben eine andere Bedeutung, wenn man sie in bezug auf Schaltnetzteile verwendet.

Unter bestimmten Umständen macht es Sinn, eine der „Grundtopologien“ mehrfach parallel anzuordnen und mit einer Phasendifferenz anzusteuern. Es resultiert eine neue Art von Wandler, die nach der

⁷ Topologie (griechisch) = Wissenschaft des Ortes bzw. der Anordnung

Anzahl der Ansteuerungsphasen und der „Grundtopologie“ benannt wird. Es gibt noch weitere Möglichkeiten, Spannungswandler zu kategorisieren z.B. Resonanzwandler nach der Art des Schwingkreises, Sperrwandler nach ihrer Funktionalität oder Durchflusswandler nach der Anzahl der Halbleiter. Eine weitere Einteilung würde aber mehr zur Verwirrung beitragen als zur Übersicht. Es folgt eine Aufzählung der wichtigsten Kategorien:

- Schalt bzw. Kommutierungsart
 - Hartschaltende
 - Weichschaltende (Resonante)
- Art des Energiezwischenspeichers
 - Ladungspumpe (Kapazität)
 - Sperrwandler (Speicher Induktivität)
 - Durchflusswandler (Hochfrequenz-Transformator)
- Position der Arbeitspunkte im Koordinatensystem
 - x-Quadrantenwandler ($x=1,2,4$)
- Flussrichtung der Energie
 - Unidirektionale
 - Bidirektionale
- Anzahl der Phasen der Schaltzeitpunkte
 - x-Phasen y-Wandler (x = Anzahl der Phasen, y = Wandlertyp)

2.2 Topologien der Gleichspannungswandler

Alle Gleichspannungswandler haben per Definition die Gemeinsamkeit, dass Gleichspannungen am Ein- und Ausgang anliegen. Da sich Gleichspannungen nicht direkt transformieren lassen, wird zunächst je nach Topologie die Eingangsspannung in eine Sinusähnliche-, Trapez-, oder Rechteckspannung umgeformt. Der sich ergebende Spannungsverlauf wird entweder in einem elektrischen Feld zwischengespeichert oder durch einen magnetischen Fluss übertragen. Ausgangsseitig erfolgt die Glättung (Tiefpass) des transformierten Spannungsverlaufs. Primärseitig existiert bei allen Topologien eine große Kapazität, die zur Entkoppelung der vorgeschalteten Netzwerke gedacht ist.

2.2.1 Ladungspumpe (switched capacitor converter)

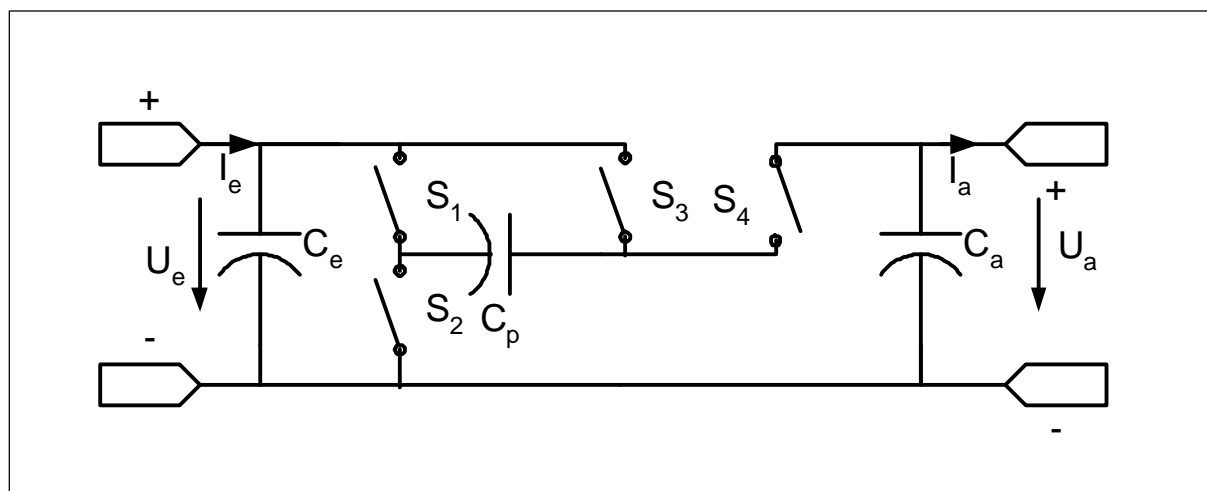


Abbildung 10: Ladungspumpe

Funktion

Diese Topologie transformiert die Spannung durch ein periodisches Umschalten der Kapazitäten. Eine Periode hat zwei Schaltzustände. Im ersten Zustand leiten die Schalter S_2 und S_3 so, dass die Eingangskapazität C_e und die Speicherkapazität C_p sich in einer parallelen Anordnung befinden. Geht man davon aus, dass zuvor die Kapazität C_p keine Ladung hatte, so wird sie jetzt mit der Eingangsspannung aufgeladen. Im zweiten Zustand leiten die Schalter S_1 und S_4 . Die Speicherkapazität C_p befindet sich also in Reihe mit der Eingangskapazität und beide zusammen sind parallel zur Ausgangskapazität geschaltet. Die in Reihe geschalteten Kapazitäten entladen somit ihre Spannung (die doppelt so hoch ist wie die Eingangsspannung) auf die Ausgangskapazität, bis ein Spannungsausgleich stattfindet. Das Tastverhältnis ist symmetrisch und befindet sich im Normalfall in einem Bereich um die 10kHz. Die Topologie wird oft in den integrierten Bausteinen (ICs) verwendet, die den 5Volt Logikpegel in den 9 Volt Pegel der RS-232 Schnittstelle umsetzen, oder auch bei den „highside gate“ Treibern von MOSFET oder IGBT Halbbrücken.

Vorteile

Diese Schaltung lässt sich sehr leicht mit einem Taktgeber und ein paar Transistoren realisieren. Die Abwesenheit von Induktivitäten ermöglicht die leichte Integration zu einem IC. Durch eine andere Anordnung der Schalter lässt sich u.a. auch eine invertierende Topologie realisieren. Durch das Einbringen von mehr Schaltern und Kapazitäten lassen sich auch höhere Transformationsverhältnisse erzielen. Der Wirkungsgrad ist vergleichsweise hoch.

Nachteile

Diese Topologie ist nur für sehr geringe Leistungen gedacht. Für höhere Leistungen oder Ausgangsspannungen verschlechtert sich zunehmend der Wirkungsgrad. Es ist also praktisch nur eine Verdopplung oder Invertierung der Ausgangsspannung ratsam.

2.2.2 Aufwärtswandler (step-up / Boost converter)

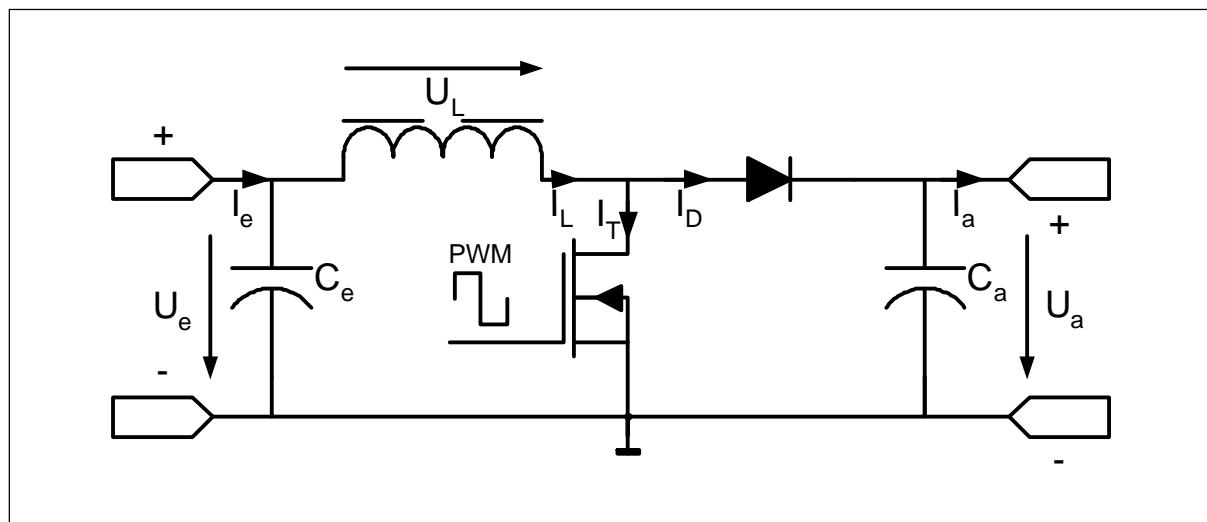


Abbildung 11: Aufwärtswandler

Funktion

Der Aufwärtswandler, auch Hochsetzsteller genannt, ist für das Wandeln einer niedrigeren Spannung in eine höhere Spannung konzipiert. Der Leistungsschalter des Wandlers wird von einem periodischen Schaltsignal angesteuert, das den Schalter entweder in den leitenden Zustand oder in den sperrenden Zustand versetzt. In der leitenden Phase des Transistors fließt ein hoher Strom I_L durch die Induktivität, die sich während dieser Zeit auflädt bzw. Energie speichert⁸. In der sperrenden Phase entlädt sich die Induktivität über die Diode auf die Ausgangskapazität. Diese Topologie gehört zu den Sperrwandlern. Anschaulicher kann man den Vorgang auch so beschreiben, dass die Induktivität den Strom

⁸ Wenn sich eine Induktivität auflädt ist gemeint, dass sie ein magnetisches bzw. elektrisches Feld aufbaut.

begrenzt sobald der Schalter leitet, da sich die Eingangskapazität über die Induktivität entlädt (und somit diese auflädt). Wenn der Schalter sperrt, versucht die Induktivität den Stromfluss aufrecht zu erhalten und entlädt sich deswegen mit einer höheren Spannung auf die Ausgangskapazität. Der höhere Spannungsimpuls wird von der Ausgangskapazität gespeichert. Die Diode verhindert das Rückfließen des Stroms während der leitenden Phase des Schalters. Das Verhältnis von Ein- und Ausgangsspannung ist abhängig von den Zeitverhältnissen zu denen der Schalter leitet oder sperrt und ist frequenzunabhängig. Eine analytische Beschreibung der Funktionsweise erfolgt in einem späteren Absatz. Diese Topologie wird sehr häufig in elektronischen Geräten eingesetzt, wenn keine galvanische Trennung von Ein- und Ausgangsspannung erforderlich ist. Die wohl bekannteste Anwendung dieser Wandler ist im Blitzlicht der Fotoapparate. Das leichte Summen bei dem „Laden“ des Blitzlichtes stammt von dem Stromfluss durch die Speicherinduktivität.

Vorteile

Dieser Wandlertyp ist die einfachste Topologie mit einer sehr geringen Anzahl von Bauelementen, wenn man eine höhere Spannung erzeugen möchte. Je nach Auswahl der Bauteile kann der Wandler mit Frequenzen von einigen Hertz bis zu einigen hundert Kilohertz betrieben werden. Für Leistungen einiger Watt kann der Wandler eingesetzt werden, um bis zu das zehnfache seiner Eingangsspannung zu erzeugen bei einem Wirkungsgrad bis zu 90%. Für die Steuerung dieses Wandlers reicht ein einziges pulsbreitenmoduliertes Rechtecksignal, das je nach Bedarf entweder mit einer festen oder variablen Frequenz erzeugt werden kann. Es existieren zahlreiche ICs, die sich nicht nur auf die Erzeugung eines geeigneten Taktsignals begrenzen, sondern auch eine Regelung des Ausgangsstroms (current mode) oder der Ausgangsspannung (voltage mode) ermöglichen. Diese Topologie eignet sich gut für eine „peak-power“ Unterstützung⁹. Die Leistung kann ungehindert durch die Induktivität und die Diode fließen, ohne dass sie explizit geregelt oder geschaltet werden muss.

Nachteile

Da dieser Wandler eine Speicherdrossel (Induktivität) verwendet, ist eine Entkopplung von Ein- und Ausgangsspannung nicht möglich. Der Leistungsschalter wie auch die Diode und der Ausgangskondensator müssen für das zwei bis dreifache der Ausgangsspannung ausgelegt werden, da hohe Spannungsimpulse während des Betriebs auftreten. Um diese Spannungsimpulse so zu glätten, dass nur eine geringe Restwelligkeit am Ausgang anliegt, muss die Ausgangskapazität großzügig dimensioniert sein. Statistiken besagen, dass die Alterung der Ausgangskondensatoren der Hochsetzsteller die häufigste Ursache für den Ausfall moderner Fernsehgeräte sind. Ein weiterer Nachteil dieser Topologie ist, dass sich keine abschaltbaren Bauelemente im Kurzschlussweg befinden. Man hat so im Fehlerfall nicht die Möglichkeit, den Ausgangstrom zu begrenzen. Es ist darauf zu achten, dass der Wandler nicht unbelastet arbeitet. Ohne Last steigt die Spannung an der Ausgangskapazität stetig an, bis diese zerstört wird.

⁹ Mit peak-power Unterstützung ist gemeint, dass der Wandler ein Vielfaches seiner Nennleistung für eine kurze Zeit abgeben kann.

2.2.3 Abwärtswandler (step-down / Buck converter)

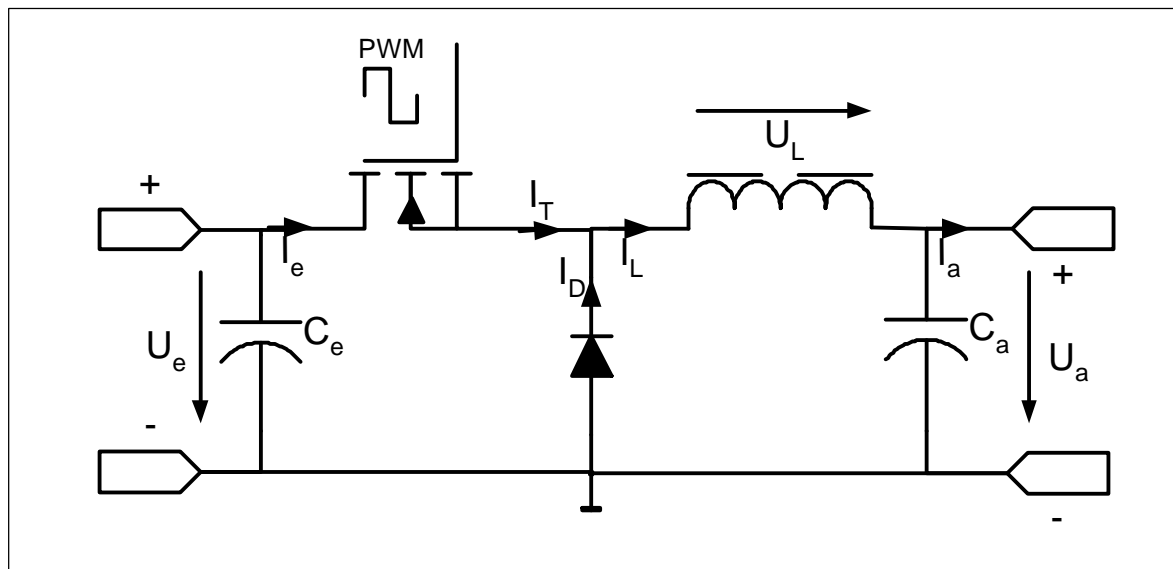


Abbildung 12: Abwärtswandler

Funktion

Der Abwärtswandler, auch Tiefsetzsteller genannt, ist für das Wandeln einer höheren Spannung in eine niedrigere Spannung konzipiert. Wie beim Aufwärtswandler wird der Leistungsschalter durch ein pulsbreitenmoduliertes Signal angesteuert, das ihn entweder in den leitenden oder in den sperrenden Zustand versetzt. Während des leitenden Zustands fließt der Eingangsstrom I_e über den Schalter und die Induktivität zum Ausgang (Man setzt voraus, dass am Eingang eine höhere Spannung als am Ausgang anliegt). Während dieser Phase wird der Strom von der Induktivität begrenzt und in Folge dessen lädt sich die Induktivität auf. In der sperrenden Phase entlädt sich die Induktivität und erzeugt einen Stromfluss I_D durch die Freilaufdiode. Anschaulicher könnte man sagen, dass der Leistungsschalter den Stromfluss von Eingangsseite zu Ausgangsseite „zerhackt“ (Chopper) und die Induktivität den Mittelwert der Spannung über die Zeit bildet, so dass bei konstanter Last immer die gewünschte Ausgangsspannung U_a mit dem Pulsbreitenverhältnis eingestellt werden kann.

Sehr oft wird diese Schaltung für die Spannungsversorgung von Prozessoren und deren Peripherie eingesetzt, da diese bei einem hohen Strombedarf (1-40A) sehr niedrige Spannungen (1,17 bis 3,3 Volt) benötigen. Im Prinzip kann diese Schaltung überall dort eingesetzt werden, wo man auch einen Längsregler einsetzen kann, aber ein besserer Wirkungsgrad benötigt wird.

Vorteile

Als Vorteile sind hier der leichte Aufbau und die geringe Anzahl an Bauteilen zu nennen. Die Halbleiter müssen nur maximal für die Eingangsspannung ausgelegt sein. Es wird nur ein einziges PWM-Signal¹⁰ benötigt, was die Ansteuerung erheblich vereinfacht. Der Wirkungsgrad befindet sich im Bereich von 80 bis 95%, solange die Ein- und Ausgangsspannung sich nicht um das Zehnfache unterscheiden. Für diese Topologie existieren zahlreiche ICs, die dem Entwickler die Aufgabe der PWM-Signalerzeugung und der Regelung abnehmen.

Nachteile

Abgesehen von der Tatsache, dass diese Topologie nicht die Möglichkeit der galvanischen Trennung bietet, hat der Abwärtswandler den Nachteil, nur eine Ausgangsspannung erzeugen zu können. Da bei gleichbleibender Leistung und sinkender Spannung, der Strom höhere Werte annimmt, müssen die Leistungsschalter auch für diese dimensioniert werden.

¹⁰ PWM steht für Puls Width Modulation, was Pulsweiten Modulation bedeutet

2.2.4 Auf- / Abwärtswandler (Boost/Buck converter)

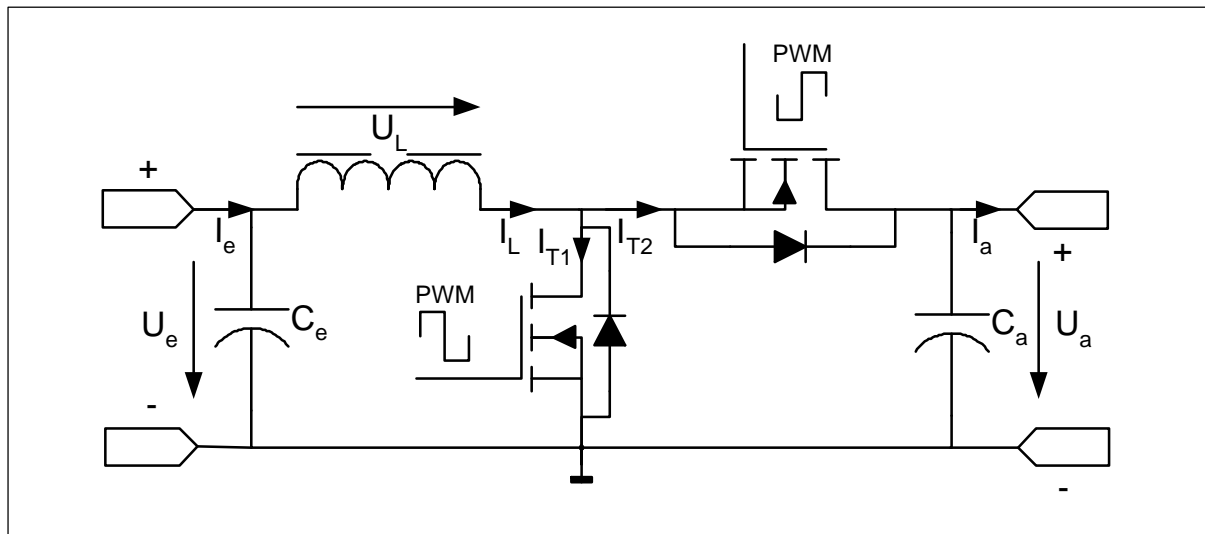


Abbildung 13: Auf- /Abwärtswandler

Funktion

Wenn die Diode von dem Ab- oder Aufwärtswandler durch einen Leistungsschalter ersetzt wird, resultiert die in der Abbildung 13 dargestellte Topologie. Je nachdem welche Seite dieses Vierpols als Ein- oder Ausgangsseite deklariert wird, kann man eine der vorherigen Topologien wiedererkennen. Die Begriffe Ein- oder Ausgang treffen bei dieser Topologie nur noch bedingt zu, da der Energiefluss in beide Richtungen erfolgen kann. Die Diode in den vorherigen Topologien hatte zwar den Vorteil das sie sich selbst ein- und ausschaltet, lässt aber eine Wandlung in nur eine Flussrichtung zu. Wenn man die Diode durch einen Leistungsschalter ersetzt, muss man diesen mit einem zusätzlichen PWM-Signal ansteuern. Die Leistungsschalter werden im Gegentakt betrieben. Das bedeutet, wenn der eine leitet, sperrt der andere und das auch umgekehrt. Das Pulsbreitenverhältnis der Schalter stellt das Verhältnis der Ein- und Ausgangsspannung ein. Ändert sich darüber hinaus das Verhältnis der beiden Spannungen, wird der Auf-/Abwärtswandler versuchen, es wieder herzustellen, bzw. die Energie in die daraus resultierende Richtung zu transformieren. Mit anderen Worten stellt das Pulsbreitenverhältnis das Spannungsverhältnis für den Gleichgewichtszustand ein (steady state). Je nach Richtung des Energieflusses arbeitet der Spannungswandler entweder wie der Auf- oder der Abwärtswandler. Im Fall von Abbildung 13 ist die Eingangsseite für eine niedrigere Spannung vorgesehen und die Spannung der Ausgangsseite für eine höhere.

Vorteile

Der Auf-/Abwärtswandler verhält sich genau wie ein Transformator mit dem Unterschied, dass er Gleichspannungen transformiert und das Umsetzungsverhältnis mit dem PWM-Signal steuert bzw. regelt. Diese Eigenschaft macht diesen Wandler besonders attraktiv für Anwendungen, die einen bidirektionalen Energiefluss erfordern. Doppelschichtkondensator-Module können durch solch einen Gleichspannungswandler leicht in schon vorhandene Systeme integriert werden. Im Allgemeinen ist dieser Wandler für elektrische Energiespeicher z.B. batteriebetriebene Geräte sehr geeignet, weil er einerseits während der Entladung die ladungsabhängigen Spannungsverläufe der Energiespeicher stabilisieren kann, und während deren Aufladung die Ladespannung und den Ladestrom begrenzen kann. Der Wirkungsgrad entspricht den vorher behandelten Wandlertopologien. Ein gravierender Vorteil ist, dass eine Leistungsspitze allein von der Induktivität und der oberen Freilaufdiode getragen werden muss. Aus diesem Grund ist mit dieser Anordnung sehr leicht eine „peak power assistance“ zu realisieren.

Nachteile

Da der Wandler den vorherigen Topologien sehr ähnelt, ändern sich auch nicht wesentlich die Nachteile. Der Wandler ist auf der höheren Spannungsseite nicht kurzschlussfest. Er ermöglicht keine galvanische Trennung und alle Halbleiter müssen für die größten Spannungen und Ströme ausgelegt

werden, die auftreten können. Es wird eine große Ausgangskapazität auf der höheren Spannungsseite benötigt. Anders als der Ab- oder Aufwärtswandler sind hier zwei PWM-Signale erforderlich, die im Gegentakt arbeiten. Da die Leistungsschalter nicht ideal sind, muss ein weiterer Zustand eingeführt werden, bei dem keiner der beiden Schalter leitend ist. Das ist notwendig, um die Freierzeit und die Schonzeit der Halbleiter zu berücksichtigen. Andernfalls könnte ein Kurzschluss über beide Schalter entstehen, falls beide für einen Moment im leitenden Zustand wären.

2.2.5 Inverswandler oder Invertierer

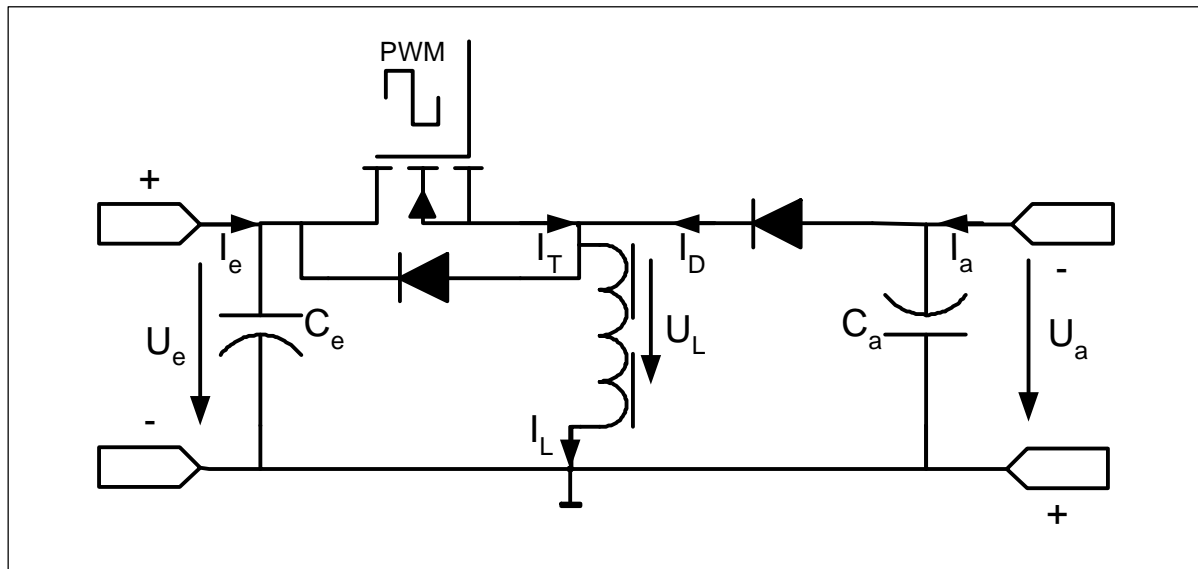


Abbildung 14: Inverswandler

Funktion

Wie es der Name vermuten lässt, ist dieser Wandler in der Lage, eine positive Spannung in eine negative zu transformieren. Der Wandler wird von einem PWM-Signal angesteuert, das den Leistungsschalter entweder in den leitenden oder den sperrenden Zustand versetzen kann. Während des leitenden Zustands schließt die Induktivität die Eingangsspannung U_e kurz. Die Diode sperrt. Der Strom I_L steigt an und lädt die Induktivität auf. Sobald der Schalter in den sperrenden Zustand versetzt wird, fließt der Strom I_L weiter, aber diesmal abfallend. Die Induktivität erzwingt eine Umkehrung der Spannungspolarität, sowie den Fluss des Stroms I_D durch die Diode, um den Strom I_L zu erhalten. In diesem Zustand entlädt sich die Induktivität. Um die Polarität der Eingangsspannung umzukehren, muss das Tastverhältnis 50% sein. Diese Topologie ist eine leicht zu realisierende Lösung, wenn eine inverse Spannung benötigt wird. Falls nicht nur eine inverse Spannung benötigt wird, sondern eine transformierte bipolare Spannung, dann ist der Einsatz von Topologien mit Speichertransformator geeigneter. Im Vergleich zu der Ladungspumpen-Topologie ist dieser Wandler auch für höhere Leistungen geeignet.

