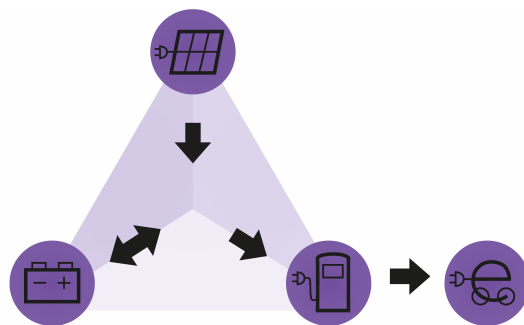


Photoelektrisches Direktladen von Elektrofahrzeugen im Inselbetrieb

Masterarbeit

Zur Erlangung des akademischen Grades
Master of Science (M. Sc.)

im Studiengang Applied Research
an der Fakultät Elektro- und Informationstechnik



HOCHSCHULE
REGENSBURG
UNIVERSITY
OF APPLIED
SCIENCES



von

Johannes Urban

© Juli 2013

Sperrvermerk

Die vorliegende Arbeit steht in Zusammenhang mit einer Patentanmeldung. Um das Patentanerkennungsverfahren nicht zu gefährden, darf die Arbeit nicht vor August 2014 veröffentlicht werden.

Ich bitte daher die Hochschulbibliothek, sowie E.ON Bayern, alle Pflichtexemplare und soweit vorhanden die elektronischen Versionen dieser Arbeit nicht öffentlich zugreifbar zu verwahren. Sobald diese Sperrung nicht mehr notwendig ist, wird das Sekretariat der Fakultät und E.ON Bayern umgehend schriftlich benachrichtigt.

Regensburg, den 11. Juli 2013

JOHANNES URBAN

vorgelegt von: Johannes Urban
geb. 19.09.1983 in Roding

Adresse: Wagnerhöhe 3,
93185 Michelsneukirchen

Fachbereich: Elektro- und Informationstechnik

Matrikelnummer: 2722174

Gutachter: Prof. Dr. Manfred Bruckmann
Prof. Dr. Andreas Welsch

Abgabe: Juli 2013

Zusammenfassung

Die Arbeit befasst sich mit der Ladung von Elektrofahrzeugen durch Solarenergie in einem Inselsystem. Diese Art der Ladung entlastet die Netze und hat einen sehr hohen Leistungswirkungsgrad. Es wurde ein Prototyp einer Direktladestation gebaut, welche verschiedene Elektrofahrzeuge mit einem neuartigen Verfahren aufladen kann. Sie enthält einen optionalen Pufferakkumulator und einen Vollbrücken-Gegentaktwandler für die Ladung bei schlechter Solarleistung. Ein Teil der Arbeit behandelt ausführlich die Auslegung, die Komponenten und bisher undokumentiertes Verhalten von Gegentaktwandlern. Des Weiteren wird das Prinzip der Solardirektladung und deren Umsetzung sowie die Umsetzung des Gesamtsystems beschrieben. Es folgt ein Kapitel zur Wirtschaftlichkeit der Solardirektladung mit Handlungsempfehlungen. Insgesamt lässt sich schließen, dass Solardirektladung bei nutzungsorientierter Auslegung der Anlage und langer Laufzeit wirtschaftlich ist.

Abstract

This work addresses the charging of electric vehicles with solar power in an off-grid system. Charging this way reduces the stress on the grid and has a very high power efficiency. A prototype of a direct charging station was built which is able to charge several different electric vehicles in a novel way. It includes an optional buffer battery and a full bridge converter for being able to charge electric vehicles at times of low solar power. One chapter explains in detail the design, the components and so far undocumented properties of full and half bridge converters. The principle and the implementation of direct solar charging and the implementation of the whole system is described. The last chapter covers the cost effectiveness of solar charging as well as recommendations. All in all it can be stated that solar direct charging is economically advantageous if it is projected according to the user's demand.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Direktladung - Was ist gemeint?	2
1.2	Konsequenzen des Inselsystems	2
2	Theorie Photovoltaik und Batterieladung	4
2.1	Verhalten von Solarzellen- und Modulen	4
2.2	Verhalten von Akkumulatoren	6
2.2.1	Ersatzmodell Akkumulator	6
2.2.2	Ladung	8
2.3	Kombination von PV und EV	9
3	Theorie Gegentaktwandler: Übertrager, Verhalten, Regelung	12
3.1	Allgemeine Vorgehensweise zur Auslegung eines Gegentaktwandlers .	12
3.1.1	Auswahl der Topologie	12
3.1.2	Halb- oder Vollbrückenwandler?	14
3.1.3	Beschaltung der Sekundärseite	15
3.2	Schaltfrequenz festlegen	15
3.3	Trafoauslegung	17
3.3.1	Anleitung zur Trafoauslegung	18
3.3.1.1	Geometrie der Leiterbahnen	18
3.3.1.2	Leistung, die der Kern übertragen kann	19
3.3.1.3	Geometrie des Kerns	20
3.3.1.4	Windungszahl berechnen	22
3.3.1.5	Gegebenenfalls von vorne beginnen	22
3.3.1.6	Verteilung der Wicklungen optimieren	23
3.3.2	Trafokennzahlen berechnen	23
3.4	Filterauslegung	24
3.5	Verhalten Voll- und Halbbrückenwandler	25
3.5.1	Zustände des Gegentaktwandlers mit Mittelpunktgleichrichtung	26
3.5.1.1	Hochlaufen, Voll- und Teillastverhalten	29
3.5.1.2	Leerlauf: Lückbetrieb, Rückspeisung	30
3.5.2	Einfluss der parasitären Induktivitäten des Übertragers . . .	32
3.6	Sättigung des Trafokerns erkennen oder vermeiden	34

3.6.1	Sättigung vermeiden	34
3.6.2	Sättigung messen	35
3.7	Zur Steuerung und Regelung von Gegentaktwandlern	35
3.7.1	Aufgaben der Steuerung und Regelung beim Gegentaktwandler	35
3.7.2	Regelstrecke des Gegentaktwandlers mit Akkumulator als Last	37
3.7.3	Störverhalten des Gegentaktwandlers	37
3.7.4	Zur Reglerauslegung	39
4	Umsetzung Vollbrückenwandler und Übertrager	41
4.1	Lastenheft für den Wandler	41
4.2	Topologieauswahl	42
4.2.1	Voll- oder Halbbrückenwandler?	42
4.2.2	Auswahl der Sekundärbeschaltung	42
4.3	Auslegung Vollbrückenwandler	42
4.3.1	Ansteuerung	43
4.3.2	Primärseite Leistungsteil	44
4.3.3	Auswahl der Schalter und Treiber	44
4.3.3.1	MOSFET	44
4.3.3.2	Treiber	45
4.3.4	Auslegung und Wicklung des Übertragers	49
4.3.4.1	Selbst wickeln?	49
4.3.4.2	Leiterbahngeometrie	50
4.3.4.3	Kernauswahl	51
4.3.4.4	Wicklungsverhältnis	52
4.3.4.5	Ausführung	53
4.3.4.6	Kennzahlen des gewickelten Trafos	54
4.3.5	Sekundärseite Leistungsteil	55
4.3.6	Stromversorgung	57
4.3.7	Strom- und Spannungsmessschaltungen	58
4.3.7.1	Messung Primärseite	58
4.3.7.2	Messung Sekundärseite	59
4.3.8	Anordnung auf Leiterplatte	62
4.3.9	Auslegung der Kühlung	64
4.3.9.1	Kühlung MOSFETs	64
4.3.9.2	Kühlung Gleichrichtdiode	65
4.4	fertiger Wandler	66
4.4.1	Wärmebildaufnahmen	66
4.4.2	Messung des Wirkungsgrades	67
4.5	Umsetzung der Regelung	69
4.6	Probleme und Verbesserungsvorschläge	70

4.6.1	Möglichkeiten zur Verbesserung	70
4.6.2	Nachfolgemodell	71
5	Umsetzung Solardirektladung	73
5.1	Konzept Matrixschaltung	73
5.2	Umsetzung Matrixschaltung	75
5.2.1	Schalterauswahl	75
5.2.2	Matrixschaltungsboard	76
5.2.3	Steuerplatine	79
5.2.4	Möglichkeit zur Direktladung mit voller und halber Leistung	82
5.2.5	Schaltreihenfolge	82
6	Vorstellung des Gesamtsystems	84
6.1	Kombination von Matrixschaltung, Vollbrückenwandler und Pufferak- kumulator	85
6.1.1	Anordnung im Gehäuse	86
6.1.2	Strom- und Spannungsmessung der angesteckten Elemente und galvanische Trennung	87
6.2	Gehäusekühlung	88
6.3	Steuerung	89
6.3.1	Finite State Machine	89
7	Betrachtungen zur Wirtschaftlichkeit und Vorschläge zur weiteren For- schung	92
7.1	Wirtschaftlichkeit Solardirektladung im Inselbetrieb	92
7.1.1	Ohne Pufferspeicher	92
7.1.2	Mit Pufferspeicher für Ladestationen kleiner oder mittlerer Größe	93
7.1.3	Mit Pufferspeicher für große Ladestationen	94
7.2	Idee einer wirtschaftlichen Nutzungsmöglichkeit	95
8	Zusammenfassung	96
	Literaturverzeichnis	98
A	Anhang	I
A.1	Algorithmus zur Fehlerprüfung bei Ladung über DC/DC-Konverter .	I
A.2	Schaltplan Vollbrückenwandler	II
A.3	Schaltplan Matrixsteuerplatine	VII
A.4	Schaltplan Matrixschaltung	VIII
A.5	Schaltplan Sättigungsmessschaltung	IX
A.6	Simulation des Vollbrückenwandlers	X

1 Einleitung

Die Hausdächer ländlicher Gegenden Süddeutschlands sind im doppelten Sinne eingedeckt mit Solarzellen. Eine Entwicklung, die im letzten Jahrzehnt, angetrieben von Subventionen, überhaupt erst einsetzte, rasant zunahm und zuletzt einen Punkt erreichte, an dem Teile der Öffentlichkeit, Politik und Wirtschaft der Solarenergie Einhalt gebieten wollten. Die Subventionen wurden ab 2012 massiv gekürzt, so dass die Solarenergie an einem Wendepunkt steht:

Der Endverbraucher zahlt nach spätestens letztem Jahr mehr für eingekauften Strom als er für verkauften Solarstrom von neuerrichteten Anlagen erhält. Gleichzeitig sind Solarmodule so günstig geworden, dass sich eine Investition auf 20 Jahre gesehen immer noch auszahlt.

Hieraus ist ersichtlich, dass es für Haushaltskunden wirtschaftlich sinnvoller ist, den Solarstrom selbst zu nutzen, wenn Energiebedarf besteht. Was läge näher, als ein Elektroauto damit zu laden?

Im Rahmen des Projekts *PV-Charge*, das aus einer Kooperation zwischen der *HS Regensburg* und *E.ON Bayern* entstand, wird genau dies untersucht. In zwei Projektarbeiten sind dabei die beste Vorgehensweise, Anwendungsszenarien bzw. Wirtschaftlichkeit, die Konzeptionierung des Ladesystems mit Pufferspeicher und erste Messungen beschrieben worden [29], [28].

Diese Masterarbeit beschäftigt sich nun mit der Umsetzung der Ladestation: Es ist ein Prototyp aufgebaut worden, der in der Lage ist, Elektrofahrzeuge mit Batteriespannungen bis 100V mit Solarenergie bei hohem Wirkungsgrad zu laden. Ein großer Teil der Arbeit entfällt auf die Integration eines Pufferspeichers mit DC/DC-Konverter, um auch in der Nacht oder bei schlechtem Wetter laden zu können. Dieser Pufferspeicher erhöht gleichzeitig den Ausnutzungsgrad der Solaranlage. Die Abbildung 1.1 stellt den Leistungsfluss im System prinzipiell dar.

Die nächsten Kapitel behandeln die Idee der Solardirektladung (S. 4), es folgt eine umfangreiche Abhandlung über Gegentaktwandler (S. 12). Die weiteren Kapitel zeigen die Umsetzung des DC/DC-Konverters (S. 41), der Schaltung zur Direktladung (S. 73) und stellen schließlich das Gesamtsystem vor, das alle Komponenten vereint (S. 84).

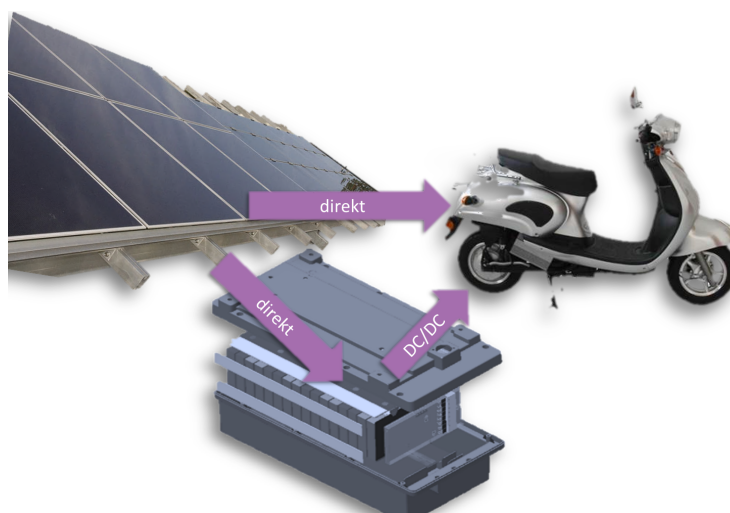


Abbildung 1.1: Prinzipdarstellung der Solardirektladestation mit Pufferspeicher: Solarenergie fließt entweder über den Umweg Pufferspeicher oder direkt ins Elektrofahrzeug

Die Wirtschaftlichkeit des Systems und weitere Handlungsempfehlungen zum Sujet Solardirektladung finden im Kapitel 7 (S.92) Einzug.

1.1 Direktladung - Was ist gemeint?

Die Aufgabenstellung war nicht neu: In einem Inselssystem sollen mit Solarenergie Akkus geladen werden. Die Ladung von Batterien mit Strom aus Solarzellen ist gang und gäbe, sie wird z.B. in abgelegenen Hütten oder aber auch im Camping angewandt. Es gibt auch schon einige Untersuchungen zum Laden von Elektrofahrzeugen mit Solarenergie im Inselbetrieb (z.B. [9]).

Neu ist hingegen die Direktladung von Elektrofahrzeugen ohne Solarwechselrichter, ohne eine Zwischenschaltung von Pufferbatterien mit speziellen Solarladereglern, ohne einen Zwischenspannungskreis, mit dem Ziel einen sehr hohen Wirkungsgrad bei der Ladung zu erreichen.

1.2 Konsequenzen des Inselsystems

Bereits im Projektbericht [29] ist erläutert worden, dass eine solche Direktladung ohne Netzanschluss sehr problematisch und eben wetterabhängig ist:

- Bei schlechtem Wetter und nachts steht zu wenig oder keine Solarleistung zur Verfügung.

- Tagsüber steht Leistung an, die aber nicht genutzt werden kann, wenn kein Fahrzeug angeschlossen ist.
- Die gewünschte Ladezeit korreliert auch bei Sonnenschein nicht mit der zur Verfügung stehenden Leistung

Diese Diskrepanz zwischen benötigter und zur Verfügung stehender Leistung eines Systems wird in [37] und [33] als schlechter „Ausnutzungsgrad“ bezeichnet.

Das Netz wird durch den Inselbetrieb entlastet und bei einer guten Ausnutzung kann ein solches ein System wirtschaftlich sein (vgl. Projektarbeit [28] und Kapitel 7). Gleichzeitig fallen folgende Verluste weg, die unweigerlich durch Einbindung des Netzes passieren:

- Verluste im Solarwechselrichter
- Verluste im Netz
- Verluste im Ladegerät

Deshalb wurde ein Pufferspeicher in Form eines Lithium-Akkus mit ins System aufgenommen. Dieser muss mindestens die Kapazität haben, um ein Elektrofahrzeug voll aufladen zu können. Er konnte so ins System integriert werden, dass er keine Verluste bei der Solardirektladung des Elektrofahrzeugs verursacht. Vergleiche hierzu Kapitel 6.

Durch die Aufnahme des Pufferspeichers steigt die Komplexität und der Preis des Systems an. Falls er genutzt werden muss, entstehen natürlich Umrichterverluste und Verluste im Pufferakku, dafür steigt der Komfort der Ladestation, genauso wie der Ausnutzungsgrad der Solaranlage.

2 Theorie Photovoltaik und Batterieladung

2.1 Verhalten von Solarzellen- und Modulen

Solarzellen- und Module verhalten sich bei Bestrahlung ähnlich einer Stromquelle mit Spannungsbegrenzung.

In Abbildung 2.1 ist die U-I-Kurve der Solarzelle abgebildet. Die Kurve ist gekennzeichnet durch die Spannung der Solarzelle im Leerlauf und den Strom im Kurzschluss. Die Kurve verschiebt sich proportional zur Bestrahlung der Zelle nach unten. Wenn keine Bestrahlung vorhanden ist, ist der Kurzschlussstrom gleich 0 und die Kurve gleicht der einer Diode.

Anhand des einfachen Ersatzschaltbildes der Solarzelle (einfach, da ohne Widerstände und ohne Modellierung des Lawinendurchbruchs) in Abbildung 2.2 kann man dieses Verhalten nachvollziehen. Der Strom der Stromquelle ist abhängig von der Bestrahlung der Solarzelle. Wenn der gesamte Strom durch die interne Diode fließt, befindet sich die Solarzelle im Leerlauf und an den Klemmen liegt die Flussspannung der Diode an. Wenn man die Klemmen kurzschließt, fließt kein Strom durch die Diode und der gesamte Kurzschlussstrom entspricht dem Strom, der proportional zur Bestrahlung ist.

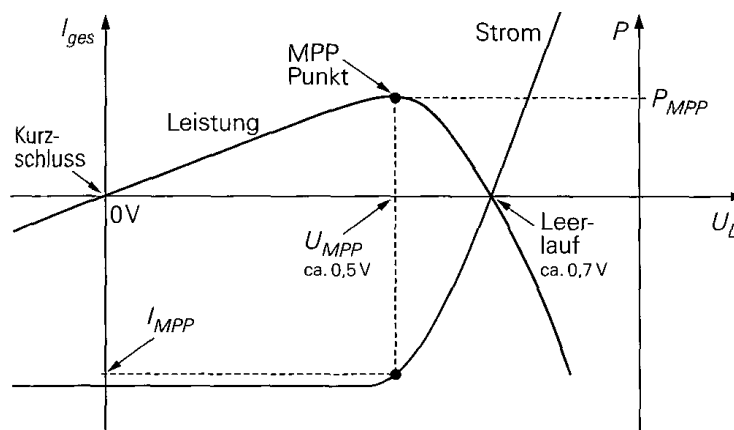


Abbildung 2.1: Strom- und Leistungsverlauf einer einzelnen Solarzelle. Maximum Power Point (MPP) ist mit zugehörigem Strom I_{MPP} und Spannung U_{MPP} eingezeichnet. U-I-Kurve verschiebt sich entlang der I-Achse proportional zur Bestrahlungsstärke. (Quelle: [27])

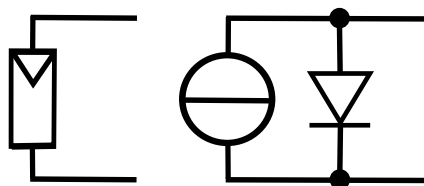


Abbildung 2.2: Einfaches Ersatzschaltbild einer Solarzelle. Links das Schaltsymbol, rechts das Ersatzschaltbild aus Kombination von Stromquelle und Diode

Da die Leerlaufspannung U_{OC} einer Solarzelle mit 0,7V (Bauartabhängig) für technische Anwendungen zu gering ist, werden in der Praxis in einem Solarmodul mehrere Solarzellen in Reihe geschaltet. Um die Leistung eines Moduls weiter zu erhöhen, werden mehrere dieser Stränge parallel geschaltet. Das Verhalten des Moduls entspricht weiterhin dem Verhalten in der Abbildung mit anderen Werten für Spannung im Maximum Power Point (MPP) U_{MPP} , Leerlaufspannung U_{OC} und Kurzschlussstrom I_{SC} , das Diagramm wird also gestreckt.

Die Spannung des MPP, wie auch die Leerlaufspannung sind temperaturabhängig, die Spannung sinkt mit steigender Temperatur. Der Kurzschlussstrom ist, wie erwähnt, bestrahlungsabhängig. Somit ist der Arbeitspunkt des MPP nicht konstant, sondern von den Umgebungsbedingungen abhängig.

Typische Solarmodule auf dem Markt sind erhältlich mit Leerlaufstrangspannung von 25-60V, Wirkungsgrad von 10-20% und MPP-Leistung bei Standardbedingungen von 80-300W.

Im Projektbericht „Konzeptionierung eines Prototypen zur Solardirektladung“ [28] findet sich mehr zum Verhalten unterschiedlicher Solarzellentypen, wie die Abhängigkeit der Kurven von Temperatur und Bauart.

In obiger Abbildung kann man auch erkennen, dass eine Solarzelle auch als Verbraucher beschaltet werden kann, wenn die angelegte Spannung größer der Leerlaufspannung ist. Man kann dann von einem „Rückstrom“ I_R sprechen, die Solarzelle arbeitet wie eine Diode im Durchlassbetrieb. [21] berichtet hierzu zur möglichen Verlustleistung:

Alle handelsüblichen Solarmodule können mindestens mit dem Kurzschlussstrom I_{SC} im 1. Quadranten betrieben werden ($I_R \leq I_{SC}$). Wie messtechnische Untersuchungen zeigten, werden in der Praxis Solarmodule auch bei einem größeren Rückstrom $I_R = 2 \cdot I_{SC} \dots 3 \cdot I_{SC}$ nicht beschädigt.

Dieses Verhalten kann bei der später behandelten Solardirektladung auftreten, wenn nicht auf Rückströme geachtet wird.

Solarzellen sollten schon alleine wegen des geringen Wirkungsgrades immer im MPP betrieben werden. In der Praxis wird dies bei netzgebundenen PV-Modulen über der Solarwechselrichter gewährleistet, die MPP-Tracking integriert haben - eine Regelung, die die Eingangsspannung für ein kurzes Zeitintervall variiert, die geänderte Eingangsleistung registriert und sich mit diesen Vergleichswerten in kleinen Schritten der Eingangsspannung nähern kann, an der der MPP liegt. Bei fortgeschrittenen Solarladeregeln für Akkus funktioniert dies ähnlich, dort ist zwischen Solarmodul und Akku ein DC/DC-Konverter, der die Eingangsspannung in den MPP bringt.

2.2 Verhalten von Akkumulatoren

Wenn in dieser Arbeit von „Batterien“ die Rede ist, sind immer Akkumulatoren gemeint. Diese Sprachverwirrung rührt aus der Umgangssprache her, in der Begriff „Batterie“ auch für Akkus gebraucht wird, wie es auch im englischen Sprachraum nur das Wort „battery“ gibt, das beides bedeutet.

2.2.1 Ersatzmodell Akkumulator

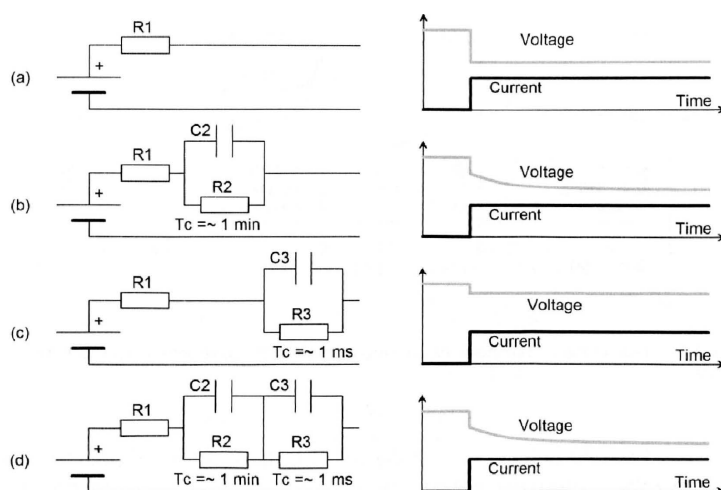


Abbildung 2.3: Ersatzmodell eines Li-Ionen-Akkus

- a: einfaches Ersatzmodell mit Innenwiderstand
 - b: mit „Relaxation RC“-Kreis, der den DC-Spannungsabfall beim Entladen und Spannungsanstieg bei Laden angibt
 - c: mit AC-RC, Phänomen bei AC-Belastung
 - d: Kombination obiger Modelle
- (Quelle: [2])

In [2] wird das Ersatzmodell eines Li-Ionen-Akkumulators beschrieben, siehe Abbildung 2.3. Das Ersatzmodell eines Bleiakkus ist ähnlich mit anderen Bauteilwerten,

NiCd und NiMH-Akkus sind davon verschieden und benötigen auch ein anderes Ladeverfahren.

Das einfache Ersatzmodell (Abbildung 2.3a) hat eine Spannungsquelle und einen Innenwiderstand. Der Innenwiderstand ist abhängig von:

- Strom, man spricht von „1C“, wenn ein Akku mit 5Ah Kapazität mit 5A geladen wird. Höhere Ladeströme verursachen mehr Verluste
- Temperatur: Lithium-Zellen funktionieren bei Kälte sehr schlecht
- SOC = „State of Charge“, dem Ladungszustand (Äquivalent SOD = „State of Discharge“)
- SOH = „State of Health“, Alter und gefahrene Zyklen, „Zyklenfestigkeit“

Siehe hierzu Abbildung 2.4. Bei der Messung an der Batterie des *E-Max 80L* betrug der Innenwiderstand ca. $0,68\Omega$.

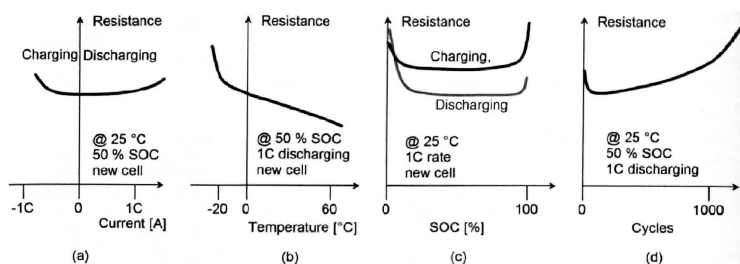


Abbildung 2.4: Abhängigkeit des Innenwiderstands von Strom, Temperatur, SOC und SOH (Quelle: [2])

Das Ersatzmodell mit „Relaxation RC“-Kreis modelliert das Verhalten des Spannungsanstieges bei Ladung des Akkus und dem Spannungsabfall bei Abstecken vom Ladegerät. Es dauert immer ein paar Minuten, bis die Spannung einen konstanten Wert einnimmt. Bei Belastung tritt das gleiche Phänomen auf, die Spannung fällt ab, um sich nach ein paar Minuten nach Abschalten der Last wieder zu erholen.

Das AC-Ersatzmodell ist unbedeutend für diese Arbeit. Nach [2, S. 12] wird der Widerstand R_3 von Zellherstellern bei 1kHz gemessen und mit im Datenblatt angegeben:

However, this model is useless to the cell user. If this model were accurate, the voltage drop when a cell was initially loaded would be practically instantaneous and would be much more shallow. Cell manufacturers report the real part of the AC impedance at 1 kHz as the cell's resistance. This is entirely misleading to the user who mistakes that value as the value of the cell's DC resistance. Combining the two models results in a more accurate model with two RC circuits.

Das letzte Modell entspricht also einer Kombination aller Ersatzmodelle.

2.2.2 Ladung

Bei der Ladung wird dem Akku so lange Strom zugeführt bis er „voll geladen“ ist. Es gibt verschiedene Ladeverfahren, und die Art der Ladung wirkt sich auf die Kapazität wie auch auf die Zyklenfestigkeit aus.

In [10] wird zwischen folgenden Ladeverfahren hinsichtlich der Länge der Ladezeiten unterschieden:

- Normalladung 10-30h
- Schnellladung 1-5h ([27] spricht von 1h)
- Schnellladung <1h

Die „Aufgaben der Ladung“ werden wie folgt beschrieben:

- „Vollständige Aufladung der Batterie (in der Regel möglichst schnell)“
- „Angleichung unterschiedlicher Zellzustände“
- „Minimierung von Alterungseffekten“
- „Aufhebung von reversiblen Effekten (z.B. Memory Effekt)“

Der zweite Punkt ist die Aufgabe von sog. „Battery Management Systemen“ (BMS), die mit unterschiedlichen Fähigkeiten und Wirkungsgraden in Fahrzeugakkus integriert sind; der erste, dritte und vierte Punkt ist Aufgabe von Laderegler im Allgemeinen. In dieser Arbeit wird nur auf den ersten Punkt eingegangen, der Akku wird als geschlossenes System betrachtet, mit den definierten Werten für Ladeendspannung U_{EOC} , maximaler Ladestrom $I_{ch\ max}$, Kapazität E_{batt} in Wh und minimaler Entladespannung U_{EOD} .

Wie schnell ein Akku geladen werden kann, bestimmt sich also nach dem maximalen Ladestrom $I_{ch\ max}$. Nach [27] kann man annehmen, dass die Hochstrombelastbarkeit eines Akkus beim Laden mindestens so groß ist wie beim Entladen. Der Ladestrom wird auch mit dem Faktor C ausgedrückt, er bezieht sich auf die Kapazität des Akkus in Ah:

$$C = \frac{I_{ch}}{E_{batt}/U_{batt}}$$

Bei Elektrofahrzeugen, die immer eine Entladeleistung im kW-Bereich aufweisen, kann der Akku somit auch im kW-Bereich geladen werden. Akkus von Elektrofahrzeugen sind immer schnellladefähig. In Deutschland¹ sind 2013 nur die wenigsten

¹im Gegensatz z.B. zu Estland [3]

Ladestationen schnellladefähig, was an der Netzanbindung und nicht an den Fahrzeugen liegt.

Eine Schnellladung ist nicht in der Lage, die gesamte Kapazität des Elektrofahrzeugs zu laden. Meist werden nur bis 80% geladen, da dann die Ladeendspannung erreicht ist.

Das Ladeverfahren in Bezug auf Strom und Spannung der Ladung ist abhängig vom Batterietyp. NiCd-Akkus haben ein von Grund auf anderes Ladeverfahren als Blei- oder Lithiumakkus.

Letztere ähneln sich hier. Sie können mit Konstantspannung geladen werden, oder, besser geeignet, mit dem optimalen „Constant Current Constant Voltage“-Verfahren (CCCV, I-U oder Konstantstrom-Konstantspannungs-Ladung). Der Begriff bezieht sich auf die zeitliche Abfolge der Lademechanismen. Zuerst wird der Akku mit einem konstanten Strom belegt; wenn er die Ladeendspannung U_{EOC} erreicht, wird er mit dieser konstanten Spannung belegt, bis sich der Ladestrom auf einen niedrigen Wert absenkt.

In Abbildung 2.5 ist diese Art der Ladung illustriert.

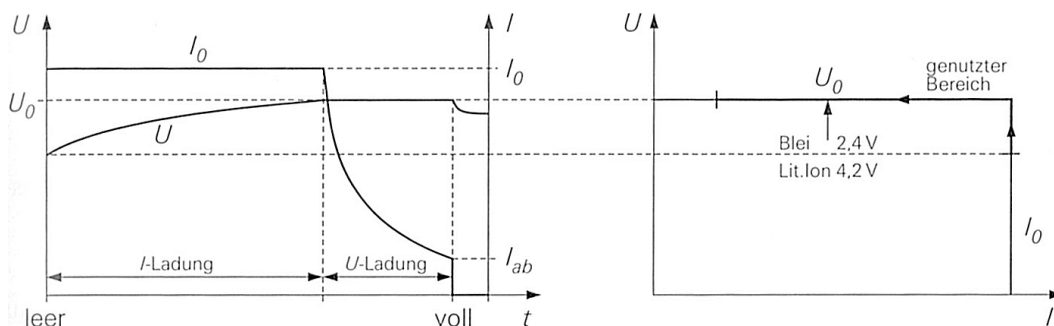


Abbildung 2.5: „Ladung von Blei- und Lithium-Ionen Akkus. Links: Ladekennlinie der Akkus. Rechts: Ausgangskennlinie des Ladegeräts.“; Ladeverfahren auch genannt „Constant Current Constant Voltage“ (CCCV). Man beachte die Ähnlichkeit des rechten Bildes und der Solarzellenkennlinie in Abbildung 2.1. (Quelle: [27])

2.3 Kombination von PV und EV

In „Evaluation of Solar DC/DC Charging Concepts in Off-Grid Operation“ [30] und in [29] wird die direkte Kombination von Solarmodulen und Elektrofahrzeugen zur effizienten Ladung besprochen. In Kürze:

Da die Ladung des im Konstantstrommodus durch eine Stromquelle erfolgen kann, eignet sich dazu ein Solarmodul hervorragend, da es ohne weitere Beschaltung bei geeigneter hoher Ausgangsspannung den Akku laden kann. Wenn sich der Arbeitspunkt nun auch noch im MPP des Solarmoduls befindet, wird der Akku mit maximaler Effizienz geladen.

Die Spannung des Akkus steigt mit zunehmendem SOC, das heißt, auch der Arbeitspunkt dieser Kombination aus PV-Modul und Akku steigt an und nähert sich der Leerlaufspannung des PV-Moduls. Falls nun Leerlaufspannung U_{OC} und Ladeendspannung des Akkus U_{EOC} gleich groß sind, ist keine externe Beschaltung zur Ladung des Akkus nötig.

Dies ist in der Realität nicht machbar, da die Leerlaufspannung des PV-Moduls temperaturabhängig ist. Dennoch kann dieser Effekt, wie in den Projektarbeiten beschrieben genutzt werden: In [28] wird eine Schaltung beschrieben, die auf diese Art und Weise arbeitet und zur Sicherheit des Akkus diesen bei Erreichen der Ladeendspannung von der PV-Zelle trennt.