2.2.6 Sperrwandler (flyback converter)

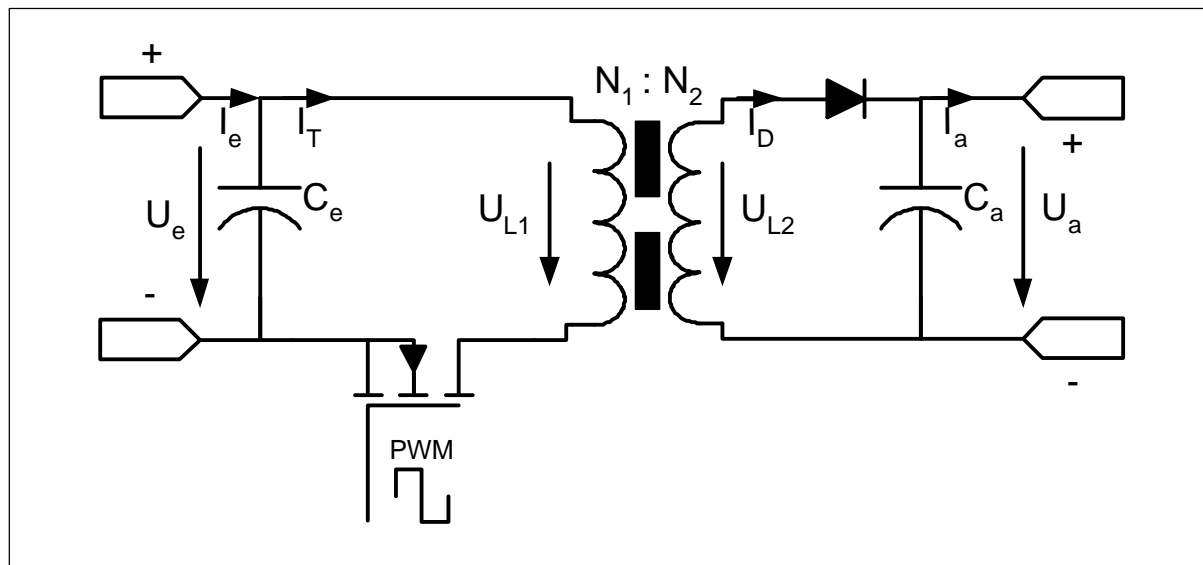


Abbildung 15: Sperrwandler

Funktion

Der Sperrwandler ist die einfachste Topologie unter den Wandlern die einen Speichertransformator zur Energieübertragung benutzen. Die Energie wird zwar auch wie bei der Speicherinduktivität in dem Luftspalt des Kerns gespeichert, mit dem Unterschied, dass die Wicklung der Primärseite für das Laden der Induktivität zuständig ist, und die Wicklung der Sekundärseite für das Entladen. Der Leistungsschalter wird wie bei den vorherigen Topologien von einem PWM-Signal angesteuert. Im leitenden Zustand fließt ein Strom über die Wicklung der Primärseite und erzeugt einen magnetischen Fluss innerhalb des Transformatorkerns. Mit anderen Worten wird in der leitenden Phase des Leistungsschalters Energie in dem Transformatorkern gespeichert. Da die Primär- und Sekundärwicklung auf dem gleichen Kern angebracht sind, fließt durch sie auch der gleiche magnetische Fluss. Sperrt der Leistungsschalter, versuchen die Induktivitäten den magnetischen Fluss aufrecht zu erhalten bzw. der Änderung des Flusses entgegenzuwirken. Da durch die Primärwicklung kein Strom mehr fließen kann, wird ein Strom auf der Sekundärseite des Trafos induziert. Die Energieübertragung erfolgt also in der sperrenden Phase des Leistungsschalters. Die Höhe der Spannung am Ausgang des Wandlers wird einerseits durch das Tastverhältnis der Pulsweitenmodulation gesteuert (0%-50%) und andererseits von dem Übertragungsverhältnis (N_1/N_2) des Transformators festgelegt. Die Diode stellt sicher, dass auf der Sekundärseite während der leitenden Phase kein negativer Strom fließen kann. Dieser Wandlertyp wird in sehr vielen Geräten eingesetzt und deshalb existieren auch viele ICs auf dem Markt, die eine einfache Regelung ermöglichen.

Vorteile

Die Topologie eignet sich gut für Spannungswandler, die mehrere Ausgangsspannungen erzeugen. Um eine weitere Ausgangsspannung zu erzeugen, kann man einfach eine weitere Wicklung auf der Sekundärseite anbringen. Aus diesem Grund ist diese Topologie sehr beliebt. Der Wandler benötigt nur einen Schalter für die Primärseite und eine Diode für jede Ausgangsspannung. Wie bei allen Spannungswandlern mit Transformator ist hier eine galvanische Trennung von Ein- und Ausgangsspannung leicht zu realisieren.

Nachteile

Wegen den hohen Schaltfrequenzen (2-500kHz) kommen nur Ferrite als Kernmaterial in Frage. Bei zunehmenden Frequenzen ist mehr auf die Wicklungen des Trafos zu achten, da ab einer gewissen Frequenz auch der Skin-Effekt zu tragen kommt.

2.2.7 Bidirektionaler Sperrwandler

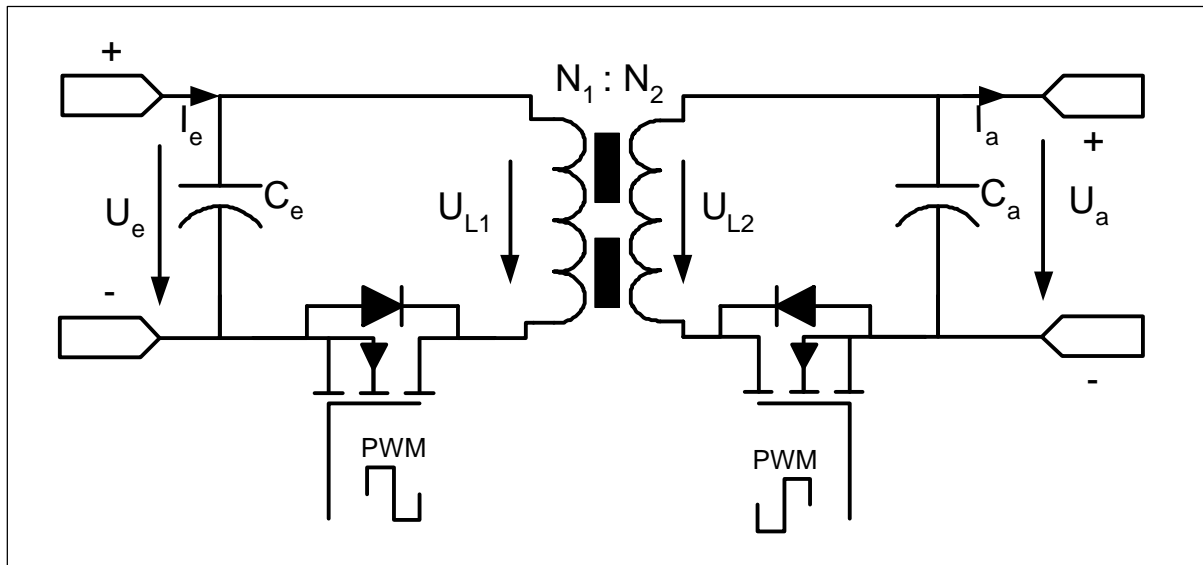


Abbildung 16: Bidirektionaler Sperrwandler

Funktion:

Wird die Diode des Sperrwandlers durch einen MOSFET ersetzt resultiert die Topologie des bidirektionalen Sperrwandlers. Wie aus der Abbildung 16 zu erkennen ist, besteht die Sekundärseite aus der spiegelverkehrten Anordnung der Primärseite im Bezug zu dem Speichertransformator. Diese Topologie kann auf verschiedene Arten angesteuert werden:

Wird nur einer der MOSFETs mit einem PWM-Signal angesteuert, dann ist die Funktionalität der Topologie identisch zu der des Sperrwandlers. Die Primärseite des Sperrwandlers bzw. die Richtung des Energieflusses wird durch den schaltenden MOSFET festgelegt (Primärseite). Der MOSFET der Sekundärseite funktioniert in diesem Fall nur wie eine Diode.

Werden beide MOSFETs mit einem komplementären PWM-Signal angesteuert, resultiert ein ähnliches Verhalten wie bei dem Buck/Boost converter. Abhängig von Wicklungsverhältnis und Pulsbreitenverhältnis versucht der Wandler einen Gleichgewichtszustand zwischen Ein- und Ausgangsspannung herzustellen. Dieses Verhalten resultiert aus der neu hinzugekommenen Möglichkeit, dass sowohl Primär- als auch Sekundärseite ein Feld in dem Speichertransformator aufbauen können.

Vorteile:

Im Vergleich zu dem Sperrwandler ist ein Betrieb in zwei Quadranten möglich. In dieser Betriebsart tritt nicht die Problematik des diskontinuierlichen Betriebs auf. Im Vergleich zu dem Auf-/Abwärtsrichter existiert bei dem bidirektionalen Sperrwandler die Möglichkeit der galvanischen Trennung durch den Speichertransformator. Der Wandler ist kurzschlussfest. Abgesehen von der Ansteuerung, die ausschließlich auf dem Gleichgewichtszustand beruht, kann man den Wandler wie eine unidirektionale Topologie betreiben, in dem man nur einen Halbleiter ansteuert wie es auch bei dem Auf-/Abwärtsrichter möglich ist.

Nachteile:

Im Vergleich zu dem Auf-/Abwärtsrichter ist der bidirektionale Sperrwandler nicht für eine einfache „peak power assistance“ zu empfehlen. Die Regelung des Wandlers basiert auf der Erhaltung des Gleichgewichtszustands und ist daher eher komplex. Da die Topologie äußerst selten anzutreffen ist, existieren kaum integrierte Schaltkreise zur Ansteuerung oder Regelung des Wandlers.

2.2.8 4-Quadranten Sperrwandler

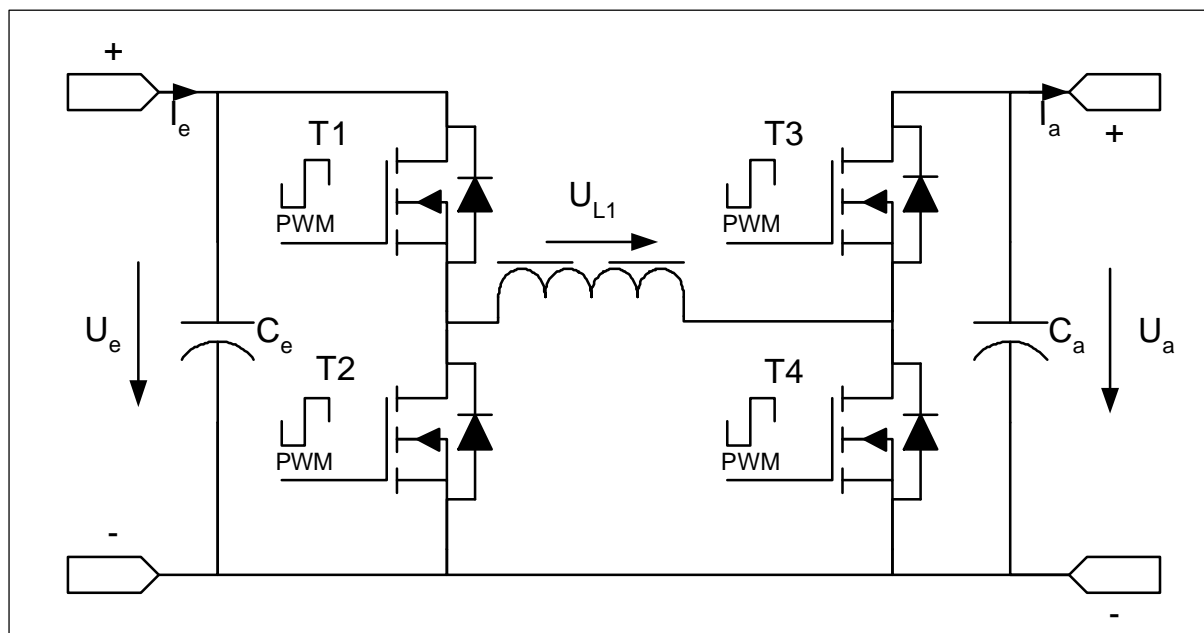


Abbildung 17: 4-Quadranten Sperrwandler

Funktion

Der 4-Quadranten Wandler besteht aus zwei Auf-/Abwärtswandlern die vertikal spiegelverkehrt miteinander verbunden sind. So betrachtet, lässt sich leichter seine Funktionalität darstellen. Die Eigenart des 4-Quadranten Wandlers ist, dass er auf beiden Seiten (auf beiden Ein- /Ausgängen) in beide Richtungen transformieren kann. Wie er im Bild 17 abgebildet ist, kann der Wandler von rechts nach links die Spannung hoch- oder runter transformieren und von links nach rechts ebenso. Wenn man die Spannungsdifferenz und den Strom durch diesen Wandlertyp in ein Kartesisches Koordinatensystem einträgt, stellt man fest, dass der Arbeitspunkt in allen 4 Quadranten liegen kann. Um die Funktionalität leichter zu erläutern wird jeder Betriebszustand separat betrachtet:

- **Abwärtswandeln von Links nach Rechts**
In dieser Betriebsart wird nur Schalter T_1 von einer PWM gesteuert. Schalter T_2 und T_4 sperren, Schalter T_3 leitet. Das Ersatzschaltbild und die Funktionalität dieser Betriebsart entsprechen einem Abwärtswandler mit dem Eingang auf der linken Seite und dem Ausgang auf der rechten Seite.
- **Aufwärtswandeln von Rechts nach Links**
In dieser Betriebsart wird nur Schalter T_2 von einer PWM gesteuert. Schalter T_1 und T_4 sperren, Schalter T_3 leitet. Das Ersatzschaltbild und die Funktionalität dieser Betriebsart entsprechen einem Aufwärtswandler mit dem Eingang auf der rechten Seite und dem Ausgang auf der linken Seite.
- **Abwärtswandeln von Rechts nach Links**
In dieser Betriebsart wird nur Schalter T_3 von einer PWM gesteuert. Schalter T_2 und T_4 sperren, Schalter T_1 leitet. Das Ersatzschaltbild und die Funktionalität dieser Betriebsart entsprechen einem Abwärtswandler mit dem Eingang auf der rechten Seite und dem Ausgang auf der linken Seite.
- **Aufwärtswandeln von Links nach Rechts**
In dieser Betriebsart wird nur Schalter T_4 von einer PWM gesteuert. Schalter T_2 und T_3 sperren, Schalter T_1 leitet. Das Ersatzschaltbild und die Funktionalität dieser Betriebsart entsprechen einem Aufwärtswandler mit dem Eingang auf der linken Seite und dem Ausgang auf der rechten Seite.
- **Auf-/ Abwärtswandler mit der niedrigen Spannungsebene auf der rechten Seite**
In dieser Betriebsart werden Schalter T_3 und T_4 im Gegentakt angesteuert, Schalter T_1 leitet und Schalter T_2 sperrt. Das Ersatzschaltbild und die Funktionalität dieser Betriebsart entsprechen einem Aufwärtswandler mit der niedrigen Spannungsebene auf der rechten Seite
- **Auf-/ Abwärtswandler mit der niedrigen Spannungsebene auf der linken Seite**

In dieser Betriebsart werden Schalter T_1 und T_2 im Gegentakt angesteuert. Schalter T_3 leitet und Schalter T_4 sperrt. Das Ersatzschaltbild und die Funktionalität dieser Betriebsart entsprechen einem Aufwärtswandler mit der niedrigen Spannungsebene auf der rechten Seite.

Vorteile

Der 4-Quadrantwandler bietet eine einzigartige Funktionalität. Sogar der bidirektionale Vollbrücken-Gegentaktwandler kann nicht so flexibel eingesetzt werden. Der Wandler ist speziell für Anwendungen geeignet, bei denen sich nicht voraussagen lässt, in welchem Quadranten der Arbeitspunkt liegen wird.

Nachteile

Der Wandler verlangt für seinen flexiblen Einsatz auch eine entsprechend komplizierte Regelung. Zwar sind es nur insgesamt 4 Halbleiter, aber jeder muss, je nach Betriebszustand, über ein unabhängig steuerbares PWM-Signal verfügen. Der Wandler bietet keine Möglichkeit, eine galvanische Trennung zu realisieren. Es werden im gleichen Moment nicht alle Halbleiter benötigt bzw. genutzt.

2.2.9 Eintakt Durchflusswandler (single transistor forward converter)

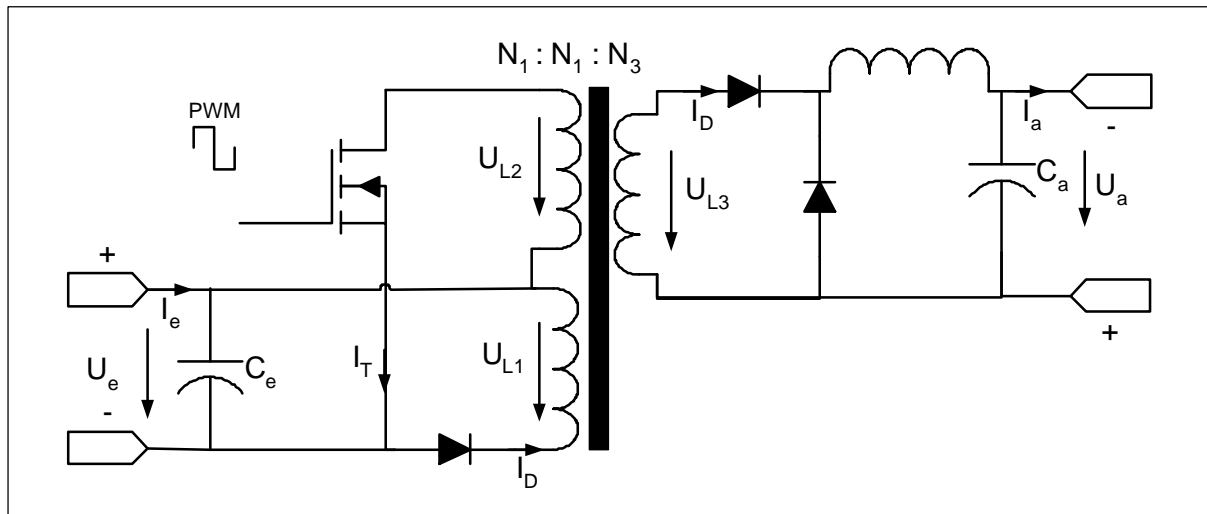


Abbildung 18: Eintakt Durchflußwandler

Funktion

Der Eintaktdurchflusswandler funktioniert ähnlich wie der Abwärtswandler. Im Unterschied zum Sperrwandler kommt kein Speichertransformator zum Einsatz, sondern ein Hochfrequenztransformator. Die Energie wird nicht in dem Kern des Transformators zwischengespeichert, sondern lediglich umgeformt. Das Transformieren der Amplitude der Gleichspannungen wird hauptsächlich von dem Wicklungsverhältnis des Transformators bestimmt. Darüber hinaus ist es möglich, mit den Schaltzeiten des Transistors den Stromfluss so zu verringern, dass sich je nach Last auch niedrigere Spannungen einstellen. Wenn der Schalter leitet, wird die Spannung U_{L2} mit dem entsprechenden Umsetzungsverhältnis auch an der Sekundärseite anliegen und von der Diode D_2 und dem Filternetzwerk zum Ausgangskondensator weitergeleitet. Wenn der Leistungsschalter sperrt, sind die Primärwicklungen stromlos. Da die Filterinduktivität den Stromfluss erhalten will, wird der Strom gezwungenermaßen durch die Dioden auf der Sekundärseite fließen. Während der Sperrphase muss auch der verbleibende magnetische Fluss des Kerns über die Diode der Primärseite abgebaut werden. Da der Kern entmagnetisiert werden muss, sollte der Schalter mindestens solange ausgeschaltet sein, wie er auch angeschaltet war. Dies begrenzt das Tastverhältnis des Ansteuerungssignals auf 50%.

Vorteile

Das Verhalten des Eintaktdurchflusswandlers ähnelt stark dem des Abwärtswandlers. Der wesentliche Vorteil ist der Transformator, der nicht nur der galvanischen Trennung dient, sondern auch das Umsetzungsverhältnis bestimmen kann.

Nachteile

Abgesehen von der Tatsache, dass zwei Primärwicklungen notwendig sind, müssen diese untereinander magnetisch gut gekoppelt sein. Damit der Halbleiter nicht zu stark belastet wird, sollte man ein Entlastungsnetzwerk einsetzen.

2.2.10 Halbbrücken Durchflußwandler (halfbridge forward converter)

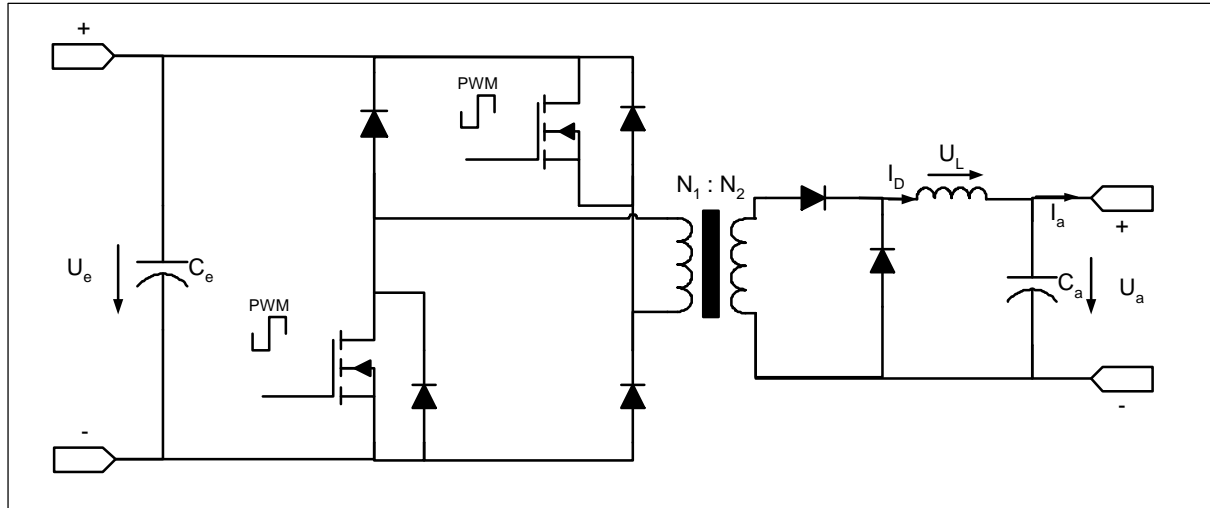


Abbildung 19: Halbbrücken Durchflußwandler

Funktion

Die Funktion dieser Topologie unterscheidet sich kaum von der Topologie des Durchflusswandlers. Die beiden Schalter werden gemeinsam angesteuert (sie schalten gleichzeitig), so dass an der Primärseite des Transformators die Eingangsspannung anliegt. Während der Sperrphase entmagnetisiert sich der Trafokern über die Dioden gegen die Eingangsspannung. Der wesentliche Unterschied ist die Einsparung der zweiten Primärwicklung auf Kosten der doppelten Anzahl von Halbleitern. Diese Topologie wird in der Literatur teilweise als „two transistor forward converter“ bezeichnet.

Vorteile

Gegenüber dem einfachen Eintakt-Durchflusswandler kann bei dieser Topologie die zweite Primärwicklung, die zur Entmagnetisierung gedacht war, entfallen. Die magnetische Kopplung der Wicklungen ist unkritisch und der Wandler kann für höhere Leistungen eingesetzt werden.

Nachteile

Zwar spart man eine der beiden Primärwicklungen ein, aber um die gleichen Eigenschaften zu erzielen benötigt man zwei zusätzliche Halbleiter.

2.2.11 Halbbrücken-Gegentaktwandler (halfbridge push-pull converter)

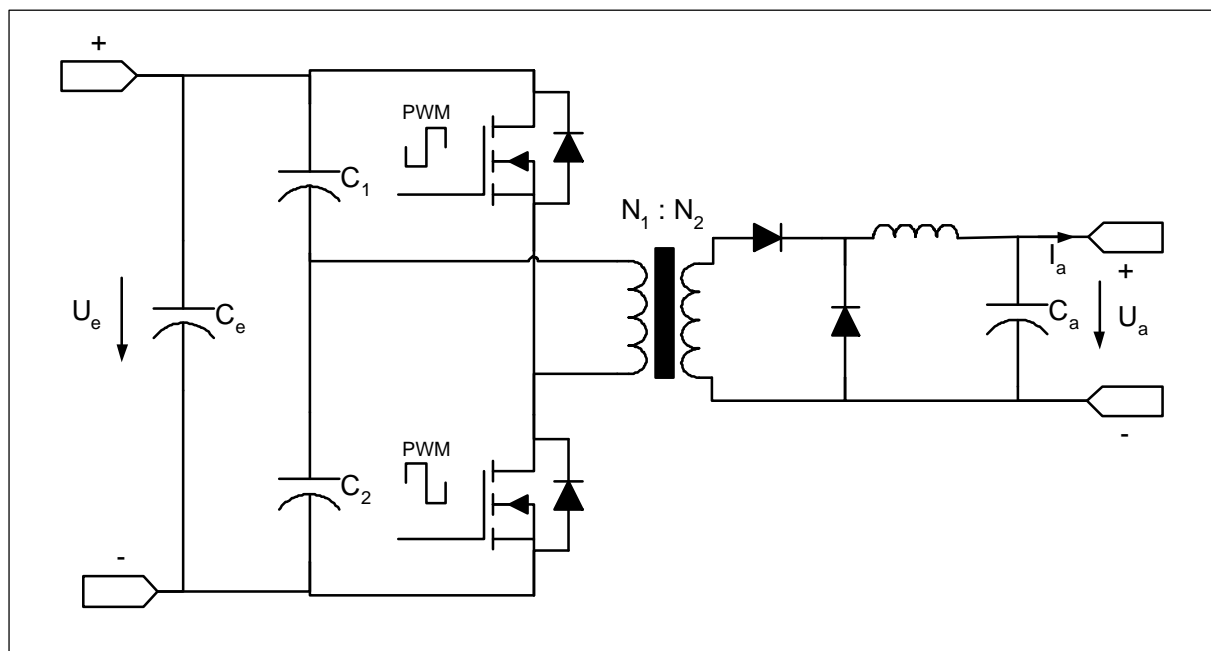


Abbildung 20: Halbbrücken-Gegentaktwandler

Funktion

Zur Beschreibung des Halbbrücken Gegentaktwandlers kann man folgendes feststellen: Die Kondensatoren C_1 und C_2 haben die gleiche Kapazität und bilden einen kapazitiven Spannungsteiler, der an seinem Mittelabgriff die Hälfte der Eingangsspannung zur Verfügung stellt. Die beiden Leistungsschalter werden im Gegentakt geschaltet. Das bewirkt, dass an der Primärseite des Trafos eine Wechselspannung anliegt die als Mittelwert und als Amplitude die Hälfte der Eingangsspannung hat. Die Wechselspannung wird vom Transformator je nach Windungsverhältnis auf die Sekundärseite übertragen. Da nun an der Sekundärseite eine Wechselspannung anliegt, aber eine Gleichspannung resultieren soll, wird ein Brückengleichrichter zwischengeschaltet. Es folgt ein Filternetzwerk bestehend aus Speicherdrossel und Ausgangskapazität.

Vorteile

Diese Topologie ist bis zu Leistungen einiger Kilowatt einsetzbar. Die Ausgangskapazität kann wesentlich kleiner sein als die der vorherigen Topologien, da bei den Gegentaktwandlern (push-pull) die Energieübertragung während beiden Schaltzuständen stattfindet. Der Transformator muss nicht entmagnetisiert werden, da er in beide Richtungen seiner Hysterese symmetrisch magnetisiert wird. Das bedeutet auch, dass die Ausbeute des Ferritkerns doppelt so hoch ist, als bei dem Durchflusswandler, so dass der Transformator bei gleichbleibender Leistung kleiner ausfällt.

Nachteile

Der kapazitive Spannungsteiler muss aus Kapazitäten zusammengesetzt werden die so hoch sein müssen, dass der Stromfluss für mindestens für die Hälfte der Periode garantiert ist. Die Kapazitäten altern schneller als die restlichen Bauelemente. Wegen den Herstellungstoleranzen müssen sie mit Symmetrierungswiderständen versehen werden. Die Ansteuerung der Halbbrücke fordert zwei sich nicht überlappende pulsbreitenmodulierte Signale. Wie auch bei dem Auf-/Abwärtswandler ist es notwendig eine sogenannte Totzeit¹¹ einzuführen, um die Freiwerdezeit und die Schonzeit der Halbleiter zu berücksichtigen. Das Tastverhältnis eines Leistungsschalters kann bei diesem Wandler maximal 50% betragen. Das Tastverhältnis der einzelnen Schalter muss innerhalb einer Periode gleichgroß sein, so dass kein Gleichstromanteil den Transformator in die Sättigung treibt. Addiert man die leitenden

¹¹Direkte Übersetzung des englischen Begriffs Deadtime. Der Zustand bzw. die Zeit während beide Schalter einer Halbbrücke sperren.

Zeiten der beiden Leistungsschalter kommt man natürlich auch auf ein maximales Tastverhältnis von 100%.

2.2.12 Gegentaktwandler (push-pull converter)

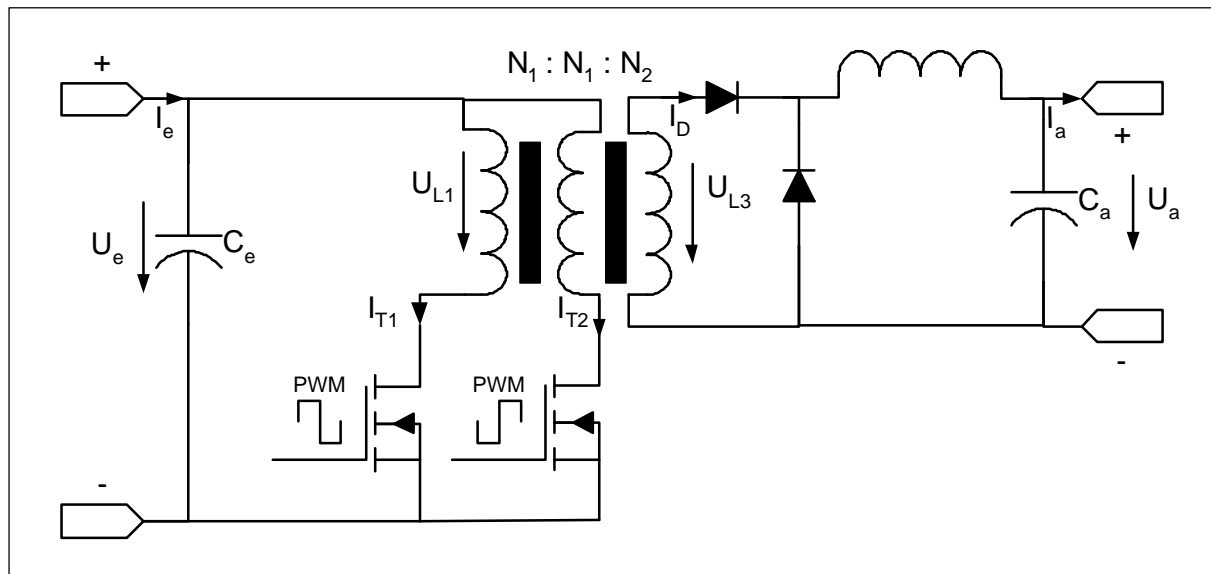


Abbildung 21: Gegentaktwandler

Funktion

Der Gegentaktwandler wird auch „Gegentaktwandler mit Parallelspeisung“ genannt. Das Prinzip ist identisch mit dem Halbbrücken Gegentaktwandler aber der bipolare Magnetfluss wird anders erzeugt. Die Primärseite besteht bei dem Gegentaktwandler aus einer Induktivität mit Mittelabgriff an den auch die Eingangsspannung angelegt wird. Die beiden Leistungsschalter werden im Gegentakt angesteuert, und sorgen dafür, dass die Eingangsspannung einmal über die eine Hälfte der Primärinduktivität abfließt und im nächsten Takt über die andere. Da beide Hälften der Primärwicklung im gleichen Sinn gewickelt sind, aber die anliegende Spannung jeweils die umgekehrte Polarität besitzt, wird auch ein wechselnder magnetischer Fluss erzeugt. Die Sekundärseite ist identisch mit der des Halbbrücken-Gegentaktwandlers, weil durch den wechselnden magnetischen Fluss ebenfalls eine Wechselspannung auf der Sekundärseite induziert wird.

Vorteile

Anders als bei dem Halbbrücken-Gegentaktwandler, ist die Amplitude der Spannung über die jeweils aktive Primärinduktivität die volle Eingangsspannung. Das bedeutet, dass der erzeugte magnetische Fluss im Vergleich zu dem Halbbrücken-Gegentaktwandler die doppelte Amplitude besitzt. Die Topologie eignet sich auch für Leistungen von einigen hundert Kilowatt.

Nachteile

Die Kapazitäten des Halbbrücken-Gegentaktwandlers können nur gegen die zweite bzw. eine größere Wicklung des Trafos eingespart werden. Die Primärwicklungen müssen eine gute gegenseitige magnetische Kopplung vorweisen und auch sehr symmetrische Eigenschaften haben, so dass der Transformator nicht durch eine unsymmetrische Ansteuerung gesättigt wird. Die Ansteuerung erfordert zwei nichtüberlappende pulswidenmodulierte Signale mit Totzeit.

2.2.13 Vollbrücken-Gegentaktwandler (fullbridge push-pull converter)

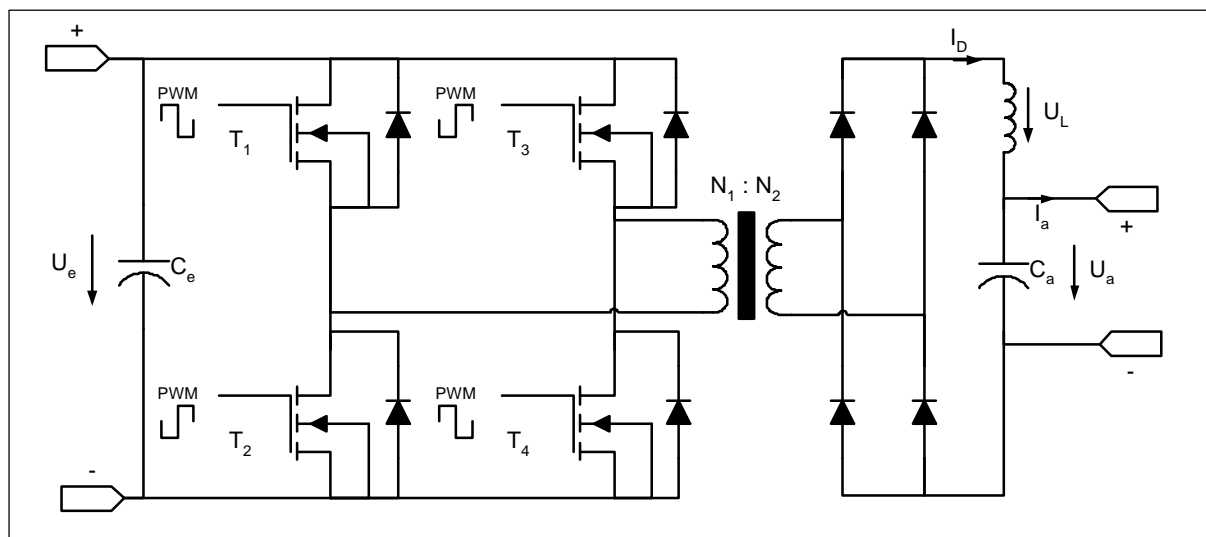


Abbildung 22: Vollbrücken-Gegentaktwandler

Funktion

Auch bei dem Vollbrückengegentaktwandler unterscheidet sich die eigentliche Funktionalität der Gegentaktwandler kaum. Der wechselnde magnetische Fluss wird diesmal weder durch eine Parallelspeisung noch durch eine zusätzliche Primärwicklung erzielt, sondern durch zwei zusätzliche Leistungsschalter. Die Schalter T_1 und T_4 schalten gleichzeitig aber im Gegentakt zu den Schaltern T_2 und T_3 . Durch das Schalten wird an den Mittelpunkten der Halbbrücken jeweils eine Wechselspannung erzeugt die auch an der primärseitigen Induktivität anliegt. Im Gegensatz zum Halbbrückengegentaktwandler hat die Wechselspannung über der Primärinduktivität eine Amplitude der vollen Eingangsspannung und einen Mittelwert von Null.

Vorteile

Der Vorteil dieser Schaltung ist, daß die Größe des Transformators minimiert wird und eine Symmetrierung nicht mehr notwendig ist. Die Topologie eignet sich auch für Leistungen von einigen hundert Kilowatt. Die Leistungsschalter müssen nur für den Bereich der Eingangsspannung dimensioniert sein. Die magnetische Kopplung der Induktivitäten ist unkritisch. Die Streuinduktivitäten des Trafos werden bei jedem Schaltvorgang auf die Primärseite zurückgespeist [1]

Nachteile

Diese Topologie beansprucht vier Leistungsschalter die durch zwei nicht überlappende pulsbreitenmodulierte Signale gesteuert werden müssen. Leider existieren weniger ICs für die Ansteuerung von Vollbrücken-Gegentaktwandlern als für andere Topologien.

2.2.14 Bidirektionaler Vollbrücken-Gegentaktwandler

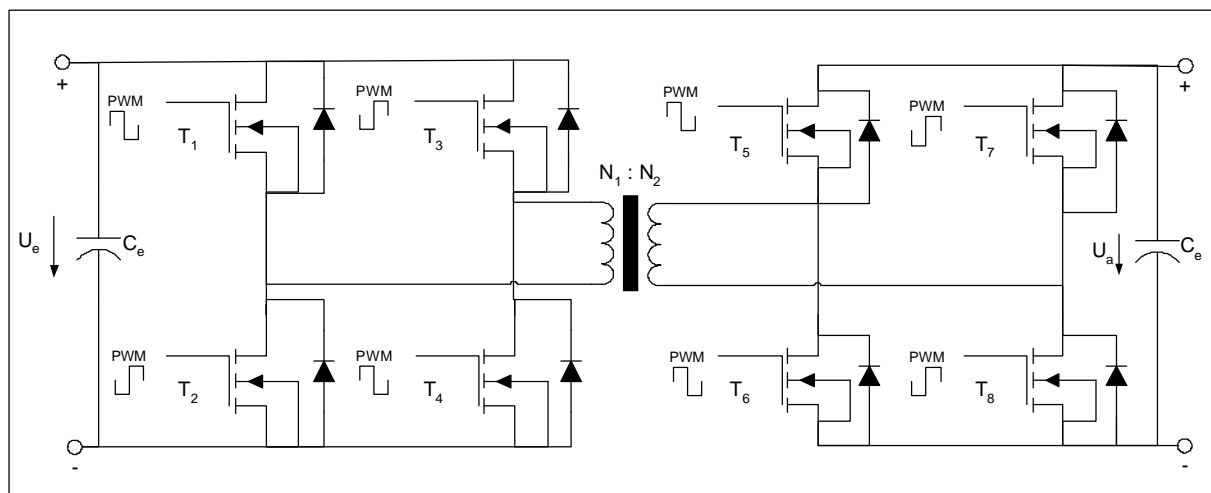


Abbildung 23: Bidirektionaler Vollbrücken-Gegentaktwandler

Funktion

Die Sekundärseite übernimmt bei dem Gegentaktwandler nur die Gleichrichtung und Filterung der sekundärseitigen Spannung. Bei MOSFETs sind architekturbedingt schon antiparallele¹² Dioden enthalten und diskrete IGBTs werden auch oft mit antiparallelen Dioden verkauft. Die Dioden bilden eine Diodenbrücke und sind völlig unabhängig vom Schaltzustand der Leistungsschalter. Wenn man den Sekundärseitigen Brückengleichrichter des Vollbrückengegentschalters durch die gleiche Anordnung der Primärseite ersetzt, resultiert daraus die im Bild 23 Abgebildete Topologie. Falls man nun die im Bild 23 linke Vollbrücke mit einem entsprechenden PWM-Signal taktet, arbeitet der Wandler wie ein Vollbrückengegentschalters und transportiert die Energie von links nach rechts. Falls man die rechte Seite taktet, wird die Energie von rechts nach links transportiert. Die antiparallelen Dioden auf der nichtgetakteten Seite übernehmen die Rolle des Brückengleichrichters. Die Ein- bzw. Ausgangsspannungen hängen dann nur noch von dem Pulsweitenverhältnis der Ansteuerungssignale und dem Übertragungsverhältnis des Transformators ab.

Vorteile

Die Wandlertyp kann Energie in beide Richtungen leiten. Die Topologie ist auf beiden Seiten kurzschlussfest. Zur Unterstützung der Dioden, kann die gleichrichtende Seite des Wandlers die Halbbrücke synchron ansteuern, wie bei einem Synchrongleichrichter. Im Vergleich zu zwei Vollbrücken-Gegentschalters für jeweils eine Richtung, halbiert sich der Bedarf an Halbleitern bei gleichbleibender Funktionalität.

Nachteile

Der Wandler benötigt sehr viele Leistungsschalter und erfordert entsprechend viele Steuersignale für Primär- und Sekundärseite (das sind insgesamt 4 unabhängige PWM-Signale). Je nach Halbleiter sind die Bodydioden¹³ der Leistungsschalter träge. Daher kann es notwendig sein, zusätzliche Schottky Dioden parallel anzuordnen. Die Topologie ist zwar auch für hohe Leistungen geeignet, aber nicht für sehr niedrige Spannungen. An jedem Halbleiter findet ein Spannungsabfall statt, der bei der Dimensionierung berücksichtigt werden muss. Im allgemeinen bezieht man sich bei der Beschreibung von Gegentschalters auf die Primärseite des Wandlers. Bei den Gegentschalters-Topologien existiert die Möglichkeit, anstatt eines Brückengleichrichters auch andere Topologien für die Sekundärseite (Gleichrichter) zu verwenden¹⁴. Diese Möglichkeit existiert bei dem bidirektionalen Vollbrücken-Gegentschalters nicht mehr.

¹² Reverse Diode

¹³ Andere Bezeichnung für antiparallele Dioden die in einen Leistungsschalter integriert sind.

¹⁴ Andere Topologien wären: die current doubler Topologie oder eine Wicklung mit Mittelabgriff.

2.2.15 Mehrphasenwandler

Da Bauteile ihre Grenzen haben und Transformatoren über bestimmte Größen nicht gefertigt werden kann, kann es vorkommen, dass die Leistung die von einem Wandler gefordert wird, nicht erreicht werden kann. Um trotzdem eine höhere Leistung zu erreichen, können Spannungswandler parallel betrieben werden. Manchmal macht der einfache Parallelbetrieb der vorgestellten Topologien weniger Sinn. Es ist möglich eine Topologie schon während des Entwurfs auf den Parallelbetrieb vorzubereiten. Durch das gezielte Parallelschalten von Topologien, kann man die elektrischen Eigenschaften verbessern und/oder Bauteile einsparen.

Mehrphasen Aufwärtswandler (multiphase Boost converter)

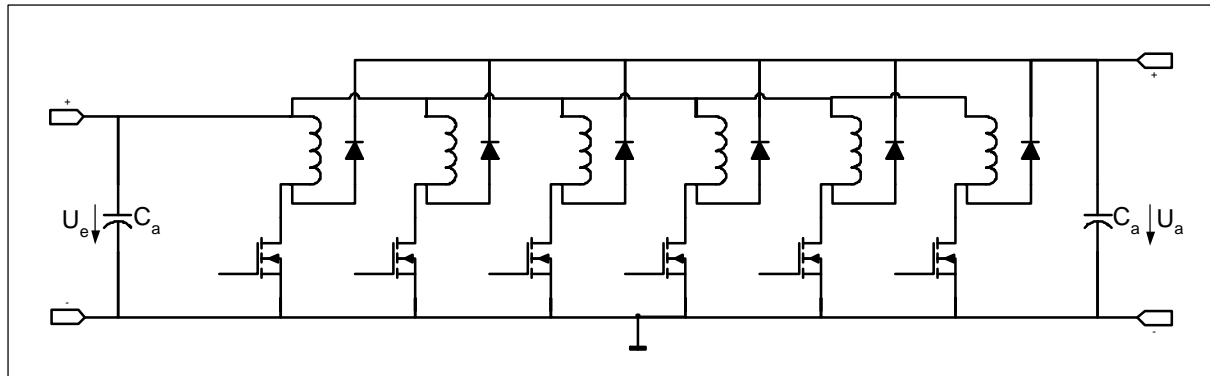


Abbildung 24: Mehrphasen Aufwärtswandler

Beim Parallelbetrieb von Aufwärtswandlern, Abwärtswandlern und Auf-/Abwärtswandlern verursacht die Parallelschaltung ein sehr unsymmetrisches auf die Schaltperiode bezogenes Verhalten. Es treten hohe Spannungs- bzw. Stromspitzen auf, da alle Wandlermodule zum gleichen Zeitpunkt schalten. Wenn diese Wandlertypen parallelgeschaltet werden, aber die einzelnen Module in unterschiedlichen Phasen angesteuert werden, ergibt sich ein Spannungsverlauf der sich leichter über die Schaltperiode mitteln lässt. Durch das Einführen von mehr Schaltphasen, kann die Ausgangskapazität verringert und ein besserer Wirkungsgrad erzielt werden. Ein aktuelles Beispiel, sind die Stromversorgungen der Intel Pentium 4 und der AMD Athlon Familie. Die Referenzpläne der Hersteller sehen bei beiden Prozessoren einen dreiphasigen Tiefsetzsteller, direkt neben dem Prozessorsockel (leicht an den Induktivitäten und den Leistungsschaltern zu erkennen) vor. Bei den schrumpfenden Strukturen und den niedrigen Spannungen, die in der Halbleiterindustrie verwendet werden, wächst zunehmend der Strombedarf.

2.2.16 Resonanzwandler

Alle Wandlertopologien, die bis zu diesem Punkt behandelt wurden, gehören zu den „hart schaltenden“ Spannungswandlern. Als „hart schaltend“ werden die Topologien bezeichnet die zu jedem, von ihrer Regelung vorgesehenen Zeitpunkt schalten. Die Regelung sieht nicht vor, die Schaltverluste irgendwie zu minimieren. Im Gegensatz zu den „hart schaltenden“ existieren auch „weich schaltende“ Spannungswandler. Diese nutzen einen Resonanzkreis aus, um zu schalten, wenn der Strom bzw. die Spannung sich in einem Nulldurchgang befindet. Deshalb heißen sie „weich schaltende“ Wandler oder auch Resonanzwandler. Es existiert eine beachtliche Anzahl von Resonanzwandlertopologien. Resonanzwandler können einen Parallel- oder Serienschwingkreis beinhalten, der Schwingkreis kann primär- oder sekundärseitig angeordnet sein und bei Spannungs- oder Stromnulldurchgängen an- bzw. abschalten. Die Ansteuerung erfolgt meistens durch ein oder mehrere Rechtecksignale mit konstanter Pulslänge (50% der Resonanzfrequenz) und variabler Frequenz. Vorteile der weich schaltenden Spannungswandler sind die minimierten Schaltverluste und geringere elektromagnetische Interferenzen. Da die Resonanzwandler etwas komplizierter sind und der Umfang dieser Arbeit begrenzt ist, wird an dieser Stelle auf weitere Erläuterungen von Resonanzwandlern verzichtet. Die folgenden Abbildungen stellen die wichtigsten Topologien der Resonanzwandler dar.

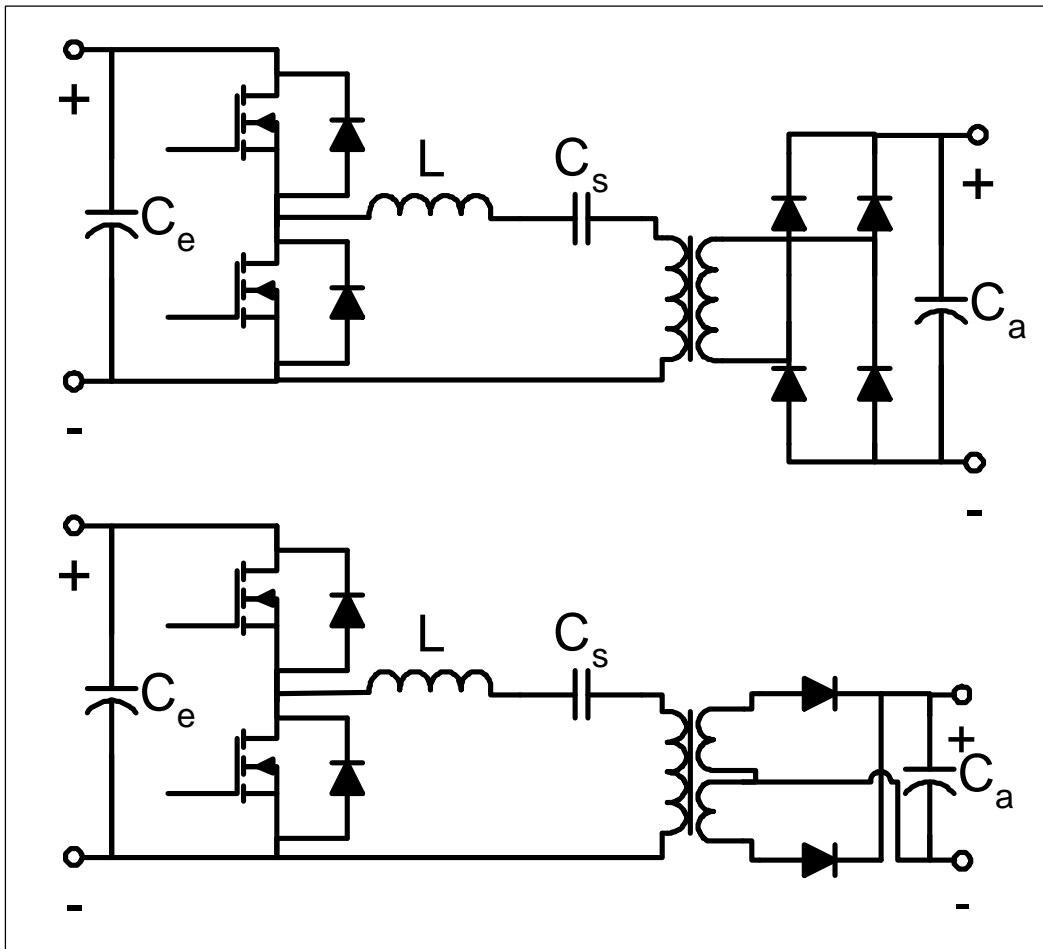


Abbildung 25: Halbbrücken-Serien-Resonanzwandler (halfbridge serial resonant converters)

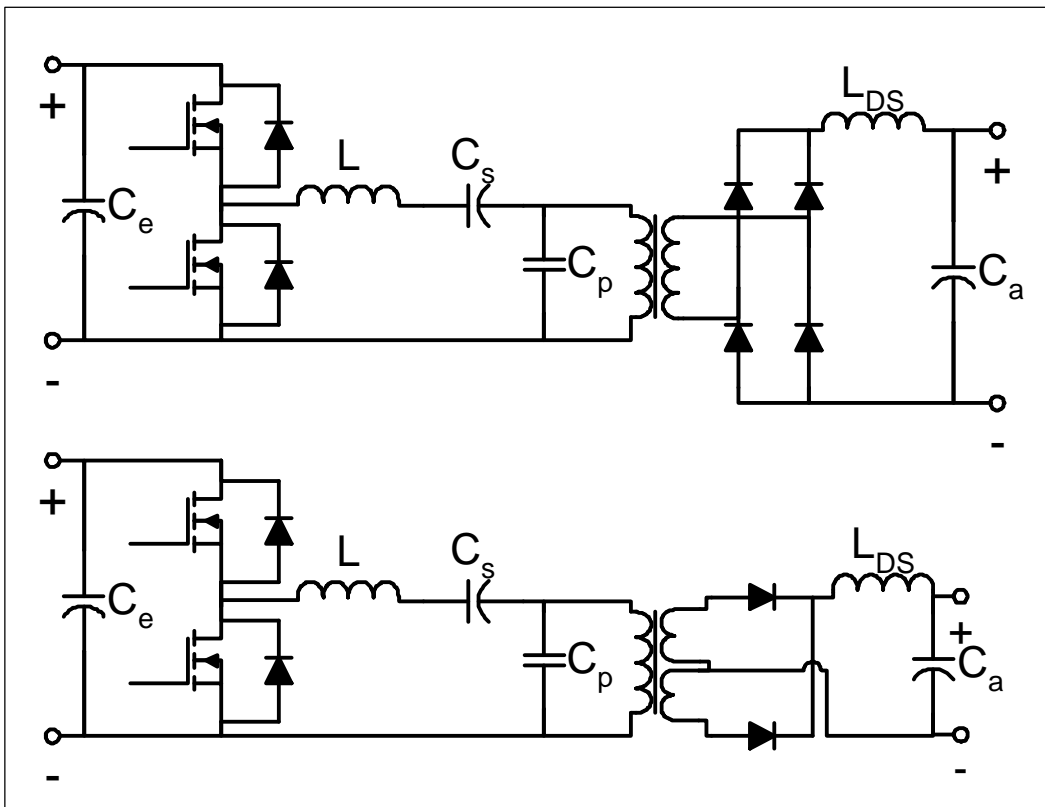


Abbildung 26: Halbbrücken-Parallel-Resonanzwandler (halfbridge parallel resonant converter)

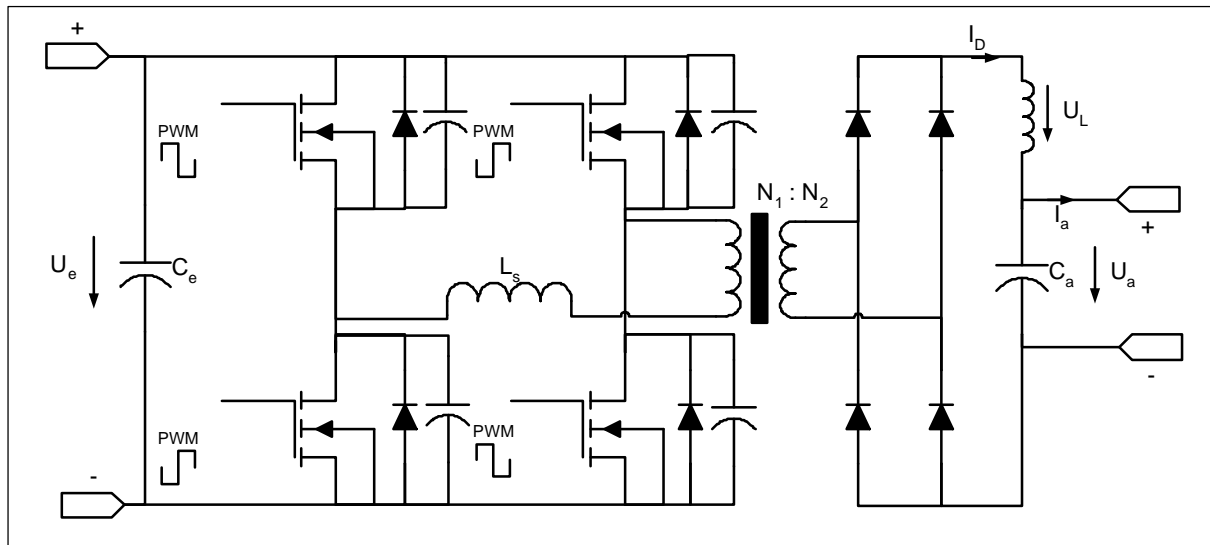


Abbildung 27: ZVS-Resonanzwandler (zero voltage switching converter)