Wenn also die Leerlaufspannung des Moduls höher ist als die Ladeendspannung des Akkus, fehlt im Vergleich zur optimalen CCCV-Ladung die Konstantspannungsphase, so dass das Verhalten dann einer Schnellladung ähnelt. Mit dieser Schaltung konnte der Akkumulator des Rollers der HSR, dem *E-Max 80L*, mehrere Male mit Solarstrom aufgeladen werden, ohne dass im Vergleich zur Ladung mit dem mitgelieferten Ladegerät Kapazitätseinbußen feststellbar waren.

In Abbildung 2.6 ist der umgekehrte Fall dargestellt, in dem die Ladeendspannung des Akkus größer ist als die Leerlaufspannung des Solarmoduls. In diesem Fall wird der Akku auch nicht bis zu seiner maximalen Kapazität geladen, jedoch muss keine Trennung stattfinden, solange eine Rückstromdiode verbaut ist (falls die Spannung des Moduls bei schlechter Bestrahlung absinkt).

Es ist also optimal, wenn die Ladeendspannung des Akkus kleiner oder gleich ist der Leerlaufspannung des Moduls ist. In Kapitel 5 wird eine Schaltung beschrieben, die mehrere Solarmodule so zusammenschaltet, dass damit mit gutem oder sehr gutem Wirkungsgrad ein Akku eines Elektrofahrzeugs oder ein Pufferakku direkt geladen werden kann.

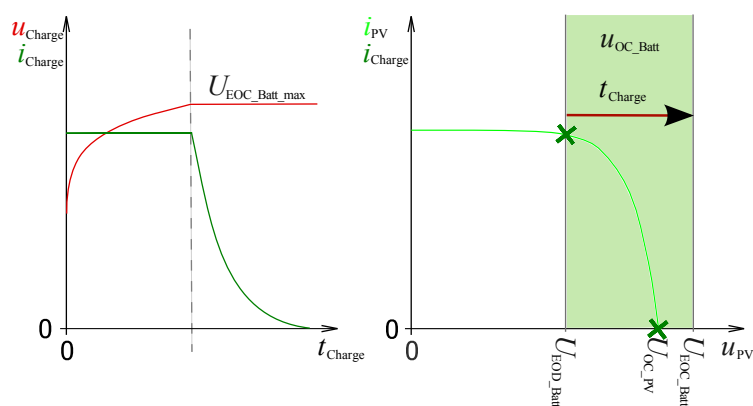


Abbildung 2.6: Solardirektladung von Lithiumbatterien.

Links der Ladevorgang einer Lithiumbatterie, Ladespannung u und Ladestrom i gegen die Ladezeit t_{charge} aufgetragen.

Rechts die U-I-Kurve des PV-Moduls, das die Batterie lädt. Die Leerlaufspannung $U_{\text{OC_PV}}$ des Moduls ist geringer als die Ladeendspannung $U_{\text{EOC_Batt}}$ der Batterie.

Bei der Ladung bewegt sich der gemeinsame Arbeitspunkt vom linken grünen Kreuz bis zum rechten Kreuz, zuerst wird die Batterie mit hohem Strom geladen, der dann absinkt.

3 Theorie Gegentaktwandler: Übertrager, Verhalten, Regelung

Die Leistungselektronik zählt zu den komplexesten Aufgaben des Elektrotechnikingenieurs. Sie umfasst nicht nur gewöhnliche Schaltungstechnik sondern auch EMV, embedded programming, Regelungstechnik, Transformatorenberechnung und Kühlungsauslegung. Einen Wandler kann man somit nicht einfach schnell auslegen, es muss Schritt für Schritt vorgegangen werden, um einen der Aufgabe angepassten Konverter zu schaffen.

Da zu den Eigenschaften des Gegentaktwandlers wenig detaillierte Literatur verfügbar ist, wird im Folgenden genauer auf einzelne Teilaspekte eingegangen.

3.1 Allgemeine Vorgehensweise zur Auslegung eines Gegentaktwandlers

3.1.1 Auswahl der Topologie

In den letzten Jahrzehnten gab es Fortschritte in der Schaltungstechnik, so dass Wandler aus der Vergangenheit mit Phasenanschnittsteuerung heute kaum mehr verwendet werden (Quelle: [24, S. 437]). Stattdessen sind neue Schaltungen entstanden, bei denen Spannung ein- und ausgeschaltet werden kann und die somit durch Pulsweitenmodulation oder Phasenverschiebung gesteuert werden können.

Diese Topologien haben verschieden Eigenschaften in Schaltungskomplexität, Verlusten, Regelbarkeit², EMV-Verhalten, max. Übersetzungsverhältnis, galvanische Trennung usw.

Eine Auswahl gibt es z.B. in [27, Kapitel Schaltregler] oder in [13, Kapitel Stromversorgungen].

Der Gegentaktwandler hat ein maximales Taktverhältnis d_{\max} von fast 100%, das heißt, er kann zu fast 100% der Zeit Energie auf den Ausgang übertragen (Der Takt teilt sich auf zwei Schalter auf, jeder schaltet maximal 50% der Periodendauer. In

²Nach Aussage von Horst Edel [6] hat z.B. der bekannte Čuk-Wandler eine Regelstrecke, die sehr schwer zu beherrschen ist.

anderen Quellen wird deshalb auch von $d_{\max} = 50\%$ gesprochen. Siehe Formel 3.8 auf Seite 29).

Andere Wandlertopologien schaffen dies nicht und brauchen für die gleiche Leistung größere Bauteile. Der Gegentaktwandler nutzt zudem den Trafokern besser aus, er hat eine magnetische Ansteuerung im ersten und dritten Quadranten der B-H-Kurve, so dass sich der Induktionshub verdoppelt (siehe Abbildung 3.1). Er weist einen sehr guten Wirkungsgrad auf, bietet eine galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärseite und hat fest definierte maximale Spannungen an allen Bauteilen.

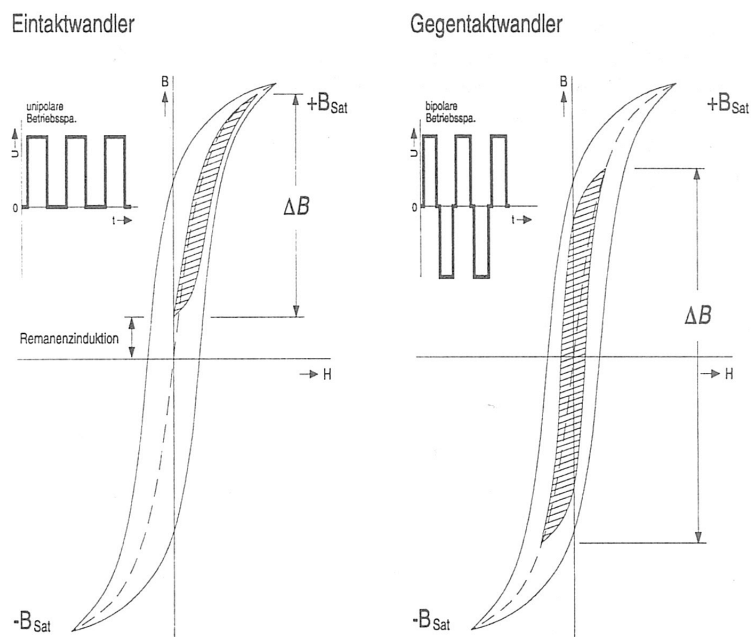


Abbildung 3.1: „Magnetische Aussteuerkennlinien von Ferritübertragern für den Eintakt- sowie den Gegentaktbetrieb“ (Quelle: [26])

Deshalb sind diese Wandler vor allem für große Leistungen geeignet. Im Folgenden werden die Eigenschaften des Gegentaktwandlers, im Speziellen des Halb- und Vollbrückenwandlers diskutiert:

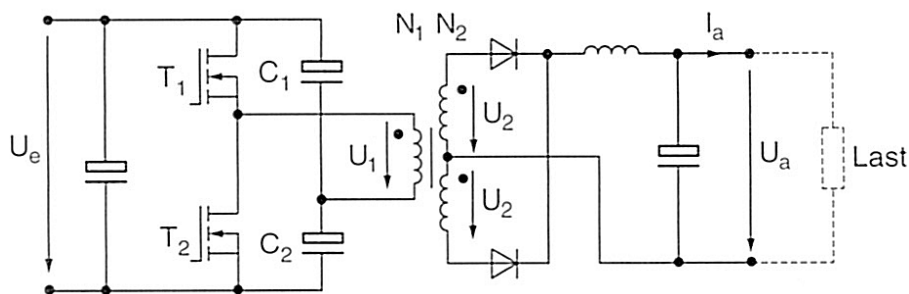


Abbildung 3.2: Halbbrückenwandler mit Mittelpunktleiterschaltung (Quelle: [13])

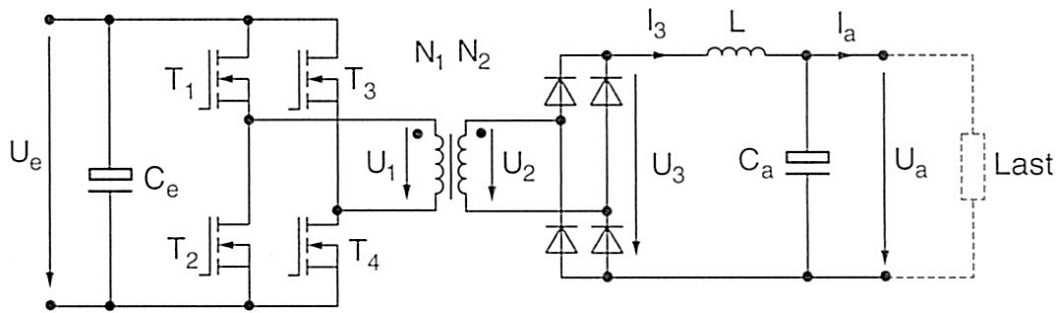


Abbildung 3.3: Vollbrückenwandler mit Brückengleichrichtung (Quelle: [13])

3.1.2 Halb- oder Vollbrückenwandler?

The major difference between [the half bridge] and the full bridge is that the primary of the transformer will see only half the supply voltage, and hence the current in the winding and switching transistors will be twice that in the full-bridge case. (Quelle: [5])

Vor- und Nachteile der Halbbrücke:

- + Bei hohen Eingangsspannungen müssen die MOSFETs nur auf die halbe Spannung ausgelegt werden
- + Durch geringere Eingangsspannung werden weniger Primärwindungen im Trafo benötigt
- + Systembedingte Symmetrierung des Trafokerns (Quelle: [27, S. 955])
- Starker Rippel auf den Kondensatoren, der die Lebensdauer einschränkt und Verluste verursacht

Vor- und Nachteile der Vollbrückenschaltung:

- Es muss sichergestellt werden, dass ein gleichzeitiges Öffnen von Highside und Lowside-MOSFET auf der gleichen Seite des Transformators vermieden wird, was einen Kurzschluss entstehen ließe.
- + Es kann statt mit Pulsweitenmodulation auch mit Phasenverschiebungsmodulation gearbeitet werden, was die Ansteuerung vereinfacht. (Quelle: [27, S. 959])

Zusammengefasst besteht nicht viel Unterschied zwischen den beiden Technologien. [13] empfiehlt den Vollbrückenwandler aber für besseren Wirkungsgrad und höhere Leistungen.

3.1.3 Beschaltung der Sekundärseite

Drei verschiedene Beschaltungen der Sekundärseite werden hier vorgestellt. Die Wahl der Gleichrichtung hängt von der Ausgangsspannung und -stromstärke ab.

Die Mittelpunktgleichrichtung (siehe Sekundärseite der Abbildung 3.2) hat bei hohem Ausgangsstrom Vorteile. Es wurde festgestellt, dass mit der Mittelpunktgleichrichtung eine Möglichkeit besteht, den Transformator aus der Sättigung zu bewegen.

Die Brückengleichrichtung (siehe Sekundärseite der Abbildung 3.3) hat bei hohen Ausgangsspannungen Vorteile, da die Sperrschicht der Dioden nicht so stark beansprucht wird (Quelle: [13, S. 588]). Außerdem wird nur eine statt zwei Sekundärwicklungen benötigt.

Der Current Doubler wird in [4] vorgestellt, siehe Bild 3.4.

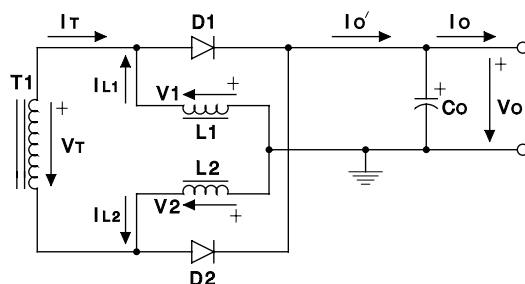


Abbildung 3.4: Current doubler nach [4]

Die Sekundärseite des Übertragers hat hier keinen Mittelabgriff, dafür ist die doppelte Windungszahl und eine weitere Drossel erforderlich. Die Vor- und Nachteile dieses Typs werden kontrovers diskutiert³.

3.2 Schaltfrequenz festlegen

Es gibt keine ideale Schaltfrequenz, mit der ein Wandler betrieben werden sollte. Eine hohe Frequenz hat folgende Vor- und Nachteile:

Vorteile:

- kleinere und somit günstigere Baugröße
- kleinerer Transformator

³In [14] wird den Behauptungen des Erfinders des Current Doublers widersprochen. Einige Darstellungen in der Originalquelle sind außerdem offensichtlich geschönt.

- kleinere Drossel
- kleinere Kondensatoren

Nachteile:

- mehr EMV-Probleme durch steilere Schaltflanken
- schnelle und teure MOSFETs und Treiber nötig
- schnellere Filterbauteile nötig (z.B. Keramikkondensatoren statt Elkos)
- mehr Schaltverluste
- höhere Komplexität der Schaltung, um obige Nachteile auszugleichen, z.B. durch Snubber

Bei hohen Schaltfrequenzen können die Schaltverluste die Durchlassverluste übersteigen, was aber für geringe Baugröße in Kauf genommen wird. (Quelle: [27, S. 977]) Die Durchlassverluste können fast beliebig minimiert werden durch Einsatz besserer Bauelemente, besserer Filter, aktiver Gleichrichtung und mehr Kupfer. Frequenzen von 20kHz-100kHz sind üblich (Quelle: [13, S. 598]). Es gibt allerdings mittlerweile Ferrite, die weit höhere Frequenzen möglich machen, z.B. *Epcos N49* oder *Kaschke K2001* mit über 500kHz. Kleine Wandler und Resonanzwandler haben auch Frequenzen bis in den MHz-Bereich.

Somit muss immer ein Kompromiss in der Frequenz gefunden werden, der als Ausgangspunkt für die folgenden Berechnungen dient. Die Grundlage für die Entscheidung sind Anforderungen an:

- Größe und Gewicht
- Kosten
- Komplexität
- Verluste

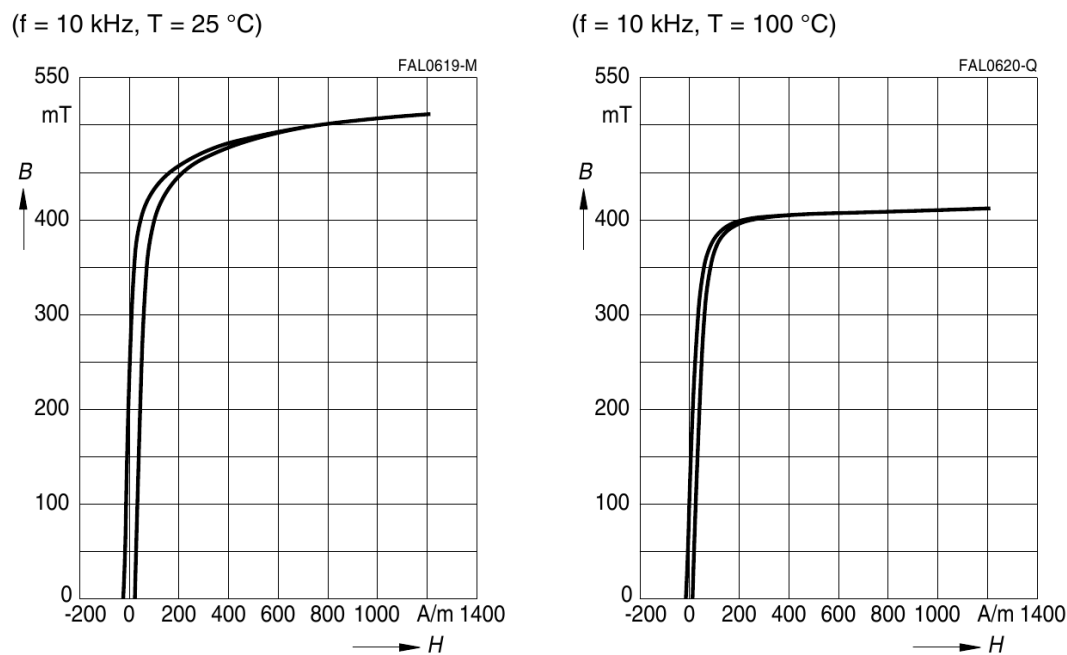
Wenn die gewünschte Frequenz gefunden ist, kann mit der Auswahl des Trafos fortgefahren werden. Falls am Ende Bauteileigenschaften nicht den Anforderungen entsprechen sollten, kann die Frequenz oder sogar die Topologie geändert werden, um von vorne mit den Rechnungen zu beginnen.

3.3 Trafoauslegung

Für Literatur zur Trafoauslegung siehe z.B. Keith-Billings [5] oder Kories-Schmidt-Walter [13] und die Webseite von Schmidt-Walter [23].

Der ideale Transformator ist nur durch iterative Schritte und Erfahrungen zu erreichen, weil viele Unbekannte vorhanden sind, die nicht berechnet werden können:

- Verhalten des Trafokerns entspricht oft nicht dem Datenblatt ⁴
- Der Trafokern hat viele nichtlineare Einflüsse:
 - Sättigung
 - Hysterese
 - Temperaturabhängigkeit: Abb. 3.5 zeigt eine Änderung der Fläche der Hystereseschleife mit der Temperatur, diese Fläche ist ein Äquivalent zu den Hystereseverlusten (siehe Abb. 3.1)
- Streufelder, Temperaturverlauf im Kupfer im Trafo, Feldverlauf im Trafo können nicht berechnet und auch nur annähernd simuliert werden. ⁵



⁴Aussage Horst Edel [6]

⁵Aussage von Horst Edel ebd.

Deshalb können auch die Kernverluste auch nur angenähert vorhergesagt werden. Hilfe bietet hier die sog. Steinmetzformel und die Dokumente der Hersteller, in denen manchmal Verlustleistungen bei Arbeitspunkten angegeben werden, die mit den gewünschten Wandlereigenschaften übereinstimmen.

3.3.1 Anleitung zur Trafoauslegung

Wie zu erkennen ist, muss vorsichtig vorgegangen werden um einen Trafo zu erhalten, der die Leistungen sicher erfüllt. Um den richtigen Trafokern, den passenden Leiter und die Windungszahl zu finden, sollte man folgende Kapitel Schritt für Schritt befolgen:

3.3.1.1 Geometrie der Leiterbahnen

Die Leiterbahnen müssen in den Kern passen, sie müssen dick genug sein, um die auftretenden Ströme ohne große Kupferverluste leiten zu können und durch die hohen Schaltfrequenzen muss auch der Skineneffekt berücksichtigt werden.

Skineffekt Bei Frequenzen im kHz-Bereich tritt an Leitern der Skineffekt merkbar auf. Das durch die Wechselspannung im Leiter entstehende magnetische Feld drängt die Elektronen an den Rand. Der effektive Leiterquerschnitt (Maß: „Äquivalente Leitschichtdicke δ “) nimmt deswegen ab bzw. der Widerstand des Leiters nimmt zu. Der Einfluss des Skin-Effektes sollte nicht größer als 5% werden (Quelle: [12, S. 29]).

In Abbildung 3.6 ist die Widerstandserhöhung dargestellt. Man darf hier allerdings keinesfalls die Taktfrequenz betrachten; Da der Transformator mit Rechtecksignalen getaktet wird hat man sehr hohe Oberschwingungen bis in den MHz-Bereich, die durch den Skineffekt viel stärker gedämpft werden als die Grundschwingung.

Um den Skineffekt zu vermeiden kann man entweder mehrere Hochfrequenzlitzten nutzen (vgl. Bild 4.6, Hochfrequenzlitzten sind Bündel von dünnen Drähten, die gegeneinander isoliert sind.) oder man nutzt einen oder mehrere parallele flache Leiterbahnen, an denen kein Skineffekt mehr auftritt. Der Strom teilt sich gleichmäßig auf die parallelen Leiter auf, da Kupfer ein Kaltleiter ist.

Bei flachen Leitern, wie beispielsweise Blechen oder Bändern mit der Dicke s [...] kann bei $s/\delta < 0,5$ mit dem Gleichstromwiderstand gerechnet werden (Fehler maximal 10%) Quelle: [16, S. B15]

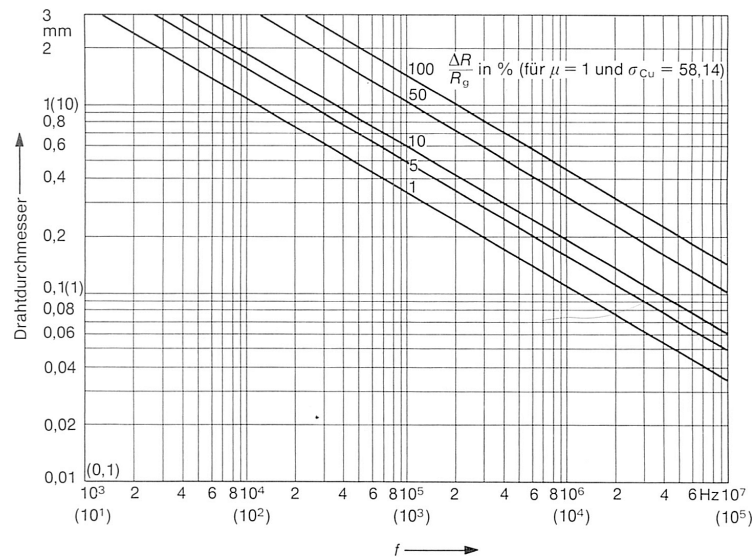


Abbildung 3.6: “Widerstandserhöhung infolge des Skin-Effektes in Abhängigkeit von der Frequenz und vom Drahtdurchmesser“ (Quelle: [12])

Drahtdurchmesser Je mehr Kupfer verwendet wird, desto geringer die Kupferverluste. [13] empfiehlt eine Stromdichte S zwischen 2 und 5 A/mm². Der Drahtdurchmesser d_{Draht} bestimmt sich dann aus dem Strom I wie folgt:

$$d_{\text{Draht}} = \sqrt{\frac{4 \cdot I}{\pi \cdot S}} \quad (3.1)$$

Die Kupferverluste ergeben sich aus der Leiterlänge l und dem spezifischen Widerstand von Kupfer bei 20°C: $\rho_{20} = 17,8 \cdot 10^{-3} \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$:

$$P_{\text{VKupfer}} = R_{\text{Kupfer}} \cdot I^2 = \rho_{20} \cdot \frac{4 \cdot l}{d_{\text{Draht}}^2 \cdot \pi} \cdot I^2 = \rho_{20} \cdot \frac{4 \cdot N \cdot u_{\text{Trafo}}}{d_{\text{Draht}}^2 \cdot \pi} \cdot I^2 \quad (3.2)$$

N ist die Windungszahl und u_{Trafo} ist der mittlere Trafoumfang. Diese Verluste müssen abgeleitet werden können.

3.3.1.2 Leistung, die der Kern übertragen kann

Hochfrequenzkerne sind aus Ferrit hergestellt. Sie haben keine sehr hohe maximale Flussdichte, dafür eine geringe Hysterese und damit geringe Eisenverluste. Ferrite sind schlechte Leiter, deshalb entstehen kaum Wirbelstromverluste im Kern. Für verschiedene Frequenzen gibt es unterschiedliche Kernmaterialien.

Bei Gegentaktwandlern kann die doppelte Leistung über den Kern übertragen werden wie bei Eintaktwandlern. Es gibt von den Herstellern von Trafokernen für jedes

Kernmaterial einen Graphen, der die übertragbare Leistung bei bestimmten Frequenzen und bei maximaler Magnetisierung \hat{B} über das Volumen angibt. Ein Beispiel ist Abbildung 3.7.

Das heißt, neben der Frequenz muss ein Kernmaterial passend zur Frequenz ausgewählt werden, zu dem eine maximale Magnetisierung empfohlen wird. Bei Ferriten ist dies meist $\hat{B} = \pm(300 - 200)\text{mT}$ (vgl. Bild 3.5 und 3.1: Bei 200mT ist noch eine Reserve verfügbar, aber die Verluste steigen bei höheren Flussdichten überproportional an.). Stehen diese Punkte fest, kann nach den Angaben der Hersteller das passende Kernvolumen gewählt werden. Oft kommen verschiedene Kernmaterialien in Frage, dann kann das mit den geringsten Verlusten oder das günstigste gewählt werden.

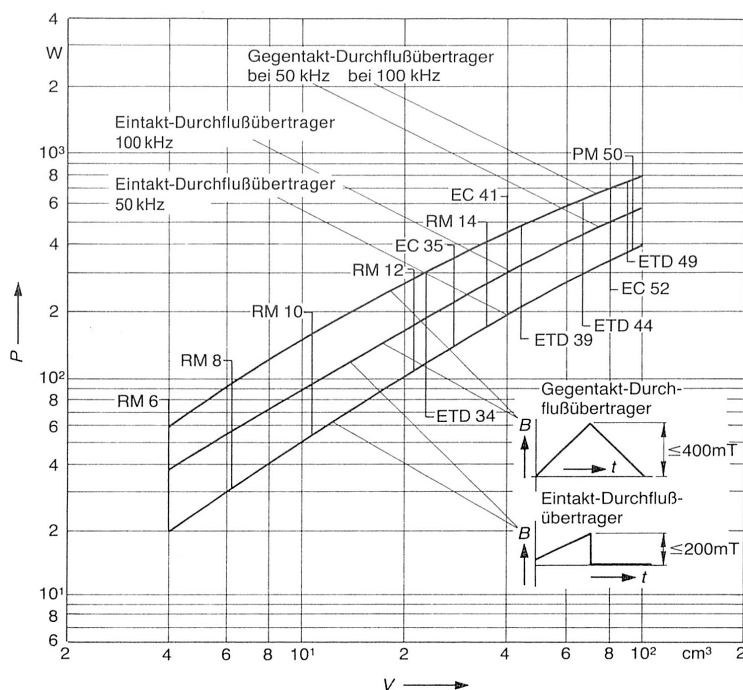


Abbildung 3.7: „Übertragbare Leistung in Abhängigkeit vom Bauteilvolumen von Übertrager mit Siferrit-Kernen aus N27/41“; Man erkennt, dass Gegentaktwandler die doppelte Leistung übertragen können. (Quelle: [18])

3.3.1.3 Geometrie des Kerns

Die Wahl der Kerngeometrie hat Auswirkungen auf:

- Baugröße des Trafos
- Platz für Wicklungen

- Streuinduktivität
- Eisenverluste (siehe oben: je größer der Kern, desto geringer die Hystereseverluste)

Optional können die Kerne mit Luftspalt bestellt werden, um den Trafo vor Sättigung zu schützen oder ein lineareres Übertragungsverhalten zu bekommen. Die Streuinduktivität steigt aber dabei. Beim Gegentaktwandler ist kein Luftspalt notwendig.

Es gibt für die Kerne (außer Planarkerne) sog. Spulenkörper, auf den die Wicklungen aufgebracht werden und auf den dann der Kern aufgesteckt wird. Die Spulenkörper können wiederum auf eine Leiterplatte gelötet werden.

Folgende Kerne sind u.a. auf dem Markt verfügbar:

- E-Kern nach IEC 61246 oder IEC 62317:

Der Kern hat die Form des Buchstaben „E“ mit einem Teil in Form eines „I“, das die Schenkel verbindet. Die Wicklungen werden dabei um den mittleren Schenkel geführt. Der E-Kern ist offen, deshalb haben viele Windungen Platz. Er ist in vielen Baugrößen verfügbar und deshalb auch für große Leistungen bis mehrere kW geeignet.

- Planar-E-Kerne nach IEC 62317, ER, PE, ELP, EL, und EQ (die Bezeichnungen der Hersteller variieren):

Erstmals ist es möglich, bei wesentlich reduzierter Bauhöhe eine hohe Leistungsdichte und Strombelastbarkeit zu realisieren. (Quelle: [11, S. 129])

Diese Kerne werden bisweilen auch unter den E-Kernen einsortiert, sind aber im Vergleich dazu sehr flach und breit. Weil sie die ganze Wicklungsbreite (ER) oder fast die ganze Wicklungsbreite (PE) abdecken, haben sie eine sehr gute Kopplung. Hier gibt es keine Spulenkörper, und es ist auch nicht sinnvoll, die Trafos mit Litzen zu wickeln. Die flache Baugröße bietet es an, hier flache Leiter als „Wicklung“ zu nutzen, z.B. Strukturen auf Leiterplatten, liegende Folien oder massives Kupfer.

- ETD-Kerne nach IEC 61185:

ETD-Kerne umschließen die Wicklung besser als E-Kerne, sind kleiner und bis 1000W geeignet. Die Wickeldrähte können leicht herausgeführt werden.

- RM-Kerne nach IEC 60431 oder IEC 62317:

Diese Kerne umschließen die Wicklung besser als ETD-Kerne, haben also auch eine bessere Kopplung. Die Größe ist auf das Raster von Leiterplatten ausgelegt, die Baugröße ist beschränkt.

- PM-Kern nach IEC 61247: Ähnlich den RM-Kernen, größere Baugröße und für größere Leistungen, aber auch viel teurer als E-Kerne.

Eine gute Übersicht (außer Planartrafos) findet sich in [26, S. 130ff]). Die moderneren Planarkerne sind in den Bauteilkatalogen der Hersteller (z.B. [11]) aufgelistet.

3.3.1.4 Windungszahl berechnen

Die minimale Windungszahl $N_{1\min}$ berechnet sich aus der maximalen Flussdichte \hat{B} , die in Kapitel 3.3.1.2 festgelegt wurde. Für den Gegentaktwandler wird die doppelte Flussdichte eingesetzt (vgl. Abbildung 3.1). Der minimale Querschnitt des Übertragers A_{\min} steht im Datenblatt des Trafokerns, $U_{\text{Eingang max}}$ ist die maximale Eingangsspannung, Die Periodendauer bestimmt sich aus der Schaltfrequenz: $T = 1/f$.

$$N_1 \geq \frac{U_{\text{Eingang max}} \cdot T/2}{\Delta B \cdot A_{\min}} = \frac{U_{\text{Eingang max}} \cdot T/2}{2 \cdot \hat{B} \cdot A_{\min}} \quad (3.3)$$

Die sekundärseitige Wicklung N_2 berechnet sich nach Formel 3.9 zu:

$$N_2 \geq \frac{U_{\text{Ausgang max}} \cdot N_1}{U_{\text{Eingang min}} \cdot d_{\max}} \quad (3.4)$$

Hier ist d_{\max} das maximal mögliche Tastverhältnis (z.B. 95%), $U_{\text{Eingang min}}$ die minimal auftretende Eingangsspannung, bei der die volle Ausgangsspannung $U_{\text{Ausgang max}}$ zur Verfügung stehen soll. Die Verluste durch die Gleichrichtung und die ohmschen Verluste werden in dieser Formel vernachlässigt.

Nun kann berechnet werden, ob diese Windungen nach den in Formel 3.1 berechneten Leiterdurchmesser in den Kern passen. Dabei darf die Stärke der isolierenden Schichten nicht vergessen werden.

Hier muss bedacht werden, dass bei Mittelpunktbeschaltung die Sekundärseite Platz für zwei identische Wicklungen benötigt.

3.3.1.5 Gegebenenfalls von vorne beginnen

Falls die berechneten Windungen nicht passen oder noch genügend Luft für mehr Wicklungen ist oder die Verluste im Kern zu hoch scheinen, sollte man von vorne

bei **3.3.1.1 Geometrie der Leiterbahnen** beginnen und einen größeren, kleineren oder anderen Kern verwenden. Man kann bei geringen Differenzen pragmatisch sein und den Strombelag der Leiter erhöhen, also weniger Kupfer verbauen oder die Wicklungszahlen ein wenig verkleinern, und dadurch \hat{B} ein wenig vergrößern, auf Kosten der Erwärmung des Kerns.

Falls diese Maßnahmen nicht greifen und z.B. der Bauraum zu knapp für einen größeren Kern ist, gegebenenfalls sogar zurück zu **3.2 Schaltfrequenz festlegen** springen und dort eine Änderung vornehmen, z.B. um den Kern kleiner zu bekommen (Schaltfrequenz erhöhen \Rightarrow weniger Wicklungen nötig) oder um Schaltverluste zu minimieren (Schaltfrequenz verringern).

Außerdem kann eine andere Sekundärbeschaltung in Betracht gezogen werden, mit der weniger Wicklungen benötigt werden: **3.1.3 Beschaltung der Sekundärseite**

3.3.1.6 Verteilung der Wicklungen optimieren

Es ist von Vorteil, wenn sich die Wicklungen im Kern überlappen, siehe Abbildung **3.8**. Dieses Beispiel der Leiterbahnverteilung wurde auch in Kapitel **4.3.4.5 Ausführung** angewandt.

Dadurch wird eine optimale induktive Kopplung erreicht, das heißt die Streuinduktivitäten werden minimiert.

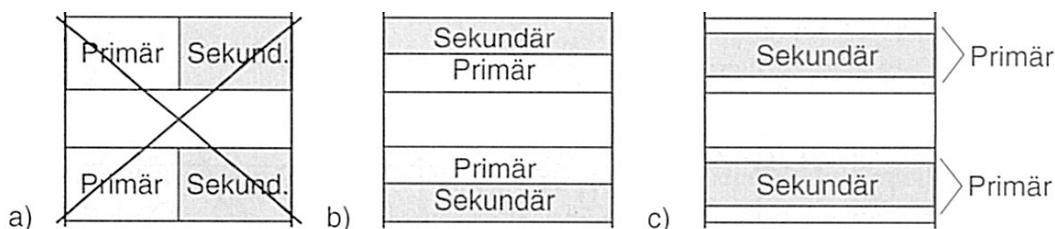


Abbildung 3.8: Anordnung der Wicklungen. Kopplung ist in a) schlecht, b) gut und in c) „ca. viermal besser als b)“. (Quelle: [13])

3.3.2 Trafokennzahlen berechnen

Wenn die Auslegung des Trafos steht, können seine Eigenschaften berechnet werden:

Die Schaltfrequenz f , die Eingangsspannung U_{Eingang} und die Ausgangsspannung U_{Ausgang} ; der Eingangsstrom I_{Eingang} und Ausgangsstrom I_{Ausgang} wurden im Voraus festgelegt.