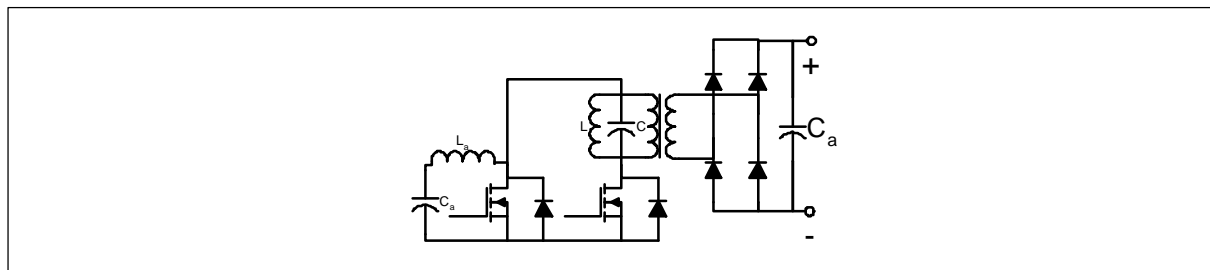


Abbildung 28: current-source resonant converter

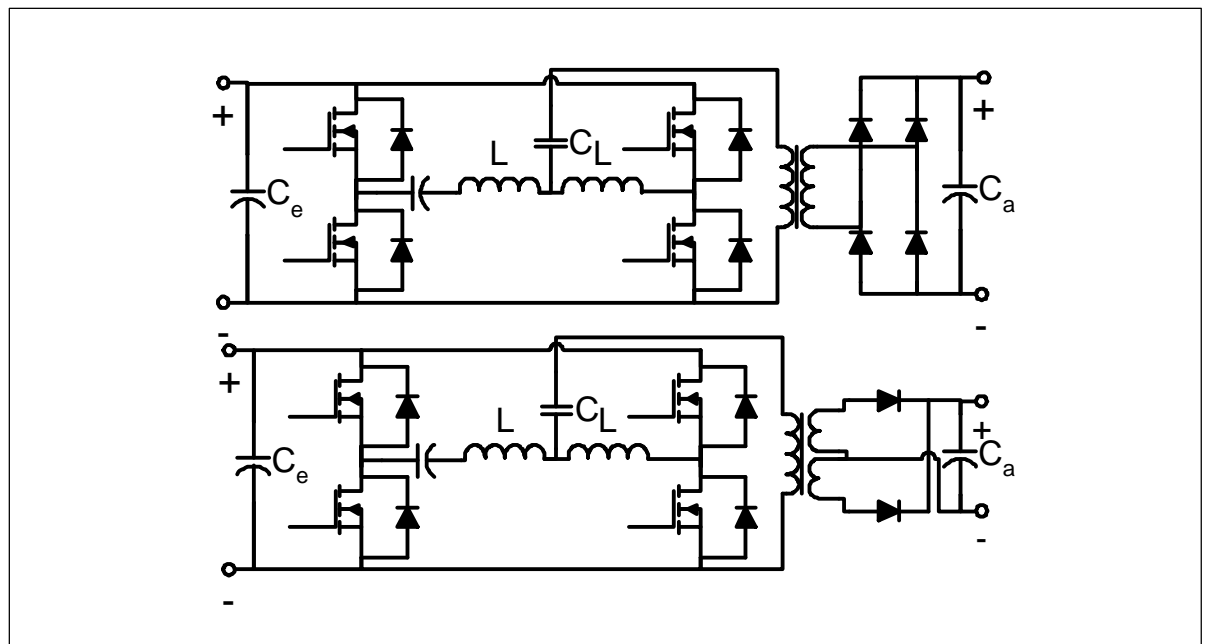


Abbildung 29: phase controlled resonant converter

2.3 Gleichspannungswandler-Topologien Übersicht

Topologie:	Halb-Leiter:	Energie Speicher	Schalt-zustände	PWM Signale	Besonderheiten ¹⁵ :
Ladungs-pumpe	4	Konden-sator	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + einfache Topologie + Als integrierter Baustein verfügbar o Nur für wenige mW geeignet o Transformationsverhältnis: Verdoppelung, oder Invertierung
Aufwärts	2	Spule	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + einfache peak-power assistance + wenige Bauelemente - es treten hohe Spannungsspitzen auf - keine galvanische Trennung - nicht kurzschlussfest o bis einige Watt Ausgasleistung geeignet o Transformationsverhältnis: max. zehnfach
Abwärts	2	Spule	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + wenig Bauelemente + keine hohen Spannungsanforderungen an den Schalter - keine galvanische Trennung o bis einige Watt Ausgasleistung geeignet o Transformationsverhältnis: max. zehnfach
Auf-/Abwärts	2	Spule	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + bidirektionaler Energiefluss + wenige Bauelemente + leichte Regelung - es treten hohe Spannungsspitzen auf - keine galvanische Trennung o bis einige Watt Ausgangsleistung geeignet o Transformationsverhältnis: max. zehnfach
4-Quadranten	4	Spule	16	1	<ul style="list-style-type: none"> + Auf- / Abwärtswandler in beide Richtungen + bidirektionaler regelbarer Energiefluss + einfache Ansteuerung - es treten hohe Spannungsspitzen auf - immer nur 1 oder 2 Halbleiter aktiv - keine galvanische Trennung o bis einige Watt Ausgasleistung geeignet o Transformationsverhältnis: max. zehnfach
Invers	2	Spule	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + inverse Spannung + wenig Bauelemente - nicht leerlauffest - keine galvanische Trennung o bis einige Watt Ausgasleistung geeignet o Transformationsverhältnis: Invertierung
Sperr	1+x ¹⁶	Speicher-Trafo	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + mehrere galvanische getrennte Ausgangspannungen + unterschiedliche Regelungsmöglichkeiten - sehr gute magnetische Kopplung notwendig o großer Kern mit Luftspalt notwendig o Transformationsverhältnis: beliebig

¹⁵ Mit „+“ als Aufzählungszeichen sind die Vorteile jeder Topologie markiert und mit „-“ als Aufzählungszeichen die Nachteile

¹⁶ Das „x“ steht für die Anzahl der Ausgangsspannungen

Topologie:	Halb-leiter:	Energie Speicher	Schalt-zustände	PWM Signale	Besonderheiten:
Eintakt Durchfluss	4	Trafo	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + galvanische Trennung – zwei Primärwicklungen notwendig – gute magnetische Kopplung notwendig ○ bis einige 100 Watt Ausgasleistung geeignet ○ Transformationsverhältnis: beliebig
Halbbrücken Durchfluss	6	Trafo	2	1	<ul style="list-style-type: none"> + benötigt nur eine Primärwicklung + keine Symmetrierung notwendig + galvanische Trennung ○ Tastverhältnis <50% ○ bis einige kW Leistung ○ Transformationsverhältnis: beliebig
Halbbrücken Gegentakt	6	Trafo	2	2	<ul style="list-style-type: none"> + benötigt nur eine Primärwicklung + galvanische Trennung – Symmetrierung notwendig ○ bis einige kW Ausgangsleistung ○ Transformationsverhältnis: beliebig
Gegentakt	6	Trafo	2	2	<ul style="list-style-type: none"> + galvanische Trennung – Spannungsfestigkeit der Schalter = 2*Eingangsspannung – zwei Primärwicklungen notwendig – Symmetrierung notwendig – gute magnetische Kopplung notwendig ○ bis einige 100 Watt Leistung geeignet ○ Transformationsverhältnis: beliebig
Vollbrücken-Gegentakt	8	Trafo	2	2	<ul style="list-style-type: none"> + benötigt nur eine Primärwicklung + keine Symmetrierungsprobleme + galvanische Trennung – viele Halbleiter notwendig ○ bis einige kW Ausgangsleistungen geeignet ○ Transformationsverhältnis: beliebig
Bidirektionaler Vollbrücken-Gegentakt	8	Trafo	4	4	<ul style="list-style-type: none"> + bidirektionaler regelbarer Energie Fluss + galvanische Trennung – nicht für niedrige Spannungen geeignet. – komplexe Regelung – sehr viele Leistungsschalter notwendig ○ bis einige kW Ausgangsleistungen geeignet ○ Transformationsverhältnis: beliebig
Mehrphasen Aufwärts	x^{17}	Spule	2^x	x^{15}	<ul style="list-style-type: none"> + für höhere Leistungen geeignet als die Einzelnen. + besserer Wirkungsgrad als eine Parallelschaltung + weniger Bauteile als eine Parallelschaltung – viele Ansteuerungssignale notwendig ○ bis einige kW Ausgangsleistungen geeignet
Resonanz ¹⁸	-	Trafo	-	-	<ul style="list-style-type: none"> + minimale Schaltverluste + hoher Wirkungsgrad (niedrige Schaltverluste) + verbessertes EMV Verhalten – Resonanzfrequenz im hörbaren Bereich – ausschließlich unidirektionale Topologien – komplizierte Ansteuerung / Regelung / Entwurf

Tabelle 2: Topologien Übersicht

¹⁷ Das „x“ bedeutet die Anzahl der Phasen

¹⁸ Die Angaben sind allgemein für Resonanzwandler Topologien im Vergleich zu hart schaltenden Wandlern zu betrachten. Jede resonante Topologie hat ebenfalls ihre individuellen Vor- und Nachteile.

2.4 Wahl der optimalen Topologie

Es wird eine optimale Spannungswandler-Topologie gesucht, die am besten für die Verbindung von einem Doppelschichtkondensatormodul und dem Spannungszwischenkreis eines elektrischen Antriebsstranges geeignet ist. Um die optimale Topologie für den Entwurf eines Spannungswandlers zu wählen, müssen die Eigenschaften der Anwendung mit den Vor- und Nachteilen jeder Topologie verglichen werden. Das wichtigste Merkmal einer Topologie ist die Position des Arbeitspunktes im Koordinatensystem. Der Spannungswandler hat zwei Aufgaben: Erstens, muss er den Ladestrom begrenzen. Zweitens, muss er die Entladungskennlinie stabilisieren. Diese Aufgaben erfordern, dass der Spannungswandler im ersten Fall in der Lage ist, einen Energiefluss von dem Spannungszwischenkreis zu den Doppelschichtkondensatoren zu ermöglichen, und im zweiten Fall einen Energiefluss von den Doppelschichtkondensatoren zu dem Spannungszwischenkreis. Das bedeutet also, dass entweder die Spannungswandler-Topologie einen bidirektionalen Energiefluss ermöglichen muss oder dass zwei unterschiedliche Spannungswandler eingesetzt werden müssen. Es wird davon ausgegangen, dass die Spannung der Doppelschichtkondensatoren immer gleich groß oder kleiner ist als die Spannung des Spannungszwischenkreises. Der optimale Spannungswandler ist also einer, der in zwei Quadranten betrieben werden kann.

Die Spannungswandler-Topologien, die einen Betrieb in zwei Quadranten erlauben, sind der Auf-/Abwärtswandler, der bidirektionale Sperrwandler und der bidirektionale Vollbrücken-Gegentaktwandler. Der bidirektionale Sperrwandler und der Vollbrückengegentaktwandler sind Topologien, bei denen ein Transformator zum Einsatz kommt. Ein Transformator hat die Vorteile, ein hohes Transformationsverhältnis und eine galvanische Trennung zu ermöglichen. Topologien mit Transformatoren haben aber auch den Nachteil einer aufwendigen „peak power assistance“. Der Auf-/Abwärtswandler hat zwei Nachteile: Erstens, erlaubt diese Topologie, bei einem akzeptablen Wirkungsgrad nur ein maximales Transformationsverhältnis um Faktor 10. Zweitens, ist diese Topologie zum Spannungszwischenkreis hin nicht kurzschlussfest. Die fehlende Kurzschlussfestigkeit mutiert für den Fall der Integration der Doppelschichtkondensatoren zu einem Vorteil, weil dadurch eine sehr natürliche Art der „peak power assistance“ entsteht. Ist das Doppelschichtkondensatormodul geladen und entsteht am Spannungszwischenkreis ein hoher Leistungsbedarf, dann fließt der Strom einfach durch die Induktivität und die Freilaufdiode. Zusätzlich ist die Auf-/Abwärtswandler Topologie relativ einfach anzusteuern und erfordert nur eine geringe Anzahl an Bauelementen. Da der Spannungswandler in erster Linie für das institutseigene elektrische Gokart dimensioniert werden soll, ist der Nachteil des niedrigen Transformationsverhältnisses des Auf-/Abwärtswandlers nicht tragend. Die einfache „peak power assistance“ macht die Auf-/Abwärtswandler Topologie zur optimalen Wahl, wenn man einen Energiespeicher mit kapazitivem Verhalten, bei niedrigen Spannungen mit einem Spannungszwischenkreis verbinden möchte.

Falls bei einer ähnlichen Anwendung doch höhere Transformationsverhältnisse erforderlich sind, dann ist eine der Topologien mit Transformator zu wählen. Der bidirektionale Sperrwandler ist relativ einfach anzusteuern und der bidirektionale Vollbrücken-Gegentaktwandler ist für sehr hohe Leistungen geeignet. Ein Beispiel wäre ein Spannungswandler, der eine 14V Batterie oder ein Modul mit einem 400V Zwischenkreis verbinden sollte. Falls die Spannungsebenen zu hoch sind um MOSFETs zu verwenden, können auch IGBTs benutzt werden. IGBTs besitzen längere Schaltzeiten als MOSFETs. Das bedeutet im allgemeinen, dass die Schaltfrequenz kleiner ist und dafür die Induktivität bei gleichbleibender Leistung vergrößert werden muss. Falls die Halbleiterschalter nicht in der Lage sind die benötigten Ströme zu leiten, dann ist es mit mehreren Auf-/Abwärtswandler möglich eine mehrphasen Topologie zu erstellen. Werden MOSFETs verwendet, kann man diese auch bis zu einer geringen Anzahl parallel betreiben.

3 Dimensionierung des Auf-/Abwärtswandlers

Im Absatz 2.1.4 wurden das Funktionsprinzip, die Vor- und Nachteile des Auf-/Abwärtswandlers erläutert. Die Topologie des Auf-/Abwärtswandlers vereint die Topologien des Aufwärtswandlers und des Abwärtswandlers. Um die analytische Betrachtung des Auf-/Abwärtswandlers zu vereinfachen, werden zunächst die Topologien des Aufwärtswandlers und des Abwärtswandlers einzeln behandelt. Diese dienen als Ersatzschaltbilder für den Betrieb in den jeweiligen Quadranten. Diese Betrachtung ist ohne weiteres möglich, da sich der Arbeitspunkt des Auf-/Abwärtswandlers zu einem Zeitpunkt nur in einem Quadranten befindet.

Der Auf-/Abwärtswandler arbeitet ausschließlich in dem nicht lückenden (kontinuierlichen) Betrieb. Möchte man die Topologien des Aufwärtswandlers und des Abwärtswandlers vollständig beschreiben, muss man für jede der Topologien unterschiedliche analytische Betrachtungen für den nicht lückenden (kontinuierlichen) und den lückenden (diskontinuierlichen) Betrieb erstellen. Für die Vereinfachung der analytischen Betrachtung des Aufwärtswandlers und des Abwärtswandlers wird vorausgesetzt, dass sich die Spannungswandler in dem nicht lückenden (kontinuierlichen) Betrieb befinden, da nur diese Betriebsart für den Auf-/Abwärtswandler relevant ist.

3.1.1 Aufwärtswandler

Der Aufwärtswandler ist in Bild 11 dargestellt. Der Transistor schaltet periodisch „Ein“ und „Aus“. Während der leitenden Phase wird die Induktivität geladen. Während der sperrenden Phase wird die Induktivität entladen. Alle Bauelemente werden zunächst als ideal betrachtet.

Aus dem Induktionsgesetz $u_L = L \frac{di_L}{dt}$ ergeben sich für die Einschaltdauer t_{ein} und die Ausschalt-dauer t_{aus} die Beziehungen:

- leitender Zustand: $U_e = L \frac{\Delta I}{t_{\text{ein}}}$
- sperrender Zustand: $U_a - U_e = L \frac{\Delta I}{t_{\text{aus}}}$ mit $\Delta I = I_{L \max} - I_{L \min}$

ΔI ist der Maximalwert der Differenz der Amplitude des Stroms durch die Spule. Im quasistationären Zustand ist ΔI für beide Gleichungen gleich groß. Daraus folgt:

$$U_e \cdot t_{\text{ein}} = (U_a - U_e) \cdot t_{\text{aus}}$$

Wenn T die Zeit einer Schaltperiode ist, dann gilt auch $T = t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}$.

demnach ergibt sich: $\frac{U_a}{U_e} - 1 = \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{aus}}} \Rightarrow \frac{U_a}{U_e} = \frac{T}{T - t_{\text{ein}}} = \frac{1}{1 - v_T}$ mit $v_T = \frac{t_{\text{ein}}}{T}$

Das Verhältnis der leitenden Zeit zur Schaltperiode wird Schaltverhältnis genannt.

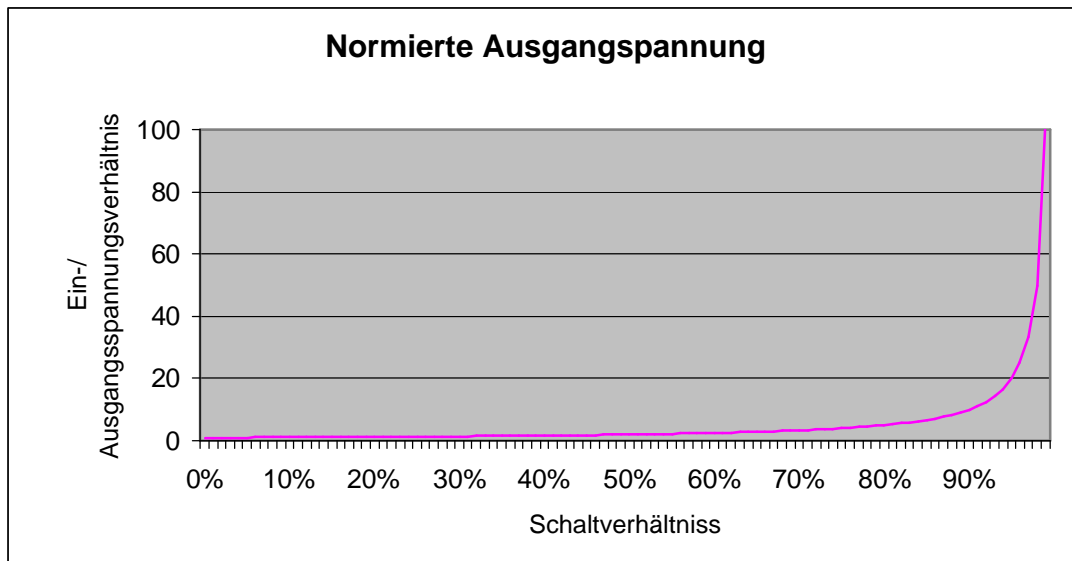


Abbildung 30: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers im Bereich von 0 bis 100%

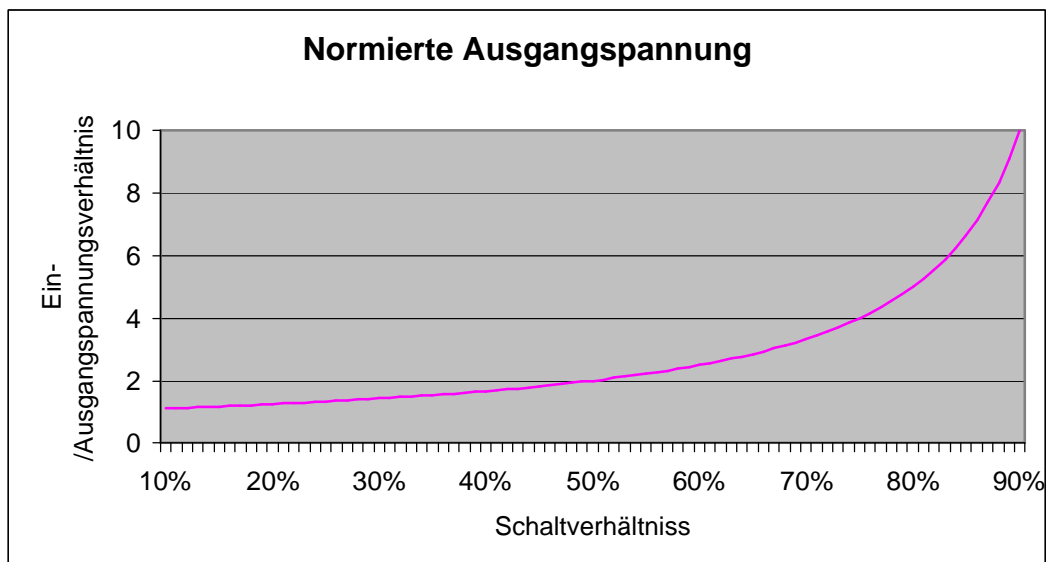


Abbildung 31: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers im Bereich von 10 bis 90%

Zwischen dem Spannungsverhältnis und dem Schaltverhältnis besteht (bei konstanter Last und Frequenz) kein linearer Zusammenhang. Alternativ zur Ansteuerung mit fester Frequenz und variabler Pulsbreite kann man den Wandler auch mit fester Pulsbreite und variabler Frequenz betreiben.

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 - v_T} = \frac{T}{T - t_{\text{ein}}} = \frac{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}}{t_{\text{aus}}} = 1 + \frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{aus}}}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{\text{ein}} + t_{\text{aus}}} = \frac{1}{t_{\text{aus}} \cdot \left(\frac{t_{\text{ein}}}{t_{\text{aus}}} + 1 \right)}$$

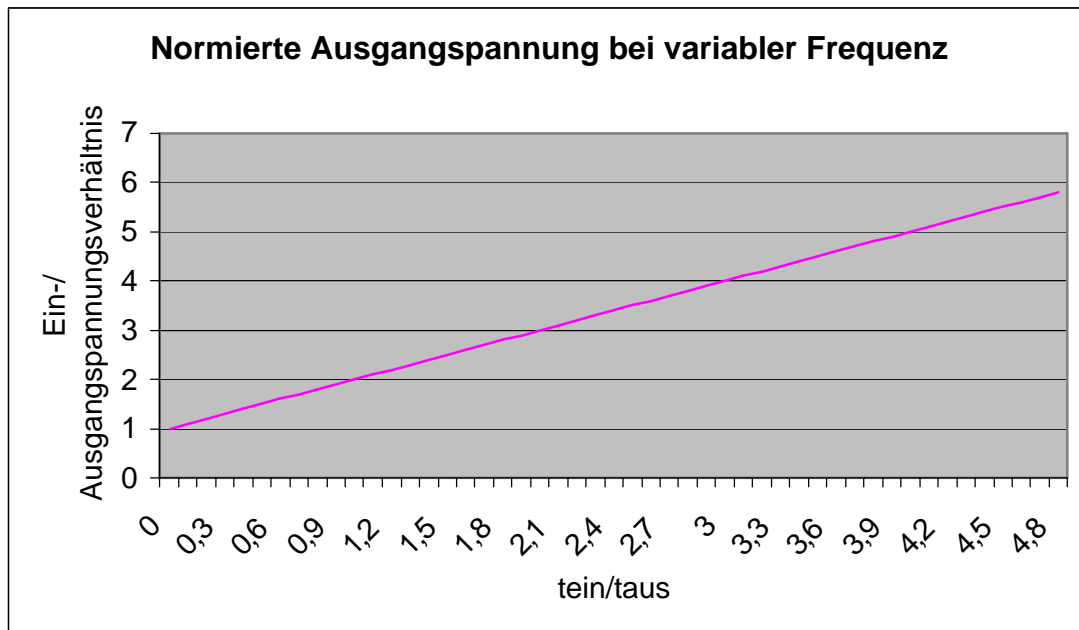


Abbildung 32: Normierte Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers bei variabler Frequenz

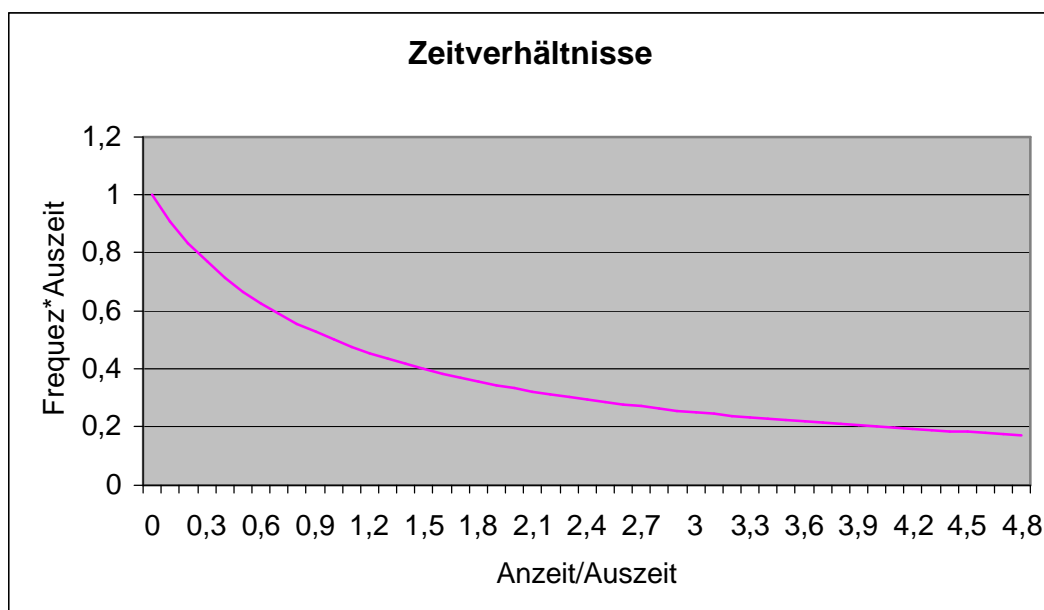


Abbildung 33: Schaltzeitverhältnisse des Aufwärtswandlers

Am Ausgang fließt nur ein Strom während der sperrenden Phase. Da der Ausgangstrom vom Ausgangskondensator geglättet wird, muss er im Idealfall einen Gleichstrom ergeben.

$$I_a = I_e \cdot \frac{T - t_{ein}}{T} = I_e \cdot (1 - v_T)$$

Aus den Gleichungen für den leitenden und den sperrenden Zustand und $T = t_{ein} + t_{aus}$ folgt:

$$T = \frac{\Delta I \cdot L}{U_e} + \frac{\Delta I \cdot L}{U_a - U_e}$$

Mit folgender Formel lässt sich bei bekannter Ein- und Ausgangsspannung sowie ΔI und Schaltfrequenz die Größe der benötigten Induktivität ausrechnen.

$$L = \frac{T \cdot U_e \cdot (U_a - U_e)}{\Delta I \cdot (U_a - U_e) + \Delta I \cdot U_e} = \frac{T \cdot U_e \cdot (U_a - U_e)}{\Delta I \cdot U_a} = \frac{T}{\Delta I \cdot U_a} \cdot U_e \cdot \left(1 - \frac{U_e}{U_a}\right)$$

Wie die Eingangskapazität dimensioniert wird, hängt nicht von den Parametern des Spannungswandlers ab. Die Aufgabe der Eingangskapazität ist lediglich sicherzustellen, dass der Wandler zu jeder Zeit mit ausreichendem Strom versorgt wird. Die Ausgangskapazität muss aber passend dimensioniert werden.

Die Ausgangskapazität ist für die Glättung bzw. Filterung von der Ausgangsspannung gedacht. Um die Ausgangskapazität richtig zu berechnen, ist ein noch zulässiger Ausgangsspannungsripple zu wählen. Die Kapazität des Ausgangskondensators muss für den maximalen Ausgangsstrom bei maximaler Einschaltdauer berechnet werden.

$$I_a = C \frac{U_{ripple}}{t_{ein}} \Rightarrow C = I_a \frac{t_{ein}}{U_{ripple}}$$

3.1.2 Abwärtswandler

Der Abwärtswandler ist in Bild 12 dargestellt. Der Transistor schaltet periodisch „Ein“ und „Aus“. Während der leitenden Phase fließt der Eingangsstrom über den MOSFET zum Ausgang. Während der sperrenden Phase fließt ein Strom über die Diode zum Ausgang. Alle Bauelemente werden zunächst als ideal betrachtet. Bei einer festen Schaltfrequenz f und einer konstanten Last gilt im quasistationären Zustand für die Induktivität:

$$U_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{\Delta I}{\Delta t} \text{ oder } \Delta t \cdot U_L = L \cdot \Delta I$$

ΔI ist der maximalwert der Differenz des Stroms, der in der Induktivität gespeichert wird. Da dieser im eingeschwungenen Zustand sowohl für Energieaufnahme als auch für die Energieabgabe gleich groß sein muss folgt:

$$(U_e - U_a) \cdot t_{ein} = U_a \cdot t_{aus}, \quad \frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{ein}}{T} = v_T$$

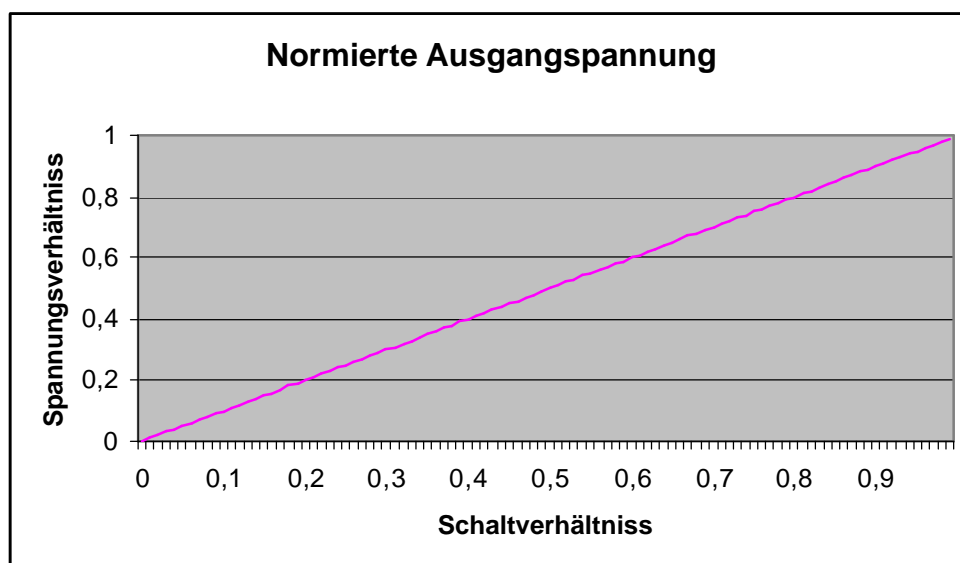


Abbildung 34: Normierte Ausgangsspannung des Abwärtswandlers

Aus dem Grundgesetz der Induktivität und den Schaltverhältnissen folgt:

$$U_a = L \frac{\Delta I}{t_{aus}}, \quad t_{aus} = T - t_{ein} = T(1 - v_T), \quad t_{aus} = T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right), \quad L = \frac{U_a \cdot T \cdot \left(1 - \frac{U_a}{U_e}\right)}{\Delta I}$$

Die benötigte Induktivität lässt sich also wie bei dem Aufwärtswandler für eine bekannte Schaltfrequenz und ΔI ausrechnen. Für die Ausgangskapazität gilt:

$$C = \frac{T \cdot \Delta I}{8 \cdot U_{cP2P}}, \text{ wo } U_{cP2P} \text{ die Spitze zu Spitze Spannung ist, die am Kondensator anliegt.}$$

3.1.3 Auf-/Abwärtswandler

Wenn die Topologien des Aufwärtswandler und des Abwärtswandlers zusammengefügt werden (bzw. eine der Dioden mit einem Leistungsschalter ersetzt wird) ergeben sich folgende Zusammenhänge:

- Die Sperrzeit des einen Leistungsschalters ist die Leitzeit des anderen Leistungsschalters (Gegentakt)
- Die Ausgangskapazität des Abwärtswandlers ist die Eingangskapazität des Aufwärtswandlers.
- Die Ausgangskapazität des Aufwärtswandlers ist die Eingangskapazität des Abwärtswandlers

Berechnung der Spannungen.

Die Formel für die Ausgangsspannungen des Aufwärtswandlers lässt sich wie folgt umformen.

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{1 - v_T} \Rightarrow \frac{U_e}{U_a} = 1 - v_T = \frac{t_{aus}}{T} \quad \text{wenn man Ein- und Ausgangsspannung,}$$

sowie t_{ein} und t_{aus} vertauscht resultiert die Formel für den Abwärtswandler.

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{t_{aus}}{T} = \frac{t'_{ein}}{T} = \frac{U'_e}{U'_a}$$

An dieser Stelle wird der Begriff „Eingangsspannung“ für die Spannung genutzt, die vom Doppelschichtkondensatorenmodul zur Verfügung gestellt wird. Der Begriff „Ausgangsspannung“ wird für die Spannung genutzt, die am Zwischenkreis anliegt.

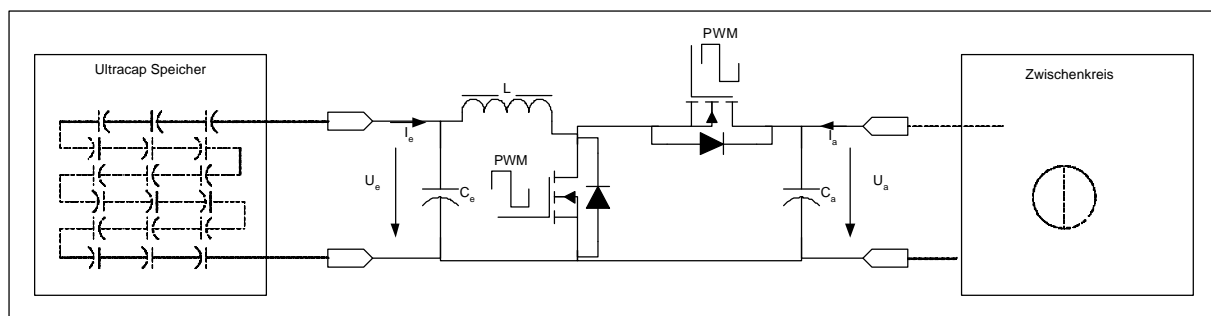


Abbildung 35: Auf-/Abwärtswandler mit Ultracap-Speicher und Zwischenkreis

Es wird eine Ausgangsspannung von 48 Volt mit einem maximalen Spannungsrippel von 8 Volt für den Aufwärtswandler vorgegeben. Die Eingangsspannung befindet sich in einem Bereich von 0-48 Volt. Um eine Ausgangsleistung von mindestens 1 kW zu erzielen, muss der Wandler bei niedrigen Spannungen hohe Ströme zulassen. Der maximal erlaubte Eingangsstrom ist 100A, was zu einer minimalen Eingangsspannung von 10 Volt führt. Für den Fall dass die niedrigste Eingangsspannung anliegt, bei maximalem Strom, sollte ausgangseitig ein fünftel des Eingangsstroms fließen, also zirka 20A.

Der Spannungswandler sollte so ausgelegt werden, dass er bei seiner minimalen Eingangsspannung und dem maximalen Schaltverhältnis die gewünscht Ausgangsspannung erreicht.

Berechnung der Induktivität

Durch das Vertauschen der Ein- und Ausgangsspannungen erhält man aus der Formel für den Aufwärtswandler die Formel für den Abwärtswandler.

$$L = \frac{T}{\Delta I} \cdot U_e \left(1 - \frac{U_e}{U_a} \right) = \frac{U'_a \cdot T \cdot \left(1 - \frac{U'_a}{U'_e} \right)}{\Delta I}$$

Um die Induktivität für eine möglichst kleine Baugröße zu optimieren, muss die Schaltperiode minimiert bzw. die Schaltfrequenz maximiert werden. Aus Gründen, die in einem späteren Absatz der Arbeit erläutert werden, wird die Schaltfrequenz auf 31,2kHz begrenzt.

Das ΔI für die minimale Baugröße der Spule erhält man bei $\Delta I = \frac{I_e}{2}$, wenn $U_e = U_{e \min}$

Daraus ergibt sich für die Speicherdrossel des Auf- /Abwärtswandlers:

$$L = \frac{1}{\frac{31,2kHz}{100A}} \cdot 10V \cdot \left(1 - \frac{10}{48} \right) \cong 5mH$$

Um den richtigen Kern und die Windungszahl der Spule herauszufinden, muss erst der maximale Strom errechnet werden, der durch die Spule fließen kann.

$$I_{L \max} = \Delta I + \frac{I_{e \max}}{2} = 125 A$$

Die zu speichernde Energie in der Spule ist dementsprechend:

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L \max}^2 = \frac{1}{2} \cdot 5mH \cdot 125^2 = 0,0390625J = 39062,5 mWs$$

Nachdem diese Daten bekannt sind, gilt es einen Kern auszuwählen. Es existiert die Möglichkeit aus einer Sammlung von Ferritkernen zu wählen, die aus dem Material N27 bestehen und in allen standardisierten Bauformen vorhanden sind. Die Hersteller geben für ihre Ferritkerne folgende Werte an:

- effektiver magnetischer Kernquerschnitt A_e
- minimaler magnetischer Kernquerschnitt A_{\min}
- effektive magnetische Kernlänge l_e
- effektive Permeabilität μ_e .
- magnetischer Leitwert A_L
- Dimensionen und Gewicht des Kerns

Mit einer guten Näherung¹⁹ kann man aus diesen Werten die Energie ausrechnen, die der Kern in der Lage ist zu speichern bei einer maximal zulässigen Flussdichte²⁰ von 0,3 T.

$$W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \cdot A_e \cdot \frac{l_e}{m_e}, \text{ mit } B = 0,3T \cdot \frac{A_{\min}}{A_e}$$

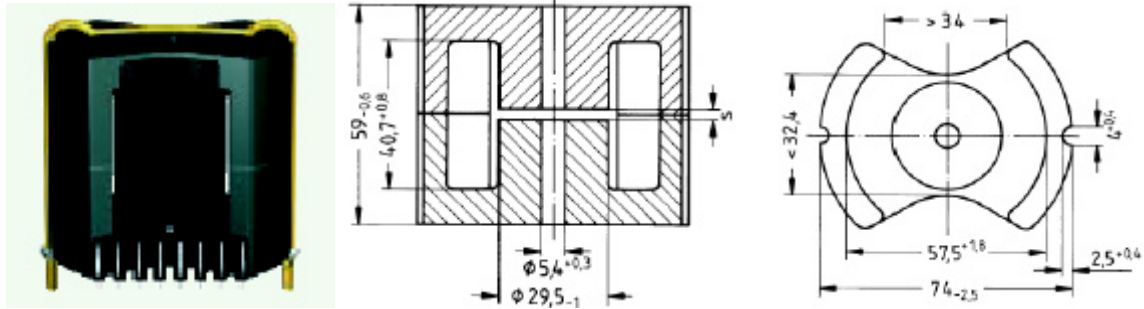


Abbildung 36: Kernform PM 74/59

Der Kern, der die zu speichernde Energie grade noch überschreitet ist der **PM 74/59**, mit einem A_L Wert von 315nH und einem Luftspalt von 3,8mm. Die Windungszahl ergibt sich mit Hilfe des A_L -Wertes aus:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{5mH}{315nH}} \cong 4$$

Als letztes muss noch der Querschnitt des Drahtes berechnet werden, der für die Wicklungen der Spule gedacht ist. Für die Typische Stromdichte von 3A/mm² ergibt sich:

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{p \cdot S}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 100A}{p \cdot 3 \frac{A}{mm^2}}} \cong 6,5mm$$

Natürlich muss darauf geachtet werden, dass die Wicklungen samt Isolierung noch in den Kern passen. Falls die Kabel oder die Stromschienen nicht in das Innere des Kerns passen, kann man die nächst größere Bauform des Kerns wählen. Die Induktivität darf nicht zu klein dimensioniert werden.

Berechnung der Kapazitäten:

Die Eingangsseitige Kapazität des Aufwärtswandlers bzw. die Kapazität zu den Doppelschichtkondensatoren hin kann wegfallen, da die Doppelschichtkondensatoren schon als solches eine sehr hohe Kapazität darstellen. Sind die Doppelschichtkondensatoren aber vom Spannungswandler räumlich entfernt, ist die eingangsseitige Kapazität erforderlich, um die Induktivität der Stromleitung zu kompensieren.

Die Kapazität zum Zwischenkreis hin muss als Ausgangskapazität eines Aufwärtswandlers dimensioniert werden. Mit dieser Formel muss sichergestellt werden, dass für die leitende Zeit des parallelgeschalteten Leistungsschalters der Strom nicht unter den halben Ripplewert absinkt. Dazu muss die maximale t_{ein} Zeit in die Formel eingesetzt werden. Da der Maximalwert des Ausgangsripples nicht erreicht werden soll und Elektrolyt-Kondensatoren schnell altern, wird der Ausgangskondensator für ein Zehntel des Ausgangsripples ausgelegt.

¹⁹ Die Energie wird hauptsächlich im Luftspalt gespeichert, daher kann man die Energie im Ferrit vernachlässigen.

²⁰ Übliche maximale Flussdichte für im Handel erhältliche Kerne

$$C_a = I_a \frac{t_{\text{ein max}}}{U_{\text{ripple}}} = I_a \frac{T}{U_{\text{ripple}}} = 20A \frac{32\text{ms}}{0,8V} = 800\text{mF}$$

Auswahl der Leistungsschalter:

Bei niedrigen Schaltfrequenzen bis 20kHz und hohen Spannungen über 100V fällt die Auswahl auf IGBT Leistungsschalter, obwohl sie träger sind, bieten sie viel höhere Sperrspannungen. Bei hohen Frequenzen und niedrigen Spannungen sind MOSFETs geeigneter. MOSFET Leistungsschalter haben einen niedrigeren Durchlasswiderstand als IGBTs und unterstützen sehr viel schnellere Schaltfrequenzen bis in den MHz Bereich. In der Leistungselektronik werden fast ausschließlich selbstsperrende N-Kanal MOSFET Bausteine eingesetzt. Für diesen Spannungswandler eignen sich also MOSFETs als Leistungsschalter besser als IGBTs.

Die MOSFETs müssen eine Spannung von mindestens der doppelten Ausgangsspannung sperren können, da wie schon erwähnt Spannungsspitzen entstehen können. Sie müssen einen Dauerstrom von 100A und einen gepulsten Strom von 125A standhalten. Die Schaltzeiten sollten nicht über 3% der Schaltperiode liegen, also 1µs. Der Durchlasswiderstand sollte möglichst gering sein. Ein Halbleiter, der die genannten Anforderungen erfüllt und für den Wandler eingesetzt werden kann, ist der STE180NE10 von STMicroelectronics™. Das Datenblatt ist unter [14] zu finden.

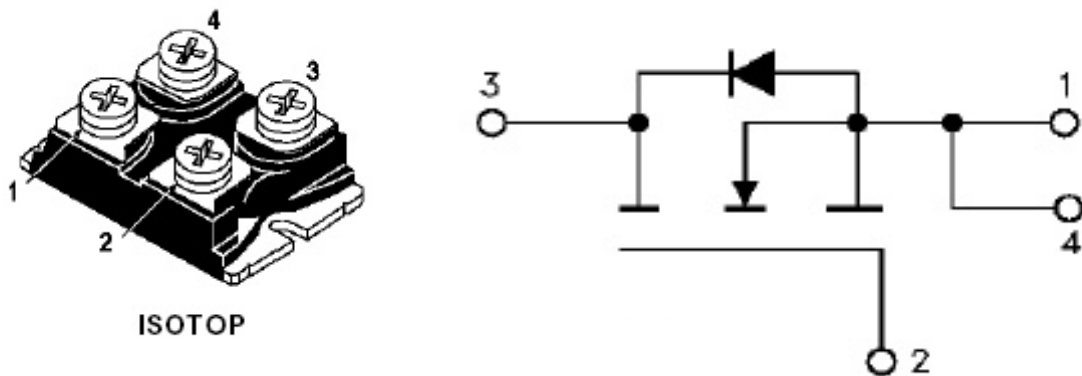


Abbildung 37: Der STE180NE10 MOSFET im ISOTOP Gehäuse

Auswahl der Treiberschaltung:

Die MOSFETs können nicht mit einem Logikpegel angesteuert werden. Die Gatespannungen benötigen ein 15V Signal und einen sehr hohen Strom für den Moment des Anschaltens um die Miller-Kapazität umzuladen. Integrierte Schaltungen, die die geeignete Kombination von Strom und Spannung zur Ansteuerung von Leistungsschalter erzeugen, werden „Treiber“ genannt. Aus dem Schaltplan des Auf-/Abwärtswandlers geht hervor, daß der Source-Anschluss des oberen MOSFETs (der in Reihe zur Induktivität) keinen Bezug zur Masse hat. Das bedeutet, dass die Spannung an diesem Punkt nicht konstant ist und einen speziellen Treiber benötigt, der als „highside“ Treiber bekannt ist. Ein „highside“ Treiber funktioniert wie ein normaler Treiber, hat aber eine zusätzlich integrierte Ladungspumpe, um das Potential auf die richtige Ebene zu heben. Bei genauerer Betrachtung des Schaltplan erkennt man, dass die MOSFETs sich in einer Halbbrückenordnung befinden. Das heißt, dass beide MOSFETs von einem IC angesteuert werden können, einem sogenannten Halbbrückentreiber, der einen „lowside“ und einen „highside“ Treiber in sich vereint. Ein geeigneter Treiber ist unter anderen auch der IR21844™ von International Rectifier™. Der Treiber erzeugt die Schaltsignale für beide Transistoren in Abhängigkeit von jeweils einem Logikeingangssignal und trennt das Potential zwischen Logik und Leistungsschaltkreis. Zusätzlich wird auch die „Totzeit“ erzeugt, die garantiert, dass über eine Halbbrücke kein Kurzschluss entstehen kann. Der Treiberbaustein ist in unterschiedlichen Gehäusen erhältlich und erfordert einige externe Bauelemente. Das Datenblatt des Treibers ist unter [12] zu finden und eine Hilfe zur Dimensionierung der externen Bauelemente kann man unter [13]

finden. Da die Beschreibung der Funktionsweise des Treibers nicht der Schwerpunkt dieser Arbeit ist und alles relevante ausführlich in der angegebenen Literatur nachzulesen ist, wird an dieser Stelle auf eine weitere Erläuterung verzichtet.

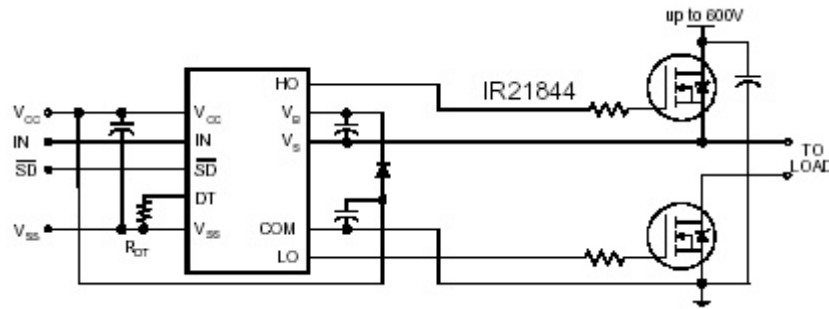


Abbildung 38: Schaltplan des IR21844 mit externen Bauelementen angeschlossen an zwei MOSFETs.
Quelle: International Rectifier

Die Treiberschaltung stellt die Grenze zwischen Ansteuerungselektronik und Leistungselektronik dar. Mit der Wahl der Topologie und der Dimensionierung der einzelnen Bauelemente kann die Leistungselektronik des Spannungswandlers konstruiert werden. Um die Leistungselektronik anzusteuern, ist es mit einer logischen Schaltung möglich, die Schaltmomente der MOSFETs über die logischen Eingänge der Treiberschaltung vorzugeben.

4 Ansteuerungselektronik und Regelung

Ein Spannungswandler kann auf unterschiedliche Arten geregelt werden. Es ist nicht besonders aufwendig für einen Wandler eine Regelung aus diskreten analogen Bauelementen zu entwerfen. In der Fachliteratur sind zahlreiche Schaltungen zu finden. Da die Regelung einer Spannungswandler-Topologie nicht mehrmals neu erfunden werden muss, bedienen sich heutzutage Entwickler einer passenden analogen integrierten Schaltung. Es existieren zahlreiche ICs für jeden Wandlertyp und für die gebräuchlichsten Leistungsklassen. Leider kann solch ein IC nicht für diese Arbeit eingesetzt werden. Zum einen, weil der Spannungswandler eine sehr hohe Ausgangsleistung hat. Zum anderen, weil der Spannungswandler eine CAN-Bus-Schnittstelle haben soll, über die unterschiedliche Regelungsparameter beeinflusst werden sollen. Es wäre ein System denkbar, bei dem der digitale Schaltkreis nur für die Kommunikation zuständig ist, und die Regelungsparameter über einen digital zu analog Wandler in einem analogen Regelkreis verändert werden können. Die Tatsache, dass unterschiedliche Regelgrößen vorzusehen sind, disqualifiziert die eben genannte Lösung. Ein analoger Regelkreis kann nur für bestimmte Regelgrößen entworfen werden bzw. eine Lösung mit variierenden analogen Regelgrößen wäre zu kompliziert. Um die Flexibilität zu bewahren, wird die Regelung digital auf einem programmierbaren Mikrokontroller realisiert. Insgesamt hat der Mikrokontroller 6 Aufgaben:

- Erzeugung der PWM-Signale
- Datenerfassung
- Messdatenüberwachung / Schutz der Leistungselektronik
- Regelung
- Empfang von Befehlen zur Änderung der Regelungsparameter
- Senden der erfassten Daten zu einem Speichergerät

4.1 Der ATmega163 Mikrokontroller

Für die Regelung und die Kommunikation wurde der ATmega163 Mikrokontroller der Firma ATMELTM ausgewählt. Dieser μC^{21} wird auch für die Komponenten verwendet, mit den der Spannungswandler ein Gesamtsystem bilden soll. Weitere Gründe, die für diesen Controller-Typ sprechen,

²¹ μC ist die Abkürzung für Mikrokontroller

sind seine einfache Struktur, seine leichte Programmierbarkeit in integrierten Umgebungen²², die Vielzahl an Schnittstellen und die kostenlose Entwicklungsumgebung, die auch ein Simulationsprogramm enthält. Leider verfügt dieser μC über keine Integrierte CAN-Bus-Schnittstelle, so dass sie als Peripheriebaustein nachgerüstet werden muss.

4.1.1 Übersicht

Der ATmega163 enthält einen 8 Bit RISC-Prozessor in Harvard Architektur. Er hat also separate Busse und Speicher für Programm und Daten. Er hat einen niedrigen Stromverbrauch und einen Durchsatz von 8 MIPS bei einem Systemtakt von 8MHz. Er verfügt über einen 8 Kilobyte großen nichtflüchtigen Flash-Speicher für den Programmcode, und ein jeweils 512 Byte großes EEPROM und SRAM für Daten. Die integrierte Peripherie besteht aus einem 10 Bit Analog/Digital-Wandler mit 8 Kanälen, einer synchronen und einer asynchronen seriellen Schnittstelle, 3 Zeitgeber-Einheiten, einem „Watchdog“, einer Multiplikationseinheit und einem analogen Komparator. Der ATmega163 kann in mehrere stromsparende Zustände versetzt werden und bietet außer den genannten Schnittstellen noch 32 digitale Multifunktions-Ein/Ausgänge.

Der Kellerspeicher wird in einem reservierten Bereich des SRAM abgebildet und hat somit eine anpassbare Tiefe. Zur Erleichterung der Programmierung enthält der ATmega163 32 Multifunktionsregister, die als Akkumulatoren genutzt werden können. Es werden 118 Instruktionen unterstützt, von denen die meisten innerhalb eines Taktes ausgeführt werden können.

4.1.2 Der Analog/Digital-Wandler

Der Analog/Digital-Wandler des ATmega163 verfügt über eine Auflösung von 10 Bit bei einer absoluten Genauigkeit von 2 Bit und einer integralen Nichtlinearität von 0,5 Bit. Bei der niedrigsten und genauesten Geschwindigkeit dauert die Konversion $65\mu\text{s}$. Jeder der 8 Eingangskanäle des PORT A sind durch einen analogen „multiplexer“ mit dem Analog/Digital-Wandler verbunden. Um alle acht Eingangskanäle einmal abzutasten, braucht der Wandler dementsprechend ungefähr eine halbe Millisekunde. Der Analog/Digital-Wandler des ATmega163 arbeitet nach dem „Sample and Hold“ Prinzip.

4.1.3 Die Zeitgebereinheiten

Der ATmega163 verfügt über drei Zähler/ Zeitgebereinheiten. Zwei 8 Bit Zähler und ein 16 Bit Zähler. Jeder Überlauf der Zähler kann einen „interrupt-request“ auslösen. Die Zähler können entweder mit dem Systemtakt oder mit einem externen Takt betrieben werden. Jeder Zähler besitzt einen binären Teiler („prescaler“), der in 8 stufen konfigurierbar ist. Der 16 bit Zähler, („Timer 1“) hat zusätzlich noch zwei vergleichende Register („capture compare“), die jeweils ein „interrupt-request“ auslösen können und/oder an einem Ausgangspin dem logischen Zustand ändern können. Der zweite 8 bit Zähler („Timer 2“) besitzt auch ein vergleichendes Register und kann mit einem externen Takt auch als Echtzeituhr eingesetzt werden. „Timer 1“ und „Timer 2“ unterstützen spezielle Signalerzeugungsmodi. Es ist möglich einen Zähler so zu konfigurieren, dass er aus dem Prozessortakt (8MHz) eine Schaltperiode von $32\mu\text{s}$ erzeugt (256 Takte). Da der μC nur eine Genauigkeit von einem Takt zulässt, hat die Schaltperiode nur eine Auflösung von 8 Bit bzw. 256 Schritten. Eine höhere Schaltfrequenz oder eine höhere Auflösung können mit dem ATmega163 nicht realisiert werden, es sei den man verwendet einen externen Peripheriebaustein, um die PWM-Signale zu erzeugen.

4.2 Prioritäten und Unterbrechungsroutrinen

Der Mikrokontroller hat unterschiedliche Aufgaben. Um einen reibungslosen Betrieb des Spannungswandlers zu garantieren, dürfen die unterschiedlichen Routinen nicht miteinander kollidieren. Um die unterschiedlichen Aufgaben voneinander zu trennen, müssen sie erst mal klassifiziert werden, und ihre Anforderungen an Prozessorzeit und Echtzeit detailliert betrachten werden. Die Signalerzeugung der PWM ist für diese Anwendung kritisch. Durch eine fehlerhaftes Ansteuerungssignal kann die Leistungselektronik schnell zerstört werden. Die Signalerzeugung ist mit der höchst möglichen Priorität zu versehen. Die Datenerfassung sollte die nächste Prioritätsstufe sein, da von der Datenerfassung die Schutzfunktionen und die Regelung abhängt. Wegen dieser Abhängigkeit, ist es auch sinnvoll die

²² In Circuit Programming ISP

Datenerfassung, die Schutzfunktionen und die Regelung sequentiell auf der gleichen Prioritätsstufe anzuordnen. Als letztes, mit der niedrigsten Priorität, kann die Kommunikation implementiert werden, da keine zeitkritischen Prozesse von ihr abhängen. Falls ein deterministisches Zeitverhalten für das Senden der Daten über den Datenbus erforderlich ist, kann dem Senden der Daten eine höhere Priorität zugeordnet werden als dem Empfang der Daten.

1. Signalerzeugung
2. Datenerfassung; Schutzfunktionen; Regelung
3. Kommunikation (senden)
4. Kommunikation (empfangen); Leerlauf

Die Signalerzeugung wird mit dem „Timer 1“ und dem Schaltwerk des ATmega163 realisiert, das von keiner Softwareroutine unterbrochen werden kann. Die zweite Prioritätsstufe wird durch den Überlauf-Interrupt des „Timers 2“ festgelegt, der jede 2 Millisekunden ausgelöst wird. Die dritte Stufe wird durch einen kaskadierten Zähler ausgelöst, der auf Basis des „Timer 0“ funktioniert und zwischen 0,0625s und einigen Minuten einstellbar ist. Die niedrigste Prioritätsstufe ist die Leerlaufstufe, bei der auch die Empfangsroutine der Kommunikation ausgeführt wird, falls überhaupt etwas zu empfangen ist.

4.3 Signalerzeugung

Die Signalerzeugung erfolgt durch die Kombination von μC und Treiberschaltung. Der μC hat die Aufgabe ein PWM-Signal mit einer festen Frequenz erzeugen. Die Pulsbreite sollte von der Regelung angepasst werden. Das PWM-Signal von dem μC wird von der Treiberschaltung in zwei komplementäre Schaltsignale mit Totzeit umgesetzt und an die MOSFETs weitergeleitet. Das PWM-Signal wird durch das Schaltwerk von „Timer 1“ erzeugt. Die Zeitgebereinheit, wird so konfiguriert, dass sie im „PWM Modus“ arbeitet und ein PWM-Signal erzeugt, dessen Frequenz 31250 Hz beträgt und eine Auflösung von 8 Bit hat. Die Pulsbreite der PWM wird durch den Wert im „capture compare“-Register festgelegt. Das bedeutet, dass nachdem der Regler einen neuen Sollwert für die Pulsbreite ausgerechnet hat, die Regelungsroutine einfach den Wert im „capture compare“-Register aktualisieren muss. Das „capture compare“-Register besitzt ein sogenanntes „shadow“-Register. Das bedeutet, dass der Wert im „capture compare“-Register zu einem beliebigen Zeitpunkt aktualisiert werden kann. Der Wert wird jeweils zur nächsten Schaltperiode übernommen. Es existieren für die Zähleinheit zwei Ereignisse:

- Der 8 Bit Zähler läuft über. Der Pegel an dem Ausgang PD.6 wird aktiviert.
- Der Wert des „capture compare“-Registers wird erreicht. Der Pegel an dem Ausgang PD.6 wird deaktiviert.

Um die Arbeitskennlinie des Reglers zu erweitern ist es möglich durch eine Veränderung des Kontrollregisters auch die Schaltfrequenz zu verringern. Z.B. für den Fall einer sehr niedrigen Last.

4.4 Datenerfassung

Für die Regelung des Spannungswandlers ist es notwendig, die Spannungen und Ströme zu erfassen. Um eine Temperaturüberwachung zu realisieren, werden auch drei Temperaturen an dem Spannungswandler erfasst. Insgesamt werden folgende Daten protokolliert:

A/D Wandler Kanal:	Größe:
0	Eingangsstrom
1	Ausgangsstrom
2	Eingangsspannung
3	Ausgangsspannung
5	Temperatur des unteren Leistungsschalters
6	Temperatur des oberen Leistungsschalters
7	Temperatur der Speicherdrossel

Tabelle 3: A/D-Wandler Kanäle

Für die Datenerfassung wurde der μC so programmiert, dass jede 2 Millisekunden ein Interrupt ausgelöst wird. In der Interrupt-Routine werden als erstes alle analogen Kanäle eingelesen. Die Daten werden in einem reservierten Bereich des SRAM abgespeichert. Die Datenerfassungsroutine legt die eingelesenen Daten einmal als 10Bit Wert ab, um eine möglichst genaue Datenerfassung zu ermöglichen und einmal als 8 Bit Wert, um eine möglichst schnelle Regelung zu ermöglichen.