Übersetzungsverhältnis:

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.5)$$

Hauptinduktivität aus dem A_L -Wert, der sich aus dem Kernmaterial bestimmt und im Datenblatt abgedruckt ist.

$$L_h = A_L \cdot N^2 \quad (3.6)$$

Ohmscher Widerstand im Leiter:

$$R_{\text{Kupfer}} = \rho_{20} \cdot \frac{4}{d_{\text{Draht}}^2 \cdot \pi} \cdot l = \rho_{20} \cdot \frac{4}{d_{\text{Draht}}^2 \cdot \pi} \cdot N \cdot u_{\text{Trafo}} \quad (3.7)$$

Die Streuinduktivität L_σ kann nicht genau berechnet werden, sie hängt auch stark von der Länge der Zuleitungen zum Trafo ab. Diese sollten nach Möglichkeit keine großen Leiterschleifen bilden, sondern nah aneinander laufen und sehr kurz sein.

3.4 Filterauslegung

Drei Filter sind typischerweise in der Schaltung verbaut: Auf der Primärseite Kondensatoren und auf der Sekundärseite eine Drossel (hier genannt Speicherdrossel) und Kondensatoren.

Primärkondensatoren Es ist wichtig, dass auf der Primärseite Filter mit hoher Kapazität verbaut werden, die die Ladung, die in einem Takt bei voller Last durch die Primärwicklung des Trafos fließt, ohne nennenswerten Spannungsabfall bereit stellen können. Zudem ist wegen des hohen Stromrippels ein kleiner ESR notwendig. Es gibt für diesen Zweck spezielle Elektrolytkondensatoren, die in Parallelschaltung genau dies bewerkstelligen. Eine Alternative sind Keramikkondensatoren, die den Ripplestrom bewältigen. Sie sind erheblich teuer, dafür aber langlebiger.

Speicherdrossel Die Speicherdrossel auf der Sekundärseite sollte so groß oder größer als die Induktivität der Sekundärwicklungen sein, sonst tritt sehr schnell Lückbetrieb A ein (siehe Kapitel 3.5.1.2 Zustand 3: Lückbetrieb A/ Rückspeisung) und es fließt Energie auf die Primärseite zurück. Außerdem steigen dann die Schaltverluste in den MOSFETs (Quelle: [23]). Wenn man allerdings die Symmetrierung des Trafokerns im Lückbetrieb A ausnutzen will, kann man diesen Kompromiss eingehen.

Die Größe der Speicherdrossel bestimmt maßgeblich die Größe des Ripplestroms. Formeln und Hinweise dazu finden sich in [23] und im nächsten Kapitel. Die Speicherdrossel muss nicht selbst gewickelt werden, da es sehr viele Bauteile auf dem

Markt gibt, deren Eigenschaften wohldefiniert sind. Somit hat man eine Unbekannte weniger in der Schaltung.

Sekundärkondensatoren Die Kondensatoren auf der Sekundärseite werden nicht ganz so beansprucht wie die primärseitigen, da die Speicherdrossel den Strom bereits dämpft. Jedoch sind auch sie für eine konstante Ausgangsspannung vonnöten. Falls diese nicht gebraucht wird, kann hier auch gespart werden, was bei kommerziellen Netzteilen oft der Fall ist. Diese Kondensatoren dämpfen auch das Verhalten der Regelstrecke. Das heißt, wenn der Wandler als schnelle Stromquelle ausgelegt werden soll, sind viele Kondensatoren hinderlich.

[5] empfiehlt, Kondensatoren einzubauen, deren Resonanzfrequenz sich bei der Schaltfrequenz (Primärseite) bzw. bei der doppelten Schaltfrequenz (Sekundärseite) befindet. Diese Angaben findet man in den Datenblättern. In der Resonanzfrequenz ist der ESR des Kondensators am kleinsten.

Die Kondensatoren sollten so eingebaut werden, dass sich der Ripplestrom gleichmäßig aufteilt. Dazu sollte der Weg des Stromes zu jedem Kondensator gleich lang sein.

3.5 Verhalten Voll- und Halbbrückenwandler

Das Verhalten des Gegentaktwandlers im Zeitbereich ist relativ einfach bei Brückengleichrichtung und wird komplex wenn die Streuinduktivitäten betrachtet werden sowie bei Mittelpunktgleichrichtung im Lückbetrieb.

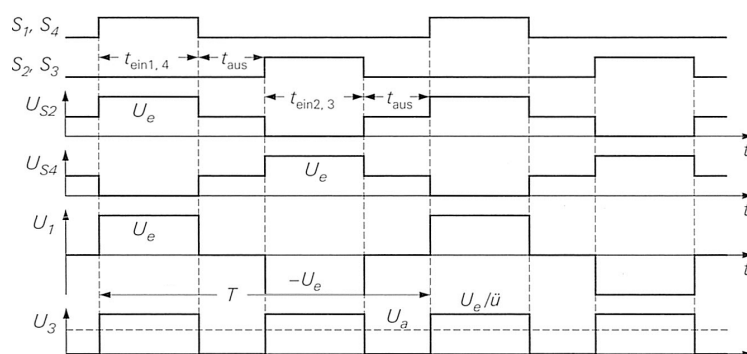


Abbildung 3.9: Spannung an der Primärseite: S1, S4 bzw. S2, S3: PWM-Taktung; US2, US4: Spannung an den Low-Side-MOSFETs; U1: Spannung an der Primärseite des Trafos; U3: Spannung an der Sekundärseite des Trafos (Quelle: [27])

Für Literatur siehe [5, S. 2.90ff, S. 2.103ff], [13, S. 586ff] oder dessen Website [23], [27, S. 954ff], [36, S. 1015ff.] oder auch [7]⁶:

Wenn der Sekundärstrom nicht lücket, verhält sich der Gegentaktwandler ähnlich wie ein Tiefsetzsteller. Der einfache Tiefsetzsteller hat eine Induktivität, die über eine Freilaufdiode Strom am Ausgang liefern kann. Der Vollbrückenwandler hat zwei Dioden, die auch als Freilaufdioden wirken, solange der Wandler nicht lücket. Das Verhalten der Primärseite ist in allen oben angegebenen Quellen beschrieben. Siehe hierzu 3.9.

Das Verhalten der Sekundärseite ist aber komplexer und entscheidend für die Funktion des Vollbrückenwandlers im Grenzbereich:

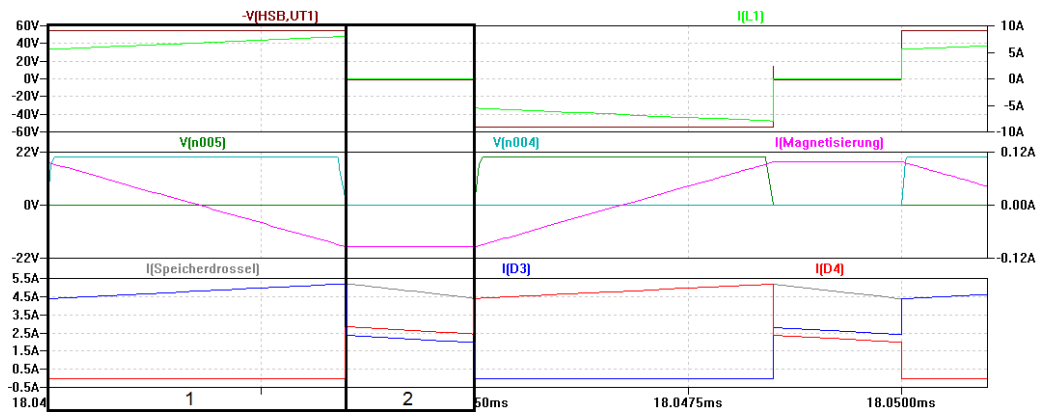


Abbildung 3.10: Verhalten der Sekundärseite bei Voll- oder Teillast, Zustand 1 und 2 markiert. Braun: Primärspannung, Grün: Primärstrom, Pink: B im Trafokern, Einheit: $1\text{mA} \hat{=} 1\text{mT}$, Türkis: PWM-Takung A und B, Rot und Blau: Strom in den Sekundärwicklungen

3.5.1 Zustände des Gegentaktwandlers mit Mittelpunktgleichrichtung

Im Zeitbereich können 4 Zustände des Gegentaktwandlers mit Mittelpunktgleichrichtung beobachtet werden. „Zustand“ wird hier ein besonderes Verhalten von Strom, Spannung und Magnetisierung des Trafos während des Bruchteil eines Takts genannt⁷:

Zustand 0 $\hat{=}$ **Zustand 4** Alle Schalter aus, es fließt kein Strom

Zustand 1 MOSFETs auf der Primärseite geschlossen sind

Zustand 2 Freilauf, beide Sekundärwicklungen leiten

⁶In allen Quellen wird Voll- und Teillastverhalten beschrieben, das Verhalten im Lückbetrieb wird nur angerissen oder nicht erwähnt.

⁷Nicht zu verwechseln mit den Zuständen der Finite State Machine

Zustand 3 Freilauf, nur eine Sekundärwicklung leitet

Die 4 Zustände wurden für die Tabelle auf Seite 28 dargestellt. Pro Zustand ist je ein Ersatzschaltbild der Sekundärseite abgebildet. Das Ersatzschaltbild zeigt jeweils die wirksamen Bauteile der Sekundärseite.

Im Zustand 0 fällt beispielsweise die gesamte Ausgangsspannung an beiden Gleichrichtdioden ab, die in dem Augenblick die einzigen wirksamen Bauteile auf der Sekundärseite sind; die Spannung an allen anderen Bauteilen ist zu dem Zeitpunkt 0, wie auch die Ströme. Deshalb sind nur die Ausgangsspannung und die Dioden mit den entsprechenden Spannungen eingezeichnet.

Neben den Ersatzschaltbildern werden die einzelnen Knoten- und Maschengleichungen in jedem Zustand angegeben. Dabei wird der Spannungsabfall an den Dioden in Flussrichtung vernachlässigt.

Auf der gleichen Seite ist Graph 3.11 abgebildet, in dem die 4 Zustände markiert sind und die Verläufe der Ströme und Spannungen nachvollzogen werden können. In Abbildung 3.10 sind nur Zustand 1 und 2 markiert, da Zustand 3 und 4 exklusiv im Lückbetrieb auftreten.

Die besonderen Zustände im Lückbetrieb kommen durch die Sekundärseite mit Mittelabgriff zu stande, was im Freilauf eine Reihenschaltung von Sekundärwicklung und Speicherdrossel bewirkt, wobei beide Sekundärwicklungen am Freilauf beteiligt sind. Beim Brückengleichrichter tritt das beschriebene Verhalten nicht auf, dort sind im Freilauf die Sekundärwicklung und die Speicherdrossel parallel geschaltet.

Es folgen auf den nächsten 5 Seiten Erklärungen der einzelnen Zustände.

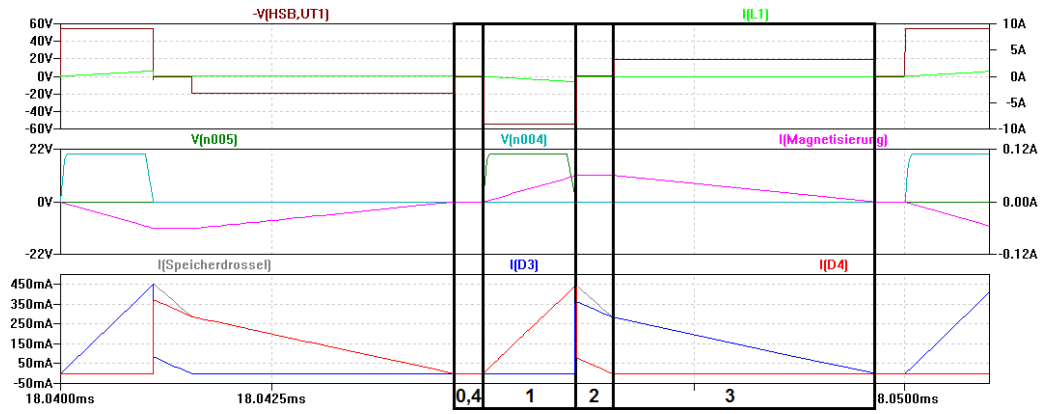
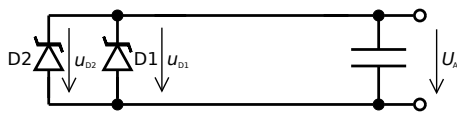


Abbildung 3.11: Verhalten der Sekundärseite, alle Zustände 0–4 sichtbar. Braun: Primärspannung, Grün: Primärstrom, Pink: B im Trafokern, Einheit: $1\text{mA} \hat{=} 1\text{mT}$, Türkis: PWM-Taktung A und B, Rot und Blau: Strom in den Sekundärwicklungen

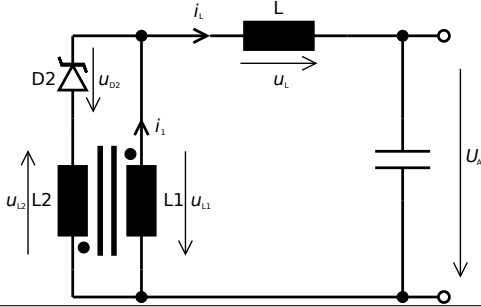
Zustand 0 $\hat{=}$ Zustand 4: Leerlauf/ Lückbetrieb B



$$U_A = U_{D1} = U_{D2}$$

es fließt kein Strom

Zustand 1: Schalter ein



$$U_{L1} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot U_{\text{primär}}$$

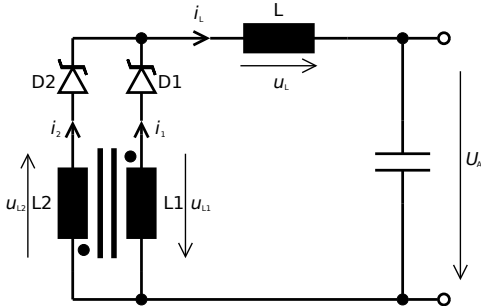
$$U_{D2} = U_{L1} + U_{L2} = 2 \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \cdot U_p$$

$$U_L = U_{L1} - U_A$$

$$i_1 = i_L = I_{\text{konst}} + \frac{1}{L} \int U_L \cdot dt$$

$$i_{\text{primär}} = i_L \cdot \frac{1}{\ddot{u}}$$

Zustand 2: Freilauf



$$U_L = -U_A$$

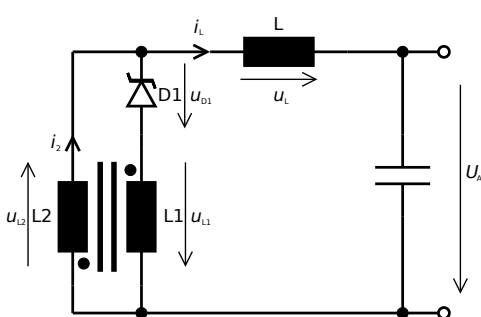
$$\frac{di_1}{dt} = \frac{di_2}{dt} = U_{L2} = -U_{L1} = U_{\text{primär}} = 0 = i_{\text{primär}}$$

$$i_1 + i_2 = i_L$$

$$i_2 - i_1 = \frac{1}{\ddot{u} \cdot L} \int U_{\text{primärZustand1}} dt \sim B_{\text{Trafokern}}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_L}{L}$$

Zustand 3: Lückbetrieb A/ Rückspeisung



$$U_A = U_{L2} + U_L$$

$$U_{\text{primär}} = \ddot{u} \cdot U_{L2}$$

$$U_{D1} = -U_{L1} = -U_{L2}$$

$$U_{L2} = \frac{L2}{L2 + L} \cdot U_A$$

$$i_2 = i_L = I_{\text{konst}} + \frac{1}{L + L2} \int U_A \cdot dt$$

$i_{\text{primär}} = 0$ oder bei Rückspeisung abh. v. Eingang

Tabelle 3.1: Ersatzschaltbilder der Sekundärseite des Gegentaktwandlers mit Mittelpunktgleichrichtung für 4 mögliche Zustände während eines Taktes. Die Ersatzschaltbilder links enthalten nur die in dem Zustand wirksamen Bauteile, Ströme und Spannungen.

3.5.1.1 Hochlaufen, Voll- und Teillastverhalten

Beim Betrieb unter Last können die Formeln des Tiefsetzstellers angewandt werden:

$$d = \frac{t_{\text{on}}}{T} = t_{\text{on}} \cdot f \quad (3.8)$$

$$U_{\text{Ausgang}} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot d \cdot U_{\text{Eingang}} = \frac{1}{N_1/N_2} \cdot d \cdot U_{\text{Eingang}} \quad (3.9)$$

U_{Eingang} ist die Eingangsspannung, U_{Ausgang} die Ausgangsspannung, \ddot{u} das Übersetzungsverhältnis, das sich zusammensetzt aus den Wicklungszahlen N_1 und N_2 . d ist der Tastgrad der PWM-Steuerung, f ist die Schaltfrequenz und T ist die Periodendauer. Beim Gegentaktwandler ist die Periodendauer eines Schaltzyklus nur halb so groß, da pro Takt zweimal geschaltet wird.

In Abbildung 3.10 ist das Verhalten im Voll- und Teillastbetrieb zu sehen, Zustand 0 und Zustand 1 sind markiert.

Zustand 0: Leerlauf Im Zustand 0 passiert nichts, es fällt lediglich die Ausgangsspannung an den Gleichrichtdioden ab. Er entspricht auch dem Zustand 4 im Lückbetrieb B (siehe unten). Aus dem Leerlauf sollte das Tastverhältnis sanft nach oben gefahren werden, um eine einseitige Magnetisierung zu vermeiden. Ein abrupter Start wäre auch möglich, allerdings darf dann der erste Takt nur ein halber Takt sein.

Zustand 1: Schalter ein Hier liegt die volle Eingangsspannung an der Primärseite des Trafos an. Falls der Kern schon magnetisiert ist, springt durch Ladung der Streuinduktivität der Strom auf der Primärseite. Der Strom steigt an und die Speicherdrossel wird geladen.

Die Flussdichte im Transformator ändert sich.

An einer Freilaufdiode liegt die doppelte Sekundärspannung an.

Wenn die Schalter ausgeschaltet werden, entlädt sich die Streuinduktivität an den Bodydioden der MOSFETs. Siehe auch Kapitel 3.5.2 Einfluss der parasitären Induktivitäten des Übertragers.

Zustand 2: Freilauf Während die MOSFETs aus sind, sinkt der Strom durch die Sekundärwicklungen. Der Strom wird eingepreßt durch die Speicherdrossel.

Der auf der Sekundärseite fließende Strom teilt sich nun zwischen den beiden Sekundärwicklungen (wegen der Magnetisierung des Kerns zu unterschiedlichen Anteilen, siehe auch Bild 3.10) auf. Die anliegende Spannung in beiden Zweigen ist gleich groß, das heißt nach Formel $\frac{di}{dt} = \frac{U}{L}$, dass das Gefälle des Stroms in beiden Sekundärwicklungen gleich ist. Das bedeutet wiederum, dass auf den Sekundärwicklungen keine Spannung abfällt. Deshalb liegt auch auf der Primärseite keine Spannung an, dort fließt auch kein Strom.

Es handelt sich in diesem Zustand bei den Sekundärwicklungen um elektrisch parallelgeschaltete, magnetisch gegenläufig gekoppelte Induktivitäten. Die Summe der beiden Ströme ist die Summe des Stroms in der Speicherdrossel, die Differenz der beiden Ströme ist der Magnetisierungsstrom des Trafos.

Somit beeinflussen diese Ströme die Flussdichte im Trafokern sowie die Primärseite nicht, da die Magnetfelder der beiden Sekundärspulen hier gegenläufig sind und sich gegenseitig aufheben. Durch die Gegenläufigkeit entstehen hohe Lorentzkräfte im Transformator.

Bei größeren Ausgangsströmen sinkt der Strom im Freilauf durch die Trafosekundärwicklungen nie auf 0 und somit ist dort das Übertragungsverhalten des Trafokerns einfach mit den Formeln des Tiefsetzstellers zu kalkulieren, d.h. Zustand 3 und 4 werden so nicht erreicht.

3.5.1.2 Leerlauf: Lückbetrieb, Rückspeisung

Der Gegentaktwandler mit Mittelpunktgleichrichtung zeigt ein besonderes Verhalten, wenn die Last hochohmig ist oder wenig Ausgangsstrom fließt; es ist zwischen zwei Lückbetrieben zu unterscheiden:

- Der Strom in einem Sekundärzweig wird zu 0, hier genannt Lückbetrieb A
- Der Strom in beiden Sekundärwicklungen wird zu 0, hier genannt Lückbetrieb B

Zudem gibt es einen dritten Fall, in dem die Energie auf die Primärseite zurück gespeist wird, nämlich wenn nur kleine Ausgangsströme fließen und ein hohes Tastverhältnis eingestellt ist. Dieser Fall ist ein Extremfall des Lückbetriebs A.

Der Lückbetrieb ist ein Spezialfall, da sich das Schaltnetzteil beim Übergang nicht linear verhält. Dies ist bei der Auslegung einer schnellen oder bei einer präzisen Regelung von Bedeutung: Der Regler muss im Lückbetrieb für Stabilität sorgen und

auch den Übergang von lückendem Betrieb zu nicht lückendem und umgekehrt beherrschen.

In allen drei Fällen nähert sich die Ausgangsspannung der maximalen Ausgangsspannung an, d.h.

$$U_{\text{Ausgang}} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot U_{\text{Eingang}} \quad (3.10)$$

Der Wandler verhält sich im Lückbetrieb A anders als der Tiefsetzsteller. Die Formeln des Tiefsetzstellers sind deshalb in diesem Betriebspunkt nicht anwendbar. Für die Aufstellung der Differentialgleichung der beiden Zustände sind Formeln in der Tabelle auf Seite 28 angegeben.⁸

Zustand 3: Lückbetrieb A/ Rückspeisung Auf der Sekundärseite hält im Zustand 2 die Speicherdrossel den eingepprägten Strom aufrecht. Die Ströme sind ungleich auf die beiden Sekundärwicklungen verteilt, sinken aber gleich schnell. Wenn nun der Strom in einer Sekundärwicklung zu 0 wird und durch die Diode nicht weiter sinken kann, kann nur noch durch einen Zweig Strom fließen. Diese andere Sekundärwicklung übernimmt nun den ganzen der Strom der Sekundärseite, der weiter abnimmt. Nach $U = \frac{di}{dt}L$ fällt nun eine Spannung an der leitenden Sekundärwicklung ab und somit auch auf der Primärwicklung. Dies hat auch Auswirkungen auf die Magnetisierung des Transformators. Dieser Spannungsabfall ist sehr gut in Abbildung 3.11 zu sehen. Im Voll- und Teillastbetrieb tritt er nicht auf. Hier gibt es zwei Möglichkeiten zu unterscheiden:

Lückbetrieb A Der Lückbetrieb A tritt nur bei kleinen Tastverhältnissen auf, wenn auf der Sekundärseite nur kleine Ströme fließen. Durch die somit relativ kleinen Spannungszeitflächen wird durch dieses symmetrische Verhalten der Transformator nicht in die Sättigung getrieben. Vielmehr zeigt sich, dass durch die im Lückbetrieb A induzierte Spannung die Magnetisierung des Transformators wieder Richtung Mittelpunkt gefahren wird. (Siehe Bild 3.12)

Rückspeisung Falls im Lückbetrieb A die induzierte Spannung an der Primärwicklung die Eingangsspannung übersteigt, fließt Strom zurück zum Eingang, es

⁸Anm. des Autors: Dass der Gegentaktwandler zwei unterschiedliche Lückbetriebe hat wird in der Literatur nicht beschrieben, ebensowenig wie die Auswirkungen des Lückbetriebs auf die Magnetisierung des Trafos. Über die Rückspeisung als Sonderfall des Lückbetriebes wurde auch keine Literatur gefunden. [36] behandelt die Mittelpunktgleichrichtung in Kapitel 16.9.4.1 ausführlich, idealisiert jedoch dort den Magnetisierungsstrom im Freilauf zu 0 und betrachtet nur den Einfluss der primären und sekundären Streuinduktivitäten. Dabei hat der Magnetisierungsstrom einen großen Einfluss auf die Stromverläufe in den Sekundärwicklungen und -dioden. In Kapitel 11.2.2.1 zeigt das Buch die realen Stromverläufe der Sekundärwicklungen auf, erwähnt jedoch nicht den Einfluss auf die Magnetisierung des Trafos im Lückbetrieb.

fließt also Energie von der Sekundärspule zum Eingang der Schaltung. Die Energie oszilliert dabei sozusagen zwischen Primär- und Sekundärseite. Dieser Zustand passiert bei hohen Tastverhältnissen im Leerlauf. Der Zustand ist sehr interessant und macht dem Gegentaktwandler einzigartig:

- Der Zustand ist uneffektiv, da maximale Durchlass- und Schaltverluste entstehen, ohne dass Leistung am Ausgang entnommen wird.
- Lastabfälle stellen für andere Wandler ein großes Regelproblem dar. Beim Gegentaktwandler kann die Ausgangsspannung den durch das Wicklungsverhältnis vorgegebenen Wert nicht überschreiten, der Wandler ist geschützt.
- Für schnelle Lastanstiege ist dieser Zustand ebenso interessant: Es steht kurzzeitig sehr hoher Ausgangsstrom durch die Ladung der Elkos zur Verfügung, die Ausgangsspannung fällt aber bei einem Lastanstieg nicht unter die durch den Duty cycle eingestellte Spannung ab.

Der Ausgang ist also in diesem Zustand hier eine Spannungsquelle, deren Ausgangsspannung bei schnellen Änderungen an der Last vom Leerlauf $U_{\text{Ausgang}} = \frac{1}{u} \cdot U_{\text{Eingang}}$ sehr schnell in einen durch das Taktverhältnis d bestimmten Vollastbetrieb mit Spannung $U_{\text{Ausgang}} = \frac{1}{u} \cdot d \cdot U_{\text{Eingang}}$ wechseln kann, ohne dass die Spannung nachgeregelt werden müsste.

Zustand 4: Leerlauf/ Lückbetrieb B = Zustand 0 Der Strom in beiden Sekundärwicklungen ist 0. Hier entsteht ein weiterer Knick im Stromverlauf, eine weitere Nichtlinearität. Simulationen zeigen, dass auch bei unsymmetrischen Bauteilen und Streuinduktivitäten, wie sie in der Realität auftreten, der Kern, wenn er sich im Lückbetrieb B befindet, entmagnetisiert ist, siehe Bild 3.12.⁹

Ein prägnanter Unterschied zu Zustand 3 ist, dass im Zustand 4 auf der Primärseite keine Spannung mehr induziert wird. Dies ist sehr gut in Abbildung 3.11 sichtbar.

3.5.2 Einfluss der parasitären Induktivitäten des Übertragers

Wenn auf der Primärseite die Schalter schließen, kann kein Strom mehr durch die Primärspule fließen. Die Streuinduktivität treibt den Strom aber weiter, so dass ei-

⁹Dies könnte genutzt werden um eine Sättigung zu beseitigen oder den Kern zu entmagnetisieren: Bei Erkennen einer Sättigung (siehe Kapitel 3.6 **Sättigung des Trafokerns erkennen oder vermeiden**) wird der Ausgang abgetrennt, das Tastverhältnis reduziert, so dass Lückbetrieb B auftritt. Die Stromverteilung zwischen den beiden parallelen gekoppelten Induktivitäten im Zustand 2 ist abhängig von der Magnetisierung. Bei starker Magnetisierung führt ein Stromzweig sehr schnell keinen Strom mehr, so dass im Zustand 3 die Magnetisierung Richtung Mittelpunkt fährt. Wenn Zustand 4 erreicht ist, ist der Kern entmagnetisiert.

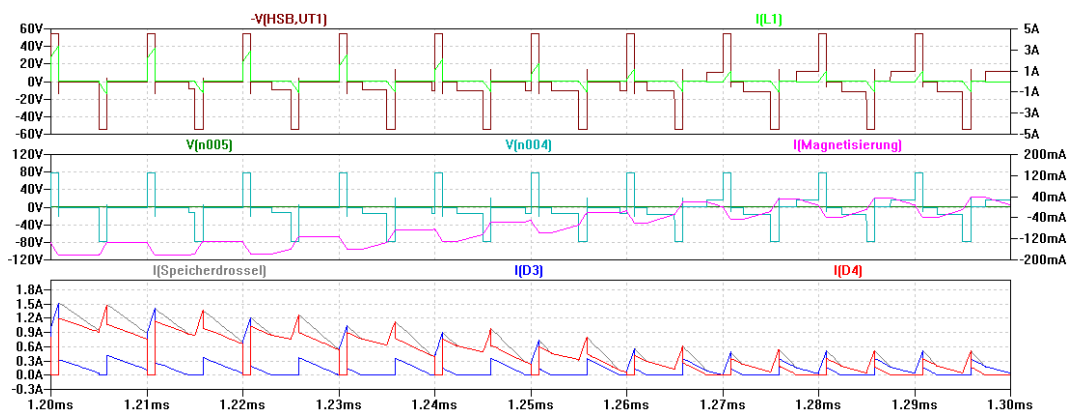


Abbildung 3.12: Zentrierung der Magnetisierung des Trafokerns im Lückbetrieb A. Braun: Primärspannung, Grün: Primärstrom, Pink: B im Trafokern, Einheit: $1\text{mA} \cong 1\text{mT}$, Türkis: PWM-Takung A und B, Rot und Blau: Strom in den Sekundärwicklungen.

Der Trafo ist zu Beginn einseitig magnetisiert. Dann wird bei $t=1,21\text{ms}$ die Last abgetrennt, dadurch folgt Lücketrieb A. Im Lückbetrieb A bewegt sich die Magnetisierung B in Richtung Mittelpunkt. Typisch für Lückbetrieb A: Die indzierte Spannung auf der Primärseite.

Typisch für einseitig magnetisierten Trafo: Stark Unsymmetrische Stromverteilung in den Sekundärwicklungen

Es folgt später (nicht mehr sichtbar) Lückbetrieb B, in dem der Strom an der Speicherdrossel zeitweilig 0 wird.

ne Gegenspannung entsteht. Diese Gegenspannung steigt, bis sie die Summe aus der Eingangsspannung und den Durchlassspannungen der integrierten Dioden der MOSFETs erreicht. Somit fließt ab diesem Zeitpunkt der Strom zurück auf die Eingangsseite, bis der Strom an der parasitären primären Induktivität gleich 0 ist. Da diese Induktivität sehr klein ist bzw. klein sein sollte, ist dieser Spannungspuls sehr kurz, es fließt aber kurzzeitig Strom auf die Primärseite zurück. Dies ist die Energie, die in der parasitären primären Induktivität gespeichert ist. Im der Abbildung 3.13 sind diese entgegengesetzten Spannungsspitzen deutlich zu erkennen.

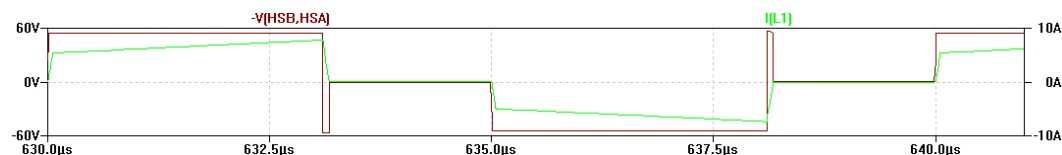


Abbildung 3.13: Einfluss der primären Streuinduktivitäten. Braun: Primärspannung, Grün: Primärstrom: Rückspannungsspitzen nach jedem Ausschaltvorgang durch die Streuinduktivität. Es ist sind 1 voller Takt abgebildet

In [17] wird eine große Streuinduktivität für den Halb- und Vollbrückenwandler als

unproblematisch genannt:

Der Übertrager darf eine hohe Streuinduktivität aufweisen.

Dies ist allerdings aus folgendem Grund nicht sehr empfehlenswert:

Der Energierückfluss aus der Streuinduktivität findet bei jedem Tastverhältnis statt und beschränkt die Leistung des Vollbrückenwandlers, da bei jedem Takt die parasitäre Induktivität umgeladen werden muss, bevor der Strom an der Primärseite die Richtung wechseln kann. Dies ist vor allem bei hohen Tastverhältnissen sehr hinderlich, stört auch die Linearität des Wandlers, erzeugt unnötige Verluste in den Body-Dioden der MOSFETs und beschränkt die maximale Schaltfrequenz.

Siehe auch Bild 4.6 im Kapitel 4.3.4.1 **Selbst wickeln?**: Bei diesem Transformator waren die Streuinduktivitäten zu hoch.

3.6 Sättigung des Trafokerns erkennen oder vermeiden

Wenn der Transformator auf der Primärseite (oder auf der Sekundärseite z.B. durch unterschiedliche Spannungsabfälle an den Dioden, Quelle: [5, S.2.92]) unsymmetrisch belastet wird, sei es durch unterschiedlich lange Einschaltzeiten, durch unsymmetrisches Anlaufen oder durch unsymmetrische Eingangsspannungen, wandert der Trafo in die Sättigung. Das Problem kann auch bei schnellen Sollwertsprüngen auftreten.

Wenn der Trafo gesättigt ist, steigt der Primärstrom so stark an, dass er Bauteile zerstören kann:

$$U_{\text{primär}} \sim B_{\text{Trafokern}} \Leftrightarrow I_{\text{primär}} \sim H_{\text{Trafokern}} \quad (3.11)$$

Vgl. Abbildung 3.5: Wenn H im Trafokern zu groß wird, steigt die Spannung sehr stark.