Die Ströme, Spannungen und Temperaturen werden nicht direkt erfasst, sondern durch eine Signalkonditionierungselektronik an den Spannungsbereich des Analog/Digital-Wandlers angepasst. Die Signalkonditionierung besteht unter anderen aus:

- Einer Skalierung des Eingangssignals über ein Potentiometer. Um eine möglichst hohe Auflösung zu erreichen.
- Einer Offsetanpassung für die Strommessung. Da man sowohl positive und auch negative Ströme messen möchte.
- Einer 100 Hz Tiefpassfilterung zweiter Ordnung mit einer Butterworth Charakteristik. Um die Restwelligkeit von den Messsignalen zu entfernen.
- Einem Überspannungsschutz durch eine 4,3 Volt Zenerdiode. Der Analog/Digital-Wandler des ATmega163 hat sich als sehr empfindlich gegenüber Spannungsspitzen erwiesen. Lediglich 1V höhere Spannung als die Versorgungsspannung des Prozessors können den Analog/Digital-Wandler zerstören und den ganzen μC dadurch unbrauchbar machen.

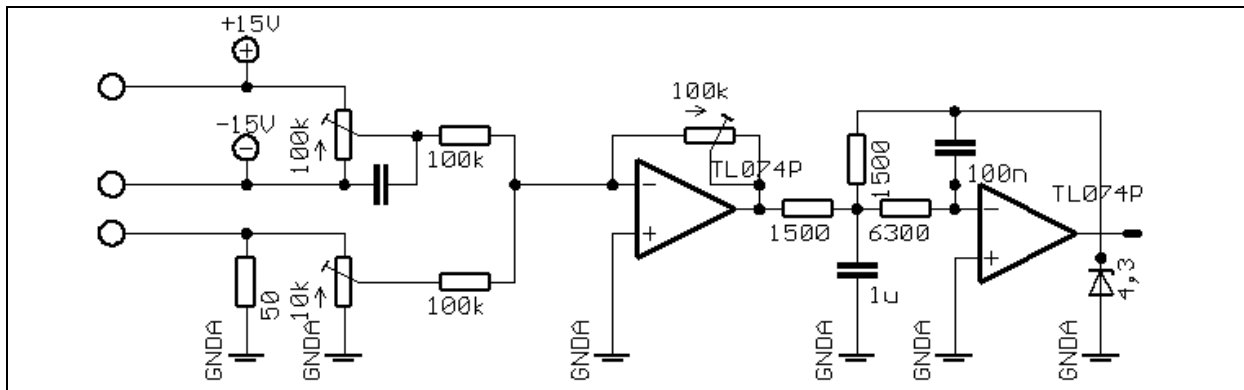


Abbildung 39: schematische Darstellung der Signalkonditionierung für einen Kanal

Der gesamte Schaltplan und das Layout der Ansteuerungselektronik ist als Anhang am Ende dieser Arbeit zu finden.

4.5 Schutzfunktionen.

Damit eine Fehlfunktion der Ansteuerungselektronik oder der Regelung die Leistungselektronik nicht beschädigen kann, werden alle durch den A/D-Wandler aufgenommenen Werte auf Grenzwerte überprüft. Tritt eine Überspannung, ein Überstrom oder eine zu hohe Temperatur auf, werden die MOSFETs in den sperrenden Zustand versetzt und jede weitere Ansteuerung eingestellt. Nachdem ein Fehler aufgetreten ist, wird durch eine CAN-Bus Nachricht die Art des Fehlers signalisiert und der Prozessor versetzt sich in einen permanenten Leerlauf-Zustand.

Die Realisierung der Schutzfunktion durch Softwarecode ist für Anwendungen hoher Leistungen nicht die optimale Lösung. Durch eine falsche Ansteuerung können innerhalb von Mikrosekunden Transiente Strom und Spannungsspitzen entstehen, die den Spannungswandler zerstören können. Eine schnellere Erkennung von Fehlerzuständen würde für einen besseren Schutz der Leistungselektronik sorgen. Eine schneller Fehlererkennung ist aber nur durch ein analoges Schaltnetz zu ermöglichen. Ergänzend zur Signalkonditionierung ist es sinnvoll eine System von Komparatoren zu entwerfen, welches die Wertebereiche der Größen des Spannungswandlers überwacht und im Fehlerfall die Treiberschaltung deaktivieren kann.

4.6 Regelung

Der Spannungswandler besitzt drei²³ Betriebsmodi. Erstens, als Abwärtswandler für das Laden der Doppelschichtkondensatoren. Zweitens, als Aufwärtswandler um die Entladungskennlinie konstant zu halten. Drittens, der Wandler ist inaktiv und es findet nur eine Datenerfassung statt. Dementsprechend existieren zwei Regelungen. Während der Ladung der Doppelschichtkondensatoren wird der Lade-
strom (Eingangstrom) auf einen Sollwert geregelt bis die Ladespannung erreicht wurde. Während der Entladung der Doppelschichtkondensatoren, wird die Ausgangsspannung auf die nominelle Spannung des Zwischenkreises geregelt, bis die Doppelschichtkondensatoren entladen sind. Die Wahl des Betriebsmodus erfolgt durch eine CAN-Nachricht, die ein Kontrollbit in dem Regelungskontrollregister setzt. Die Regelungsroutine wird jede 2 ms, sofort nach der Datenerfassung und der Schutzfunktion aufgerufen.

Für die Regelung des Auf/Abwärtswandlers ist es theoretisch erforderlich, das Pulsbreitenverhältnis von 0 bis 100% einstellen zu können. In der Realität erfordern aber die Halbleiter mindestens eine Mikrosekunde Schaltzeit. Die Treiberschaltungen benötigen wegen den integrierten Ladungspumpen ebenfalls ungefähr die gleiche Zeit um die Spannung für den oberen MOSFET aufzubauen. Das bedeutet, dass bei einer Schaltfrequenz von 31250 Hz bzw. einer Schaltperiode von 32 μ s, die Ansteuerung der PWM nur von 4% bis 96% stattfinden kann. Die obere Grenze (96%) der Pulsbreitenansteuerung ist nicht kritisch, weil sie nur die minimale Eingangsspannung und den maximalen Ladestrom beeinflussen kann. Diese Werte sind schon durch den Entwurf begrenzt. Die untere Grenze der Pulsbreitenansteuerung wird für den Laderegler kritisch, wenn sich der Istwert in der Nähe der Ladeschlussspannung befindet. Je näher der Istwert der Ladeschlussspannung kommt, desto schmaler sollte die Pulsbreite werden. Ist die Zwischenkreisspannung aber keine 3% höher als die Ladeschlussspannung, wird die Ladeschlussspannung nicht erreicht, wenn die Pulsbreite nicht kleiner als 3% werden kann. Ein ähnliches Phänomen tritt während der Entladung auf. Ist die Differenz der Ein- und Ausgangsspannung nur gering, ist ein kleines Pulsbreitenverhältnis gefordert. Um diese Problematik zu umgehen, also das Pulsbreitenverhältnis zu verringern, wird in beiden Fällen auf eine höhere Schaltfrequenz umgeschaltet. Die absolute minimale Pulsbreite bleibt zwar die gleiche, aber das Pulsbreitenverhältnis verringert sich. Eine höhere Frequenz bei gleichbleibender Größe der Induktivität ist nur bei niedrigen Strömen möglich, was in beiden Fällen zu erwarten ist. Wird eine Pulsbreite von 5% erreicht, wird die Schaltfrequenz auf ein achteil reduziert. Wird eine Pulsbreite von 10% erreicht, wird die Schaltfrequenz auf das achtfache erhöht. Insgesamt existieren drei Frequenzabstufungen:

1. 31250 Hz (normale Schaltfrequenz)
2. 3906,25 Hz
3. 488,28125 Hz

Der aktuelle Frequenzbereich wird durch eine unabhängige Routine zwischengespeichert. Die Frequenzänderung ist für die nachfolgenden Regelalgorithmen transparent.

4.6.1 Ladung der Doppelschichtkondensatoren

Ist das Bit für die Ladung der Doppelschichtkondensatoren im Regelungskontrollregister gesetzt, dann wird der Regelungsalgorithmus der Laderegelung aufgerufen. Als erstes, wird überprüft, ob nicht die Ladeschlussspannung der Doppelschichtkondensatoren erreicht ist. Wurde die Ladeschlussspannung erreicht, wird die PWM deaktiviert und das „Lade“-Bit im Regelungskontrollregister zurückgesetzt. Ist die Ladeschlussspannung der Doppelschichtkondensatoren noch nicht erreicht, dann befindet sich der Spannungswandler im Ladebetrieb. Der aktuelle Stromfluss wird aus dem Speicherbereich ausgelesen und es wird die Differenz zu dem Sollwert gebildet. Das Fehlersignal und ein einfacher Zweipunktregler bestimmen die neue Pulsbreite, mit der der „Buck/Boost-Converter“ angesteuert wird. Der Sollwert ist ein digitaler „unsigned 8 bit“ Wert mit einem „Offset“ von 100 Einheiten. Der Sollwert ist im EEPROM gespeichert und wird im SRAM nach der Initialisierung des μ C zwischengespeichert. Es

²³ Mit einer bestimmten Befehlsfolge über den CAN-Bus, kann ein weiterer Betriebsmodus erreicht werden, in dem der Spannungswandler mit einer konstanten PWM angesteuert wird.

existiert die Option, den Wert entweder permanent oder bis zu der nächsten Initialisierung über den CAN-Bus zu ändern.

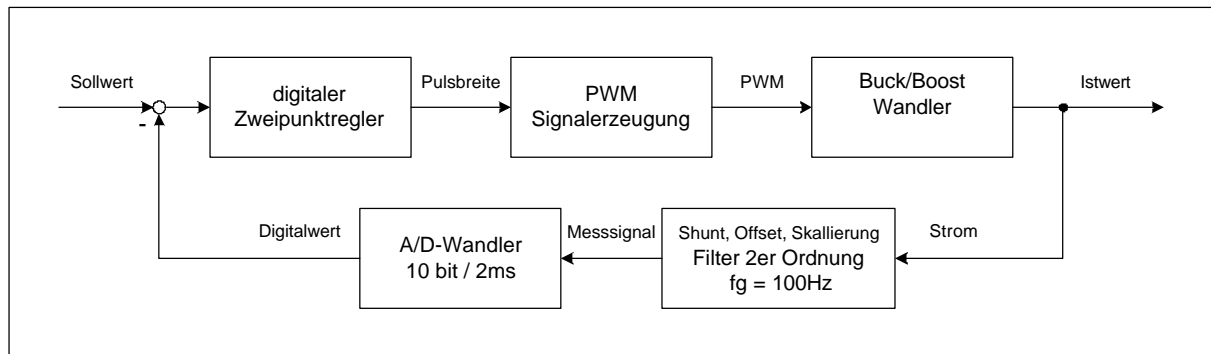


Abbildung 40: Laderegelung des Auf/- Abwärtswandlers

4.6.2 Entladung der Doppelschichtkondensatoren

Ist das Bit für die Entladung der Doppelschichtkondensatoren im Regelungskontrollregister gesetzt, wird der Regelungsalgorithmus der Entladeregelung aufgerufen. Als erstes wird überprüft, ob nicht die minimale Spannung der Doppelschichtkondensatoren erreicht ist. Wurde die minimale Spannung erreicht, wird die PWM deaktiviert und das „Entlade“-Bit im Regelungskontrollregister zurückgesetzt. Der Regelalgorithmus der Entladung unterscheidet sich vom Aufbau her nicht sehr von dem Regelalgorithmus der Ladung. Es wird die aktuelle Spannung eingelesen und in einen digitalen Wert gewandelt. Der gespeicherte Wert wird von dem Sollwert subtrahiert. Der Zweipunktregler entscheidet ob und in welche Richtung die Pulsbreite verändert werden muss. Gleichzeitig wird überprüft, ob nicht der maximale zulässige Strom erreicht wurde. Auch wenn der Ausgangsspannungsregler das Pulsbreitenverhältnis erhöhen würde, kann das nicht passieren, falls der maximale Strom erreicht worden ist. Der Sollwert der Ausgangsspannung und der Wert für die Strombegrenzung sind im EEPROM gespeichert und werden während der Initialisierung in dem SRAM zwischengespeichert. Es ist möglich diese Werte permanent oder vorübergehend über den CAN-Bus zu ändern.

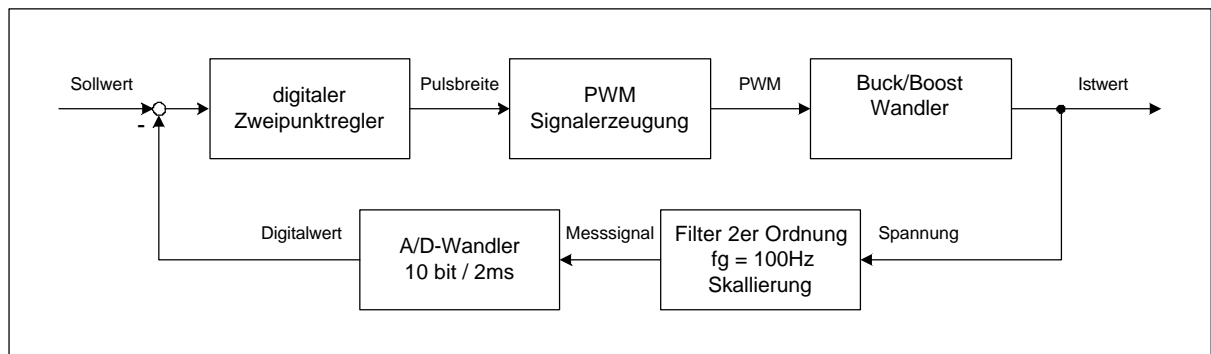


Abbildung 41: Entladeregelung des Auf/- Abwärtswandlers

Die Regelungsalgorithmen werden durch eine CAN-Bus Nachricht aktiviert, und deaktivieren sich selbstständig nachdem ihre Aufgabe erfüllt ist. Sie können aber auch durch eine erneute CAN-Bus Nachricht manuell deaktiviert werden. Trifft eine Nachricht zur Aktivierung eines Reglers ein, so wird zunächst das Pulsbreitenregister mit der optimalen Pulsbreite initialisiert. Die optimale Pulsbreite wird anhand dem aktuellen Spannungsverhältnis durch einen komplexen Algorithmus errechnet. Durch die Initialisierung mit dem optimalen Pulsbreitenverhältnis, bevor der Regler aktiviert wird, können unerwünschte Überregelungen vermieden werden.

4.7 Kommunikation

Die Aufgabenstellung sieht vor, dass eine CAN-Bus Schnittstelle in das Ansteuerungssystem integriert werden muss. Diese Kommunikationsschnittstelle ist erforderlich, da der Spannungswandler für ein modulares System vorgesehen ist, dessen Module über das CAN-Bus-Protokoll miteinander kommu-

nizieren. Die Schnittstelle ist einerseits für eine Datenerfassung vorgesehen und andererseits für die Fernsteuerung der Regelungsparameter und der Betriebsmodi des Spannungswandlers.

4.7.1 Der CAN Bus

Der CAN Bus (Controller Area Network) ist ein von der Robert BOSCH GmbH eingeführtes Echtzeit-Feldbussystem. Es eignet sich gut für modulare Systeme in mobilen Anwendungen und hat sich auf dem Markt als Quasistandard etabliert. Der CAN-Bus basiert auf einer seriellen Übertragung der Daten und nutzt als gemeinsames Übertragungsmedium eine zweiadrige, verdrehte Signalleitung. Das CAN-Bus-Protokoll deckt die zwei unteren Schichten des OSI-ISO Referenzmodells ab. Ab der Spezifikation 2.0B bietet das CAN-Bus-Protokoll einen Adressraum von 29-Bit und unterschiedliche Bitraten bis zu 1 Mbit/s.

4.7.2 Eigenschaften des CAN Bus Protokolls

Die Eigenschaften des CAN-Bus-Protokolls können wie folgt aufgezählt werden:

- **Priorität der Nachrichten:** Jeder Nachricht mit einer unterschiedlichen Zieldresse wird auch eine individuelle Priorität zugeordnet.
- **Latenzzeiten:** Es werden durch das Protokoll maximale Latenzzeiten garantiert, so dass ein Echtzeit-Betrieb möglich ist.
- **Multicast:** Es existiert die Möglichkeit eine Nachricht an mehrere Empfänger gleichzeitig zu senden..
- **Konsistenz:** Das Protokoll garantiert systemweite Konsistenz aller übertragenen Daten.
- **Multimaster:** Das Protokoll ist ein sogenanntes „Multimaster“-System. Das bedeutet, dass unterschiedliche Busteilnehmer den Bus verwalten können und es somit zu keinem Ausfall der Busverwaltung kommen kann.
- **Fehlerbehandlung:** Das Fehler-Management des CAN-Busses umfasst: Fehlerüberwachung, Fehler-Signalisierung, Fehler-Vermeidung und die Unterscheidung von Übertragungsfehlern und permanenten Fehlern innerhalb einer Komponente. Zusätzlich wird noch die Isolierung von fehlerhaften Komponenten unterstützt, so dass die Kommunikation auf dem Bus durch fehlerhafte Teilnehmer nicht beeinflusst wird.
- **Wiederholung:** Fehlerhafte Nachrichten werden automatisch erneut übertragen, sobald der Bus genügend Bandbreite zur Verfügung hat.

Schichten Struktur

Das CAN-Bus-Protokoll ist in drei Schichten unterteilt:

- Die Physikalische Schicht definiert, wie Signale auf dem physikalischen Medium übertragen werden (Signalform) und wie die genauen zeitlichen Abläufe stattzufinden haben. Es ist vorgesehen, dass man kleinere Anpassungen vornehmen kann, um die Signalform für die jeweilige Applikation zu optimieren.
- Die Übertragungs-Schicht ist für das „Bit Timing“, die Synchronisation, die „Arbitration“, das „Message Framing“, Bestätigungen und für die Vermeidung von Fehlern und deren Signalisierung zuständig.
- Die „Objekt-Schicht“ begrenzt sich auf Filterung und auf Statusmeldungen.

4.7.3 CAN Bus Hardware

Der ATmega163 Mikrokontroller verfügt nicht über eine integrierte CAN-Bus Schnittstelle, es muss also eine Schnittstelle als Peripheriebaustein hinzugefügt werden. Die CAN-Schnittstelle wird durch zwei integrierte Bausteine realisiert. Ein Baustein, der als „CAN Controller“ bezeichnet wird, beinhaltet den „object layer“, den „transfer layer“ und die Schnittstelle zum Mikroprozessor. Der zweite Baustein, der „CAN-Bus Transceiver“, enthält die physikalische Schicht. Die Auswahl an solchen Bausteinen ist relativ begrenzt.

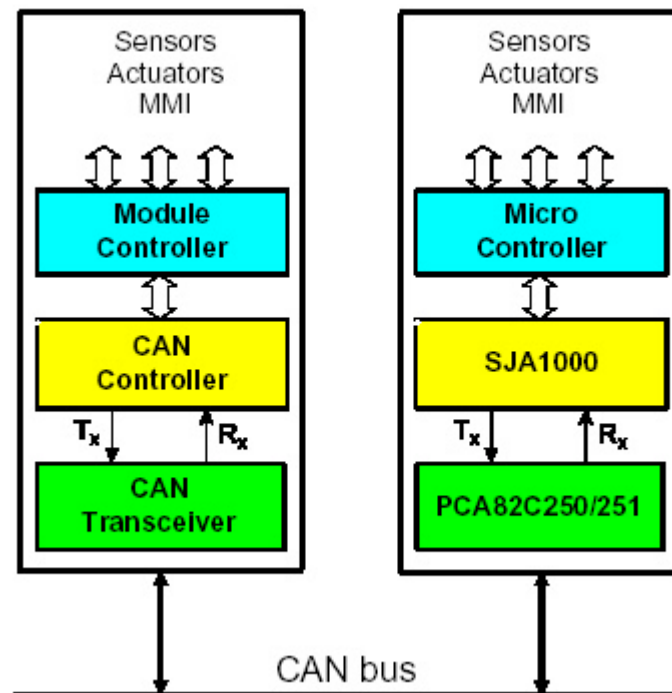


Abbildung 42: Schichten Struktur der CAN-Bus Hardware

Für diese Anwendung wurden als CAN-Controller Baustein der SJA1000 gewählt und als Transceiver-Baustein der PCA82C251. Der SJA1000 wird einerseits mit dem ATmega163 verbunden, und andererseits mit dem PCA82C251.

Der CAN Bus Controller SJA 1000ä

Der SJA1000 von dem Hersteller Philips Semiconductors, unterstützt zwei Betriebsmodi. Der „Basic“ Modus ist für den Betrieb in einem CAN-Bus-System das nach der Spezifikation 1.2 arbeitet und unterstützt nur 11-Bit Adressen. Der „Pelican“ Modus unterstützt aktiv die CAN 2.0B Spezifikation. Das bedeutet, dass der SJA1000 CAN-Bus-Nachrichten mit 29-Bit Adressen empfangen und senden kann. Zusätzlich bietet der „Pelican“-Modus eine flexibel konfigurierbare Filtereinheit und größere FIFOs für das Mikrocontroller Interface.

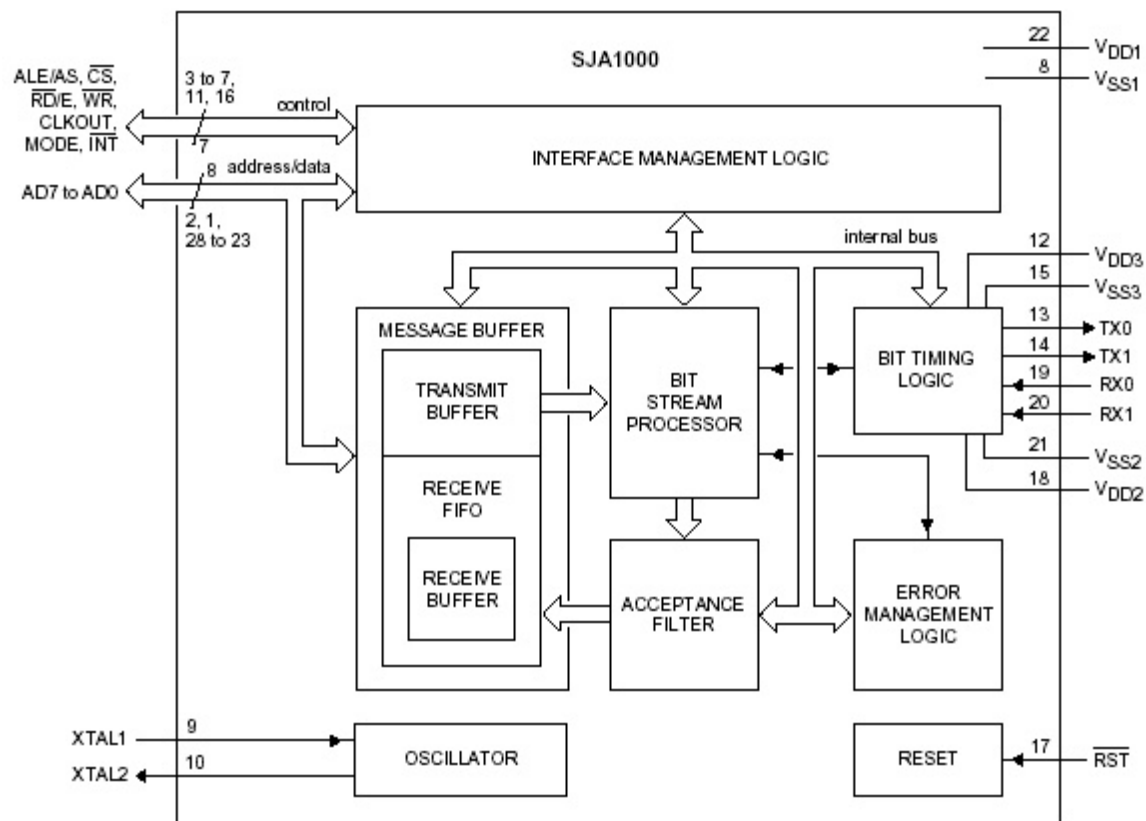


Abbildung 43: Blockschaltbild des SJA1000ä

Der Transceiver Baustein PCA82C251™.

Die Aufgabe des Transceivers bzw. der physikalischen Schicht ist es, den oberen Schichten einen Bittransparenten Zugriff auf den Bus zu gewährleisten. Der Transceiver-Baustein empfängt von dem Controller Baustein einen logischen seriellen Datenstrom und wandelt diesen in das differentielle CAN-Bus-Signal um. Weiterhin kontrolliert der Controller die Steilheit der differentiellen Signale, um die EM-Strahlung zu minimieren. Der Transceiver ist gegen hohe transiente Spannung geschützt und auch kurzschlussicher gegen die Versorgungsspannung und der Masse. Der Transceiver-Baustein sorgt dafür, dass ein abgeschaltetes Modul, das aber noch ein Busteilnehmer ist, die Kommunikation auf dem Bus nicht stört.

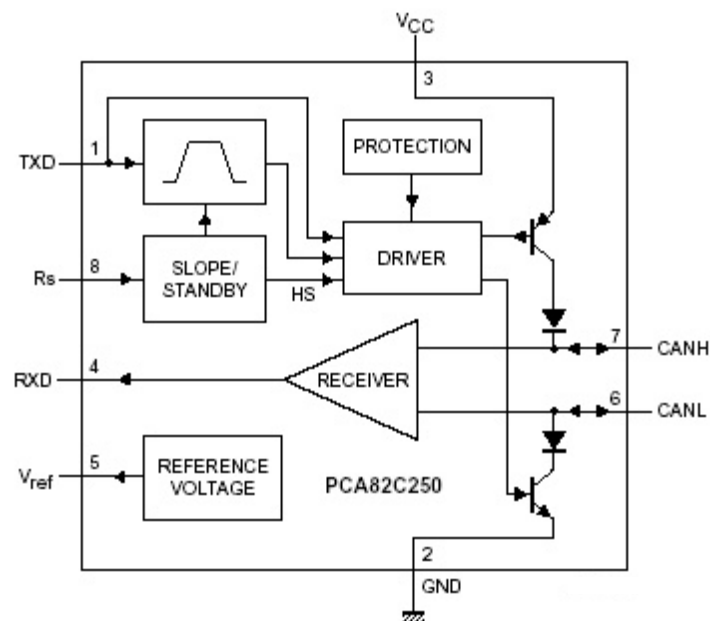


Abbildung 44: : Blockschaltbild des PCA82C251

Stromversorgung und galvanische Trennung

Der CAN Bus sieht kein explizites Strommanagement wie z.B. der USB²⁴ Bus vor. Dennoch wird in der Praxis parallel zu den Signalleitungen eine 5V Spannungsversorgung verlegt, die für die Versorgung der Transceiver-Bausteine gedacht ist.

Aus unterschiedlichen Gründen, sei es auch nur zur Sicherheit, kann es notwendig sein, den CAN-Bus vom restlichen System zu entkoppeln. Die beste Methode, eine galvanische Trennung zu erreichen, ist die Einführung von zwei Optokopplern zwischen CAN-Bus-Controller-Baustein und Transceiver-Baustein. Es müssen nur die TX und RX Leistungen entkoppelt werden. Die Signalleitungen sind unidirektional und arbeiten mit Logikpegeln, daher ist die galvanische Trennung nicht kompliziert. Möchte man noch die Spannungsversorgung des Transceiver-Bausteins „anzapfen“, ist noch ein potentialtrennender Spannungswandler notwendig.

²⁴ Universal Serial Bus

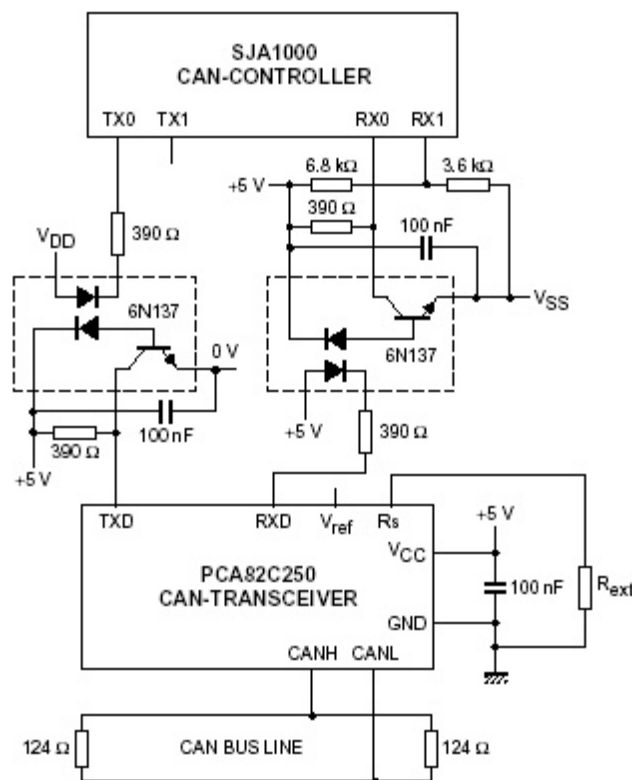


Abbildung 45: Schaltplan der CAN-Bus Hardware mit Potentialtrennung

4.7.4 Hardwareschnittstelle zum Mikroprozessor

Der SJA1000 stellt eine parallele Schnittstelle zur Verfügung. Diese kann entweder für den Betrieb an einem Intel kompatiblen Adressdatenbus konfiguriert werden, oder für den Betrieb an einem Motorola Adressdatenbus. Sowohl der Adressbus als auch der Datenbus sind 8-Bit breit. Für die Auswahl der Adresse (des Bausteins) ist noch eine zusätzliche „Chip Select“-Steuerleitung vorgesehen. Für die Unterscheidung von Daten und Adressen ist die „Address Latch Enable“-Steuerleitung vorgesehen. Wenn diese aktiv ist bedeutet es, dass eine Adresse auf dem Bus liegt. Für den Intel kompatiblen Modus existiert für das Lesen des Busses eine „Read“-Steuerleitung, und für das Schreiben des Busses eine „Write“-Steuerleitung. Die genauen Daten und die Timing-Diagramme, kann man im Datenblatt des Bausteins nachlesen [26]. Zusätzlich existiert eine Interrupt-Leitung mit der vom CAN-Controller eine ankommende Nachricht signalisiert werden kann und eine Reset-Steuerleitung über die der CAN-Controller zurückgesetzt werden kann. Die Kommunikation über die Parallele-Schnittstelle wird ausschließlich von dem ATmega163 kontrolliert. Der SJA1000 kann nur auf Befehle reagieren, die von dem Mikrocontroller kommen. Die einzige Ausnahme bildet die Interrupt Leitung die individuell konfiguriert werden kann.

Leider verfügt der ATmega163 über keinen Intel oder Motorola kompatiblen Datenbus und deshalb, muss die parallele Schnittstelle durch Software an den verfügbaren Ein- /Ausgängen emuliert werden. Der 8 Bit Adressdatenbus wird an PORT C des ATmega163 angeschlossen. Die Reset-Leitungen der beiden Controllern werden miteinander verbunden und der Interrupt Ausgang des SJA1000 wird an den Interrupt-Eingang „INT1“ (PD.3) des ATmega163 angeschlossen. Die verbleibenden Steuerleitung können mit beliebigen Ausgängen des μ Cs verbunden werden.

4.7.5 Softwareschnittstelle zum Mikroprozessor

Im Normalfall unterstützen die Mikrocontroller entweder einen Intel oder einen Motorola Adressdatenbus. Dadurch erscheinen die Register des SJA als Speicherbereich des Mikrocontrollers (memory

mapped). Falls solch eine Schnittstelle vorhanden ist, vereinfacht sich der Zugriff auf den SJA1000, weil die CAN-Instruktionen nur noch Speicherbefehle des μ Cs sind.

Da der ATmega163 keine Speicherschnittstelle (Adressdatenbus) zur Verfügung stellt, muss die Software das Verhalten einer solchen Schnittstelle emulieren. Das bedeutet, dass Routinen erstellt werden müssen, die das Lesen und das Schreiben von Registern des SJA1000 erlauben.

Routinen zum Lesen und Schreiben von Registern des SJA1000

Um ein Register des SJA 1000 zu lesen, muss der ATmega163 die Adresse des zu lesenden Registers auf den Bus legen und dem SJA1000 mitteilen, dass eine Adresse auf dem Bus liegt (ALE) die er lesen soll. Nach einigen Nanosekunden muss der ATmega163 das Adresssignal wieder deaktivieren, den Bus für den SJA freigeben, Ausgangsleitungen in Eingangsleitungen umschalten, und dem SJA1000 signalisieren (RD), dass er bereit ist die Daten anzunehmen. Der SJA setzt die Daten des zuvor Adressierten Speicherbereiches auf den Bus. Der ATmega163 muss die Daten einlesen und in einem vorgesehenen Bereich speichern.

Ein Register des SJA1000 zu beschreiben ist etwas leichter. Der ATmega163 muss die Adresse des zu schreibenden Registers auf den Bus legen, dem SJA1000 mitteilen, dass eine Adresse auf dem Bus liegt (ALE) die er lesen soll. Nach einigen Nanosekunden, muss der ATmega163 das Adresssignal wieder deaktivieren, die zu schreibenden Daten auf den Bus legen, und dem SJA1000 mitteilen, dass er diese Daten für die aktuelle Adresse übernehmen soll (WR).

Aus der Beschreibung der Routinen wird klar, dass der ATmega163 für das Schreiben, die Adresse und die Daten für das Register als Ausgangsparameter haben muss. Für das Lesen eines Registers ist die Adresse als Ausgangsparameter und die Daten als Eingangsparameter zu betrachten.

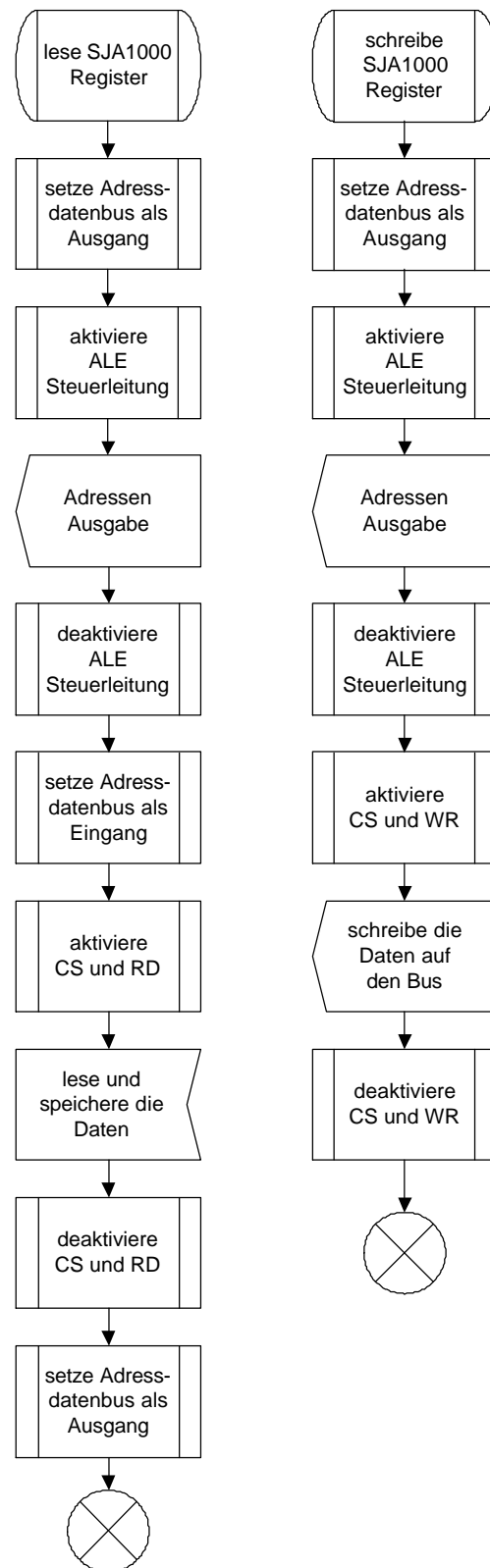


Abbildung 46: Flussdiagramme der Lese- und Schreiberoutinen

Initialisierung des SJA1000

Die Initialisierung des SJA1000 findet sofort nach der Initialisierung des ATmega163 statt so, dass die Kommunikation sofort verfügbar ist. Während der Initialisierung müssen folgende Register beschrieben werden:

- Das „mode“ Register. Es legt fest, nach welchen Kriterien die ankommenden CAN-Nachrichten gefiltert werden sollen, bzw. in welcher Betriebsart die Filter laufen sollen.
- Das „clock divider“ Register. Es legt fest in welchem Betriebs Modus (Basic oder Pelican™) der SJA1000 laufen soll.
- Die „acceptance“ Register. Sie legen die Werte der Filter-Masken fest, nach den die „Identifier“ der ankommenden Nachrichten gefiltert werden sollen. Die Bedeutung dieser Register ist abhängig von der Konfiguration des „Mode“ Registers.
- Die „bus timing“ Register. Sie legen die Übertragungsgeschwindigkeit auf dem CAN-Bus fest.
- Das „output control“ Register. Es definiert das genaue Verhalten der TX Ausgangsleitungen.

Weitere Details über die Initialisierung und Konfiguration der Register des SJA1000 finden Sie unter [26],[27] und [28].

Senden und Empfangen von Nachrichten

Das Senden und Empfangen der Nachrichten von dem ATmega163 findet nur statt, wenn der Mikrokontroller gerade nicht damit beschäftigt ist Daten zu erfassen oder die PWM-Signale zu generieren. Um eine Nachricht zu versenden, schreibt der ATmega163 den Nachrichtenkopf und die zu sendenden Daten in den Empfangs FIFO des SJA1000. Sind alle Daten von ATmega163 zum SJA1000 übertragen, setzt der ATmega163 ein Befehlsbit, welches das Senden einer Nachricht auslöst. Das Versenden der Nachricht über den CAN-Bus übernimmt dann vollständig der SJA1000 und signalisiert die erfolgreiche Übertragung mit einem Bit in seinem Statusregister. Für das Empfangen einer Nachricht gibt es diverse Möglichkeiten. Entweder löst der SJA1000 bei einer ankommenden Nachricht einen Interrupt aus, auf den der ATmega163 reagieren kann oder der ATmega163 kontrolliert periodisch, ob eine Nachricht angekommen ist (polling). Für diese Anwendung des Spannungswandlers kontrolliert der ATmega163 periodisch, ob sich eine Nachricht in dem Empfangspuffer des SJA1000 befindet. Falls eine Nachricht da ist, wird sie ausgelesen und bearbeitet.

4.8 Befehle und Funktionen

Die Ansteuerungselektronik kann insgesamt 32 Nachrichten empfangen und 32 Nachrichten senden. Für den Betrieb des Spannungswandlers sind nicht alle 32 notwendig. Alle Nachrichten sind ausführlich im Dokument „CAP-CAN Anwendungsschicht“ beschrieben, welches als Anhang an diesem Dokument zu finden ist. Im folgenden werden alle relevanten CAN-Bus Nachrichten kurz aufgezählt. Es existieren zwei Prioritätsstufen und zwei Übertragungsrichtungen. Es wird davon ausgegangen, dass die Ansteuerungselektronik von einem übergeordneten Gerät Befehle empfängt. Dieses Gerät wird als „Master“ bezeichnet. Für die Nachrichten wird das „Simple Frame Format“ verwendet. Die Nachrichten haben eine 11 Bit lange Adresse und können maximal 8 Byte an Nutzdaten übertragen.

4.8.1 Nachrichten vom Mikrokontroller an den Master

Nachrichten hoher Priorität versucht der Spannungswandler nur zu senden, wenn ein Fehler aufgetreten ist. Tritt ein Fehler auf, so werden zuerst die Treiberstufen deaktiviert und danach wird die Nachricht gesendet. Sobald der μC die Nachricht gesendet hat, werden alle Ein- und Ausgänge deaktiviert und der μC wartet in einer Leerlaufschleife. Nachrichten niedriger Priorität dienen dem Transport von den erfassten Daten. Nachrichten niedriger Priorität können entweder von dem Spannungswandler selbst periodisch übertragen werden oder einmalig, nach Aufforderung des Masters.

Nachrichten hoher Priorität (emergency mode)

Die folgenden Nachrichten haben keine Datenbytes:

- Nachricht 0256: Notabschaltung wegen Überstrom
- Nachricht 0258: Notabschaltung wegen Überspannung
- Nachricht 0260: Notabschaltung wegen zu hoher Leistung
- Nachricht 0262: Notabschaltung wegen zu hoher Temperatur
- Nachricht 0270: Quittierung des Notaus Befehls (Reaktion auf Nachricht 0302)

Nachrichten niedriger Priorität (normal mode)

- Nachricht 1281: Reglungstatus
- Nachricht 1282: A/D Wandler Daten Kanal 0 bis 3.
- Nachricht 1283: A/D Wandler Daten Kanal 4 bis 7.
- Nachricht 1284: Status der Abtastrate
- Nachricht 1285: Status des PWM Generators
- Nachricht 1286: Status der Regelungsgeschwindigkeit

4.8.2 Nachrichten von dem Master an den Mikrokontroller

Der Master hat die Möglichkeit, durch einen hoch priorisierten Notaus-Befehl den Spannungswandler innerhalb von wenigen Millisekunden auszuschalten. Ansonsten ist es dem Master möglich, vielfältige Anpassungen vorzunehmen, die für den Einsatz des Spannungswandlers erforderlich sein können.

Nachrichten hoher Priorität (emergency mode)

- Nachricht 0302:Notaus-Befehl an den Mikrokontroller

Nachrichten niedriger Priorität (normal mode)

- Nachricht 1313: Steuerungsregister der Regelung (AN/AUS, Laden./Entladen)
- Nachricht 1314: Steuerungsregister für das einmalige Senden
- Nachricht 1315: Steuerungsregister für das periodische Senden
- Nachricht 1316: Steuerungsregister der Abtastrate
- Nachricht 1317: Steuerungsregister des PWM Generators
- Nachricht 1318: Steuerungsregister der Regelungsgeschwindigkeit
- Nachricht 1321: Wie Nachricht 1313, Änderungen werden im EEPROM gespeichert
- Nachricht 1323: Wie Nachricht 1315, Änderungen werden im EEPROM gespeichert
- Nachricht 1324: Wie Nachricht 1316, Änderungen werden im EEPROM gespeichert
- Nachricht 1325: Wie Nachricht 1317, Änderungen werden im EEPROM gespeichert
- Nachricht 1326: Wie Nachricht 1318, Änderungen werden im EEPROM gespeichert
- Nachricht 1327: RESET Befehl für die Ansteuerungselektronik

Die Nachrichten 1321 bis 1326, die eine Speicherung im EEPROM des Mikrokontrollers ermöglichen, können nur einmalig innerhalb eines Reset-Zyklus ausgeführt werden. Wird versucht eine dieser Nachrichten mehrfach zu senden, ohne das der μC eine RESET Nachricht bekommen hat, so wird nur die erste Nachricht beachtet. Dieses Verfahren wurde programmiert, um das EEPROM zu schützen, so dass es nicht durch eine Fehlfunktion des Masters (mehrfaches Schreiben) beschädigt werden kann.

5 Messungen

Um die Funktionalität des entworfenen Spannungswandlers zu verifizieren, muss sein elektrisches Verhalten gemessen werden. Der Spannungswandler muss, wie in der Aufgabenstellung gefordert wurde, eine konstante Stromladung und eine konstante Spannungsentladung der Doppelschichtkondensatoren ermöglichen. Da der Spannungswandler mit vielen Datenerfassungsoptionen ausgestattet wurde, ist es relativ einfach, Messungen durchzuführen.

Es wäre sehr interessant, die Messungen während des Betriebs im Gokart zu machen, doch leider ist dies zur Zeit noch nicht möglich. Die Integration des Spannungswandlers in das Gokart macht erst Sinn, wenn die noch fehlenden Komponenten fertiggestellt wurden. Zur Zeit fehlt es noch an der Möglichkeit, die aufgenommenen Daten zu speichern (Bordcomputer) und an einem Antrieb mit Bremsenergie-rückspeisung sowie einem Energiemanagementalgorithmus.

5.1 Messaufbau

Da es zur Zeit nicht möglich ist den Spannungswandler direkt in den Antriebsstrang des Gokarts zu integrieren, wird der Antriebsstrang vorerst nachgebildet. Anstelle eines realen Spannungszwischenkreises eines Fahrzeugs, wird ein Spannungszwischenkreis durch eine Spannungsquelle und eine Stromsenke emuliert. Die Datenspeicherung und die Benutzerschnittstelle (Energiemanagement) werden durch einen mobilen PC mit CAN-Bus Schnittstellenkarte realisiert. Die Spannungsquelle am Zwischenkreis ist für maximal 30V geeignet, aus diesem Grund wird nur ein Doppelschichtkondensatormodul mit 6 Doppelschichtkondensatoren angeschlossen.

In der folgenden Abbildung sind alle Komponenten des Messaufbaus enthalten. Der mobile PC mit der CAN-Bus Karte ist links unten zu sehen, die Ansteuerungselektronik des Spannungswandlers unten in der Mitte und die Leistungselektronik des Spannungswandlers rechts unten. Neben der Leistungselektronik sind drei in Reihe geschaltete Doppelschichtkondensatorenmodule zu erkennen, mit zusätzlichen Datenerfassungsoptionen. Oben mittig befinden sich die Spannungsquelle und die Spannungsenke. Wegen den fehlenden Spannungsquellen und Stromsenken kann leider nicht im vollen Umfang der Spannungsbereich des Spannungswandlers verifiziert werden, sondern nur für eine Nennspannung von 12 Volt.

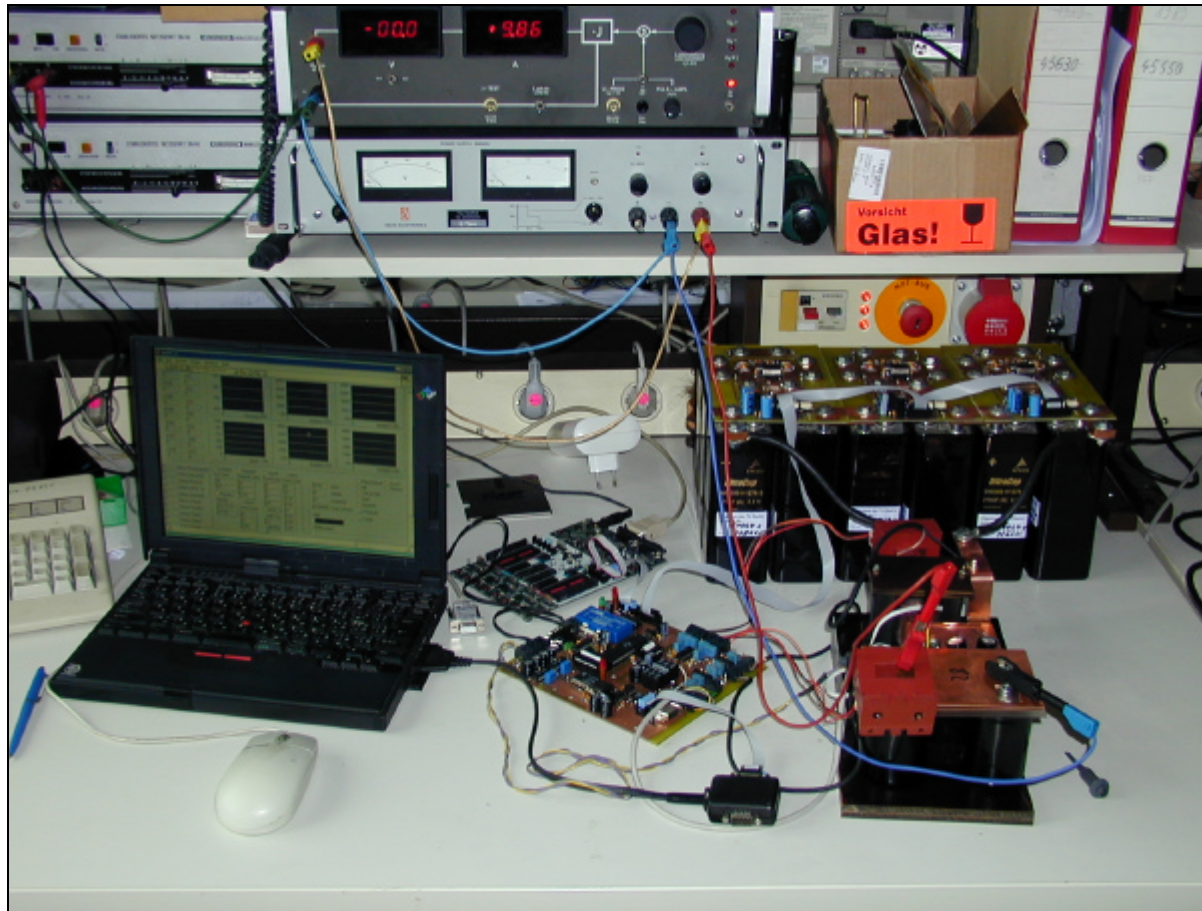


Abbildung 47 Der Messaufbau

5.2 Ladevorgang

Die Doppelschichtkondensatoren werden in einem Fahrzeug geladen, wenn genügend Energie am Zwischenkreis bereitsteht. Ein Ladevorgang wird entweder während einer niedrigen Leistungsentnahme oder während eines Bremsvorgangs eingeleitet. Um diese Situation zu emulieren, wird die Stromsenke ausgeschaltet und die Spannungsquelle am Zwischenkreis auf 15 Volt eingestellt. Die Spannungsquelle liefert einen maximalen Ausgangsstrom von 20 A. Die Konfigurationsparameter für den Ladevorgang werden der Nennspannung von 12 Volt angepasst. Die Ladeschlussspannung wird entsprechend auf 14 Volt eingestellt. Der maximale Ladestrom der Doppelschichtkondensatoren wird auf 10 A eingestellt. Die Doppelschichtkondensatoren sind mit einer minimalen Spannung von 5 Volt geladen.

Die Messung beginnt zu dem Zeitpunkt **19:15:57** und der Ladevorgang wird zu dem Zeitpunkt **19:16:30** manuell initiiert. Der Regelungsalgorithmus beendet um **19:22:30** den Ladevorgang. Die Spannung am Zwischenkreis (U_a) verläuft, wie erwartet, konstant. Die Spannung an dem Doppelschichtkondensatorenmodul (U_e) ist charakteristisch für die Ladung von Doppelschichtkondensatoren mit einem konstanten Strom. Der Strom, der von dem Zwischenkreis in den Spannungswandler fließt (I_a), ist proportional zu dem Transformationsverhältnis des Spannungswandlers. Desto näher die Spannung der Doppelschichtkondensatoren an die Spannung des Zwischenkreises kommt, desto mehr gleicht sich auch der Strom aus dem Zwischenkreis, dem Strom der in die Doppelschichtkondensatoren fließt an.

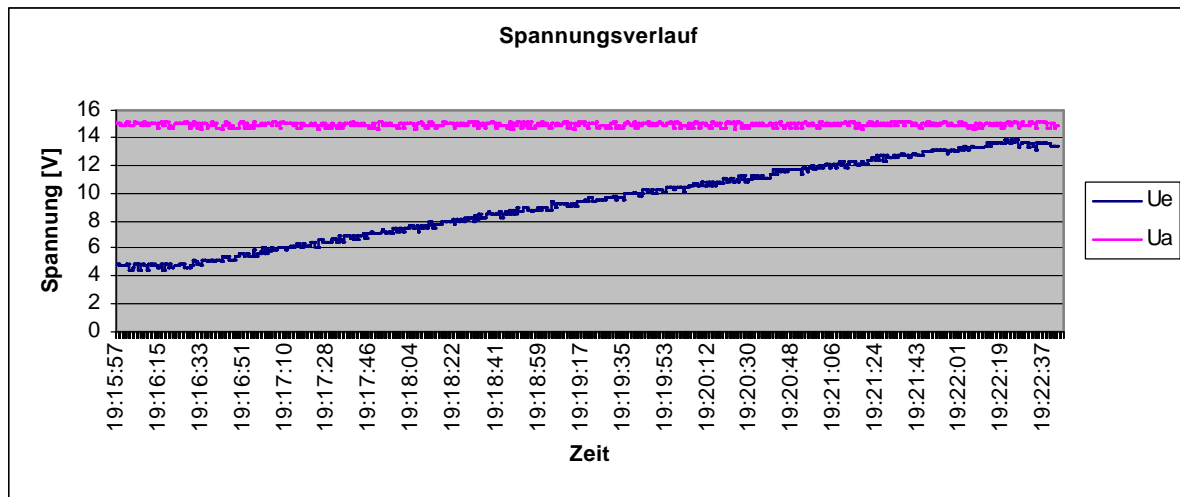


Abbildung 48: Spannungsverlauf der Ein- und Ausgangsspannung des Spannungswandlers während der Ladung

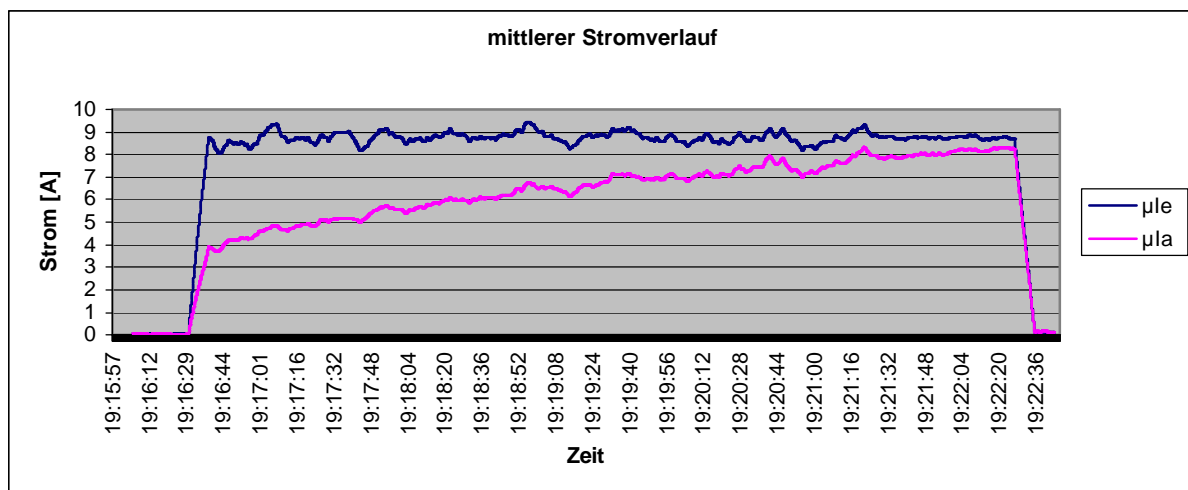


Abbildung 49: Stromverläufe des Ein- und Ausgangsstroms des Spannungswandlers während der Ladung

Aus dem Spannungsverlauf und aus dem Stromverlauf an dem Spannungswandler lässt sich durch Multiplikation die Eingangsleistung (P_e) und Ausgangsleistung (P_a) errechnen. Die maximale Leistung während der Ladung beträgt 120 Watt. Aus den Verläufen der Leistungen, lässt sich für die Ladung der Wirkungsgrad herleiten. In den folgenden Abbildungen erkennt man, dass der Wirkungsgrad abhängig von dem Transformationsverhältnis ist. Je höher das Transformationsverhältnis, desto geringer wird der Wirkungsgrad. Der Wirkungsgrad befindet sich zwischen 75% und 95%. Der Temperaturverlauf an dem Spannungswandler ist bei dieser Messung nicht repräsentativ. Vermutlich war der Spannungswandler vor der Messung nicht im Betrieb, so dass sich das Temperaturverhalten nicht im quasistationären Zustand befand. Lediglich am Ende der Ladung (19:21:10) kann man einen Temperaturabfall im Zusammenhang mit dem höheren Wirkungsgrad feststellen. Die Wärmeentwicklung ist so gering, dass man abschätzen kann, dass es möglich ist, noch ein Vielfaches an Leistung mit diesem Spannungswandler zu transformieren.