3.6.1 Sättigung vermeiden

Eine gewisse Flussdichtereserve sollte bei Auslegung der Wicklungen berücksichtigt werden. Dies erhöht zwar die Anzahl der Wicklungen, reduziert aber gleichzeitig Hystereseverluste. Diese Reserve kann aber alleine schon ein unsymmetrisches Einschalten verkraften.

Wenn eine typische schnelle Current-Mode-Regelung genutzt wird (siehe z.B. [13, Kapitel Regelung von Schaltnetzteilen]), wird im Rahmen der Regelung der Strom an der Primärseite gemessen, integriert und automatisch ausgeregelt. So kann keine Sättigung entstehen.

Der Halbbrückenwandler kann durch die Gleichspannungsfreiheit auf der Primärseite, die durch die beiden Kondensatoren entstehen, nicht in die Sättigung geraten. Bei unsymmetrischer Ansteuerung sinkt die Spannung in einem Kondensator und wirkt dem Davonlaufen der Magnetisierung entgegen. (Quelle: [27, S. 955])

Es könnte auch eine zusätzliche Wicklung zur Entmagnetisierung eingebracht werden.

3.6.2 Sättigung messen

Da ein Trafo schleichend in die Sättigung gerät, könnte durch folgende Maßnahmen die Sättigung erkannt werden:

- Temperatur des Trafos messen, sie steigt sehr stark an wenn der Trafo in die Sättigung gerät
- Wirkungsgrad η per Software berechnen und mit einem vorgegebenen Kennfeld vergleichen. Falls Wirkungsgrad abfällt ist evtl. Trafo in Sättigung
- Vergleichen und Ausbalancieren der Spannungszeitflächen an der Primärseite. Dafür müssten die Spannungen sehr schnell und genau gemessen werden, wofür sich nur ein analoger Operationsverstärker anbietet.
- Strom an beiden Low-Side-Schaltern messen und vergleichen. Wenn der Trafo in der Sättigung ist, gerät das Verhältnis der Ströme stark ins Ungleichgewicht.

Hierfür wurde eine schnelle analoge Schaltung entwickelt, die den Spannungsabfall an den Low-Side-MOSFETs im Durchlassbetrieb misst. Wenn diese MOSFETs thermisch gekoppelt sind, haben sie den gleichen Durchlasswiderstand R_{DSon} . Dieser dient der Schaltung als Shunt. Die Schaltung puffert den verstärkten Spannungsabfall am R_{DSon} , der kurz vor dem Öffnen der MOSFETs auf beiden abfällt. Wenn die Messspannungen der beiden Seiten ungleich sind, ist der Trafo in der Sättigung. (Schaltplan siehe Anhang)

3.7 Zur Steuerung und Regelung von Gegentaktwandlern

3.7.1 Aufgaben der Steuerung und Regelung beim Gegentaktwandler

In [5, S. 2.100] werden die Punkte aufgelistet, die die Software eines Mikrocontrollers oder die analoge Regelung beachten muss, falls sie durch das Design ausgeschlossen werden können:

- „Soft Start“ – damit ist eine langsame Änderung des Dutycycles gemeint, um den Trafokern nicht einseitig zu magnetisieren.
- „Flux centering“ – Sättigung vermeiden, siehe oben.
- „Cross-conduction inhibit“ – damit ist der Kurzschluss gemeint, der bei Vollbrückenwandlern auf der Primärseite entsteht, wenn die zwei MOSFETs eines Zweigs gleichzeitig eingeschaltet sind. Es wird empfohlen, eine Logik einzubauen, die eine gleichzeitige Ansteuerung verhindert. Zweitens muss sichergestellt werden, dass durch Verzugszeiten beim Ausschalten keine Überlappung der Einschaltphasen geschieht. Dies wird vermieden, indem z.B. kein Dutycycle $> 95\%$ erlaubt wird. Drittens müssen die MOSFETs im undefinierten Zustand geöffnet sein, die Gates müssen also mit Pull-Down-Widerständen versehen werden.
- „Current Limiting“ – eine Überwachung des maximal erlaubten Stroms an Eingang und/ oder Ausgang, wobei auch an Kurzschlüsse gedacht werden sollte.
- „Overvoltage protection“ – gefährliche Überspannungen an Ein- und Ausgang beherrschen. Es gibt einfache Techniken (z.B. Varistor, auch „crowbar technique“ genannt) oder ausgefeiltere, wie „active clamping“.
- „Voltage control and isolation“ – In diesem Punkt fasst die Quelle eine gute galvanische Trennung und einen Regelkreis, der bei allen auftretenden Bedingungen stabil bleibt, zusammen.
- „Primary overpower limiting“ – Einige Problemstellen können durch eine eigene Strombegrenzung an den Primär-MOSFETs verhindert werden, wie Zerstörung durch Sättigung des Trafos oder auftretende Kurzschlüsse an der Sekundärseite.
- „Input undervoltage protection“ – Um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten, kann auf eine zu niedrige Eingangsspannung geprüft werden. Das Buch empfiehlt, hier eine Hysterese einzubauen.
- „Ancillary functions“ – Die Steuerung muss alle weiteren gewünschten Funktionen übernehmen können, ohne dadurch die oben genannten Punkte zu vernachlässigen

Da bei der Ladung eines Akkus die Spannung stets ansteigt und nie abfällt, muss der Regler auch nicht auf plötzliche Stromanstiege während des Betriebs achten und sich neu einregeln. Das heißt, dass Stromanstiege nur bei einem Defekt auftreten können. Deshalb wird bei einem Anstieg des Stromes sofort abgeschaltet.

3.7.2 Regelstrecke des Gegentaktwandlers mit Akkumulator als Last

Die Regelstrecke eines Schaltnetzteils mit einem Akkumulator als Last hat zwei Eingangsgrößen: Die Eingangsspannung und die Spannung des Akkumulators. Das führt zu einer besonderen die Regelstrecke, weil die Zustandsgröße Ausgangsstrom i_L bei einem bestimmten Tastverhältnis d plötzlich ansteigt.

Das Ersatzmodell des Akkus ist in Kapitel 2.2 und in Abbildung 2.3a dargestellt. Es wird im Folgenden das einfache Ersatzschaltbild betrachtet.

Die interne Spannung im Ersatzmodell des Akkus U_B kann außerdem nicht gemessen werden, sie könnte höchstens durch einen Beobachter bestimmt werden, was wegen des komplexen Verhalten eines Akkus (Abhängig von SOC, SOH, Temperatur, Strom) sehr schwierig ist. Somit kann der Sprung, der in der Übertragungsfunktion des Ausgangsstroms $\frac{i_L}{d}$ auftritt, nur schwer vorhergesagt werden.

Der Strom im Akkumulator i_L (Ausgangssignal) berechnet sich nach folgender Formel:

$$i_L = \frac{1}{R_i} \cdot (U_{\text{Ausgang}} - U_B) \quad (3.12)$$

U_{Ausgang} ist in diesem Fall die Spannung im Leerlauf ohne Akkumulator, hier genannt Sollspannung. Wenn $U_{\text{Ausgang}} > U_B$ ist, lädt der Akku mit einem sehr großen Strom, da der Innenwiderstand im Akku R_i sehr klein (ca. $0,68\Omega$) ist. Wenn $U_{\text{Ausgang}} < U_B$ ist, würde in einem linearen Übertrager ein Rückwärtsbetrieb im 4. Quadranten stattfinden, jedoch verhindern die Gleichrichtdioden dies und es fließt fast kein Strom.

Die Spannung eines Akkus, der sich langsam lädt, steigt. Der Algorithmus muss darauf reagieren und entweder den Strom nachregeln, die Ladung unterbrechen wenn der Akku voll ist oder in die Konstantspannungsladung wechseln.

Die Ausgangsspannung (Ausgangssignal) kann leichter geregelt werden, die Strecke mit Speicherdrossel, Kapazitäten und Akkumulator wirkt wie ein PT2-Glied mit extrem großer Zeitkonstante.

3.7.3 Störverhalten des Gegentaktwandlers

Es lässt sich sagen, dass der Gegentaktwandler durch sein im Voll- und Teillastbetrieb lineares Übertragungsverhalten keine Probleme mit Störungen hat. Dies hängt natürlich auch vom Regler ab.

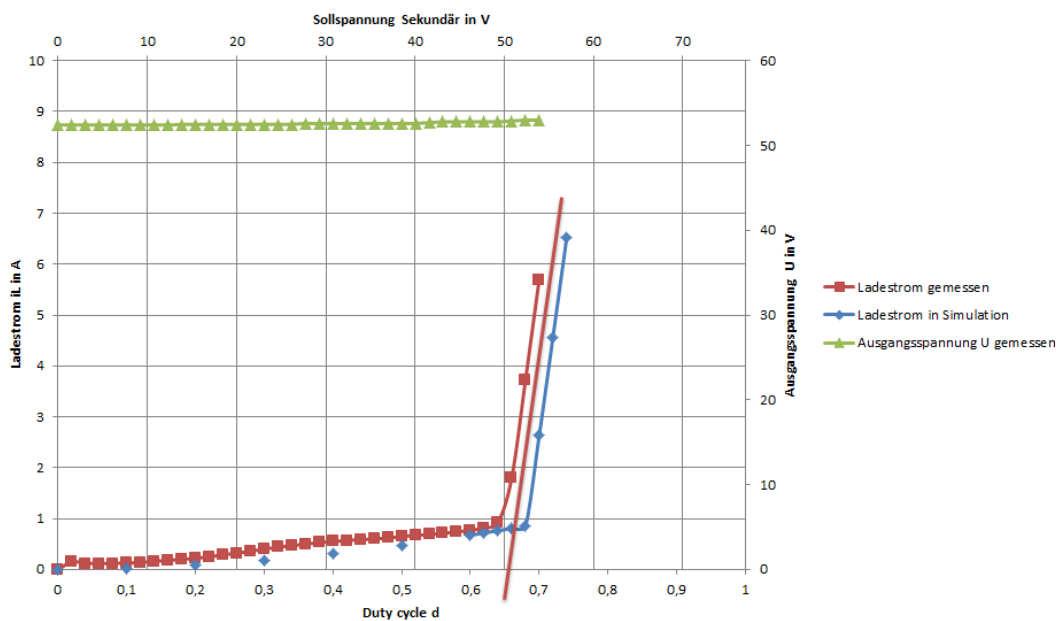


Abbildung 3.14: Darstellung der Regelstrecke Gegentaktwandler mit Akkumulator als Last:

Ausgangsstrom i_L (blau und rot) und Ausgangsspannung U (grün) zu Duty cycle d .

Der Ausgangsstrom ist nichtlinear. Vergleich von Simulation (blau) und Messung (rot).

Die Sollspannung, also die Ausgangsspannung im Leerlauf ohne Akkumulator ist auf der oberen x-Achse aufgetragen und proportional zum Duty cycle d .

Die rote Gerade hat die differentielle Steigung des Innenwiderstands der Batterie und kreuzt die X-Achse bei $U = 52V$, der internen Spannung der Batterie im Ersatzmodell.

Die Ausgangsspannung ist fast konstant.

Der Gegentaktwandler als Strecke verträgt Sprünge an Eingang, Last oder Sollwert problemlos, die Sekundärseite muss sich nur einschwingen: Drossel und Kondensatoren bilden einen gedämpften Parallelschwingkreis mit Frequenz

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Die Last und die ohmschen Verluste (z.B. ESR der Elkos) dämpfen diesen Einschwingvorgang.

Im Folgenden das Verhalten des Gegentaktwandlers als Strecke (also ohne Regelung):

Bei Lastsprüngen Bei Lastsprüngen ändert sich der Ausgangsstrom proportional zur Last (bei rein ohmschen Lasten). Die Ausgangsspannung bleibt konstant, außer der Wandler gerät in den Lückbetrieb. Der Ausgangsstrom richtet sich nach der Last.

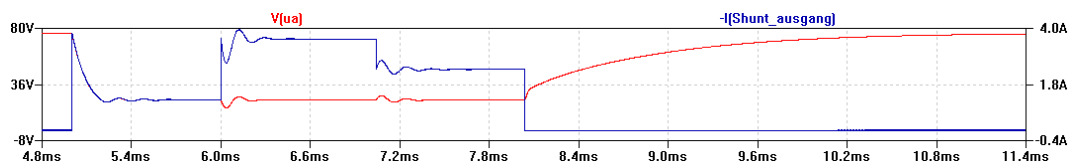


Abbildung 3.15: Verhalten der Regelstrecke bei Lastsprüngen. Blau: Ausgangsstrom, rot: Ausgangsspannung. Duty Cycle bleibt konstant bei $d = 0,3$, ohmsche Last ändert sich.

$t < 5\text{ms}$: Ausgang hochohmig, Lückbetrieb A mit Rückspeisung

$5\text{ms} < t < 8\text{ms}$: Ohmscher Ausgang, 20Ω , dann Sprung auf $6,6\Omega$, dann Sprung auf 10Ω

$t < 8\text{ms}$: Ausgang hochohmig, Spannung steigt, Elkos laden sich, Lückbetrieb

Im Lückbetrieb kann es sein, dass es zur Rückspeisung kommt, was aber unkritisch für den Wandler ist. Im Lückbetrieb steigt die Spannung nach Formel 3.10 auf die maximale Ausgangsspannung an. Dies könnte dann kritisch für angeschlossene Lasten sein, wenn diese die maximale Ausgangsspannung nicht vertragen.

Bei Sprüngen auf der Eingangsseite Bei Spannungssprüngen auf der Eingangsseite ändert sich auch die Spannung am Ausgang proportional. Es findet wie beim Lastsprung ein Einschwingvorgang statt, gedämpft durch die Last. Kritisch ist, wenn die Eingangsspannung steigt und am Ausgang bei konstantem Taktverhältnis ein Akku angeschlossen ist. Das sollte im normalen Betrieb nicht vorkommen, da der Eingang des Wandlers auch immer ein Akku ist, der keine Spannungssprünge verursacht. Spannungsabfälle am Eingang sind für die Akkuladung unkritisch.

Bei Sollwertsprüngen Bei Sollwertsprüngen, also sprunghaften Änderungen am Duty cycle d , fährt die Sekundärseite an den neuen Sollwert heran und schwingt sich auf den neuen Wert ein..

3.7.4 Zur Reglerauslegung

Viele Schaltnetzteile nutzen die Common-Mode-Regelung, die eine Zustandsgröße (den Strom an der Drossel) misst und somit sehr schnell auf Ausgangsänderungen reagieren kann, schon bevor sie passieren. Sie gleicht einem Zustandsregler mit überlagertem PI-Regelkreis.

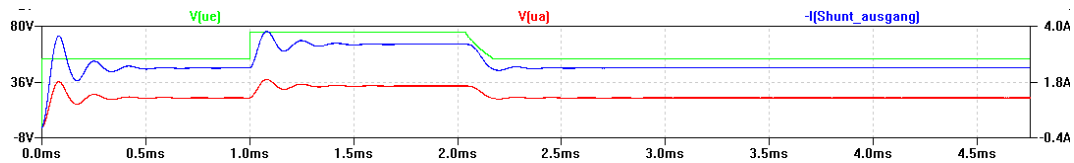


Abbildung 3.16: Verhalten der Regelstrecke bei Eingangssprüngen. Blau: Ausgangsstrom, rot: Ausgangsspannung, grün: Eingangsspannung. Duty Cycle bleibt konstant bei $d = 0,3$, ohmsche Last konstant bei 10Ω , Eingang springt.

$t < 1\text{ms}$: Teillastbetrieb

$1\text{ms} < t < 2\text{ms}$: Eingangsspannung springt abrupt, Ausgang springt mit

$t < 2\text{ms}$: Eingangsspannung ändert sich langsamer, Ausgang folgt

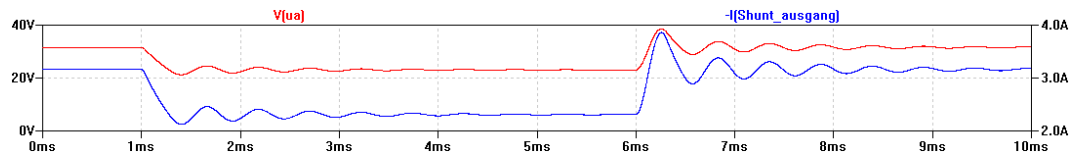


Abbildung 3.17: Verhalten der Regelstrecke bei Sollwertsprüngen. Blau: Ausgangsstrom, rot: Ausgangsspannung. Ohmsche Last konstant bei 10Ω .

$t < 1\text{ms}$: Duty Cycle bleibt konstant bei $d = 0,4$

$1\text{ms} < t < 6\text{ms}$: Duty Cycle $d = 0,3$

$t < 6\text{ms}$: Duty Cycle springt auf $d = 0,4$

Bei Ladung eines Akkumulators ist aber keine schnelle Regelung notwendig. Das Einregeln auf den Ladestrom oder die Ladespannung kann langsam vor sich gehen, weil der Ladevorgang eine gewisse Zeit beansprucht. Wie im vorherigen Kapitel erwähnt, sind auch bei einem konstanten oder sich nur langsam änderndem Duty Cycle keine Probleme bei der Akkuladung zu erwarten.

Um eine typische Constant-Constant-Voltage (CCCV)-Ladeverfahren durchzuspielen, sind zwei Regler nötig: Einer für die Konstantstromphase, einer für die Konstantspannungsphase (Lückbetrieb). Bei Erreichen der Ladeendspannung muss der Regler gewechselt werden. Mit einem Mikrocontroller ist dies ohne weiteres möglich.

Ein I-Regler mit einer langen Nachstellzeit reicht aus, um den Strom am Ausgang zu regeln. Die Nachstellzeit muss groß sein, damit an den Sprung in der Übertragungsfunktion (Abb. 3.14) langsam herangefahren wird und der Strom nicht zu stark ansteigt.

Um die Spannung am Ausgang zu regeln reicht auch ein I-Regler aus.

Siehe auch Umsetzung des Reglers in Kapitel 4.5.

4 Umsetzung Vollbrückenwandler und Übertrager

Ein DC/DC-Konverter wurde benötigt, um damit ein Elektrofahrzeug laden zu können. Als Energiequelle dient ein Pufferakku.

In der konkreten Anwendung ist der Pufferakku der Akku des E-Max 80L mit einer Kapazität von 1kWh bei ca. 50V. Die zu ladenden Elektrofahrzeuge haben Ladeendspannungen von 61,5V (E-Max 80L) und 54,4V (Innoscooter Retro-L). Für den ersten, hier beschriebenen Prototypen wurde die Ladeleistung auf 200W beschränkt. Der Wirkungsgrad sollte dabei über 90% betragen. Zudem sollte die Strom- und Spannungsmessung des Ausgangs auch verwendet werden können wenn der Wandler nicht genutzt wird. (Siehe auch [Vorstellung des Gesamtsystems](#))

4.1 Lastenheft für den Wandler

Aus dem obigen Daten ergaben sich folgende gewünschte Eigenschaften für den Wandler:

- galvanische Trennung zwischen Sekundär- und Primärseite gewünscht
- Eingangsspannung zw. 48 und 65V (Spannung am Pufferakku)
- Ausgangsspannung zw. 20 und 65V (Ladung sowohl für Fahrräder mit kleiner Spannung als auch Elektroroller)
- Leistung 200W
- programmierbar, digital gesteuert und geregelt
- Schaltfrequenz 100kHz (diese Frequenz verspricht einen relativ kleinen Transformator und die Schaltverluste sollten sich in Grenzen halten. Mit dem verwendeten Mikrocontroller *Atmega 644* würde die mögliche Pulsweitenabstufung bei höheren Frequenzen zu grob.)

4.2 Topologieauswahl

Da für diese Anwendung eine hohe Effizienz und eine galvanische Trennung gefordert wird, fiel die Wahl auf einen Gegentaktwandler. Einfache Umsetzer, wie Hochsetzsteller oder modernere, wie Resonanzwandler kamen nicht in Frage, da erstere die galvanische Trennung nicht gewährleisten und zweitere die galvanische Trennung in gewissen Topologien zwar gewährleisten können, aber größere Bauteile erfordern. Wie bereits in [3.7 Zur Steuerung und Regelung von Gegentaktwandlern](#) erwähnt, hat der Gegentaktwandler zudem ein sehr gutmütiges Regelverhalten.

4.2.1 Voll- oder Halbbrückenwandler?

Es ist ein Vollbrückenwandler gewählt worden, da der Aufwand bei der Auslegung der Kondensatoren des Halbbrückenwandlers mit geringem ESR und langer Lebensdauer so vermieden werden konnte. Die aufwändige Ansteuerung von Highside-MOSFETs ist bei beiden Topologien notwendig. Außerdem sollte ein Vollbrückenwandler bei geringen Durchlassverlusten der MOSFETs einen höheren Wirkungsgrad haben.

4.2.2 Auswahl der Sekundärbeschaltung

Als Sekundärbeschaltung wurde die Mittelpunktgleichrichtung gewählt. Gegenüber der Brückengleichrichtung hat sie weniger Durchlassverluste.

Eine Sekundärseite mit Zwischenabgriff, also mit zwei identischen Wicklungen, gibt die Flexibilität am Ausgang, durch andere Verschaltung das Übertragungsverhältnis $ü$ halbieren zu können, und so eine doppelte Sekundärspannung zu erhalten.

Außerdem hat diese Art der Beschaltung den Vorteil des doppelten Lückbetriebes, wie in Kapitel [3.5.1.2 Leerlauf: Lückbetrieb, Rückspeisung](#) beschrieben.

4.3 Auslegung Vollbrückenwandler

Dieser Teil befasst sich mit den einzelnen Komponenten des erstellten Vollbrückenwandlers und nennt die Gründe für die konkrete Auslegung.

Die Webseite von Prof. Dr. Heinz Schmidt-Walter [\[23\]](#) kann bei Beginn der Dimensionierung eine Hilfe sein, da sie bei Eingabe der gewünschten Kennzahlen des Wandlers nicht nur Graphen mit dem voraussichtlichen Verhalten anzeigt, sondern sogar Vorschläge für das Wicklungsverhältnis, die Bauteildimensionierung und Trafo- und Spulenkerne aus einer eingeschränkten Bibliothek anzeigt.

Hier werden die vorgeschlagenen Werte nur als Ausgangspunkt benutzt.

4.3.1 Ansteuerung

Im Rahmen des Projektes ist vom Elektro- und Informationstechnik-Studenten Daniel Gerber eine Platine zur Ansteuerung des Mikrocontrollers und des Gesamtsystems entwickelt worden (Bild 4.1).

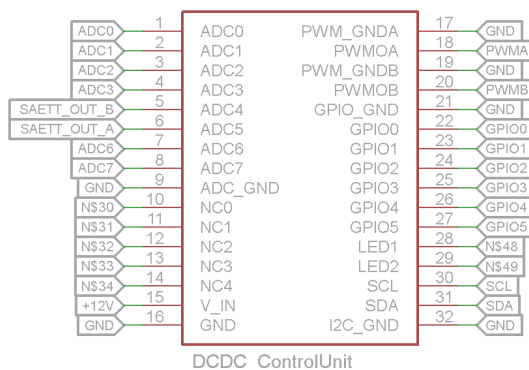


Abbildung 4.1: Aufsteckbare Steuerplatine

Das Kernstück der Platine ist der *Atmega 644*, der mit 20MHz getaktet wird. Sie erzeugt sich ihre eigene 5V-Referenzspannung, die auch für den integrierten AD-Wandler genutzt wird.

Der Mikrocontroller erzeugt zwei um $5\mu\text{s}$ verschobene 100kHz-PWM-Signale auf zwei Leitungen für die Ansteuerung des Treibers. Die PWM-Signale werden über eine Routine in einem Timer erzeugt und sind somit nicht anfällig für Unterbrechungen durch Rechenoperationen auf der ALU oder Interrupts. Die Pins, die normalerweise für den PWM-Ausgang vorgesehen sind, sind durch interne Teiler zu langsam für den doppelten 100kHz-Takt. Für höhere Frequenzen empfiehlt sich also ein anderer Controllertyp, da der Atmega hier an seine Leistungsgrenze gerät. Um einen Kurzschluss durch gleichzeitig geschlossene High- und Low-side-MOSFETs zu vermeiden, werden die erzeugten PWM-Signale durch eine Logik geschleust, welche sicher stellt, dass nicht beide Leitungen gleichzeitig high sind.

Vier Pins sind für Taster belegt, zwei für LEDs, einige für die Kommunikation mit dem Display. Es stehen acht analoge Eingänge zur Verfügung (die ersten vier sind für Primärstrom und -spannung bzw. Sekundärstrom und -spannung vorgesehen, die beiden nächsten für die nicht implementierte Sättigungsmessspannung). Die meisten anderen Pins sind frei programmierbar.

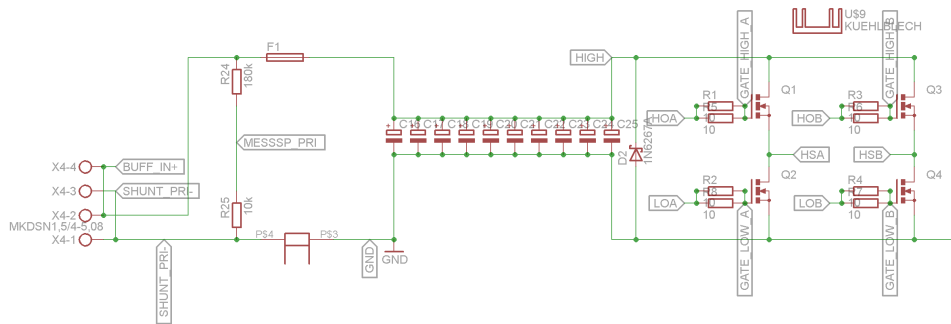


Abbildung 4.2: Leistungsteil an der Primärseite. An dem Klemmen HSA und HSB hängt der Trafo.

4.3.2 Primärseite Leistungsteil

In Abbildung 4.2 ist der Eingang des Vollbrückenwandlers zu sehen. Links befinden sich vier Eingangsklemmen, an welchen die Pufferbatterie angeschlossen werden kann. Es folgen im Strompfad eine flinke 5A-Sicherung, 10 Elektrolytkondensatoren vom Typ *Panasonic EEUEE2C680*. Sie sind für eine Spannung von 160V spezifiziert, haben je eine Kapazität von $68\mu\text{F}$ und vertragen pro Kondensator einen 100kHz-Rippelstrom von 1350mA.

Parallel zu den Kondensatoren ist eine Leistungs-Z-Diode mit 100V Z-Durchbruchspannung eingebaut, um die restlichen Bauteile zu schützen.

Im Rückflusspfad des Stromes ist ein Shunt eingebaut, außerdem befindet sich neben den Eingangsklemmen ein Spannungsteiler (siehe Kapitel 4.3.7).

4.3.3 Auswahl der Schalter und Treiber

Die gewählten Schalter sollen dafür sorgen, die Durchlass-, als auch die Schaltverluste klein zu halten.

4.3.3.1 MOSFET

Die Schalter müssen folglich steile Schaltflanken und einen kleinen Durchlasswiderstand aufweisen. Da IGBTs und Bipolartransistoren einen festen Spannungsabfall aufweisen, sind sie nur für hohe Spannungen von Vorteil. N-MOSFETs sind ihnen bis ca. 300V und auch bei Schaltfrequenzen über 20kHz deutlich überlegen, neue Si-C-MOSFETs vertragen auch Spannungen bis in den kV-Bereich.

N-MOSFETs haben bauartbedingt geringere Durchlassverluste als P-MOSFETs, so dass auch auf der High-Side N-MOSFETs mit einem geeigneten Treiber sinnvoll

sind. Beim Gegentaktwandler wird die Eingangsspannung nur im Rückspeisebetrieb und bei hohen Streuinduktivitäten an der Primärseite des Trafos überschritten, diese Spannungsspitzen werden aber von den Kondensatoren abgefangen¹⁰. Deshalb muss keine große Sicherheit bei der Sperrspannung der MOSFETs eingeplant werden. Die Wahl fiel auf 100V, da die Eingangsspannung nicht höher als 65V wird und zusätzlich eine Z-Diode als Schutz verbaut ist.

Der *NXP PSMN9R5-100XS* erfüllt alle diese Eigenschaften, hat einen sehr kleinen Durchlasswiderstand und ermöglicht steile Schaltflanken:

- Sperrspannung $U_{DS} = 100\text{V}$
- Drain-Strom $I_D = 44,2\text{A}$
- Durchlasswiderstand $R_{DSon} < 9,6\text{m}\Omega$
- Gateladung $Q_{Gtot} < 100\text{nC}$
- Einschalt-Totzeit $t_{d(on)} = 21\text{ns}$
- Steigzeit $t_r = 22\text{ns}$
- Ausschalt-Totzeit $t_{d(off)} = 68\text{ns}$
- Fallzeit $t_f = 33\text{ns}$
- maximale Junction-Temperatur $T_J = 175^\circ\text{C}$
- Wärmewiderstand junction to mounting base $R_{thJMB} = 2,6^\circ\text{C/W}$
- Wärmewiderstand junction to ambient $R_{thJA} = 55^\circ\text{C/W}$

Der MOSFET kommt in einem TO-220F-Gehäuse, ein Gehäuse mit normalen TO-220-Abmessungen, das aber elektrisch isoliert ist, so dass er ohne Wärmeleitpad am Kühler befestigt werden kann. Die Kühlung wird in Kapitel 4.3.9 betrachtet.

4.3.3.2 Treiber

Der Treiber der MOSFETs spielt eine kritische Rolle in der Funktion des Wandlers: Ohne ihn sind keine steilen Schaltflanken möglich. Für einen Gegentaktwandler bietet sich ein Treiber mit Bootstrap-Schaltung an, siehe Abbildung 4.3. Sie funktioniert wie folgt:

¹⁰Ein weiterer Fall wäre, wenn beim Anstecken der Pufferbatterie am Eingang die Induktivitäten der Zuleitung und die Elkos beim Laden einen Schwingkreis bilden und die Spannung sich verdoppelt. Dieses Szenario sollte von der Z-Diode abgefangen werden. Die Sekundärseite hat allerdings keine solche eingebaut und ist somit durch dieses Szenario gefährdet.

- Entkoppelkondensatoren am Pin VDD aus Vorschlag im Datenblatt: $C = 0,1\mu\text{F}$, Spannungsfestigkeit 30V
- Alle ungenutzten Pins mit $10\text{k}\Omega$ -Widerständen mit GND verbunden.

Die anfängliche Beschaltung an den ungenutzten Pins war anders, manche Pins wurden mit Pullups versehen. Nachdem der Treiberbaustein mehrere Male nicht mehr funktionierte, ist die Beschaltung wie angegeben geändert worden. Außerdem sind Pulldown-Widerstände von $10\text{k}\Omega$ zwischen den Lowside-Gates und GND und zwischen den Highside-Gates und HSA bzw. HSB eingefügt worden, um die MOSFETs in einen definierten Zustand zu bringen, wenn der Treiber nicht arbeitet (siehe auch Kapitel 4.6.1 **erledigte Nachbesserungen am Prototypen**). Nach diesen Maßnahmen läuft der Treiber stabil.

Im Datenblatt des Treibers [25] wird empfohlen, die Leitungen zu den Gates so kurz wie möglich zu gestalten, so dass sie niederinduktiv werden. Dies ist, so gut es ging, befolgt worden, bei einem zweilagigen Layout kreuzen sich die Leitungen zu den Treibern aber mit den Leistungsleitungen, so dass ein vierlagiges Layout hier Vorteile bringen würde. Für das Ergebnis des Routings siehe Kapitel 4.3.8.

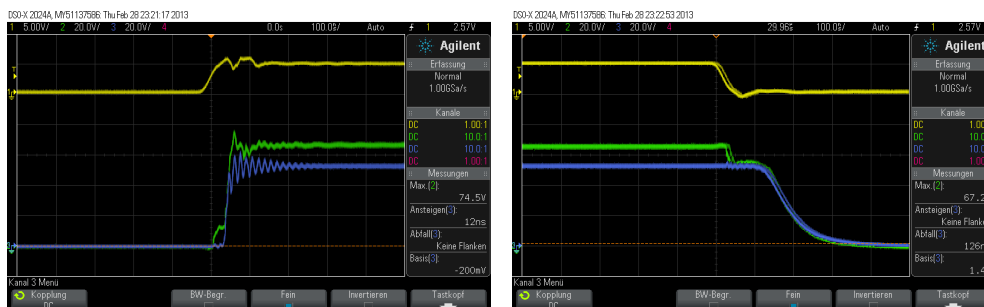


Abbildung 4.5: Messung zur Veranschaulichung der Totzeit beim Ein- und Ausschalten. Es wurde die Spannung am Source eines Highside-MOSFETs gemessen. Statt des Trafos wurde ein 100Ω -Widerstand parallel zum Lowside-MOSFET geschaltet. Steigende (links) und fallende Flanke (rechts). Gelb: PWM-Ansteuersignal; Grün: Spannung am Gate des Highside-MOSFET, Ausgang Treiber; Blau: Spannung an Source des Highside-MOSFET

Um die Funktion der Kombination von Treiber und MOSFET zu messen, wurde ein 100Ω -Leistungswiderstand zwischen Source des zu vermessenden MOSFETs und GND eingefügt. In den beiden Abbildungen 4.5 kann man das Verhalten von Treiber und MOSFET beim Ein- und Ausschalten beobachten.

Es ist erkennbar, dass die Einschaltzeit des Treibers ca. 30ns beträgt. Die Ausschaltzeit ist genauso lange. Die Einschaltzeit des MOSFETs beträgt ebenso

ca. 30ns, die Ausschaltzeit beträgt c.a. 90ns. Dies entspricht den Angaben im Datenblatt.

Die Steigzeit des MOSFET ist mit 14ns sogar schneller als im Datenblatt, die Fallzeit jedoch viel länger. Der langsame Spannungsabfall liegt an der Kapazität an Drain vom Lowside- und Source vom Highside-MOSFET, die erst durch den 100Ω-Widerstand entladen werden muss.