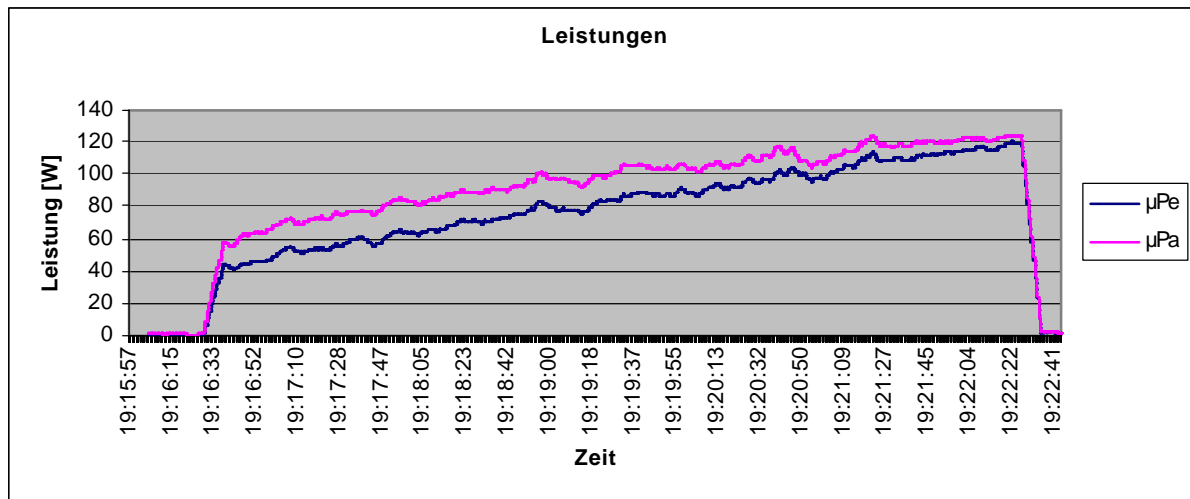


Abbildung 50: Leistungsverläufe der Ein- und Ausgangsleistung des Spannungswandlers während der Ladung

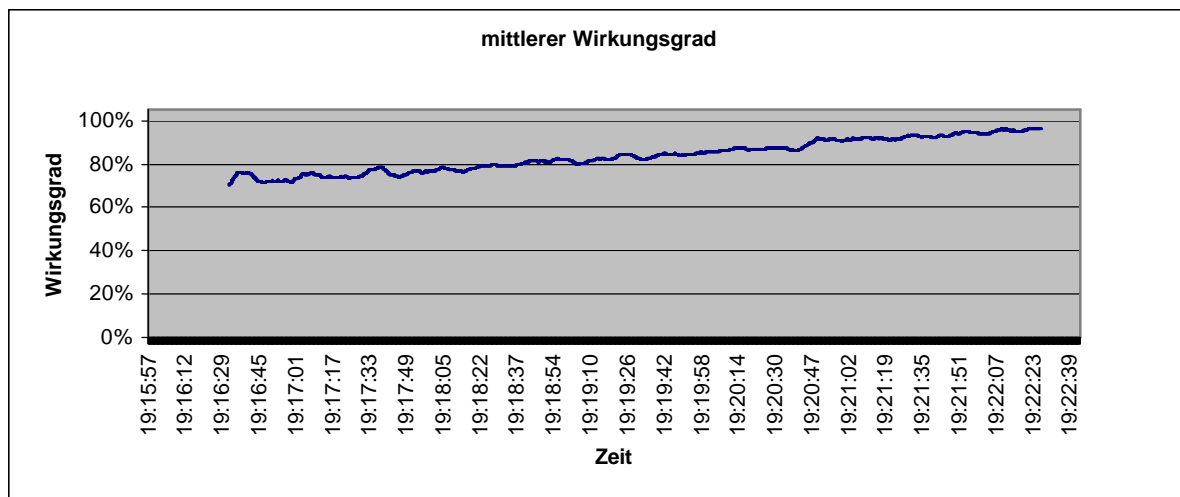


Abbildung 51: mittlerer Wirkungsgrad des Spannungswandlers während der Ladung

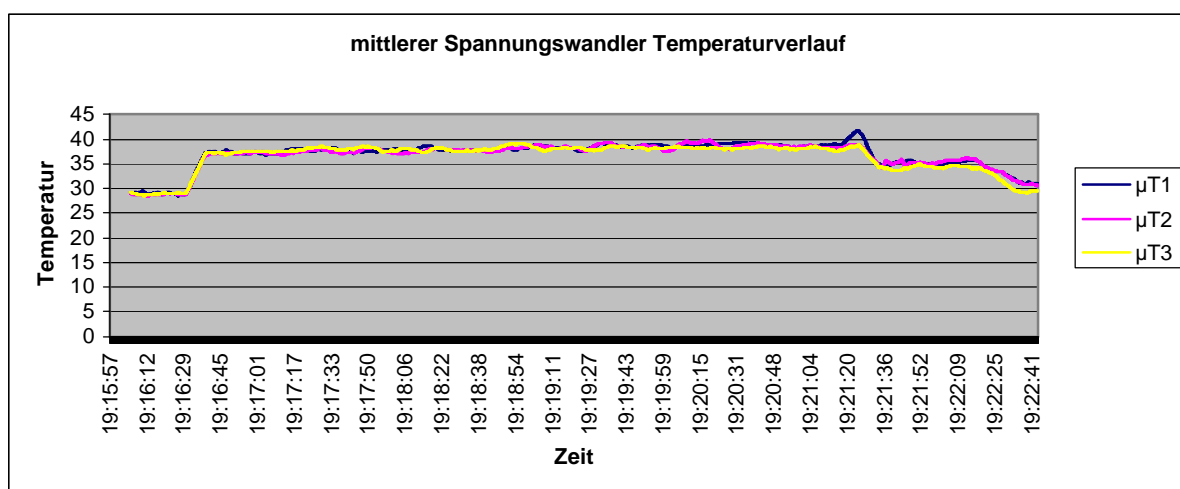


Abbildung 52: Temperaturverlauf des Spannungswandlers während der Ladung

5.3 Entladevorgang

In der Regel findet eine Entladung der Doppelschichtkondensatoren statt, wenn ein hoher Leistungsbedarf am Spannungszwischenkreis auftritt. In Elektrofahrzeugen passiert so etwas bei einem Beschleunigungsvorgang. Um diesen Zustand zu emulieren, wird die Spannungsquelle abgeschaltet und die Stromsenke kurz nach dem Beginn der Messung angeschaltet, so dass am Zwischenkreis nur die Spannung der Doppelschichtkondensatoren anliegt. Die Stromsenke wird für einen Laststrom von 3A eingestellt. Der Regelungsparameter des Spannungswandlers werden für eine Entladungsspannung von 14 Volt eingestellt, die auf einen maximalen Entladungsstrom von 10 A begrenzt wird.

Die Messung beginnt zu dem Zeitpunkt **19:29:31**. Der Spannungswandler empfängt den Befehl zum entladen. Der Spannungswandler reagiert mit einem leichten Überregler in der Zwischenkreisspannung (**U_a**) und hält sie auf dem Spannungsniveau von 14 Volt bis **19:37:14**. Die Spannung an den Doppelschichtkondensatoren ist exponentiell abfallend bis zu dem Zeitpunkt **19:38:40**. Zu dieser Zeit wird die minimale Spannung der Doppelschichtkondensatoren erreicht und die Regelung der Entladung deaktiviert sich selbstständig.

Der Strom, der in den Zwischenkreis (Senke) fließt (**I_a**), ist konstant 3A. Der Strom, der in den Spannungswandler fließt (**I_e**) wächst abhängig von dem Transformationsverhältnis und dem Spannungsverhältnis. Zu dem Zeitpunkt **19:37:15** wird der maximale Entladungsstrom erreicht. Da die Doppelschichtkondensatoren noch nicht die minimale Spannung erreicht haben, versucht der Spannungswandler trotzdem Leistung in den Zwischenkreis zu leiten, auch wenn nicht die gewünschte Spannungsebene eingehalten werden kann.

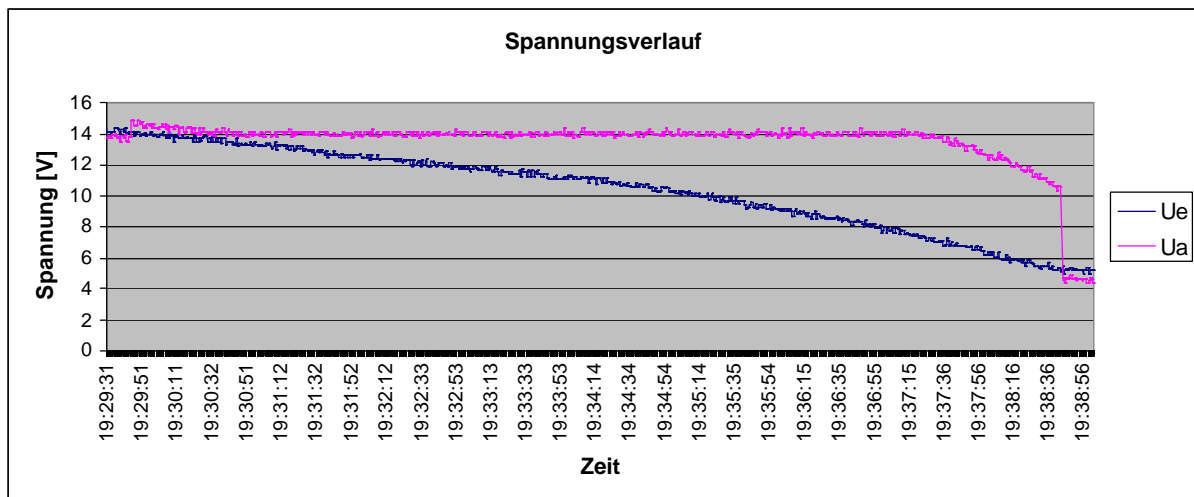


Abbildung 53: Spannungsverläufe des Spannungswandlers während der Entladung

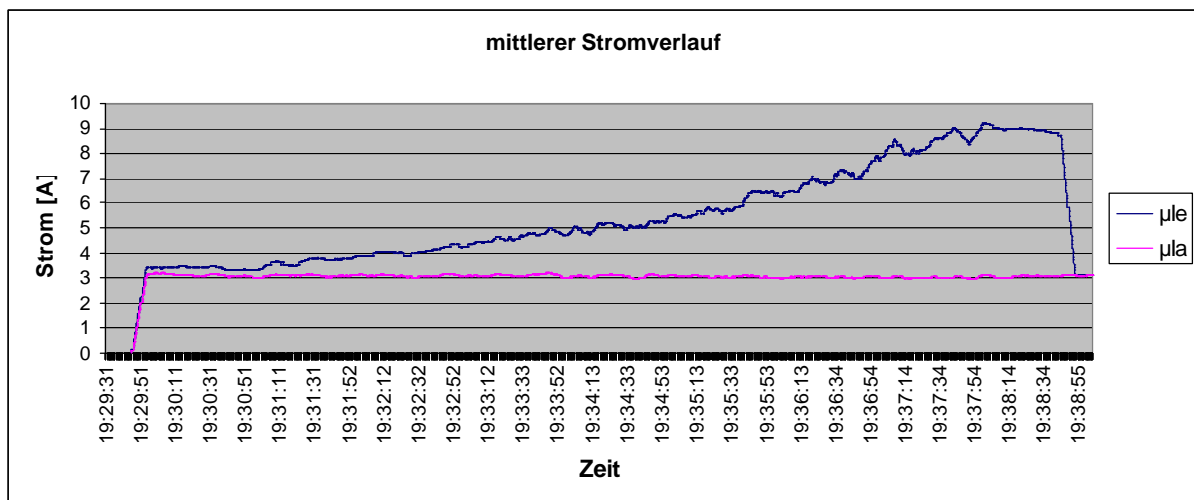


Abbildung 54: Stromverlauf während der Entladung

Wie auch bei der Ladung werden die Leistungsverläufe und der Wirkungsgrad aus den Spannungs- und Stromverläufen errechnet. Da der Laststrom auf nur 3A eingestellt wurde, ist auch die maximale Leistung nur ungefähr 60 Watt. Der Wirkungsgrad zeigt ein ähnliches Verhalten wie bei der Ladung. Der Wirkungsgrad ist abhängig von dem Transformationsverhältnis und von dem Spannungsverhältnis. Der Wirkungsgrad befindet sich während der gesamten Entladung über 70%. An dem Verlauf der Temperaturen des Spannungswandlers, ist eine Abhängigkeit von dem Wirkungsgrad deutlich zu erkennen. Die Verläufe von Wirkungsgrad und Temperaturen, wirken komplementär. Auch bei dieser Messung kann man feststellen, dass sich die Wärmeentwicklung in akzeptablen Grenzen hält.

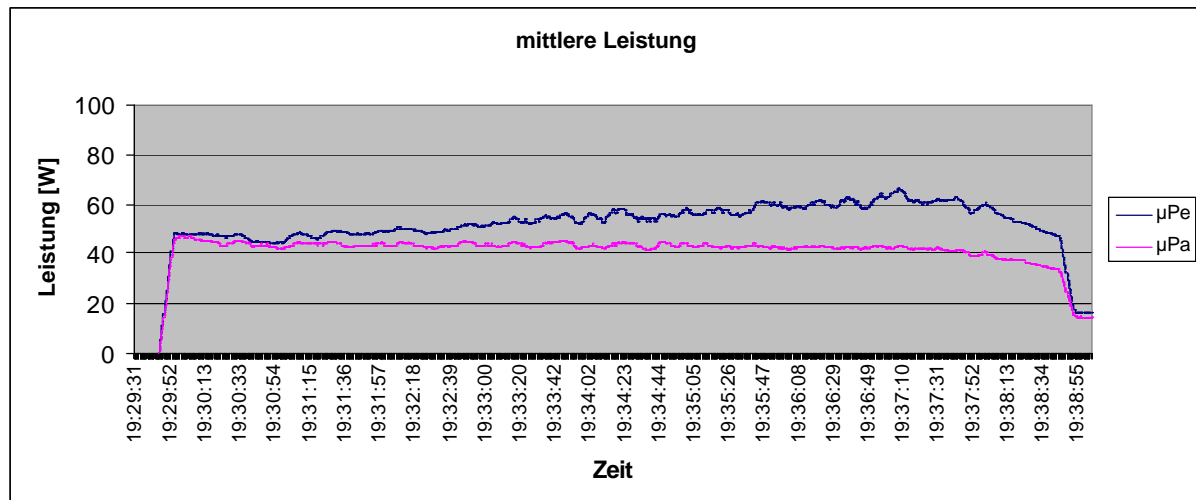


Abbildung 55: Leistungsverläufe der Ein- und Ausgangsleistung des Spannungswandlers während der Entladung

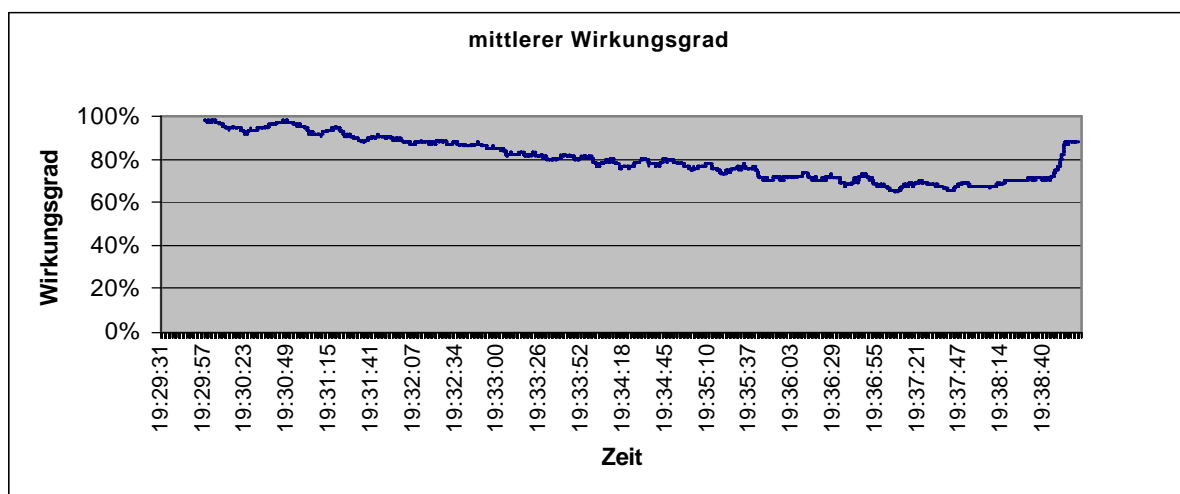


Abbildung 56: mittlerer Wirkungsgrad des Spannungswandlers während der Entladung

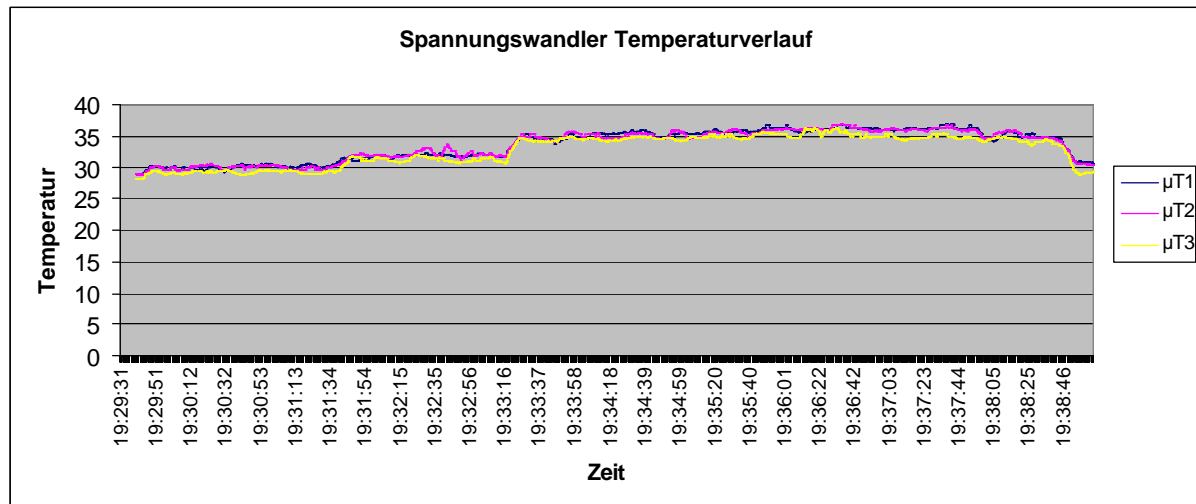


Abbildung 57: Temperaturverlauf des Spannungswandlers während der Entladung

6 Zusammenfassung

Diese Arbeit beschreibt den Entwurf eines Spannungswandlers, der in Kombination mit einem Doppelschichtkondensatormodul zu der Dynamikverbesserung von Elektrofahrzeugen beitragen soll. Es wurden alle gängigen Gleichspannungswandler-Topologien auf ihre Vor- und Nachteile untersucht. Aus den gewonnenen Erkenntnissen wurde die optimale Topologie für das institutseigene Gokart gewählt. Die Funktionalität des Auf-/Abwärtswandlers wurde erläutert und die Bauelemente wurden entsprechend der Applikation dimensioniert.

Ein großer Teil dieser Arbeit war der mechanische Aufbau der Leistungselektronik des Spannungswandlers. Es mussten Stromschienen konstruiert werden, was eine zeitintensive Aufgabe war. Für hohe Ströme bei den niedrigen Spannungen existieren wenig Bauelemente auf dem Markt. Die passenden Bauelemente zu finden und zu kaufen, hat zu längeren Verzögerungen beigetragen. Ein ebenfalls beachtlicher Teil dieser Arbeit, war das Konzept und der Entwurf der Ansteuerungselektronik. Der Aufwand lässt sich nicht in der schriftlichen Arbeit wiedergeben.

Als die Leistungselektronik funktionierte, wurde die Kommunikation und die Datenerfassung programmiert. Das war die Voraussetzung, um die Regelung zu programmieren. Das Übertragungsprotokoll der Anwendungsschicht des CAN-Busses und die Adressierung wurden neu festgelegt. Die Regelung und die Kommunikation sind insgesamt sehr umfangreich ausgefallen. Der Assembler-Quelltext ist über 4000 Zeilen lang. Um die Funktionalität des Spannungswandlers zu überprüfen wurden Messungen durchgeführt. Zwei Messreihen wurden in dieser Arbeit dargestellt und analysiert. Die Messreihen verifizieren die Regelungs-, Kommunikations- und Sicherheitsfunktionen, sie wurden aber nur bei niedrigen Spannungen und Leistungen durchgeführt. Die tatsächliche Leistung des Spannungswandlers kann erst gemessen werden, wenn dieser in das Fahrzeug integriert wird.

Während dieser Arbeit sind viele Schwierigkeiten aufgetreten und es wurden viele Fehler begangen. Die meisten Fehler konnten jedoch rechtzeitig korrigiert werden. Bei einem zukünftigen Entwurf sind vor allem die folgenden Erfahrungen aus dieser Arbeit zu beachten.

- Die Leistungselektronik sollte galvanisch komplett von der Ansteuerungselektronik getrennt sein. Durch das Rauschen, das an der Masse der Ansteuerungselektronik durch die Leistungselektronik verursacht worden ist, wurde eine Nachbearbeitung der erfassten Daten notwendig.
- Der Mikrokontroller sollte eine höhere Taktrate besitzen und einen größeren Umfang an Peripherie mit sich bringen. Die Integration der CAN-Bus-Schnittstelle war eine zusätzliche Arbeit, die eigentlich nicht notwendig gewesen wäre, da schon viele μ Cs existieren die über eine CAN-Bus-Schnittstelle verfügen. Das Kosten/Leistungsverhältnis ist bei Mikrocontrollern so niedrig, dass mehr Geschwindigkeit und zusätzliche Peripherie kein nennenswerter Kostenpunkt gewesen wäre.

- Würde man diesen Wandler als Dreiphasenwandler aufbauen, hätte man eine größere Auswahl an Bauelementen und das dreifache an Zuverlässigkeit. Teilt man die Leistung durch drei Phasen, teilen sich auch die maximalen Ströme. Wird eine Phase beschädigt, können die anderen zwei ihre Funktionalität beibehalten.
- Die Schutzfunktionen der Leistungselektronik sollten möglichst nicht per Software realisiert werden. Leistungshalbleiter dürfen (wenn überhaupt) nur für einige Mikrosekunden ihre „safe operating area“ verlassen. Die Dauer der Filterung, A/D-Wandlung und der Auswertung per Software befindet sich schon im Millisekundenbereich. Um die Leistungshalbleiter effizient vor einer Fehlfunktion zu schützen, muss eine Reaktion bzw. Notabschaltung innerhalb von einigen Mikrosekunden erfolgen. Solche Geschwindigkeiten kann man nur durch eine Schutzbeschaltung mit analogen Bauelementen erhalten. Eine Überwachung der Betriebsparameter der Leistungselektronik mit Komparatoren ist einfach zu erstellen, preiswert und funktioniert zuverlässig. Zusätzlich kann man parallel zu den Leistungsschaltern Transildioden anschließen, um die ersteren vor Spannungsspitzen zu schützen.
- An der Stelle von einer großen Kapazität, ist es sinnvoll mehrere kleine parallel angeordnete Kapazitäten zu verwenden. Das bietet die Vorteile einer günstigeren Temperaturverteilung, eines geringeren Ersatzserienwiderstands und einer höheren Wechselstrombelastbarkeit.
- Der mechanische Aufbau der Leistungselektronik ist so zu konstruieren, dass defekte Bauelemente leicht austauschbar sind.

7 Literaturverzeichnis:

(Thematisch Sortiert)

7.1 Spannungswandler und Schaltnetzteile:

- [1] Schlienz, „Schaltnetzteile und Ihre Peripherie“, 1.Auflage, Buch, Vieweg Verlag, Juni 2001, ISBN: 3-528-03935-3
- [2] Schmidt-Walter, H/Kories.R, „Taschenbuch der Elektrotechnik“, Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt am Main 1998, ISBN 3-8171-1563-6
- [3] Schmidt-Walter, Wenzel, Zänker, „Dimensionierung von Schaltnetzteilen“, Website, FH-Darmstadt, URL:<http://www.fbe.fh-darmstadt.de/fbee/projekt/smpps/smpps.asp>
- [4] Fery, „Overview of modeling of the MAIN SMPS TOPOLOGIES with leakage inductance“ Application Note, Infineon Technologies AG, Februar 2001, URL:<http://www.infineon.com>
- [5] Hanckog, “SMPS Topologies Overview”, Application Note, Infineon Technologies AG, Juni 2000, URL:<http://www.infineon.com>
- [6] Kazimierczuk, Dariusz, “Resonant Power Converters”, Buch, Wiley Interscience, 1995, ISBN: 0-471-04706-6
- [7] Michel, “Leistungselektronik, Eine Einführung”, 2.Auflage, Springer Verlag, 1996, ISBN: 3-540-60158-9

7.2 Analog Elektronik

- [8] EPCOS, „Ferrite und Zubehör“ Datenbuch/Produktkatalog, EPCOS, Bestell-Nr: EPC:61002
- [9] Lancaster, „Das aktiv Filter Kochbuch“, Buch, Itp- Iwt Verlag, 1994, ISBN: 3-883-22007-8
- [10] Tietze, Schenk, Gamm „Halbleiter Schaltungstechnik“, 12. Auflage, Buch, Springer Verlag, 2002 Heidelberg, ISBN: 3-540-42849-6
- [11] Wendt, „Taschenbuch der Regelungstechnik“, 3. Auflage, Buch, Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt am Main 2000, ISBN 3-8171-1629-2

7.3 Leistungsschalter und Treiber:

- [12] „IR2184/IR21844(S)“, Datenblatt, International Rectifier, Januar 2000, URL:<http://www.irf.com>
- [13] “HV Floating MOS-Gate Driver ICs”, Application Note, International Rectifier, URL:<http://www.irf.com/>
- [14] “STE180N10”, Datenblatt, STMicroelectronics, Februar 1999, URL:<http://www.st.com>

7.4 ATMEL Microcontroller:

- [15] Volpe „AVR-Mikrocontroller-Praxis“, 2.Auflage, Buch, Elektor Verlag, 2001, ISBN: 3-89576-063-3
- [16] Trampert, „AVR-RISC Mikrocontroller“, Buch, Franzis´ Verlag, 2000, ISBN: 3-7723-5474-2
- [17] “ATmega163”, Datenblatt, ATMEL, November 2001,
- [18] “ ATmega163 Revision F Errata”, Datenblatt Revision, ATMEL, September 2001,
- [19] „AVR Instruction Set“, User Guide, ATMEL, September 2001,
- [20] „AVR Freaks“, Webseite, AVRfreaks, URL:<http://www.avrfreaks.net>
- [21] “AVR100: Accessing the EEPROM”, Application Note, ATMEL, Dezember 1998,
- [22] “AVR130: Setup ad use the AVR Timers”, Application Note, ATMEL, Februar 2002
- [23] “AVR STK 500 User Guide”, User Guide, ATMEL, Dezember 2001

7.5 CAN BUS:

- [24] “CAN Specification Version 2.0”, Standard, Robert Bosch GmbH, September 1991
- [25] Reuss “Extended Frame Format” Application Note, Philips Semiconductors, Mai 1993
URL:<http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/EXTENDED.pdf>
- [26] Datenblatt SJA 1000, Datenblatt, Philips Semiconductors, Januar 2000,
URL:http://www.philips-semiconductors.com/acrobat/datasheets/SJA1000_3.pdf
- [27] Hank, Jöhnk, “Determination of Bit Timing Parameters for the CAN Controller SJA 1000”, Application Note, Philips Semiconductors, Juli 1997,
URL:<http://www.philips-semiconductors.com/acrobat/applicationnotes/AN97046.pdf>
- [28] Hank, Jöhnk, “SJA-1000 – Stand-alone CAN Controller”, Application Note, 1997,
URL:<http://www.philips-semiconductors.com/acrobat/applicationnotes/AN97076.pdf>
- [29] “Datenblatt PCA82C250“,Datenblatt, Philips Semiconductors, Januar 2000,
URL:http://www.philips-semiconductors.com/acrobat/datasheets/PCA82C250_5.pdf
- [30] “Datenblatt PCA82C251“,Datenblatt, Philips Semiconductors, Januar 2000,
URL:http://www.philips-semiconductors.com/acrobat/datasheets/PCA82C251_3.pdf.
- [31] “PCA82C250/251 CAN Transceiver”, Application Note, Philips Semiconductors, Januar 2000
URL:<http://www.philips-semiconductors.com/acrobat/applicationnotes/AN96116.pdf>

8 Anlagen:

8.1 Dateiliste

• Studienarbeit100.doc	Dieses Dokument
• CAN-Aquisition-26-DIP.sch	Schematisches Diagramm der Ansteuerungselektronik
• CAN-Aquisition-26-DIP.brd	Layout für die Platine der Ansteuerungselektronik
• DataAcquisition43.asm	Assembler Quellcode für den ATmega163
• DataAcquisition43.hex	Loader code für den ATmega163
• DataAcquisition43.eep	EEPROM Daten für den ATmega163
• m163def.inc	Register Definitionen für den ATmega163
• memory.inc	Speicherreservierungen und Defaultwerte für den ATmega163
• register.inc	Mehrzweck Register Definitionen für den ATmega163
• const.inc	Konstanten Deklarationen für den ATmega163
• 006ladung14.dat	Rohdaten der Messung der Ladung
• 007entladung14.dat	Rohdaten der Messung der Entladung
• Ladung 14V2.xls	Auswertung der Ladungsmessung
• Entladung 14V3.xls	Auswertung der Entladungsmessung
• DataAcquisition.vi	LabView Vitrtual Instrument
• CAN-Messages Spec.doc	detaillierte Beschreibung der CAN-Nachrichten