4.3.4 Auslegung und Wicklung des Übertragers

Ein passender Trafo musste gefunden werden. Es wird wie in [3.3 Trafoauslegung](#) beschrieben vorgegangen:

4.3.4.1 Selbst wickeln?

Von der *SOSKA GmbH* wurde ein Transformator mit EI-Kern zur Verfügung gestellt, der ein passendes Wicklungsverhältnis hat und für über 10A primär ausgelegt worden war (siehe Bild [4.6](#)). Es hatte sich aber gezeigt, dass der Transformator bereits im Leerlaufversuch die Primärspannung stark einbrechen ließ, was auf eine hohe Streuinduktivität schließen lässt. Der Transformator ist deswegen aus den Gründen, die in Kapitel [3.5.2 Einfluss der parasitären Induktivitäten des Übertragers](#) erläutert werden, ungeeignet.

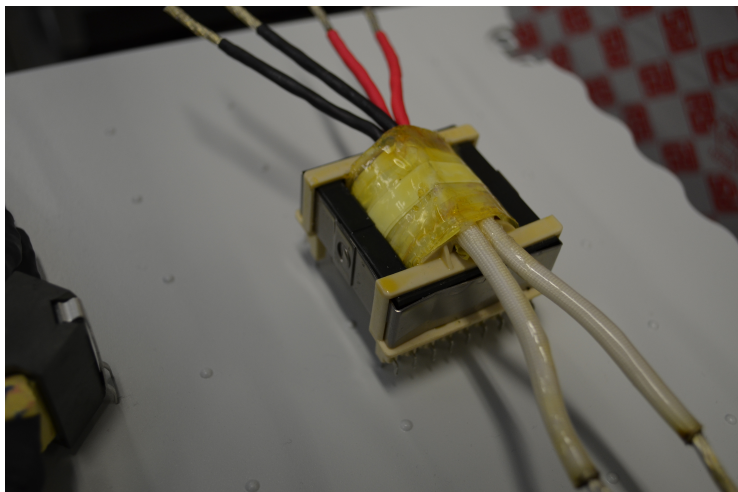
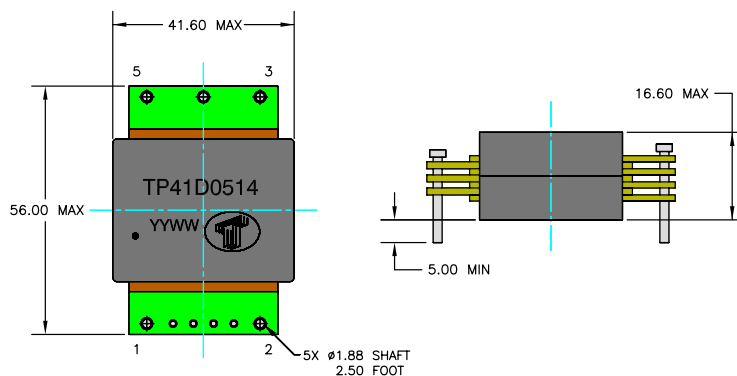


Abbildung 4.6: Von der *SOSKA GmbH* zur Verfügung gestellte Trafo mit EI-Kern

Planmäßig sollte ein Planartrafo eingesetzt werden, der auf einen Strom bis zu 20A ausgelegt ist. U.a. folgende Hersteller wurden um ein Angebot gebeten:

- *Hyline* (Deutschland)

Abbildung 4.7: Aus dem Angebot der Firma *Techdak*

- *REO* (REO) (Deutschland)
- *Himag* (Großbritannien)
- *Etal* (Schweden)
- *Itacoil* (Italien)
- *Coilcraft* (USA)
- *Techdak* (China)

Bis auf *Techdak* war keine Firma in der Lage, kleine Stückzahlen zu liefern. Durch Verzögerungen an der *HS Regensburg* und Kommunikationsschwierigkeiten mit *Techdak* werden die bestellten Exemplare voraussichtlich nicht vor August 2013 eintreffen und können aber dann direkt eingesetzt werden, da die Anschlüsse auf der Platine bereits bei der Auslegung berücksichtigt wurden.

Aus diesem Grund wurde ein eigener Trafo gewickelt.

4.3.4.2 Leiterbahngeometrie

Um Einflüsse durch den Skineneffekt vollständig zu vermeiden, wird in Anlehnung an die Wicklung der Induktivität in der Abschlussarbeit von Thomas Eichstetter [7] ein Kupferband als Leiter genutzt.

Bänder aus massivem Kupfer gibt es z.B. als selbstklebende Abschirmbänder. Die Wahl fiel mangels Alternative auf ein Band mit 19mm Breite und 35µm Kupferdicke.

Um die Wicklungen gegeneinander zu isolieren, wird ein sehr dünnes ebenfalls selbstklebendes Isolierband mit 25mm Breite, 50µm Dicke und 5kV Isolationsspannung gewählt.

Ungünstig ist, dass an beiden Bändern eine Klebeschicht aufgebracht ist, was das Wickeln sehr erschwert und unnötigen Wickelraum einnimmt.

Aus Abbildung 3.6 kann man erkennen, dass bei einer Leiterdicke von $35\mu\text{m}$ die Widerstandserhöhung durch Skineffekt für Frequenzen $>10\text{MHz}$ weniger als 1% beträgt.

Bei maximaler Leistung und minimaler Eingangsspannung beträgt der maximale Effektivwert des Stroms auf der Primärseite:

$$I_{\text{primär max}} = \frac{P_{\text{max}}}{U_{\text{Eingang min}}} = \frac{200\text{W}}{48\text{V}} \approx 4,17\text{A}$$

Als gewünschter maximaler Strombelag wird $S = 3\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ gewählt. Das heißt, dass ein Querschnitt von $A_{\text{primär}} = \frac{I_{\text{primär max}}}{S} = 1,39\text{mm}^2$ benötigt wird. Das bedeutet, man bräuchte für die Primärseite $\frac{A_{\text{primär}}}{A_{\text{Kupferband}}} = \frac{1,39}{0,035 \cdot 19} = 2,1 \approx 2$ parallele Bandleiter.

Bei maximaler Leistung und minimaler Eingangsspannung beträgt der maximale Effektivwert des Stroms auf der Sekundärseite:

$$I_{\text{sekundär max}} = \frac{P_{\text{max}}}{U_{\text{Ausgang min}}} = \frac{200\text{W}}{20\text{V}} = 10\text{A}$$

Als gewünschter maximaler Strombelag wird wieder $S = 3\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ gewählt. Das heißt, dass ein Querschnitt von $A_{\text{sekundär}} = \frac{I_{\text{sekundär max}}}{S} = 3,33\text{mm}^2$ benötigt wird. Das bedeutet, man bräuchte für die Sekundärseite $\frac{A_{\text{sekundär}}}{A_{\text{Kupferband}}} = \frac{3,33}{0,035 \cdot 19} = 5$ parallele Bandleiter.

Es muss beachtet werden, dass sich die Kupferverluste auf beide Sekundärwicklungen aufteilen, man muss also nicht beide Wicklungen mit 5 parallelen Leitern ausstatten.

4.3.4.3 Kernausswahl

Für einen guten Wirkungsgrad ist eine gute Kopplung Voraussetzung, deshalb scheiden E-Kerne aus. Die Kerne mit der besten Kopplung sind RM-, PM- und Planarkerne. Die Kupferbandleiter passen in Planarkerne nur liegend hinein, dies gibt Probleme an den Ecken, an denen man die Kupferbandleiter knicken müsste, was wiederum zu viel Platz verschwendet.

Deshalb fiel die Wahl auf einen RM-Kern. Aus Abbildung 3.7 ist ersichtlich, dass für 200W ein RM12-Kern reichen würde. Dennoch ist ein RM14-Kern gewählt worden, damit mehr Kupfer Platz hat und somit die Durchlassverluste verkleinert werden können.

Die Firma *Epcos* bietet diesen Kern in 4 Ferritmaterialien an:

- N49
- N87
- N97
- N41

Einen guten Vergleich über die Performance der Materialien als Übertrager bietet Epcos hier nicht, nennt aber für N97 „lower losses“ und gibt bei $\hat{B} = 200\text{mT}$, $f = 100\text{kHz}$ und $T = 373\text{K}$ einen Verlust $P_V < 5,6\text{W}$ an.

Das heißt, es wird vorerst der Kern RM14 gewählt, in der Voraussicht, dass damit niedrige Eisenverluste, eine gute Kopplung und mehr als ausreichend Windungen möglich sind.

4.3.4.4 Wicklungsverhältnis

Die Anzahl der Primärwindungen werden nach Formel 3.3 berechnet. Vorher wird bestimmt, dass $\Delta B = 400\text{mT} = 2 \cdot \hat{B}$ ist, ein empfohlener Wert aus Datenblatt des Kerns. Wegen der Schaltfrequenz ist $T = 1/f = 10\mu\text{s}$.

$$N_1 \geq \frac{U_{\text{Eingang max}} \cdot T/2}{\Delta B \cdot A_{\text{min}}} = \frac{65\text{V} \cdot 5\mu\text{s}}{400\text{mT} \cdot 170\text{mm}^2} = 4,78$$

N_1 wird zu 5 gewählt.

Die Sekundärwindungszahlen N_{2A} und N_{2B} werden nach Formel 3.4 berechnet:

$$N_2 \geq \frac{U_{\text{Ausgang max}} \cdot N_1}{U_{\text{Eingang min}} \cdot d_{\text{max}}} = \frac{65\text{V} \cdot 5}{48\text{V} \cdot 0,95} = 7,1$$

N_{2A} und N_{2B} werden zu 7 gewählt.

Passen Wicklungen in den Kern? Um das benötigte Wickelvolumen zu berechnen werden die Dicken D aller Windungen addiert:

$$D_{\text{ges}} = (N_1 \cdot 2 + N_2 \cdot 5) \cdot (0,065\text{mm} + 0,05\text{mm}) = 49 \cdot 0,115\text{mm} = 5,175\text{mm}$$

Das heißt, wenn bei der Wicklung kein Platz verschenkt wird, sind die Windungen und der Isolator 5,175mm im Radius. Der Innendurchmesser des Spulenkörpers beträgt max. 16,8mm, der Außendurchmesser min. 29mm. Das bedeutet, dass 6,1mm für Wicklungen zur Verfügung stehen und die Wicklungen wie berechnet aufgebracht werden können.

4.3.4.5 Ausführung

Da die letzte Rechnung ergeben hatte, dass Raum für mehr Windungen im Kern ist, wurde aus Gründen der guten Kopplung die Primärwicklung 4 mal parallel angedacht und die Sekundärwicklung je 2 mal. Dabei sollte die Primärwicklung die Sekundärwicklung jeweils umschließen.

Das Isolierband musste vor dem Aufbringen zugeschnitten werden, so dass es gleichzeitig die Breite des Kupferbandes mit 19mm überragt und in den Spulenkörper passt, der nur 20,5mm breit ist. Weil beide Bänder eine Klebeschicht haben und nicht elastisch sind, konnten sie nicht vor der Wicklung zusammengeklebt werden. Dies hätte Verwerfungen und Verlust an Wickelraum zur Folge gehabt. Somit wurde jede Windung einzeln aufgebracht, das heißt, erst eine Lage Isolierband, dann eine Lage Kupferband.

Die Wicklungen, die weiter außen liegen, sind länger als die inneren Wicklungen und haben deshalb einen höheren Kupferwiderstand. Damit beide Sekundärwicklungen einen ähnlichen Widerstand haben, wurden die parallelen Wicklungen von N_{2B} je außen und innen verlegt, die Wicklungen von N_{2A} beide mittig davon. Leider passte

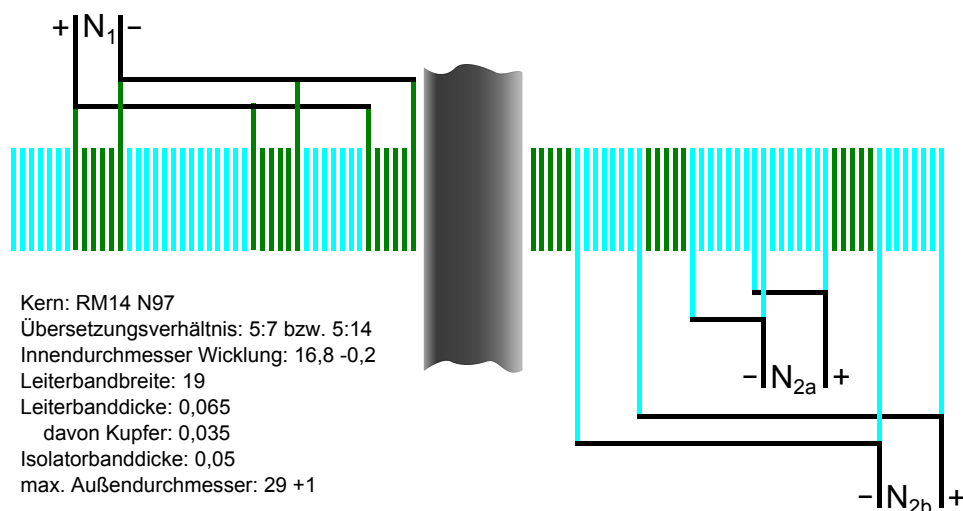


Abbildung 4.8: Schaubild des Wickelschemas des fertigen Trafos mit Trafo-daten. Vertikaler Schnitt. Türkis: Sekundärwicklungen, Grün: Primärwicklung

die vierte, äußerste Primärwicklung nicht mehr in den Kern, so dass sie nicht mehr aufgebracht werden konnte. Insgesamt hatten nur 29 Windungen Platz. Der Grund sind Verwerfungen in den Bändern, die durch die umständliche Handhabung durch die Klebeschichten nicht vermieden werden konnten. Besser wäre es, wenn die drei Primärwicklungen die Sekundwicklung symmetrisch umschlossen hätten.

Die Enden der Kupferbänder wurden gefaltet, vom Schutzlack und der Klebeschicht befreit und aneinandergelötet, anschließend mit Schrumpfschlauch umschlossen und gegeneinander isoliert und nach außen geführt.

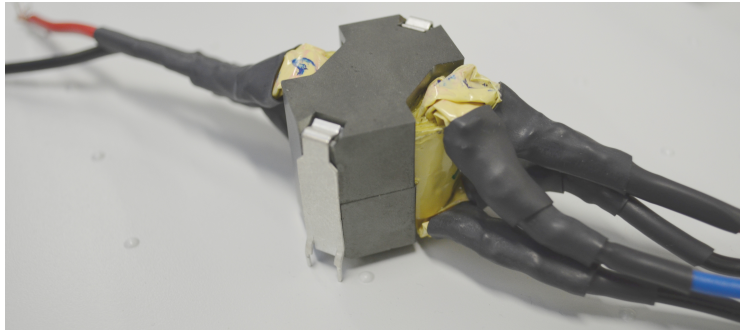


Abbildung 4.9: Foto des fertig gewickelten Trafos von der Sekundärseite aus gesehen.

4.3.4.6 Kennzahlen des gewickelten Trafos

Nach der Auslegung können die Kennzahlen des Trafos berechnet werden:

Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = 5/7$$

Induktivität Primärseite:

$$L_1 = A_L(N_1)^2 = 6000\text{nH} \cdot 5^2 = 150\mu\text{H}$$

Induktivität Sekundärseite:

$$L_{2A} = L_{2B} = A_L \cdot N_2^2 = 6000\text{nH} \cdot 7^2 = 294\mu\text{H}$$

Ohmscher Widerstand im Leiter mit der Annahme, dass kein Skineneffekt auftritt und unter Vernachlässigung der Zuleitungen:

$$A_{\text{primär}} = 0,035\text{mm} \cdot 19\text{mm} \cdot 3 = 2\text{mm}^2$$

$$A_{\text{sekundär}} = 0,035\text{mm} \cdot 19\text{mm} \cdot 2 = 1,33\text{mm}^2$$

$$l_{\text{primär}} = N_1 \cdot D_{\text{RM14}} \cdot \pi \approx 5 \cdot 24\text{mm} \cdot \pi = 377\text{mm}$$

$$l_{\text{sekundär}} = N_2 \cdot D_{\text{RM14}} \cdot \pi \approx 7 \cdot 24\text{mm} \cdot \pi = 528\text{mm}$$

$$R_{\text{primär}} = \rho_{20} \cdot \frac{l_{\text{primär}}}{A_{\text{primär}}} \approx 17,8 \cdot \frac{0,377}{2} \text{m}\Omega = 3,4\text{m}\Omega$$

$$R_{\text{sekundär}} = \rho_{20} \cdot \frac{l_{\text{primär}}}{A_{\text{primär}}} \approx 17,8 \cdot \frac{0,528}{1,33} \text{ m}\Omega = 7 \text{ m}\Omega$$

Der Transformator ist in allen Punkten konservativ ausgelegt worden. Das heißt, dass noch Reserven für höhere Ströme, für höhere Eingangsspannungen, für leichte Unsymmetrien in den Spannungszeitflächen vorhanden sind. Durch die zusätzliche Wicklung auf der Primärseite zusammen mit dem zurückhaltend ausgelegten Strombelag könnte der Trafo folglich auch mit mehr als dem doppelten Strom belegt werden.

4.3.5 Sekundärseite Leistungsteil

In Abbildung 4.10 ist die Sekundärseite des Wandlers dargestellt. An den Klemmen links sind die Enden des Trafos angeschlossen. Es folgen Gleichrichtdioden mit einem Snubber-RC und die Speicherdrossel. Danach kommen 10 LOW-ESR-Elkos, die Spannungsmessschaltung und die Ausgangsklemmen.

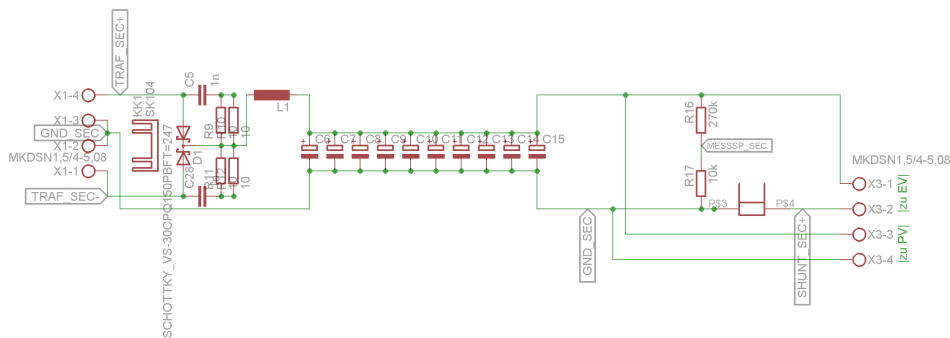


Abbildung 4.10: Leistungsteil an der Sekundärseite. An den Klemmen links hängt der Trafo. An den Klemmen X3-3 und X3-4 rechts kann der Ausgang der PV-Matrix (siehe Kapitel 5) angeschlossen werden, um deren Strom und Spannung zu messen.

Gleichrichtung Das Bauteil mit den höchsten Verlusten in diesem Wandler ist die Gleichrichtdiode auf der Sekundärseite. Diese Verluste, die durch den Spannungsabfall im Durchlassbetrieb entstehen, können nur durch Schottky-Dioden mit geringem Spannungsabfall oder durch aktive Gleichrichtung klein gehalten werden.

Der Einfachheit halber wurde in diesem ersten Prototyp noch eine Diode eingesetzt. Die Wahl fiel auf die Diode *Vishay 60CPH03PBF* mit folgenden Eigenschaften:

- TO-247-Gehäuse mit zwei Schottky-Dioden und gemeinsamen Mittelabgriff
- Sperrspannung $U_{\text{RRM}} = 300\text{V}$

- mittlerer Durchlassstrom $2 \times I_F = 30\text{A}$
- maximale Junction-Temperatur $T_J = 175^\circ\text{C}$
- Durchlassspannung bei $I < 10\text{A}$ und $T_J > 100^\circ\text{C}$: $U_F = 0,5 - 0,7\text{V}$
- Wärmewiderstand junction to case $R_{\text{thJC}} = 0,5^\circ\text{C/W}$
- Wärmewiderstand case to heatsink $R_{\text{thCS}} = 0,4^\circ\text{C/W}$

Bei $I_{\text{sekundär max}} = 10\text{A}$ fallen folglich 7W Durchlassverluste an der Diode ab. Deshalb muss sie gekühlt werden. Siehe Kapitel [4.3.9 Auslegung der Kühlung](#).

Bei der Dimensionierung der Diode wurde ein Fehler begangen: Die erste eingesetzte Diode hatte nur eine Sperrspannung von 150V . Da, wie in Kapitel [3.5.1](#) erläutert, an der Diode jeweils die doppelte Sekundärspannung anliegt, brach sie bei Tests durch und beschädigte auch einen Primär-MOSFET und deren Treiber.

Zur Verringerung der Schaltverluste an den Dioden ist ein Snubber mit den Bauteilwerten 1nF und $2 \cdot 10\Omega$ parallel zu jeder Diode eingebaut worden. Dadurch wird die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit verkleinert, was die Schaltverluste verringern kann, siehe ebenfalls Kapitel [4.3.9 Auslegung der Kühlung](#).

Der Kondensator ist als SMD-Keramikkondensator ausgeführt und verträgt eine Spannung von 500V . Dies ist wichtig, da Standardbauteile keine Spannung $> 100\text{V}$ vertragen und durchbrechen würden, sie müssen aber mindestens die gleiche Spannung vertragen wie die Dioden.

Speicherdrossel Die Speicherdrossel bestimmt die Größe des Ripplestroms. Da dieser aber wegen der nachfolgenden glättenden Kondensatoren und der zu ladenden Batterie nicht von Bedeutung ist, ist die Drossel anhand des Vorschlages von [\[23\]](#) entworfen worden. Das Tool schlägt einen Ripplestrom an der Drossel von $\Delta I_L = 0,4 \cdot I_{\text{Ausgang}}$ und eine Induktivität von $L = 62\mu\text{H}$ vor.

Gewählt wurde die Ringkerndrossel *Würth 744154* mit folgenden Eigenschaften:

- Nenninduktivität $100\mu\text{H}$ bei 10kHz
- Gleichstromwiderstand max. $55\text{m}\Omega$
- Nennstrom 5A

Kondensatoren Auf der Sekundärseite wurden 10 Stück der gleichen Elektrolytkondensatoren wie auf der Primärseite verbaut.

Es wären aber nicht so viele Kondensatoren notwendig gewesen, da die Spule bereits mit 20dB dämpft und ein Akkumulator beim Laden einen leichten Ripple verträgt.

4.3.6 Stromversorgung

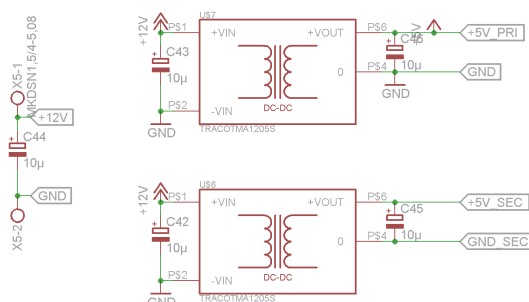


Abbildung 4.11: Stromversorgung der Komponenten auf dem Wandlerboard mit 12V primär und 5V primär bzw. sekundär

Es gibt verschiedene Verbraucher auf dem Board mit verschiedenen Ansprüchen:

- Mikrocontroller braucht 5V
- Treiber braucht 5 und 12V
- Messverstärker brauchen je 5V
- Lineare Optokoppler brauchen je 5V

Hinzu kommt, dass Sekundär- und Primärseite galvanisch getrennt sein müssen. Der Mikrocontroller ist dabei wie der Treiber auf der Primärseite, auf der Sekundärseite ist ein Messverstärker und die Optokoppler.

Deshalb wurde ein 12V- und zwei 5V-Potentiale geschaffen: Die 12V kommen vom Matrixsteuerungsboard (Kapitel 5.2.3) und werden mit mehreren Elkos gefiltert. Zwei *TRACO TMA1205S*-Bausteine liefern galvanisch getrennt 5V für die Primärseite bzw. für die Sekundärseite. Sie können je 200mA zur Verfügung stellen, was ausreichend ist.

Das Mikrocontrollerboard wird mit 12V versorgt und hat einen eigenen Spannungsregler.

Es befindet sich noch ein *XP Power JCA0248S12* auf dem Board um die 12V bereitzustellen. In der Evolution des Systems stellte sich heraus, dass die Leistung dieses Bauteils ungenügend für die externen Verbraucher Display, Kühlung und Relais ist. Somit wird dieser Baustein nicht genutzt und die 12V-Versorgung auf das Matrixsteuerungsboard ausgelagert.

4.3.7 Strom- und Spannungsmessschaltungen

Vier Werte sollten gemessen und dem Mikrocontroller zur Auswertung zur Verfügung gestellt werden:

- Spannung Primärseite
- Strom Primärseite
- Spannung Sekundärseite
- Strom Sekundärseite

Die Spannungen wird dabei jeweils mit einem Spannungsteiler auf ein kleineres Niveau gebracht, die Ströme mit je einem Shunt mit 5mOhm Widerstand gemessen. Die Befürchtung, dass die daran abfallende Spannung zu klein sei bestätigte sich nicht, auch EMV-Störungen kamen auf den Messleitung nicht zum Tragen.

4.3.7.1 Messung Primärseite

Auf der Primärseite wird die Spannung mit 180k Ω und 10k Ω heruntergeteilt (Siehe Abbildung 4.2). Die Spannung, die am Low-side-Shunt abfällt, wird um 100-fache verstärkt, die Spannung am Spannungsteiler nur mit einem Impedanzwandler weitergegeben. Der Mikrocontroller kann an seinem AD-Wandler Spannungen bis 5V messen. Das heißt, dass Ströme bis 10A und Spannungen bis 95V gemessen werden können.

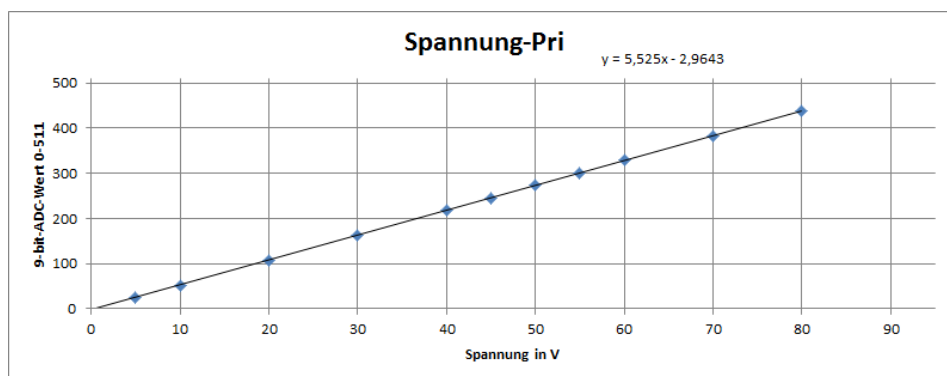


Abbildung 4.12: Kalibrierung des ADC1: Spannung Primär vs. 9-bit-ADC-Wert. Eine höhere Spannung als 80V konnte mangels Quelle nicht gemessen werden. Formel der linearen Trendlinie: $y=5,525x-2,9643$

Es kommt der OP *Linear LTC2051* zum Einsatz, ein Rail-to-Rail-Operationsverstärker mit einer Transitfrequenz von 3MHz und weniger als 3 μ V Offsetspannung. Das heißt, dass bei der Strommessung durch den Offset nur ein Fehler von <0,3mV auftritt. Das entspricht bei 100mA weniger als 1% Messfehler.

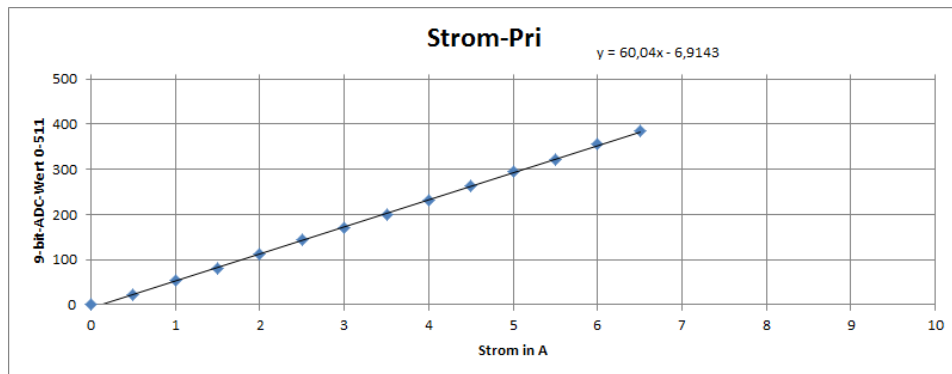


Abbildung 4.13: Kalibrierung des ADC0: Strom Primär vs. 9-bit-ADC-Wert. Formel der linearen Trendlinie: $y=60,04x-6,9143$

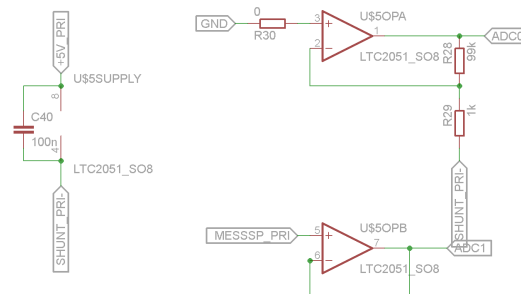


Abbildung 4.14: Verstärkung von Strom und Spannung für den Mikrocontroller auf Primärseite

4.3.7.2 Messung Sekundärseite

Auf der Sekundärseite wurden Klemmen angebracht, an denen der Ausgang der Matrixschaltung aus Kapitel 5 angeschlossen werden kann (siehe Abbildung 4.10). Dadurch können Ladespannung und -strom gemessen werden, auch wenn der DC/DC-Wandler nicht zum Einsatz kommt. Diese beiden Messungen entsprechen der Strom- und Spannungsmessung in Abbildung 6.3.

Der Spannungsteiler der Sekundärseite soll deshalb eine Spannung von über 100V messen können, deshalb wurde ein Verhältnis von 270k Ω und 10k Ω gewählt, was einem Teiler von 1/28 entspricht.

Da die Sekundärseite galvanisch von der Primärseite, und somit dem Mikrocontroller getrennt ist, mussten die gemessenen Werte übertragen werden. Es gibt hier die Möglichkeit der digitalen Übertragung oder aber auch Optokoppler mit linearem Übertragungsverhältnis. Eine digitale Messung kann wegen der hohen Preise der linearen Optokoppler (>3,5€/Stück) günstiger sein, aber aufwändiger in der Realisation. Eine Übersicht über mögliche Bausteine zur galvanisch getrennten Signalübertragung findet sich in [27, S. 1046].

Es kam der Optokoppler *VishayIL300* zum Einsatz. In Abbildung 4.17 ist die Funktionsweise zu sehen: SHUNT_SEC+ ist die Spannung über den Shunt. Ein Operationsverstärker regelt die Spannung, die am Widerstand R14 abfällt so, dass sie gleich SHUNT_SEC+ ist, indem der Ausgang des OPs die Spannung der Diode im Optokoppler treibt. Der Strom, der durch den Widerstand R14 fließt, ist proportional zum Strom, der durch R15 fließt. Beide Ströme werden durch Photodioden erzeugt, die von der gleichen Lichtquelle bestrahlt werden. Das heißt, dass die Spannungen an den Widerständen proportional sind. Es gibt einen Faktor, genannt K3, der dem bauartbedingten Unterschied zwischen den Strömen aus Pin 4 und Pin 5 entspricht, hier ist $K3 \approx 1,24$ (Bauteile aus der Charge *IL300H*).

In einem bestimmten Bereich ist das Verhältnis zwischen den Strömen an Pin 4 und Pin 5 besonders linear, das Datenblatt [31] empfiehlt einen Strom von 5-20mA an Pin 2.

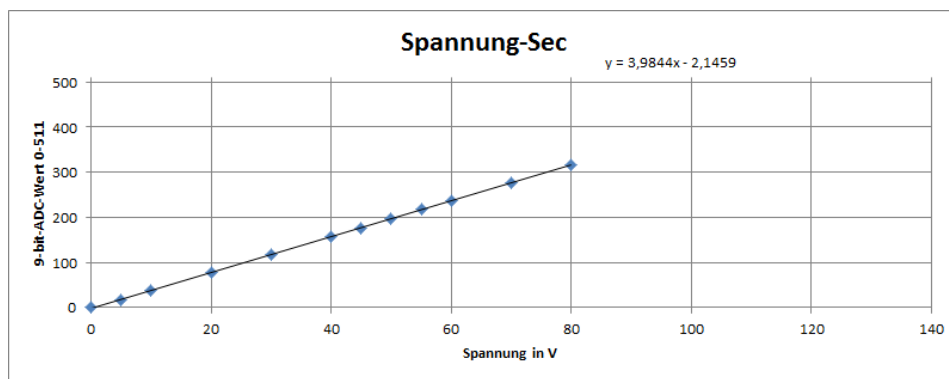


Abbildung 4.15: Kalibrierung des ADC3: Spannung Sekundär vs. 9-bit-ADC-Wert. Eine höhere Spannung als 80V konnte mangels Quelle nicht gemessen werden. Formel der linearen Trendlinie: $y=3,9844x-2,1459$

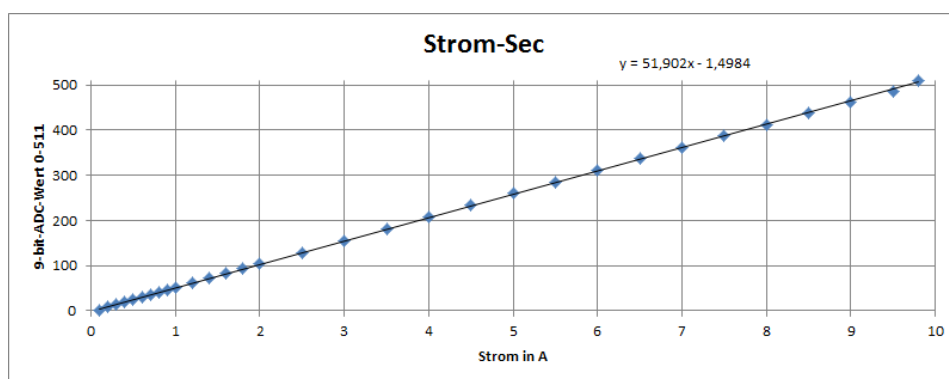


Abbildung 4.16: Kalibrierung des ADC2: Strom Sekundär vs. 9-bit-ADC-Wert. 9,8A ist der höchste messbare Wert. Formel der linearen Trendlinie: $y=51,902x-1,4984$

Drei Widerstände müssen gesetzt werden: R14 muss anhand der zu übertragenden

Spannung gewählt werden. $I_{P_{in4}}$ ergibt sich aus Abbildung 4 im Datenblatt bei $I_{P_{in2}} = 12\text{mA}$:

$$R_{14} = \frac{U_{\text{messmax.}}}{I_{P_{in4}}} = \frac{10\text{A} \cdot 5\text{m}\Omega}{100\mu\text{A}} = 500\Omega \approx 620\Omega$$

Der Widerstand R_{15} ergibt sich durch die gewünschte Verstärkung und den Faktor K_3 :

$$R_{15} = 100 \cdot \frac{R_{14}}{K_3} = 100 \cdot \frac{620\Omega}{1,24} = 51\text{k}\Omega \approx 50\text{k}\Omega$$

Nun bleibt noch R_{13} . Nach Datenblatt sollte der Ausgang des OPs ca. 50% der Versorgungsspannung, also 2,5V liefern. Die Diode hat im linearen Bereich von 12mA eine Spannung von 1,3V. Es folgt:

$$R_{13} = \frac{2,5\text{V} - 1,3\text{V}}{12\text{mA}} = 100\Omega$$

Nach gleicher Vorgehensweise ergeben sich für den zweiten Optokoppler mit gleichen Bauteileigenschaften und einer Verstärkung von 1:

- $R_{20} = 62\text{k}\Omega$
- $R_{23} = 51\text{k}\Omega$
- $R_{22} = R_{13} = 100\Omega$

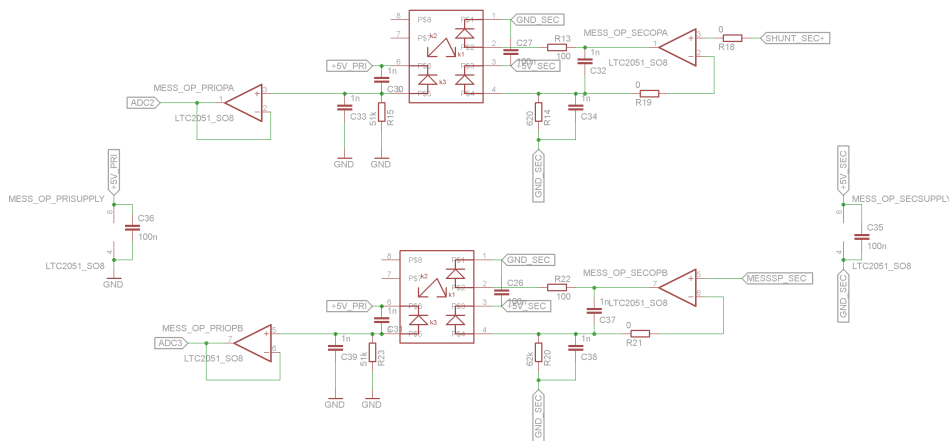


Abbildung 4.17: Galvanische Trennung der Messungen mit dem Baustein *Vishay IL300*

Folglich können auf der Sekundärseite bis zu 10A und 140V gemessen werden.¹¹

¹¹Die Matrixschaltung kann theoretisch Ströme von weit über 10A abgeben. Hier muss ggf. noch nachgearbeitet werden.

Die Spannungen, die auf der Sekundärseite entstehen werden durch Impedanzwandler weitergegeben. Dies ist wichtig, da die Ströme, die am Ausgang des Optokopplers fließen, sehr klein sind. Hier kommt erneut der OP *LTC2051* zum Einsatz.

Am Eingang der Optokoppler gab es ein Problem: Der *LTC2051* arbeitet nur bei Ausgangsströmen bis 1mA im Rail-to-Rail-Betrieb, bei höheren Strömen bricht die Spannung ein. Deshalb kann er den *IL300* gar nicht im linearen Bereich treiben und es musste ein Ersatz gefunden werden.

Es fand sich der OP *Microchip MCP622*, ein ähnlicher Operationsverstärker mit gleichem Footprint und höherer Ausgangsleistung, allerdings schlechterer Offset-Kompensation: Er bietet ebenso Rail-to-Rail Ausgangsspannung, einen Ausgangsstrom von ca. 70mA bei 5V Versorgungsspannung, eine Transitfrequenz von 30MHz und einen Offset von $<200\mu\text{V}$. Diese Offsetspannung verursacht durch die 100-fache Verstärkung einen max. Fehler von 20mV, was bei einem zu messenden Strom von 100mA einen Fehler von immerhin 40% entspricht. Dies ist allerdings noch zu verschmerzen, da solch kleine Ströme bei der Ladung von Elektrofahrzeugen nicht ins Gewicht fallen.

In die Messleitungen vor dem Mikrocontroller wurde nachträglich noch ein passiver 20dB-Tiefpass mit 10kHz Grenzfrequenz ($C = 100\text{nF}$, $R = 150\Omega$) eingebaut um eventuelle EMV-Störungen zu dämpfen. Die Messverstärker und Optokoppler sind sehr schnell und verstärken auch Strörungen. Die dominanten EMV-Störungen dürften eine Frequenz von 200kHz (doppelte Schaltfrequenz) haben. Diese Verzögerungen in der Messung müssen bei der Auslegung eines Reglers normalerweise berücksichtigt werden, sollten aber hier nicht stark ins Gewicht fallen, da Ein- und Ausgang für die Spannung eine viel größere Dämpfung aufweisen.

4.3.8 Anordnung auf Leiterplatte

Das Leiterplattendesign unterteilt sich auf zwei Aufgaben: Platzierung der Funktionsgruppen und Komponenten, sowie das Routing der Leiterbahnen. Das Routing ist mit Hilfe der Software *CadSoft Eagle* gemacht worden.

In Bild 4.18 sind die einzelnen Funktionsgruppen zu sehen. Die Leistungsseite ist oben im Bild, unten sind Steuerung, Messung und Stromversorgung untergebracht.

Der Energiefluss findet von oben links nach oben rechts statt. Anstatt des aufsteckbaren Trafos, der nicht rechtzeitig geliefert wurde, ist Platz für den Selbstgewickelten.

Unten links ist Platz für eine Platine, die seitlich angesteckt werden kann, hier wurde später das Matrixsteuerungsboard mitsamt Stromversorgung und interner Batterie angesteckt (Kapitel 5.2.3). Für die Sättigungsmessschaltung, die nicht implementiert

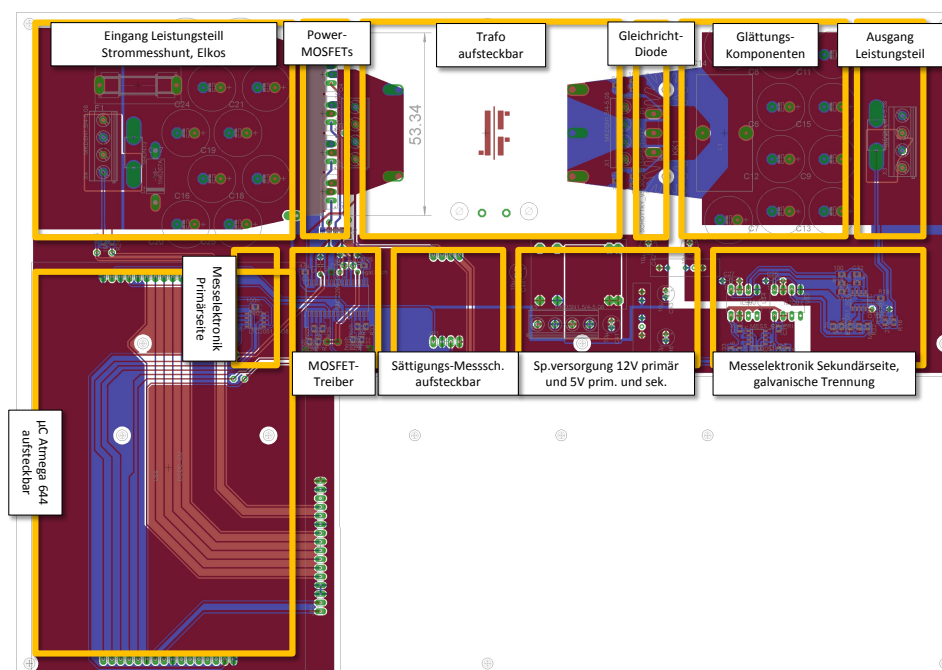


Abbildung 4.18: Platine des Vollbrückenwandlers von oben mit den einzelnen Funktionsgruppen

wurde, ist ebenfalls Platz vorgesehen (Siehe Kapitel 3.6 **Sättigung des Trafokerns erkennen oder vermeiden** und im Anhang).

Außerdem fanden folgende Dinge im Einzelnen Beachtung:

- Kurze Leiterbahnen für Leiter mit hohen Schaltflanken bei hohen Strömen, also Leitungen zum und vom Trafo, und kurze Gate-Leitungen.
- Der Strombelag der Leistungsleitungen mit nur 0,035mm Stärke wäre viel zu groß: Hier wurde großflächig Lötzinn aufgebracht.
- Ground-Planes: Die Leiterplatte ist unten großflächig mit verschiedenen Ground-Flächen bedeckt. Diese dienen als Kapazität und dämpfen Störungen. Die Ground-Flächen von Leistungs-Primärteil und Ansteuerung sind nur über einen kleinen Pfad verbunden, so dass Störungen auf der Ground-Fläche des Leistungsteils sich nicht ausbreiten können. Ebenso auf der Primärseite.
- Der Abstand zwischen Primär- und Sekundärseite beträgt an der kleinsten Stelle nur 2mm. Theoretisch können so Spannungen bis in den kV-Bereich getrennt werden, durch Feuchtigkeit oder Schmutz können aber schon viel kleinere Spannungen durchschlagen, dies sollte in einer weiteren Version verbessert werden, z.B. können die Beine des *IL300*-Bausteins aufgebogen werden.

Durch einen Fehler im Leiterplattendesign sind die Pins zum Aufstecken der Mikrocontrollerplatine spiegelverkehrt. Der elektrische Kontakt musste deshalb mit Kabeln hergestellt werden.

4.3.9 Auslegung der Kühlung

Die Kühlung ist über Konvektion der Luft an der Platine sichergestellt. Durch die Einbettung in ein Gehäuse muss ein Gehäuselüfter diese warme Luft abführen, siehe Kapitel 6.2 Gehäusekühlung.

Nur die beiden Bauteile MOSFETs und Gleichrichtdiode brauchen einen Kühlkörper. Wie in den Wärmebildern in Kapitel 4.4.1 zu sehen ist, brauchen Trafo und Treiber keine Kühlkörper.

4.3.9.1 Kühlung MOSFETs

Alle vier MOSFETs haben das gleiche Verhalten. Es wird die Verlustleistung am Beispiel eines MOSFETs berechnet.

In Abbildung 4.5 sind die Einschalt- und Ausschaltflanken des MOSFETs zu sehen. Die Fallflanke ist aber hier zu lange, weil im dem Messbeispiel ein Widerstand als Last am MOSFET hing, es werden die Werte der Flanken aus dem Datenblatt verwendet: Steigzeit $t_r = 22\text{ns}$, Fallzeit $t_f = 33\text{ns}$.

Für Berechnung der Schaltverluste gilt die Formel aus [22, S. 139], „Abschaltvorgang mit induktiver Last“, die auch für den Einschaltvorgang gilt. Es wird der Worst-Case angenommen, dass maximale Eingangsspannung $U_{\text{Eingang max}} = 65\text{V}$ und maximaler Eingangsstrom $I_{\text{primär max}} = 4,5\text{A}$ anliegt. Dies ist nie der Fall, da die Eingangsspannung sich immer zwischen zwei MOSFETs aufteilt, es soll aber trotzdem konservativ vorgegangen werden:

$$P_{V \text{ aus MOSFET}} = \frac{U_{\text{Eingang max}} \cdot I_{\text{primär max}}}{2} \cdot t_f \cdot f = \frac{65\text{V} \cdot 4,5\text{A}}{2} \cdot 33\text{ns} \cdot 100\text{kHz} = 0,48\text{W}$$

$$P_{V \text{ ein MOSFET}} = \frac{U_{\text{Eingang max}} \cdot I_{\text{primär max}}}{2} \cdot t_r \cdot f = \frac{65\text{V} \cdot 4,5\text{A}}{2} \cdot 22\text{ns} \cdot 100\text{kHz} = 0,32\text{W}$$

Für die Durchlassverluste wird der Worst-Case angenommen, duty cycle $d = 0,5$:

$$P_{V \text{ durch MOSFET}} = R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{primär max}}^2 \cdot 0,5 = 9,6\text{m}\Omega \cdot 4,5\text{A}^2 \cdot 0,5 = 0,09\text{W}$$

Der Gesamtverlust beträgt demnach:

$$P_{V \text{ ges MOSFET}} = P_{V \text{ durch MOSFET}} + P_{V \text{ ein MOSFET}} + P_{V \text{ aus MOSFET}} = 0,90W$$

Beim Wärmewiderstand junction to ambient $R_{\text{thJA}} = 55^\circ\text{C}/\text{W}$ heißt das, dass bei einer Außentemperatur von $T_A = 50^\circ\text{C}$ sich die Sperrschicht ohne Kühler nur auf

$$T_J = T_A + R_{\text{thJA}} \cdot P_{V \text{ ges MOSFET}} = 50^\circ\text{C} + 50^\circ\text{C} = 100^\circ\text{C}$$

erwärmen würde, was der MOSFET leicht aushält.

Im Rückspeisebetrieb könnte trotzdem eine höhere Leistung am MOSFET abfallen, da dort die Body-Dioden des MOSFET zum Einsatz kommen. Deshalb wurden alle vier MOSFETs mit einer kleinen Aluminium-Platte verbunden, was die Oberfläche für die Konvektion vergrößert. Dies dient auch der thermischen Kopplung, so dass alle MOSFETs die gleiche Temperatur und das gleiche Durchlass- und Schaltverhalten aufweisen.

4.3.9.2 Kühlung Gleichrichtdiode

Bei der Diode sind die Durchlassverluste dominant, mit der Annahme dass konstant der maximale Ausgangsstrom $I_{\text{sekundär max}} = 10\text{A}$ über eine der beiden Dioden mit $U_F = 0,7\text{V}$ fließt, lassen sie sich einfach berechnen zu:

$$P_{V \text{ durch Diode}} = I_{\text{sekundär max}} \cdot U_F = 10\text{A} \cdot 0,7\text{V} = 7\text{W}$$

Die Schaltverluste entstehen aus der Umladung der Sperrschichtkapazität während der Sperrverzugszeit, welche bei Schottky-Dioden sehr klein ($<60\text{ns}$) ist. Sie hängen von den konkreten Gegebenheiten ab: Der Sperrstrom I_r lädt beim Übergang vom leitenden in den sperrenden Zustand die Sperrkapazität mit Ladung Q_r in der Sperrverzugszeit t_{rr} . Die Ladung und somit der Sperrstrom hängt dabei von der angelegten Sperrspannung und stark von der Temperatur ab. Die Schaltverluste hängen nun von der Spannung ab, die anliegt sobald der Sperrstrom fließt:

$$P_{V \text{ schalt Diode}} = U_{\text{Diode}} \cdot I_r$$

Wird die „Spannungsanstiegsgeschwindigkeit“ über der Diode klein gehalten, sind die Verluste auch kleiner. Dies wird durch den RC-Snubber parallel zur Diode erreicht. Weitere Informationen sind in [22, S. 98ff] zu finden.

Durch die Abhängigkeit von Temperatur, Sperrspannung und der komplexen Beschaltung des Gegentaktwandlers lassen sich die Schaltverluste nur schwer vorhersagen und wurden deshalb vorsichtshalber zu $P_{V \text{ schalt Diode}} = 3W$ angenommen.

Schottky-Dioden haben einen höheren Sperrstrom im Sperrbetrieb als Si-Dioden. Dieser ist aber $< 1mA$, so dass er hier vernachlässigbar ist.

Es wurde ein Wärmeleitpad mit $R_{th \text{ pad}} \cdot A = 0,25Kcm^2K/W$ eingesetzt. Die Oberfläche des TO-247-Lötpins beträgt $170mm^2$. Das heißt, der Wärmewiderstand $R_{th \text{ pad}} = 0,25Kcm^2/W \cdot 1,7cm^2 = 0,425K/W$.

Der Wärmewiderstand in der Diode beträgt $R_{thJC} = 0,5K/W$ und $R_{thCS} = 0,4K/W$.

Der Wärmewiderstand des ausgewählten Kühlkörpers *Fischer SK 104 50,8 STS* beträgt $R_{thSA} = 9K/W$.

Das heißt, der gesamte Wärmewiderstand beträgt $R_{JA} = R_{thJC} + R_{thCS} + R_{th \text{ pad}} + R_{thSA} = (0,4 + 0,5 + 0,425 + 9)K/W = 10,3K/W$.

Die Sperrschicht erwärmt sich dann auf:

$$T_J = T_A + R_{thJA} \cdot P_{V \text{ ges Diode}} = 50^\circ C + 10,3K/W \cdot 10W = 50^\circ C + 103K = 153^\circ C$$

Dies liegt noch unter der maximalen Sperrschichttemperatur der Diode von $T_J = 175^\circ C$.

4.4 fertiger Wandler

Nach dem Zusammenfügen der Bauteile und dem Beseitigen der beschriebenen Probleme ist der Vollbrückenwandler komplett. In Foto 4.19 ist der fertige Wandler zu sehen. Er erfüllt alle Anforderungen, die oben aufgeführt wurden.

4.4.1 Wärmebildaufnahmen

Um die Problemstellen am Wandler zu finden, sind mit der Wärmebildkamera *Testo 881-1* Aufnahmen gemacht worden, als der Wandler im Volllastbetrieb arbeitete.

Wie erwartet ist die Diode die Schwachstelle im Wandler. Die Gate-Zuleitungen sind schmal ausgelegt und erwärmen sich zusammen mit den Gatewiderständen stark, aber nicht kritisch. Es konnte mit der Kamera auch gut gesehen werden, dass die Elkos, die weit von den MOSFETs bzw. der Drossel entfernt sind, kälter sind. Hier wurde nicht auf einen gleich langen Strompfad zu den Kondensatoren geachtet, so dass manche mehr als andere belastet werden.

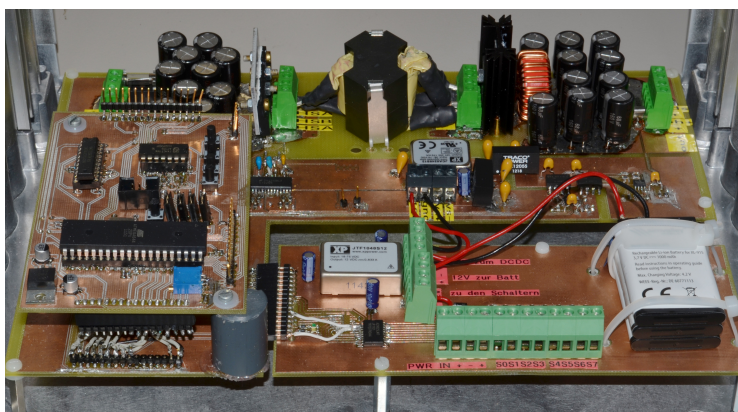


Abbildung 4.19: Foto des fertigen Wandler, wie er im Gehäuse eingebaut ist. Links vorne das Mikrocontrollerboard, rechts unten ist das Matrixsteuerboard angesteckt. Energiefluß von links oben nach rechts oben.

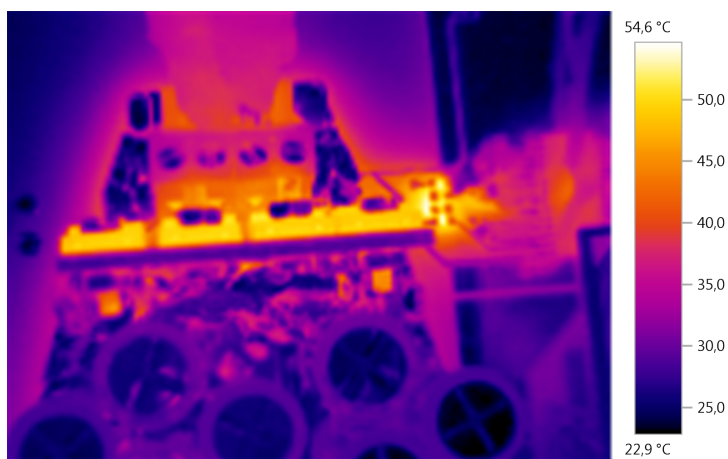


Abbildung 4.20: Wärmebilddarstellung der vier MOSFETs und des Treibers (rechts) im Vollastbetrieb in Draufsicht. Die heißeste Stelle der schwarzen MOSFETs hat 51°C . Die Gatewiderstände rechts davon haben $54,6^{\circ}\text{C}$. Die heißeste Stelle auf der Oberfläche des Treibers wird nur $41,9^{\circ}\text{C}$ heiß. Die beiden orangenen Punkte unterhalb der äußeren MOSFETs sind die Schrauben, die das Kühlblech befestigen.

4.4.2 Messung des Wirkungsgrades

Da die größten Verluste in der Diode entstehen, hat der Wandler den höchsten Wirkungsgrad bei hohen Ausgangsspannungen und kleinen Strömen. Die Verluste sind fast proportional zum Ausgangsstrom.

Der Wandler hat im Vollastbetrieb bei 50V Eingangsspannung, 60V Ausgangsspannung, duty cycle von 0,85 und 3,5A Ausgangsstrom einen Eingangsstrom von 4,5A, was einem Wirkungsgrad von 93% entspricht. Im Teillastbereich sinkt der Wirkungsgrad unter 90%.

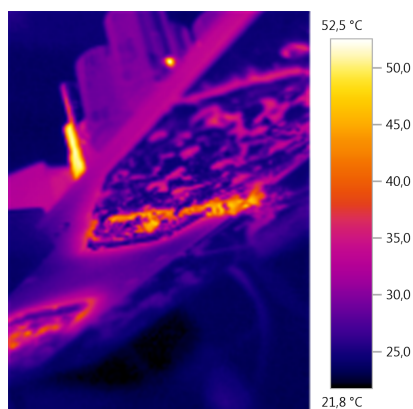


Abbildung 4.21: Wärmebilddarstellung der Platine von seitlich unten in Energieflussrichtung gesehen. Die helle Fläche links ist ein MOSFET mit Oberflächentemperatur $50,2^{\circ}\text{C}$, am rechten Rand sind die Gate-treiber mit $47,3^{\circ}\text{C}$. Der helle Punkt oben in der Mitte auf dem Kondensator ist eine Reflexion der Feinsicherung.

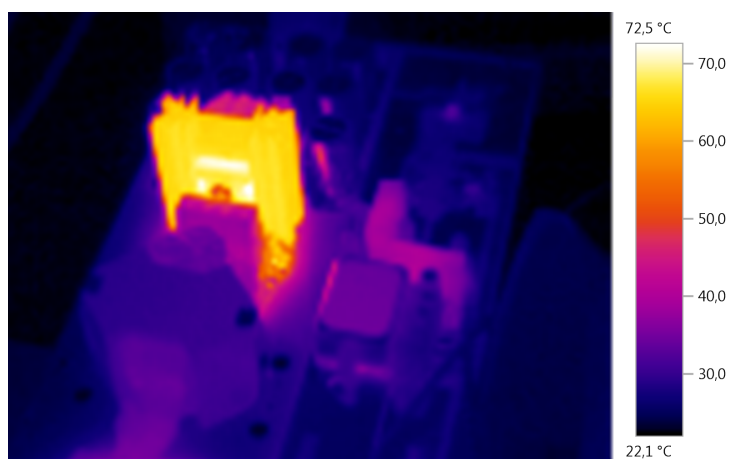


Abbildung 4.22: Wärmebilddarstellung der Sekundärseite des Vollbrückenwandlers. Die Diode ist der heißeste Punkt mit $72,5^{\circ}\text{C}$ Oberflächentemperatur. Die Oberfläche der Zuleitungen des Trafos hat an der heißesten Stelle, an der sie offen liegt $41,7^{\circ}\text{C}$. Der Trafokern hat an der heißesten Stelle 35°C . Die beiden *Traco TMA1205S* rechts erreichen eine Temperatur von $40,2^{\circ}\text{C}$.

Dabei sind die Verluste, die von Display, Spannungsversorgung, Messkomponenten, Treiber und Mikrocontroller verursacht werden, nicht mit einbezogen, sie betragen je nach Helligkeit der Displaybeleuchtung ca. 2W.

4.5 Umsetzung der Regelung

In Kapitel wird [3.7 Zur Steuerung und Regelung von Gegentaktwandlern](#) ist die Regelstrecke des Vollbrückenwandlers mit Akkumulator als Last erläutert. Wie dort gezeigt, reicht ein ein I-Regler mit einer hohen Nachstellzeit um die Stabilität zu gewährleisten.

In [Abbildung 6.3.1](#) auf Seite [90](#) ist die State-Machine des Ladegeräts abgebildet. Die orangen Felder stehen für die Zustände, in denen ein Elektrofahrzeug oder ein Akkumulator aus der Pufferbatterie geladen wird. Dort wird beispielsweise der Algorithmus für die Ladung des Rollers *Innoscooter Retro-L* aufgerufen, der in [Abbildung 4.23](#) auf Seite [72](#) im Programmablaufplan illustriert ist.

Nach Einstieg in diesen Zustand werden die spezifischen Variablen, wie Ladestrom und Ladeendspannung, gesetzt und die Relais geschaltet, die das Elektrofahrzeug mit der Sekundärseite verbinden. Nach 50ms, wenn die Relais sicher durchgeschaltet haben, wird die Spannung des Elektrofahrzeugs gemessen.

Der Algorithmus springt dann in eine Endlosschleife (linker Zweig), in der die Konstantstromladung geschieht. Jede ms wird auf Fehler wie Tastendrucke oder unpassende Ströme oder Spannungen getestet. Außerdem wird je nach 2 Sekunden geprüft, ob der Strom dem Sollstrom entspricht, falls nicht, wird die Differenz mit dem Faktor $0,0004/A$ multipliziert und zum Dutyzyklus d addiert. Die Endlosschleife beginnt von vorne.

Es wird gleichzeitig in jedem Schleifendurchlauf geprüft, ob die Ladeendspannung erreicht wurde. Falls ja, wechselt der Algorithmus in die zweite Endlosschleife, in der die Konstantspannungsladung geschieht (mittlerer Zweig) und in der wie oben auf Fehler und Tastendrucke geprüft wird. Nach 2 Sekunden wird geprüft, ob die Spannung mit der Ladeendspannung übereinstimmt, falls nicht, wird die Differenz mit dem Faktor $0,01/V$ multipliziert und zum Dutyzyklus d addiert, nachdem wieder in den Schleifenkopf gesprungen wird.

Wenn der Ladestrom kleiner dem Ladeendstrom ist, springt der Algorithmus in den rechten Zweig. Dieser schaltet alle Relais ab, setzt den Dutyzyklus auf 0 und setzt als nächsten Zustand „Erfolg“. Bei Fehlern oder Tastendrucke passiert das gleiche, es wird nur in andere Zustände gesprungen.

Es gibt folglich zwei Regler, einen für die Konstantstromphase, einen für die Konstantspannungsphase. Die Regelung entspricht je einem digitalen I-Regler.

[[27](#), S. 988] empfiehlt einen 12V-bit-AD-Wandler zur Laderegelung. Der genutzte AD-Wandler im *Atmega 644* hat nur einen 10-bit-AD-Wandler, aus Geschwindigkeitsgründen werden momentan nur 9bit davon in der Software genutzt. Die Span-

nungsmessung muss deshalb konservativ und vorsichtig erfolgen, in einem Nachfolgemodell muss ein besserer AD-Wandler ohne Nichtlinearitäten, wie sie durch den analogen Optokoppler entstehen, eingesetzt werden.

4.6 Probleme und Verbesserungsvorschläge

4.6.1 Möglichkeiten zur Verbesserung

Oben wurden einige Dinge genannt, die in ein verbessertes Design einfließen könnten. Hier sind sie nochmal zusammengefasst:

- Die Strompfade zu den Elektrolytkondensatoren sind nicht gleich lang. Deshalb werden manche stärker belastet als andere.
- Die vielen Kondensatoren auf Sekundärseite wären gar nicht notwendig. Da die Drossel bereits dämpft, die Kondensatoren das Einschwingen verlangsamen und ein Akkumulator einen leichten Rippel vertragen würde und ebenfalls dämpfend wirkt, kann man sie je nach Größe des erlaubten Rippelstroms für diesen Anwendungszweck auch weglassen.
- Es fehlt eine Spannungsbegrenzung auf der Sekundärseite, hier wäre eine Z-Diode oder ein Varistor sinnvoll um Beschädigungen zu vermeiden.
- Der Isolationsabstand zwischen Primär- und Sekundärseite könnte größer sein.
- Bei Platzierung der Leistungskomponenten an den Rand oder durch Einsetzen von Heatpipes könnte eine passive Kühlung über das Gehäuse erfolgen.
- Die Ansteuerleitungen zu den Gates der MOSFETs könnten breiter und gleich lang sein. Dann müsste jedoch der Treiber zwischen den MOSFETs oder auf der Board-Unterseite sitzen.
- Wie im letzten Absatz erwähnt sind zur Batterieladung sehr genaue Strom- und Spannungsmessungen erforderlich. Moderne präzise und langsame 12bit-AD-Wandler sind hier besonders geeignet.

erledigte Nachbesserungen am Prototypen Im Laufe der Tests offenbarten sich einige Probleme, die jedoch gelöst werden konnten. Die meisten wurden oben schon erwähnt, hier nochmal in der Zusammenfassung:

- Zwischen den Gate- und Source-Pins der MOSFETs wurden 10kOhm-Pulldown-Widerstände gelötet.

- Der VDD-Pin des Treibers wurde mit einer 4,7V-Z-Diode und einem 1kOhm Widerstand geschützt, da es ein Referenz-Pin ist, an dem fast kein Strom fließt.
- Ans Ende der Messleitungen wurden passive 10kHz-Tiefpässe angebracht.
- Der Mess-OP *TLC2051* auf der Sekundärseite wurde gegen den *Microchip MCP622* mit gleichem Footprint ausgetauscht.
- Die 12V-Stromversorgung *XP Power JCA0248S12* wird nicht mehr genutzt.
- Die Gleichrichtdiode wurde auf 300V Sperrspannung ausgelegt, der zugehörige ihr Snubber auf 500V.

4.6.2 Nachfolgemodell

Andreas Schmidt, Student der Elektro- und Informationstechnik entwickelt gerade das Nachfolgemodell dieses Vollbrückenwandlers. Dabei wird der Wandler auf ein kleineres Baumaß und höhere Leistung getrimmt:

Durch aktive Gleichrichtung auf der Sekundärseite fällt die größte Verlustquelle weg. Das Board ist zudem vierlagig gefertigt, so dass Ansteuer- und Messleitungen zwischen zwei GND-Planes gegen EMV-Störungen geschützt laufen. Die Leistungslayer liegen jeweils außen und haben die doppelte Stärke mit 0,07mm.

Neben der aktiven Gleichrichtung sind auf der Sekundärseite Relais angebracht, mit der statt der Mittelpunktgleichrichtung die Brückengleichrichtung gewählt werden kann, an der beide Sekundärspulen in Reihe angeschlossen sind. Diese ermöglicht die doppelte Ausgangsspannung, zur Ladung von Elektrofahrzeugen mit Spannungen bis über 100V.

Zusätzlich zu den hier verbauten Spannungs- und Strommessschaltungen sind AD-Wandler verbaut, die mit SPI ausgelesen werden können.

Die Software wird so gestaltet, dass mehrere dieser Module zusammenschaltet werden können und so die Ausgangsleistung multipliziert werden kann. Die Kommunikation zwischen den Boards passiert per TWI. Dabei regeln die einzelnen Module Strom und Spannung selbst.

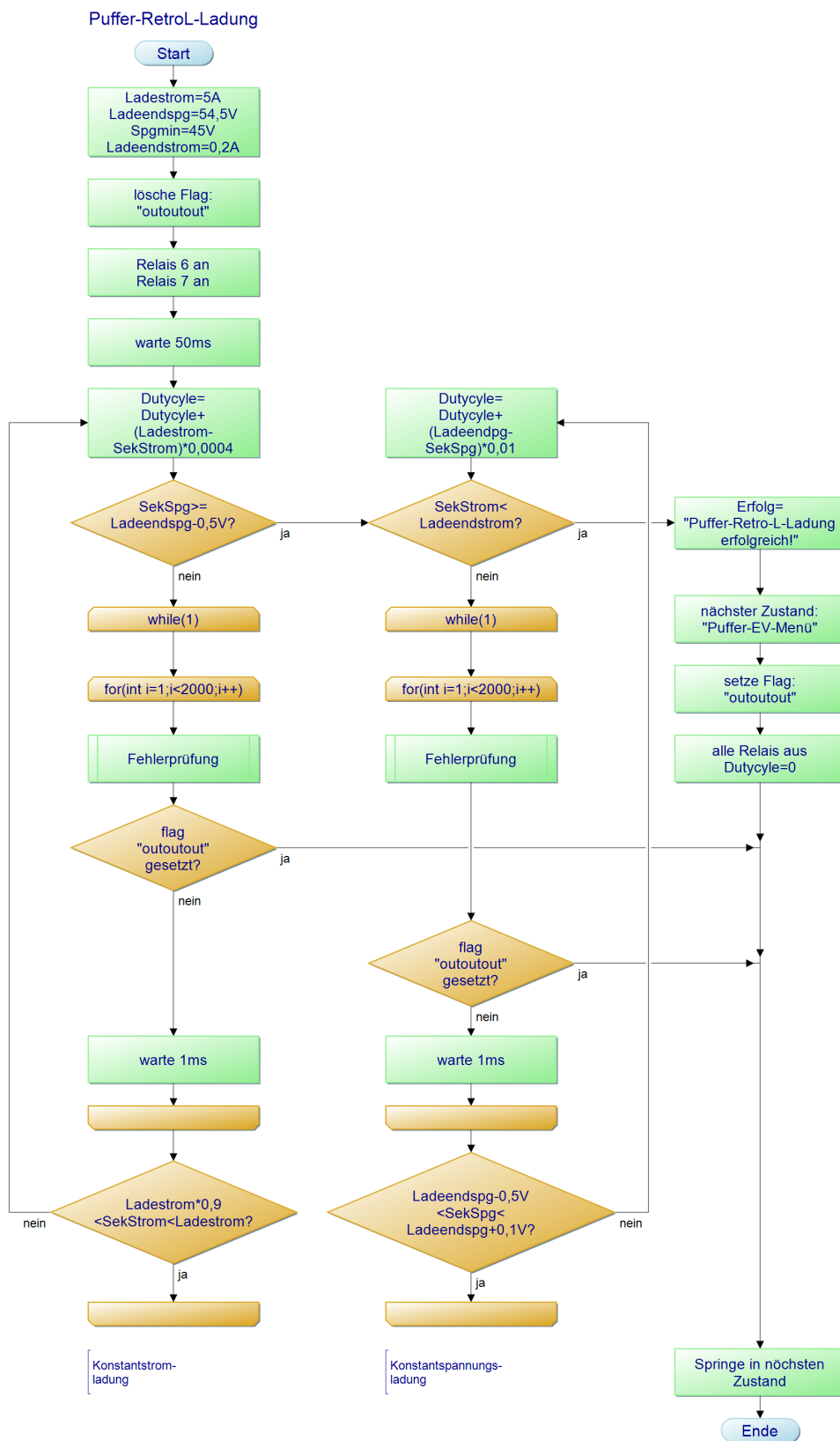


Abbildung 4.23: Algorithmus des Zustands „Puffer-RetroL-Ladung“ mit digitalen I-Reglern. Algorithmus der Unterfunktion „Fehlerprüfung“ ist im Anhang.

5 Umsetzung Solardirektladung

Wie in Kapitel 2.2.2 erläutert, ist es möglich, mit Solarzellen direkt Elektrofahrzeuge (EV) aufzuladen. In [28] wird eine Schaltung vorgestellt, die die Batterie des Rollers *E-Max 80L* auf diese Weise lädt. Das Konzept dieser Schaltung ist hier übernommen worden, allerdings sollten die Spannungen und Ströme digital gemessen und die Schalter mit einem Mikrocontroller gesteuert werden.

Per Software des Mikrocontrollers soll auch gewählt werden können, ob entweder die Pufferbatterie oder das Elektrofahrzeug geladen werden soll, wobei beide galvanisch getrennt sein müssen.

Gleichzeitig sollte die Ladung einer großen Bandbreite von Fahrzeugen mit maximaler PV-Leistung möglich sein. Der erste Prototypen kann bis zu 4 Solarmodule mit einer Gesamt-PV-Leistung (unter Standardmessbedingungen STC) von $4 \cdot 245\text{W} \approx 1\text{kW}$ verschalten (2 PV-Module *Aleo s18* und 2 Module *Aleo s19* mit fast gleichen Eigenschaften).

Für einen hohen Ladewirkungsgrad muss die Ladeendspannung der Batterie U_{EOC} ähnlich der Leerlaufspannung der Solarmodule sein. Um dies zu gewährleisten, wurde eine Schaltung erdacht, mit der sich verschiedene Solarmodule beliebig in Reihe oder parallel kombinieren lassen, um die gewünschte PV-Charakteristik zu erreichen.

5.1 Konzept Matrixschaltung

Diese genannte Schaltung, wird hier „Matrixschaltung“ genannt. Eine Realisierung wäre auf verschiedene Arten möglich. In 6.3 ist eine Möglichkeit zu sehen, sie benötigt für 4 Solarmodule 9 Schalter.

Eine einfachere Schaltung ist mit Dioden zu erreichen, die einen Rückstrom verhindern, aber in Durchlassrichtung Verluste verursachen. Diese Schaltung ist letztendlich realisiert worden. Bei Recherchen ist ein Patent [35] gefunden worden, das dem Stand der Technik entspricht (da es 1992 angemeldet wurde) und mehrere dieser Schaltungen vorstellt. Eine davon ist in Abbildung 5.1 zu sehen, „U1“-„U6“ sind hier die Spannungsquellen. Mindestens eine der eingekreisten Dioden kann weggelassen

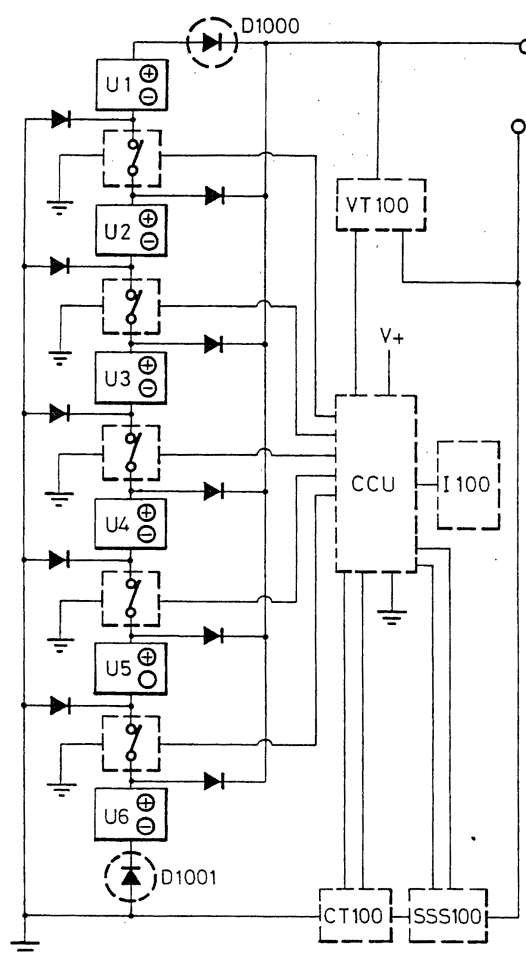


Abbildung 5.1: Auszug aus dem Patent [35]

werden, da sie redundant sind. Wie zu sehen ist, sind hier für 6 Spannungsquellen nur 5 Schalter nötig, die Schaltung ist also deutlich einfacher.

Für 4 PV-Module sind folglich nur 3 Schalter nötig. Es können dann 3 Zustände erreicht werden:

- alle Schalter offen: $U_A = U_{PV}$, $I_A = 4 \cdot I_{PV}$
- mittlerer Schalter offen, äußere Schalter geschlossen: $U_A = 2 \cdot U_{PV}$, $I_A = 2 \cdot I_{PV}$
- alle Schalter geschlossen: $U_A = 4 \cdot U_{PV}$, $I_A = \cdot I_{PV}$

Eine Schaltung mit Dioden hat den Vorteil, dass kein Solarmodul durch ein defektes Relais oder durch falsche Ansteuerung mit Rückwärtsstrom belegt werden kann, obwohl dies, wie in Kapitel 2.1 erläutert, das Solarmodul nicht beschädigen würde.

Es wären auch noch weitere Schaltungen denkbar, z.B. durch die Nutzung von SPDT-Schaltern, die mit einer Ansteuerleitung zwei Relais durchschalten können.

5.2 Umsetzung Matrixschaltung

Im Folgenden die Beschreibung der Umsetzung der Matrixschaltung. Die größte Schwierigkeit ist die Auswahl der Schalter, die im Extremfall hohen Belastungen standhalten müssen.

Die Leerlaufspannung eines eingesetzten PV-Moduls ist abhängig von der Temperatur von ca. 34V. Von der maximalen PV-Leistung von 1000W ausgehend, sollen folgende Fahrzeuge geladen werden können:

- Elektrofahrrad → Szenario „PV-Radl“ mit Ladeendspannungen $<34\text{V} \Leftrightarrow 4$ Module parallel
- E-Roller *E-Max 80L* und *Innoscooter Retro-L* → Szenario „PV-Mopped“ mit Ladeendspannungen 61,5V bzw. 54,5V $<68\text{V} \Leftrightarrow 2$ Module in Reihe, 2 parallel, entspricht in der Stellung der Relais S0-S3 dem Szenario „PV-Puffer“
- Elektroauto *E-Smart* → Szenario „PV-Smart“ mit Ladeendspannung $<136\text{V}$, \Leftrightarrow alle 4 PV-Module in Reihe

Die Ladeleistung, wie in Kapitel 2.2.2 erläutert, kann immer mindestens genauso groß sein wie die Leistung des Elektrofahrzeuges. Da heißt, alle Fahrzeuge können mit voller Leistung 1000W geladen werden, bis auf E-Bikes, deren Motor in Deutschland nur eine maximale Leistung von 500W leistet. Ob mit vollem Strom geladen werden darf, muss im Datenblatt des Akkus ermittelt werden, bei Bedarf kann die entwickelte Schaltung aber auch mit halber Leistung laden (Siehe Kapitel 5.2.4).

5.2.1 Schalterauswahl

Für die Umsetzung ist die Variante mit den wenigsten Schaltern gewählt worden. Um Highside-MOSFETs mit der nötigen komplexen Treiberbeschaltung und Stromversorgung zu vermeiden, werden Relais als Schalter genutzt.

Relais haben den Vorteil eines sehr guten Durchlassverhaltens, das Schalten von hohen Gleichströmen setzt ihnen aber eine Grenze. Zudem haben sie, wenn sie geschaltet sind, einen im Vergleich zu Halbleitern hohen Energieverbrauch und eine viel höhere Ausfallwahrscheinlichkeit.

Relais, bzw. für größere Anwendungen, Schütze, sind durch die Leistung, die sie schalten können, begrenzt. Relais, die auf Leiterplatten aufgelötet werden (auch genannt „Printrelais“), können selten mehr als 16A schalten. Es wurde das *Zettler AZ762-1A-12DE* mit folgenden Eigenschaften gewählt (Quelle: [38]):

- Typ SPST („Single Pole Single Throw“)

- max. Schaltspannung 150V
- max. Schaltstrom 16A, Anmerkung: „If switching voltage is greater than 30 VDC, special precautions must be taken. Please contact the factory.“
- Sperrspannung 1000V
- Durchlasswiderstand $< 50\text{m}\Omega$
- Spulenspannung 12V DC (minimal 8,4V)
- Spulenwiderstand $> 360\Omega$
⇒ Verlustleistung Spule eingeschaltet $< 0,4\text{W}$
- Einschaltzeit 7ms
- Ausschaltzeit 3ms

Durch den Hinweis im Datenblatt für Schaltspannungen $> 30\text{V}$ wurde beim Hersteller diesbezüglich nachgefragt, es kam folgende Antwort zurück (Auszug aus E-Mail des Herstellers):

Die Lichtbogengrenzspannung liegt bei ca. 30 VDC. Beim Überschreiten dieser Spannung kann es dazu führen, dass der Lichtbogen beim Trennen nicht mehr erlischt. Um diesen Effekt zu vermeiden muss die Leistung bzw. der Strom drastisch reduziert werden.

Bei dem Relais AZ762 sind bei 100 VDC nur noch 400 mA zulässig bei rein ohmscher Last. Bei 125 VDC sind nur noch 350 mA zulässig bei rein ohmscher Last.

Spezifiziert ist unser AZ762 bis 125 VDC.

Offensichtlich haben sich die Spezifikationen geändert, da das neue Datenblatt nur noch 125 statt 150V erlaubt, was für diese Anwendung aber kein Problem darstellt. Es muss jedoch sichergestellt werden, dass bei Spannungen $> 30\text{V}$ nur noch kleine Ströme geschaltet werden. Siehe hierzu Kapitel [5.2.5 Schaltreihenfolge](#).

5.2.2 Matrixschaltungsboard

Abbildung [5.2](#) zeigt die gebaute Schaltung. Als Dioden wurden *Vishay 60CPH03PBF* verwendet, die schon die Gleichrichtung im Vollbrückenwandler bewerkstelligen. Diese Bauteile haben jeweils 2 Dioden mit gemeinsamer Kathode eingebaut, so dass Bauteile gespart werden konnten.

Zwischen S2 und PV3 wurde eine Diode eingefügt, die bei Reihenschaltung aller vier PV-Module einen Rückstrom verhindert. Zusätzlich wurde der Schalter S0 eingefügt,

mit dem die Ausgangsleistung im Szenario „Mopped“ und „Radl“ halbiert werden kann (Beschreibung folgt unten).

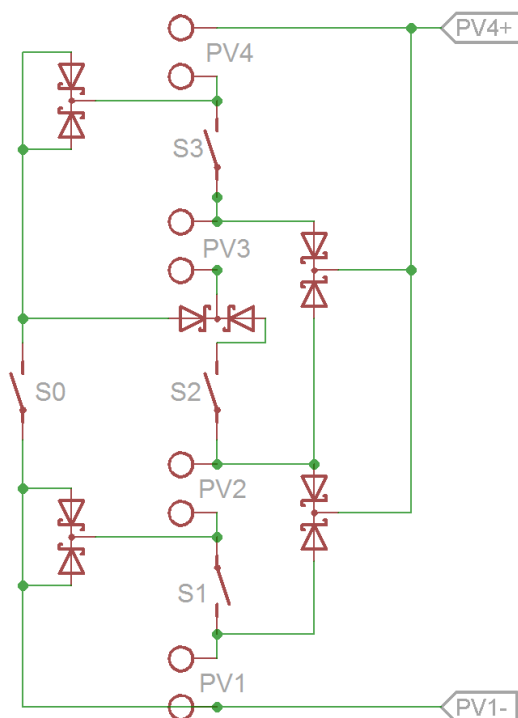


Abbildung 5.2: Umgesetzte Matrixschaltung mit 4 Relais und 5 TO-247-Diodenbausteinen

Der Ausgang der Solarmodule wird über die Sekundärseite des DC/DC-Wandlers geleitet, da dort die Spannungs- und Strommessung erfolgt.

Auf der Platine wurden weitere Relais für die Verbindung von Matrixschaltung und Elektrofahrzeug (S6 und S7 bestromt) bzw. Matrixschaltung und Pufferakku (S4 und S5 bestromt) angebracht, siehe Abbildung 5.3. So kann entweder ein Elektrofahrzeug oder die Pufferbatterie geladen werden und es besteht eine galvanische Trennung zwischen der Primärseite des DC/DC-Konverters und dem Elektrofahrzeug.

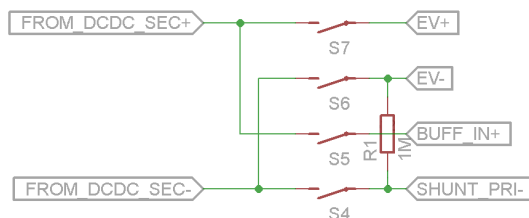


Abbildung 5.3: Auswahl zwischen Ladung EV und Ladung Pufferspeicher

Der Energiefluss entspricht folglich der Illustration 6.3 auf Seite 86. Die Spannungs- und Strommessung ist auf dem Board des Vollbrückenwandlers, alle Schalter befinden sich

den sich auf dem Matrixschaltungsboard. Mehr zum Energiefluß in Kapitel 6.

Auf Foto 5.4 ist das fertige Board zu sehen. Rechts oben befinden sich die Dioden mit einem Kühlblech. Da nie alle Dioden gleichzeitig belastet werden, reicht dieser Kühler aus. Die Relais sind beschriftet, neben den Relais befindet sich je eine Freilaufdiode. Es sind sich allerlei Klemmen auf dem Board, mit folgender Funktion:

- Links unten „GND“: wird mit GND auf dem Matrixsteuerungsboard verbunden
- Links unten „S0-S7“: die Ansteuerleitungen vom Matrixsteuerungsboard
- Rechts unten „zum DCDC-Input +/-“: zum Eingang des Vollbrückenwandlers, dieser wird auf diesem Wege mit der Pufferbatterie verbunden
- Rechts unten „zum JTF1048 +/-“: zum optionalen Anschluss an Matrixsteuerungsboard, hier wird PV1 mit dem DC-DC-Wandler *XP Power JTF1048* verbunden, der das Gesamtsystem 12V versorgt
- Rechts oben „PV1-4“: Eingang der PV-Leitungen
- Links oben „zum DCDC Output“: wird mit Sekundärseite des Vollbrückenwandlers verbunden, für Strom- und Spannungsmessung
- Links unter den Relais „zum EV +/-“: Ausgang, wird mit dem Elektrofahrzeug verbunden
- Links unter den Relais „zur Batt +/-“: Aus-/Eingang, wird mit der Pufferbatterie verbunden. Außerdem optionaler Anschluss an Matrixsteuerungsboard, hier wird die Pufferbatterie mit dem DC-DC-Wandler *XP Power JTF1048* verbunden, der das Gesamtsystem 12V versorgt

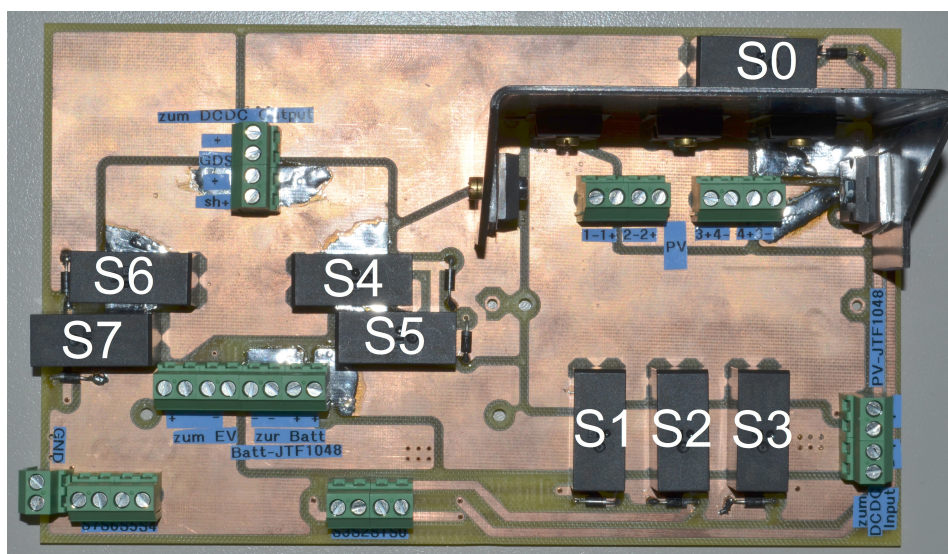


Abbildung 5.4: Foto der fertigen Matrixsteuerschaltung

Die Flächen auf dem Board sind so ausgelegt, dass die Wege so kurz und so breit wie möglich sind. Für einen geringen Durchlasswiderstand wurde die Leitungen zusätzlich verzinnt.

Die Schaltung mit höheren Leistungen ist nicht mehr sinnvoll auf einem Board zu platzieren, da die möglichen Ströme zu hoch werden und die Relais an ihr Limit geraten. Einige Schaltungen hätten auch mit einem DPST- bzw. SPDT-Relais zusammengefasst werden können, welche im Printformat nicht erhältlich sind. Eine Schaltung mit höherer Leistung muss deshalb mit Halbleiterbausteinen oder in einem Schaltschrank aufgebaut werden.

5.2.3 Steuerplatine

Die Matrixsteuerplatine erledigt folgende Funktionalitäten:

- Treiber für die Matrixschaltung
- LED-Anzeige für Zustand der Spannungsversorgung 5V und 12V primär und die 8 Relais
- *XP Power JTF1048*-Baustein, der das Gesamtsystem mit 12V versorgt
- Anschlussklemmen für die interne 12V-Batterie

Die Platine lässt sich an das Board des Vollbrückenwandlers anstecken und ist damit mit den Pins des Mikrocontrollers verbunden.

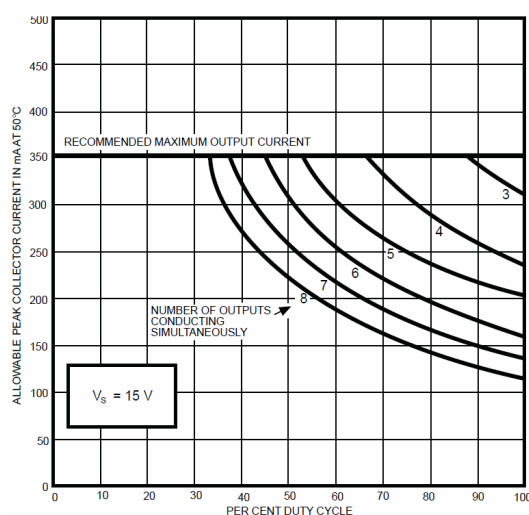


Abbildung 5.5: Ausgangsleistung des Treibers *Allegro Microsystems A2982SLW-T* (Quelle: [1])

12V-Spannungsversorgung Alle Komponenten im Gesamtsystem arbeiten entweder bei 5 oder bei 12V. Diese 12V werden vom Baustein *XP Power JTF1048S12* zur Verfügung gestellt. Er ist auf die Matrixsteuerplatine aufgelötet. Das Bauteil kann bis zu 10W Leistung am Ausgang bereitstellen, was für alle Komponenten ausreicht, inklusive der aktiven Kühlung (Kapitel 6). Als Eingangsspannung verarbeitet der Baustein 18–75V, er bietet eine galvanische Trennung und hat einen Wirkungsgrad von 87%. Es stehen zwei Möglichkeiten zur Energieversorgung des Bausteins zur Auswahl:

- Anschluss an PV1 (0-35V)
- Anschluss an die Pufferbatterie (45-65V)

Beide gleichzeitig funktionieren nicht, da sonst die galvanische Trennung zwischen Solarmodulen und Pufferbatterie nicht mehr gewährleistet werden kann. Somit muss die gewünschte Option gewählt werden.

Treiber für die Matrixschaltung Die Relais der Matrixschaltung werden durch den Treiberbaustein *Allegro Microsystems A2982SLW-T* getrieben:

- Treiber für bis zu 8 Verbraucher
- gemeinsamer max Ausgangsstrom 500mA
- Schaltspannung max. 20V

Jedes der Relais zieht bei 12 V einen max. Strom $12V/360\Omega = 33mA$. Nach Abbildung 5.5 könnten bei 100% Duty-cycle (d.h. permanent geschaltet) alle 8 Relais gleichzeitig betrieben werden.

An jedes der Ausgangspins wurde ein 12kOhm Pulldown-Widerstand angeschlossen.

Ansteuerleitungen Jedes der 8 Ausgangspins wird durch je 1 Eingangspin geschaltet. Diese 8 Eingangspins entsprechen 8 Bits. Bei der Auslegung ist ein Fehler gemacht worden, es war vorgesehen, die 8 Bits mit nur 4 Ausgangspins des Mikrocontrollers zu schalten, was nicht ausreicht. Somit wurde die Wahrheitstabelle 5.1 erstellt, mit der Schaltzustände kombiniert werden können, um so wenige Ausgangspins wie möglich zu nutzen.

Relais	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7
PV-Puffer voll	1	1	0	1	1	1	0	0
PV-Puffer halb	0	1	0	x	1	1	0	0
PV-Radl voll	1	0	0	0	0	0	1	1
PV-Radl halb	0	0	0	x	0	0	1	1
PV-Mopped voll	1	1	0	1	0	0	1	1
PV-Mopped halb	0	1	0	x	0	0	1	1
PV-Smart	x	1	1	1	0	0	1	1
Puffer-EV	0	0	0	0	0	0	1	1
Aus	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabelle 5.1: Schaltzustände der Relais je nach Szenario. „Voll“ bedeutet eine Laung mit voller PV-Leistung, „halb“, mit halber Leistung. „1“ steht für ein eingeschaltetes Relais, „x“ für don't care.

Es ist zu erkennen, dass sich S6 und S7, S4 und S5 sowie S1 und S3 zusammenfassen lassen. Es bleiben folglich 5 Bits, die geschaltet werden müssen:

Name in SW	Ausgangspin Mikrocontroller	Eingangspin Treiber	Relais
GPIO5	PD3	1	So
GPIO1	PC7	2, 4	S1, S3
ADC7	PA7	3	S2
GPIO4	PD2	5, 6	S4, S5
GPIO0	PC6	7, 8	S6, S7

Tabelle 5.2: Bezeichnung in der Software, entsprechende Ausgangspins des Mikrocontrollers verbunden mit Pins auf Relaisstreiber und dadurch geschaltete Relais

Um weitere Pins zu sparen, könnte eine Logik entwickelt werden, die die 9 Schaltzustände aus Tabelle 5.1 auf 4 Bits zusammenfasst. Noch geschickter wäre eine

zeitdiskrete Ansteuerung oder die Anbindung an einen digitalen Bus, wie I²C oder SPI.

In Foto 4.19 auf Seite 67 ist rechts unten die fertige Matrixsteuerplatine zu sehen. Man kann die korrigierenden Lötarbeiten erkennen, mit denen die in obiger Tabelle aufgeführten Verbindungen ausgeführt wurden. Rechts auf der Platine ist die interne 12V-Batterie zu sehen, die das System versorgt, wenn keine Pufferbatterie und keine Solarleistung vorhanden ist.

5.2.4 Möglichkeit zur Direktladung mit voller und halber Leistung

In Tabelle 5.1 sind Ladezustände mit halber Leistung aufgeführt. Diese werden durch das Ausschalten von Relais S0 erreicht, das sich auf der negativen Seite der Matrixschaltung befindet, siehe Abbildung 5.2 auf Seite 77. Ist S0 offen, kann nur noch Strom durch die Solarzellen PV1 und PV2 fließen, was eine Halbierung der Ausgangsleistung zur Folge hat. Dies ist bei Ladung des Smart, wenn alle 4 Zellen in Reihe sind, nicht möglich, aber im Szenario „PV-Mopped“, „PV-Puffer“ und „PV-Radl“.

Dies kann genutzt werden um im Direktladen vor Erreichen der Ladeendspannung die Ladeleistung zu halbieren und die Ladung weiterlaufen zu lassen, bis die Ladeendspannung erreicht wird. Es ähnelt einer Schnellladung, an deren Ende der Ladestrom verringert wird um die Kapazität des Akkus besser auszunutzen. In Untersuchung [32] wurde ein ähnliches Verfahren getestet, dort genannt „multistage constant current charging“ und zeigte im Vergleich zum CCCV- und anderen Verfahren deutliche Vorteile (Auszug):

The experimental results show that the multistage constant current charging algorithm has almost the same highest AH and energy efficiencies as the CC/CV within the shorter charging time.

5.2.5 Schaltreihenfolge

Die Schaltreihenfolge ist von Bedeutung um keine Bauteile zu schädigen und keine Lichtbögen in den Relais zu erzeugen. Es wird oben erwähnt, dass die verwendeten *Zettler AZ762-1A-12DE* die vollen 16A nur bei einer anliegenden Sperrspannung <30V schalten können. Dies kann durch eine geschickte Schaltreihenfolge umgangen werden.

An den Relais S0–S3 liegt je nie mehr als die Leerlaufspannung der Solarmodule $U_{OC\ PV} \approx 35V$ an und durch S1–S3 fließt max. der Kurzschlussstrom $I_{SC\ PV} = 7A$

eines Solarmoduls. Durch S0 fließt max. der Strom zweier Solarmodule, d.h. 14A. S0–S3 können also immer geschlossen oder geöffnet werden.

Abschaltreihenfolge Wenn S1–S3 offen sind, liegen am Ausgang max. $U_{OC\ PV} \approx 35V$ an. Es kann aber eine Strom von $4 \cdot I_{SC\ PV} = 28A$ fließen, welcher viel zu hoch für den max. Schaltstrom von 16A der Relais ist, so dass der zu ladende Akku nicht durch Öffnen von S4–S7 getrennt werden kann.

Wenn S1–S3 geschlossen sind, liegen am Ausgang max. $U_{OC\ PV} \approx 140V$ an und es fließt ein max. Strom von ca. $I_{SC\ PV} = 7A$. Bei dieser hohen Spannung darf ein solch hoher Strom nicht mehr getrennt werden.

Dies sind die beiden Extremfälle. Die Lösung besteht darin, zuerst den Ausgangsstrom mit dem Relais S0 zu reduzieren, anschließend die Ausgangsspannung auf $U_{OC\ PV} \approx 35V$ herunterzubrechen, indem S1–S3 geöffnet werden (was bei einer hohen Ausgangsspannung $U_A > U_{OC\ PV}$ auch den Ausgangstrom zu 0 stellt). Danach kann die Verbindung zu den zu ladenden Akkus durch Öffnen von S4–S7 getrennt werden, an welchen nur noch max. $U_{OC\ PV} \approx 35V$ anliegen.

Das Relais S0 ist folglich kritisch für die Funktion und nur durch S0 können hohe Ausgangsströme reduziert werden. Im Extremfall, wenn am Ausgang $4 \cdot I_{SC\ PV} = 28A$ fließen, fließt durch den geschlossenen S0 nur die Hälfte des Solarstroms, also $2 \cdot I_{SC\ PV} = 14A$, die geschaltet werden können.

Die sichere Abschaltreihenfolge ergibt sich wie folgt:

1. Relais S0
2. Relais S1–S3
3. Relais S4–S7

Einschaltreihenfolge Die Einschaltreihenfolge ist genau umgekehrt zur Abschaltreihenfolge:

1. Relais S4–S7
2. Relais S1–S3
3. Relais S0

6 Vorstellung des Gesamtsystems

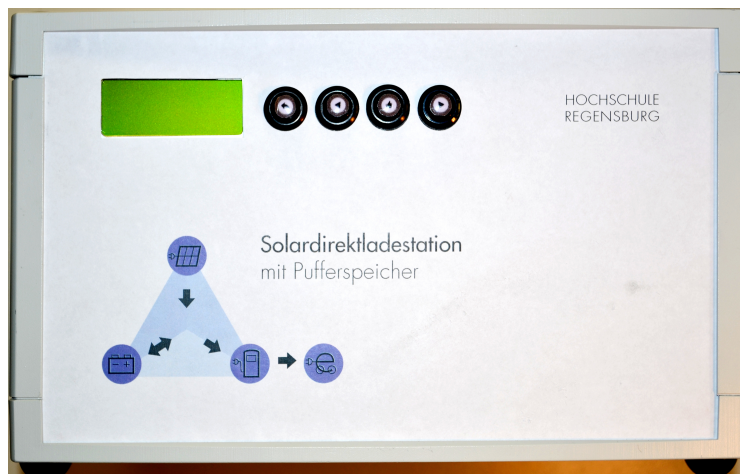


Abbildung 6.1: Vorderseite der Solardirektladestation



Abbildung 6.2: Rückseite der Solardirektladestation

Die vier in den vorherigen Kapiteln besprochenen Platinen sind kombiniert und in ein Gehäuse mit Anschlüssen nach außen, einem Display und Tastern gepackt worden. Der Mikrocontroller des Vollbrückenwandlers übernimmt auch die Ansteuerung des Displays, die Aufnahme der Tastendrucke und die Steuerung des Gesamtsystems.

Intern ist ein 12V-Akkumulator vorhanden, der das System mit Energie versorgt, auch wenn kein Pufferakku und keine PV-Zellen angeschlossen sind. Es gibt einen

Hauptschalter auf der Rückseite des Gehäuses mit dem sich das Gerät ein- und ausschalten lässt, die Benutzerführung findet ansonsten rein über das Display statt.

6.1 Kombination von Matrixschaltung, Vollbrückenwandler und Pufferakkumulator

Durch die in den beiden vorherigen Kapiteln vorgestellten Module ist in Kombination folgende Funktionalität möglich:

1. Es kann mittels der PV-Matrixschaltung entweder
 - a) der Pufferakku oder
 - b) ein Elektrofahrzeugdirekt geladen werden.
2. Oder es kann mit Energie aus dem Pufferakku über den Vollbrückenwandler ein angestecktes Elektrofahrzeug geladen werden.

Symbolisch ist dieser Energiefluss auf dem Deckblatt dargestellt. Eine Kombination, wie Ladung des Elektrofahrzeugs mit Solarenergie und gleichzeitiger Ladung aus dem Pufferakku ist momentan nicht angedacht, wäre aber durch eine erweiterte Software möglich.

Auf der Rückseite sind ein Pufferakku, ein Elektrofahrzeug und vier PV-Module anschließbar.

Auf der Vorderseite ist ein vierzeiliges beleuchtetes Display und vier Taster mit den Funktionen „zurück“, „nach unten“, „Eingabe“ und „nach oben“.

Das Gerät ist portabel.

Folgende vier Platinen sind kombiniert worden:

- Platine mit Vollbrückenwandler
 - Mikrocontrollerboard aufgesteckt
 - Matrixsteuerplatine angesteckt
- Matrixschaltungsboard

Das Matrixschaltungsboard wird mit Kabeln, die die Schaltsignale übertragen, mit dem Matrixschaltungsboard sowie mit Kabeln zum Übertragen des Solarstromes mit dem Vollbrückenwandler verbunden. Die Anschlüsse nach außen gehen ausschließlich vom Matrixschaltungsboard ab.

In Abbildung 6.3 ist das vereinfachte Gesamtsystem dargestellt.

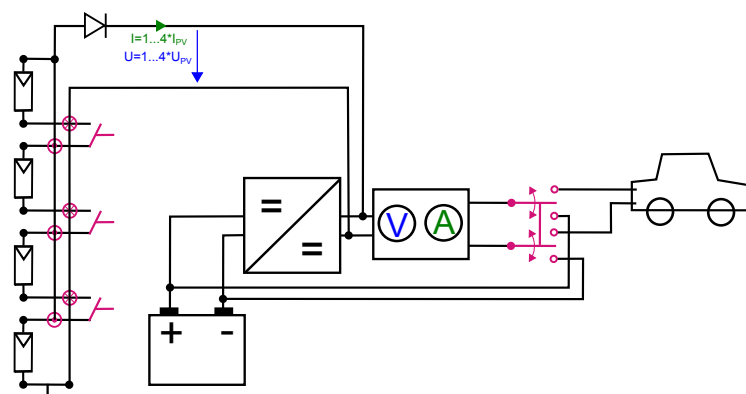


Abbildung 6.3: Darstellung des Gesamtsystems. Die Schalter (pink) wurden anders realisiert.

6.1.1 Anordnung im Gehäuse

Gehäusewahl Es wurde das Gehäuse *Rose Wavetronic IV* verwendet. Es besteht aus Aluminium, ist stapelbar und hat Außenabmaße von 324x268x193. Die Stapelbarkeit wurde gewählt, um die Matrixschaltung in einem eigenen Gehäuse unterzubringen und mit dem Vollbrückenwandler kombinieren zu können. Letztendlich ist die komplette Funktionalität in einem Gehäuse untergebracht worden. Für den entstehenden zweiten Prototypen wurde stattdessen ein standardisiertes Rack gewählt, in dem sich Komponenten modular kombinieren lassen und auch die Kühlung leichter bewerkstelligen lässt. Die Kühlung ist in diesem Gehäuse ohne Lüftungsschlitze problematisch, deshalb wurde nachträglich eine aktive Kühlung implementiert.

Interne Energieversorgung Da das Display des Geräts auch funktionieren soll wenn keine Solarzellen oder Pufferbatterie angeschlossen sind, sind drei gebalancete Lithium-Ionen-Akkus in Reihe geschaltet. Sie haben eine Ladeendspannung von je 4,2V. Diese Reihenschaltung ist mit dem Ausgang des *XP Power JTF1048* verbunden, die Akkus werden dadurch mit 12V Konstantspannung geladen. Diese Konstruktion ist nicht ideal, da die drei Akkus so nicht bis zur vollen Kapazität genutzt werden können und sie kein Balancing integriert haben. Die 3x1000mAh bei 12V reichen außerdem nicht aus um das ladende Gesamtsystem eine Nacht lang mit Energie zu versorgen, da der Stromverbrauch der geschalteten Relais zu hoch ist. Allerdings

ist in den Akkus eine Tiefentladeschutzschaltung integriert, so dass sie nicht zerstört werden wenn sie entladen sind. Die Akkus sind in Foto 4.19 auf Seite 67 rechts unten zu sehen.

Ein- und Ausschalter Auf der Rückseite des Gehäuses ist ein Schalter integriert, der die 12V-Spannungsversorgung unterbricht. Das heißt, der Kontakt zu eventuell angeschlossenen Solarmodulen oder zum Pufferspeicher wird nicht unterbrochen. Der *XP Power JTF1048* kann somit nicht durch einen Schalter getrennt werden und verbraucht auch im Standbybetrieb Energie und lädt dabei die internen Akkus. Falls man eine Entladung des Pufferakkus in längeren Standbyphasen vermeiden will, sollte er abgesteckt werden.

6.1.2 Strom- und Spannungsmessung der angesteckten Elemente und galvanische Trennung

Der Mikrocontroller misst im Gesamtsystem nur vier Größen: Strom und Spannung des Eingangs des Vollbrückenwandlers sowie Strom und Spannung des Ausgangs des Vollbrückenwandlers.

Die Spannung des angeschlossenen Elektrofahrzeuges und der Pufferbatterie können trotzdem gemessen werden:

Die Pufferbatterie ist permanent mit der Primärseite des Vollbrückenwandlers verbunden. Die Spannung am Elektrofahrzeug kann auf der Sekundärseite des Vollbrückenwandlers gemessen werden, wenn Relais S6 und S7 geschlossen sind. Die Spannung der Solarzellen wird ebenso dort gemessen.

Man sieht, dass durch die Verbindung Ausgang-PV-Matrixschaltung – Sekundärseite-Vollbrückenwandler, die Sekundärseite des Wandlers immer unter Spannung steht, wenn Solarmodule an das Gerät angeschlossen sind. Das Elektrofahrzeug wird beim Schließen von Relais S6 und S7 an dieses Potential angeschlossen. Dies hat keine Auswirkungen wenn die Spannung des Elektrofahrzeugs größer ist als die Leerlaufspannung der Solarmodule, was in allen Ladeszenarien außer im Szenario „Radl“ der Fall ist. Dort wird sofort bei Schließen der Relais S6 und S7 das Elektrofahrzeug mit Solarstrom direkt geladen. Da das Überschreiten der Ladeendspannung von der Software aber verhindert wird, ist diese Tatsache unproblematisch.

Durch Einfügen von mehr Schaltern und mehr Spannungsmesspunkten wäre ein sicherer Aufbau möglich. Eine Spannungsmessung pro angeschlossener Solarzelle ist sehr aufwändig, da die Messschaltungen jeder Solarzelle galvanisch getrennt sein müssten.

Galvanische Trennung Folgende Bereiche sind galvanisch nicht miteinander verbunden:

- Primärseite Vollbrückenwandler ($\hat{=}$ Potential von Pufferbatterie, Mikrocontroller, Display, Gehäuse, Matrixsteuerschaltung)
- Sekundärseite Vollbrückenwandler ($\hat{=}$ Potential von Solarzelle PV1-)
- Elektrofahrzeug

Bei einer Direktladung vom Elektrofahrzeug werden folglich die letzten beiden Potentiale miteinander verbunden.

Bei einer Direktladung des Pufferakkus wird folglich die galvanische Trennung von Primär- und Sekundärseite aufgehoben.

Wie bereits in Kapitel 4 beschrieben, ist der Isolationswiderstand zwischen Primär- und Sekundärseite mit ca. 2mm nicht sehr groß. Bei der Erstellung der Matrixschaltungsplatine konnte auch nur ein Abstand von 2,5mm realisiert werden. Optional kann auf letzter Platine der Widerstand R1 im M Ω -Bereich aufgelötet werden, die die Potentiale EV- und GND der Primärseite Vollbrückenwandler auf ein Niveau bringt um ein Durchschlagen zu verhindern.

6.2 Gehäusekühlung

Die einzelnen Bauteile im Gehäuse erzeugen eine Abwärme von bis zu 10W. Das Gehäuse lässt keine passive Kühlung zu, deshalb ist auf der Rückseite eine Aussparung für den 120mm-Fan *Arctic F TC 12* ausgeschnitten worden. Dieser bläst Luft in das Gehäuse.

Der größte Verbraucher, die Gleichrichtdiode des Vollbrückenwandlers wird direkt angeströmt, von dort steigt die warme Luft auf über das Kühlblech der Dioden der Matrixschaltung und tritt hinten oben am Gehäuse wieder aus, wo 50 Lüftungslöcher angebracht sind.

Der *Arctic F TC 12* regelt seine Drehzahl selbst von 300-1350 Umdrehungen pro Minute und bewegt einen Luftstrom von max. 125,7m³/h, das heißt, er kann theoretisch die Luft im Gehäuse 145 Mal pro Minute austauschen. Der Lüfter ist also vollkommen überdimensioniert, da er aber selbstregelnd ist, läuft er nur auf geringer Drehzahl. Die Regelung arbeitet über einen Temperaturfühler, der über einem Kabel am Luftaustritt aus dem Gehäuse angebracht ist. Bei Ansteigen der Temperatur über 32°C steigt die Drehzahl des Lüfters an. Der Lüfter wird mit 12V versorgt.

6.3 Steuerung

Die Steuerung des Systems findet ausschließlich über die Benutzerführung am Display statt, Eingaben werden über die Taster entgegengenommen. Die komplette Steuerung und Regelung aller Abläufe im System geschieht softwareseitig über einen Mikrocontroller.

Die PWM-Taktung ist zeitkritisch und läuft auf einem Timer, der durch die Software nicht beeinträchtigt wird. Die ebenfalls zeitkritische Regelung bezieht ihre Sensordaten über Polling und in dem geschilderten Regelalgorithmus wurde darauf geachtet, dass keine Funktionen die Regelung stören, es wurden z.B. auch keine Interruptroutinen implementiert.

Zum momentanen Zeitpunkt sind Werte, wie z.B. Ladeendspannung eines Elektrofahrzeugs in der Software hard-coded, also als feste Werte einprogrammiert, so dass sie durch das Menü nicht abgeändert werden können.

In Abbildung 6.3.1 auf Seite 90 ist der Zustandsautomat abgebildet, mit dem die Software arbeitet. Die Darstellung des Displays und die Eingabemöglichkeiten der Menüs orientieren sich direkt an den Zuständen der State Machine, mit der Zurück-Taste kann man z.B. direkt in den vorherigen State zurückspringen oder eine Ladung abrechnen.

In der Darstellung des Zustandsautomaten stehen die blauen Zustände für Menüs. In einem Menü stehen die damit verknüpften Zustände zur Auswahl.

Die Navigation auf dem Display passiert mit den Tasten „Zurück“, „Links“, „Recht“ und „Bestätigung“.

6.3.1 Finite State Machine

Es bietet sich an, ein Ladegerät wie dieses über einen Zustandsautomaten, auch genannt Finite State Machine, zu steuern.

Dieses Modell besitzt den Vorteil, dass es komplexe Funktionalitäten sehr übersichtlich darstellen kann. Die einzelnen Aufgaben des Systems werden in eine endliche Zahl von Zuständen aufgeteilt. Durch eine Menge definierter Ereignisse kann von einem Zustand in den nächsten gesprungen werden.

Bei der Programmierung muss jedes mögliche Ereignis berücksichtigt werden. Somit können Fehler vermieden werden und das System bleibt durchschaubar.

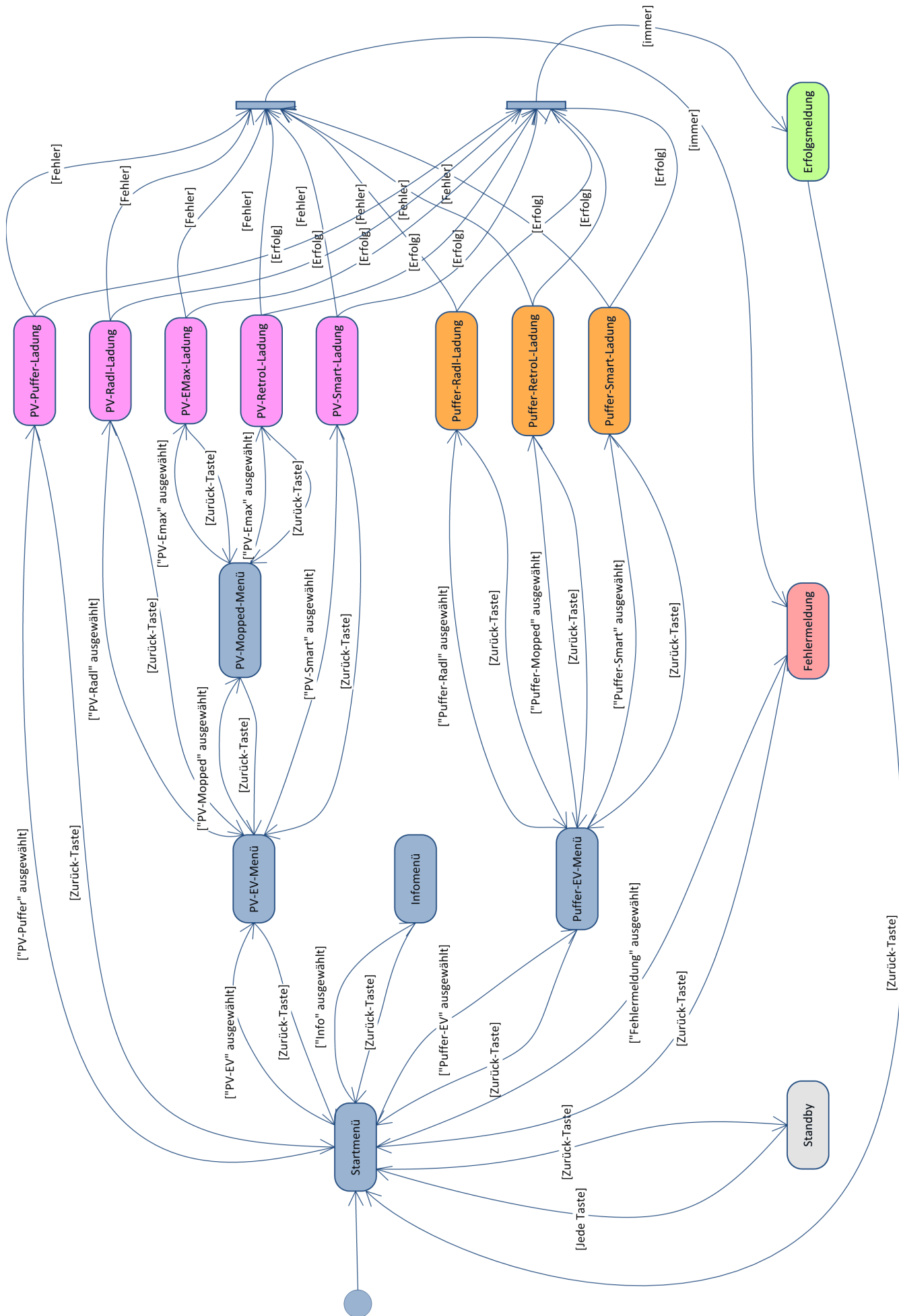


Abbildung 6.4: State Machine des Gesamtsystems

Der Zustandsautomat in Abbildung 6.3.1 auf Seite 90 hat für jedes Menü einen Zustand, einen Zustand für jeden Ladevorgang (Solardirektladung lila, Ladung aus Pufferbatterie orange), einen für die Erfolgsmeldung, einen für den Fehlerfall und einen für den Standby-Modus.

Der erste Zustand ist immer das Startmenü. Von dort wird über die Auswahl auf dem Display in ein anderes Menü oder in den Standby-Zustand gewechselt, wenn längere Zeit nichts passiert. Von Menü zu Menü kann man sich mit Tastendrücken bewegen. In den violetten und orangen Zuständen laufen die Algorithmen für die Regelung und die Sicherheit ab. Ein Beispiel ist in Abbildung 4.23 auf Seite 72 für den Zustand „Puffer-RetroL-Ladung“ dargestellt. Neben dem Regelalgorithmus wird jeweils die Unterfunktion „Fehlerprüfung“ (im Anhang) aufgerufen, die Abweichungen der Ströme, Spannungen und Leistungen kontrolliert und Tastendrücke erfasst.

Bei Eintreten eines eventuellen Fehlerfalls wird entsprechend der Ursache des Fehlers der nächste Zustand gesetzt und eine Fehlermeldung in den Speicher geschrieben. Bei Erfolg wird eine Erfolgsmeldung in den Speicher geschrieben, als nächster Zustand „Erfolgsmeldung“ gesetzt, alle Ausgänge ausgeschaltet und der Zustand verlassen.

7 Betrachtungen zur Wirtschaftlichkeit und Vorschläge zur weiteren Forschung

In der Projektarbeit 1 und 2 ([29], [28]) wurde die Wirtschaftlichkeit des Solardirektladesystems bereits diskutiert. Deshalb werden hier nur die Kernpunkte für einen wirtschaftlich sinnvollen Betrieb angesprochen und daraus Empfehlungen abgeleitet.

7.1 Wirtschaftlichkeit Solardirektladung im Inselbetrieb

7.1.1 Ohne Pufferspeicher

Im Projektbericht „Untersuchung von Möglichkeiten der Solardirektladung von Elektrofahrzeugen im Inselbetrieb“ [29] ist untersucht worden, wann die Direktladung ohne Pufferspeicher wirtschaftlich ist. Die Erkenntnisse sind einfach zusammenzufassen zu:

- Bei häufiger Nutzung ist die Direktladung sehr wirtschaftlich, wenn bereits ein Elektrofahrzeug vorhanden ist, die Anschaffungskosten des Fahrzeugs also nicht in die Kalkulation mit eingehen.
- Die Verfügbarkeit von Solarenergie und somit Ladeleistung ist sehr schlecht, da man für die Ladung auf Sonnenschein angewiesen ist. Deshalb ist ein solches System nur für Plug-In-Hybridfahrzeuge oder Elektrofahrräder sinnvoll einsetzbar.
- Die Auslegung der Größe eines Systems für den Nutzer ist nicht einfach. Um sicherzustellen, dass ein Fahrzeug im Sommer wie im Winter in einer definierten Zeit voll aufgeladen werden kann, muss die Solarleistung sehr stark überdimensioniert werden.
- Der Ausnutzungsgrad (also der Grad der Nutzung der zur Verfügung stehenden Solarenergie) eines solchen Systems ist nur bei sehr häufiger und gleichmäßiger Nutzung hoch, wie z.B. bei großen Parkplätzen mit vielen Plug-In-Hybridfahrzeugen. Ein Inselbetrieb ist deshalb nur dort sinnvoll.

7.1.2 Mit Pufferspeicher für Ladestationen kleiner oder mittlerer Größe

Im zweiten Projektbericht „Konzeptionierung eines Prototypen zur Solardirektladung“ [28] ist deshalb die Wirtschaftlichkeit eines Direktladesystems im Inselbetrieb mit einem Pufferspeicher untersucht worden (das System, von dem diese Arbeit handelt). Es geht dabei um kleine oder mittlere Ladestationen, die maximal einmal täglich genutzt werden. Um die Wirtschaftlichkeit zu ermitteln, wurde dieses System bezüglich der Kosten, die während der Laufzeit von 20 Jahren entstehen, mit folgenden Systemen verglichen:

- „HSM System 3“, ein System, dass von [33] und [37] untersucht wurde: eine netzgebundene Solarladestation mit Einspeisung und 30% Eigenverbrauch, wobei zur Ladung auch Strom aus dem Netz bezogen werden muss, da kein Pufferspeicher vorhanden ist
- Eine einfache Ladestation mit bloßem Energiebezug aus dem Netz zu den Kosten von Privathaushalten

Die Kernaussagen des Vergleichs für eine hohe Wirtschaftlichkeit des Direktladesystems sind:

- Die Solarleistung und Pufferkapazität muss sehr genau auf die Bedürfnisse des Nutzers ausgelegt werden, d.h., es sollte nicht viel mehr Sonnenenergie geerntet werden, als der Nutzer braucht, da diese verschwendet wäre. Diese Auslegung muss wegen der langen Laufzeit auch die zukünftigen Bedürfnisse berücksichtigen.
- Der Pufferspeicher in Form einer Blei- oder Lithiumbatterie ist wie bei einem Elektrofahrzeug der größte Kostenfaktor im System, denn er muss mindestens so groß sein, um ein Fahrzeug (je nach Wunsch z.B. halb- oder ganz voll-) laden zu können. Deshalb sind nur kleine Pufferbatterien wirtschaftlich: Die Kapazität des Pufferspeichers sollte nicht sehr viel größer sein als die Kapazität des Elektrofahrzeugs.
- Das Gesamtsystem und insbesondere die Pufferbatterie muss eine sehr hohe Lebensdauer von 20 Jahren haben.
- Wieder kann das System nur dann wirtschaftlich sein, wenn es regelmäßig (>3 Tage/Woche in einer Laufzeit von 20 Jahren) genutzt wird.

Wie sich erkennen lässt, sind die Hürden für die Wirtschaftlichkeit hoch, bei guter Auslegung ist sie aber bereits jetzt erreichbar.

Dies liegt darin begründet, dass der Privatverbraucher für den Einkauf einer kWh mehr zahlen muss, als eine kWh einer neuen PV-Anlage ohne Transport, Speicherung und Subventionen kostet. Dieser Effekt wird auch „Grid Parity“ genannt und wird in Deutschland zwischen 2012 und 2015 erreicht [15].

In Zukunft wird sich diese Entwicklung noch verstärken, da mit einem Anstieg der Stromkosten und einem Verfall des größten Kostenfaktors, der Batteriekosten zu rechnen ist. Für Abbildung 7.1 wurden Forschungsergebnisse auf die nächsten 10 Jahre projiziert.

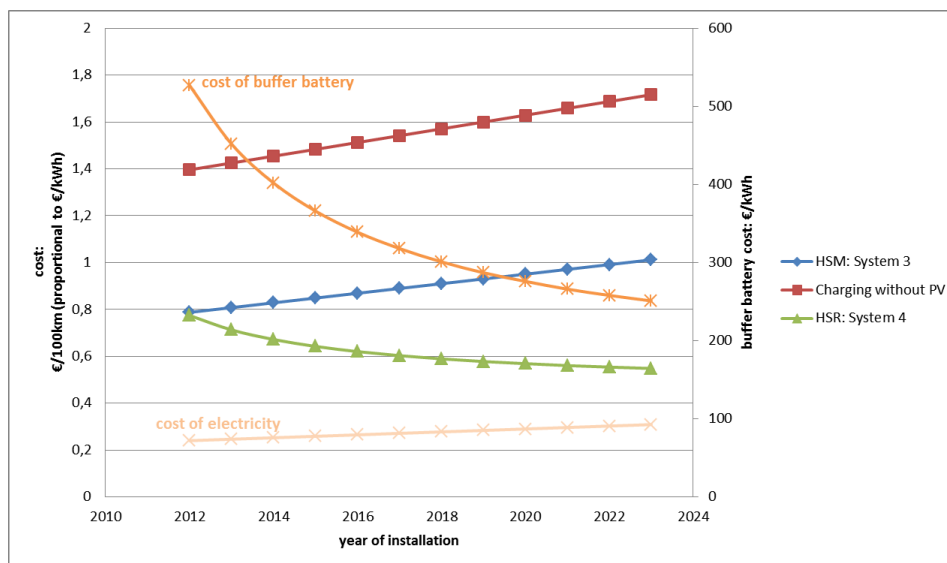


Abbildung 7.1: Qualitativer Kostenvergleich von drei Systemen aufgetragen über das Installationsjahr. „HSR System 4“ entspricht dem Solardirektladesystem mit Pufferspeicher im Inselbetrieb.

Fallende Pufferbatteriekosten (Quelle: [20]) lassen die Kosten des Direktladesystems fallen und steigende Stromkosten (Quelle: [8]) lassen die Kosten der anderen beiden Systeme steigen.

7.1.3 Mit Pufferspeicher für große Ladestationen

Ein kleiner Unterschied zu den obigen Ausführungen entsteht bei großen Anlagen, die sehr häufig (öfter als 1 Mal täglich) genutzt werden: Die Pufferbatterie erreicht ihre maximale Zyklendifestigkeit und muss während der projektierten Laufzeit ausgetauscht werden.

Ein solcher Fall ist in absehbarer Zeit nicht wirtschaftlich und wird es erst dann sein, wenn es sich lohnt, Netzstrom in Batterien zu speichern. Dieses Phänomen wird „Battery Parity“ genannt (Zum Eintritt von Battery Parity, siehe Artikel [34]).

Eine große Solarladestation, z.B. an Autobahnen ist momentan nur mit Netzanschluss sinnvoll.

7.2 Idee einer wirtschaftlichen Nutzungsmöglichkeit

Im kleinen und mittleren Maßstab ist eine Solardirektladestation mit Pufferspeicher bereits jetzt wirtschaftlich.

Die Direktladung bietet aber auch große Chancen, deshalb sollte angedacht werden, eine Kombination einer Direktladestation mit Netzanschluss zu erforschen. Eine solche Ladestation ähnelt den von *Tesla Motors* in den USA betriebenen Solar-schnellladestationen [19], jedoch können durch die Integration von Solardirektladung immense Vorteile erreicht werden:

- Die Solardirektladung hat einen sehr hohen Wirkungsgrad nahe 100% wenn die Solarmodule im Maximum Power Point betrieben werden können.
- 100% Verfügbarkeit im Vergleich zum Inselbetrieb.
- Solarenergie, die nicht benötigt wird kann eingespeist werden.
- Solardirektladung ermöglicht Schnell- und Schnellstladung ohne Netzbelastung.

Durch diese Möglichkeiten hätte eine Direktladestation mit Netzanbindung ein hohes wirtschaftliches Potential und wäre normalen Ladestationen deutlich überlegen, zumal auch die technische Komplexität nicht sehr hoch ist und die Solarenergie bei Nichtnutzung eingespeist werden könnte.

8 Zusammenfassung

Als Klammer des Forschungsprojektes *PV-Charge* greift diese Arbeit die Erkenntnisse vorhergehender Arbeiten auf, dokumentiert die erfolgreiche Implementierung und präsentiert die Ergebnisse:

Es kann gezeigt werden, dass Solardirektladung von Elektrofahrzeugen im Inselbetrieb möglich ist und mit hohem bis sehr hohem Wirkungsgrad sinnvoll betrieben werden kann.

In Erweiterung dieses Ansatzes ist ein System mit Pufferspeicher umgesetzt worden, das die Vorteile der Solardirektladung optimal beibehält. Die Umsetzung eines Systems hat bisher undokumentierte Kenntnisse zum Verhalten von Gegentaktwandlern erbracht, deren Auslegung und Verhalten detailliert beschrieben wird. Die Umsetzung des Vollbrückenwandlers erreichte einen Wirkungsgrad von über 93%.

Das Gesamtsystem offenbart einen portablen, kompakten Aufbau einer Solardirektladestation, die ein breites Einsatzspektrum vorzuweisen hat und alle Elektrofahrzeuge, die an der *HS Regensburg* im Sommersemester 2013 vorhanden sind, laden kann.

Als eines der Kernthemen der Forschung wurden verschiedene Konzepte der Solardirektladung einer Wirtschaftlichkeitsanalyse unterzogen, welche ergibt, dass sie bei geeigneter Auslegung wirtschaftlich betrieben werden kann, allerdings mit Einschränkungen durch den Inselbetrieb. Durch abzusehende Kostenentwicklungen wird sie in den nächsten Jahren immer ökonomischer werden. Im vorherigen Kapitel wurde ein Vorschlag für eine wirtschaftliche Netzanbindung einer Solardirektladestation gegeben, die in Hinblick auf die praktische Umsetzung dringend geprüft werden sollte. Eine solche „Stromtankstelle“ kann einen gewichtigen Pfeiler eines zukünftigen Smart Grid darstellen.

An der Hochschule Regensburg läuft die Forschung in mehreren Punkten weiter: Es wird in einer parallelen Arbeit ein verbesserter Vollbrückenwandler entwickelt, der eine starke Steigerung des Wirkungsgrades und eine Vervierfachung der Leistung verspricht.

In weiteren Forschungsarbeiten sollte die Komponente der Solardirektladung genauer unter die Lupe genommen werden: Wie lässt sie sich mit DC-Ladestandards

kombinieren? Wo kann ein Dauerlaufstest durchgeführt werden? Wie lässt sie sich praktisch in Smart Grids einbinden?

Im Juli 2013 erfolgt ein zweiwöchiger Feldtest der Ladestation durch Mitarbeiter der *HS Regensburg*.

Die Patentierung des hier vorgestellten Systems wird angestrebt und der Antrag befindet sich momentan in Prüfung bei der *Bayerischen Patentallianz*.

Literaturverzeichnis

- [1] ALLEGRO MICROSYSTEMS: A2982 datasheet. 2012. – Forschungsbericht 5.5
- [2] ANDREA, Davide: *Battery Management Systems for Large Lithium Ion Battery Packs*. Norwood : Artech House, 2010. – ISBN 978-1-608-07105-0 2.3, 2.2.1, 2.4, 2.2.1
- [3] AS G4S EESTI: *Elmo- Estonian Electromobility Programme*. <http://elmo.ee/charging-network/> 1
- [4] BALOGH, Laszlo: The current-doubler rectifier: an alternative rectification technique for push-pull and bridge converters. In: *Design Note-63, Unitrode Integrated Circuit Corporation* (1994) 3.1.3, 3.4
- [5] BILLINGS, Keith: *Switchmode power supply handbook* -. 0002. Aufl. New York : McGraw-Hill, 1999. – ISBN 978-0-070-06719-6 3.1.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7.1
- [6] EDEL, Horst: *Entwicklung und Regelung von Schaltnetzteilen*. <http://www.edel-ing.de>, 2013 2, 4
- [7] EICHSTETTER, Thomas: *Entwicklung einer potentialgetrennten Energieübertragung mittels MOSFET-Schaltmatrix und Vollbrücken Gegentakt DCDC Wandler für lithiumhaltige Akkus unterstützt durch einen 32-bit Mikrocontroller*. Mai 2012 3.5, 4.3.4.2
- [8] GMBH, Deutsche Energie A.: *Strompreise steigen bis 2020 um 20 Prozent*. <http://www.dena.de/presse-medien/pressemitteilungen/dena-strompreise-steigen-bis-2020-um-20-prozent.html>, Dez 2011 7.1
- [9] HAMILTON, C. ; GAMBOA, G. ; ELMES, J. ; KERLEY, R. ; ARIAS, A. ; PEPPER, M. ; SHEN, J. ; BATARSEH, I.: System architecture of a modular direct-DC PV charging station for plug-in electric vehicles. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010. – ISSN 1553-572X, S. 2516-2520 1.1
- [10] JOSSEN, Andreas ; WEYDANZ, Wolfgang: *Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen*. 1. Aufl. Untermeitingen : Ubooks, 2006. – ISBN 978-3-937-53601-9 2.2.2
- [11] KASCHKE COMPONENTS GMBH: *Produktkatalog Edition 2012* 3.3.1.3

- [12] KILGENSTEIN, Otmar: *Schaltnetzteile in der Praxis - Arten der Schaltregler, ihre Eigenschaften und Bauelemente, ausgeführte und durchgemessene Beispiele*. 3. überarb. u. erw. Aufl. Würzburg : Vogel Buchverlag, 1986. – ISBN 978–3–8–02–30–7 **3.3.1.1**, **3.6**
- [13] KORIES, Ralf ; SCHMIDT-WALTER, Heinz: *Taschenbuch der Elektrotechnik - Grundlagen und Elektronik*. 8. erw. Aufl. Thun, Frankfurt am Main : Harri Deutsch Verlag, 2008. – ISBN 978–3–817–11830–4 **3.1.1**, **3.2**, **3.3**, **3.1.2**, **3.1.3**, **3.2**, **3.3**, **3.3.1.1**, **3.8**, **3.5**, **3.6.1**
- [14] LIVESCU, Constantin D.: *Current Doubler Topology - Myth and Reality*. <http://www.smeps.com/knowledge/Idoubler/idoubler.shtml>, 1998 **3**
- [15] LOPEZ-POLO, A. ; HAAS, R. ; PANZER, C. ; AUER, H.: Prospects for Grid-Parity of Photovoltaics Due to Effective Promotion Schemes in Major Countries. In: *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific*, 2012. – ISSN 2157–4839, S. 21 ff **7.1.2**
- [16] MEINKE, H.H. ; GUNDLACH, F.W. ; LANGE, Klaus ; LÖCHERER, Karl-Heinz: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik - Band 1: Grundlagen*. 4. völlig Neubearb. Aufl. Berlin, Heidelberg : Springer, 1986. – ISBN 978–3–540–15394–8 **3.3.1.1**
- [17] MERIANOS, Nikolaos ; HERFURTH, Michael ; SCHOTT, Werner: *Schaltnetzteile (SNT) - Technik u. Bauelemente ; [techn. Mitteilung]*. München : Siemens-Aktienges., Bereich Bauelemente, 1985 **3.5.2**
- [18] MEYER, Hans-Jürgen: *Stromversorgungen für die Praxis* -. Würzburg : Vogel Verlag Und Druck, 1989. – ISBN 978–3–802–30265–7 **3.7**
- [19] MOTAVALLI, Jim: *Tesla Begins East Coast Fast-Charging Corridor*. <http://wheels.blogs.nytimes.com/2012/12/21/tesla-begins-east-cost-fast-charging-corridor/> **7.2**
- [20] RICHTER, Jan ; LINDENBERGER, Dietmar: Potenziale der Elektromobilität bis 2050 / EWI. EWI, Juni 2010. – Forschungsbericht. – 142 S. **7.1**
- [21] SCHENKE, Gregor: *Photovoltaik und Solartechnik*. 2012 **2.1**
- [22] SCHLIENZ, Ulrich: *Schaltnetzteile Und Ihre Peripherie - Dimensionierung, Einsatz, Emv*. 4. korr. Aufl. 2009. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 2009. – ISBN 978–3–834–80613–0 **4.3.9.1**, **4.3.9.2**
- [23] SCHMIDT-WALTER, Heinz: *Dimensionierung von Schaltnetzteilen*. <http://schmidt-walter.eit.h-da.de/>, 2009 **3.3**, **3.4**, **3.5**, **4.3**, **4.3.5**
- [24] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Schaltungen - Funktion, Auslegung und Anwendung*. Berlin : Springer DE, 2008. – ISBN 978–3–540–69301–7 **3.1.1**

-
- [25] TEXAS INSTRUMENTS: SM72295 datasheet. 2013. – Forschungsbericht 4.4, 4.3.3.2
- [26] THIEL, Udo L.: *Schaltnetzteile erfolgreich planen und dimensionieren* -. 2. verb. A. München : Franzis Verlag GmbH, 1998. – ISBN 978-3-772-37683-2 3.1, 3.3.1.3
- [27] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christoph ; GAMM, Eberhard: *Halbleiter-Schaltungstechnik* -. 14. überarb. und erw. Aufl. 2012. Heidelberg : Springer-Verlag GmbH, 2012. – ISBN 978-3-642-31025-6 2.1, 2.2.2, 2.5, 3.1.1, 3.1.2, 3.2, 3.9, 3.5, 3.6.1, 4.3, 4.3.7.2, 4.5
- [28] URBAN, Johannes: *Konzeptionierung eines Prototypen zur Solardirektladung*. Oktober 2012 1, 1.2, 2.1, 2.3, 5, 7, 7.1.2
- [29] URBAN, Johannes: *Untersuchung von Möglichkeiten der Solardirektladung von Elektrofahrzeugen im Inselbetrieb*. Mai 2012 1, 1.2, 2.3, 7, 7.1.1
- [30] URBAN, Johannes ; BRUCKMANN, Manfred ; WELSCH, Andreas: Evaluation of Solar DC/DC Charging Concepts in Off-Grid Operation. In: MOTTOK, Jürgen (Hrsg.) ; ZIEMANN, Olaf (Hrsg.): *Applied Research Conference 2012*. Aachen : Shaker, 2012. – ISBN 9783844010930, 98–101 2.3
- [31] VISHAY SEMICONDUCTORS: IL300 datasheet. 2005. – Forschungsbericht 4.3.7.2
- [32] VO, Thanh T. ; SHEN, Weixiang ; KAPOOR, A.: Experimental comparison of charging algorithms for a lithium-ion battery. In: *IPEC, 2012 Conference on Power Energy*, 2012, S. 207–212 5.2.4
- [33] WIZEMANN, Ingo: *Simulation and Design of Solar Fed Charging Stations for Electric Vehicles*, Hochschule München, Masterarbeit, 2013 1.2, 7.1.2
- [34] WOLLERSHEIM, Olaf ; GUTSCH, Andreas: Elektrisch mobil und nachhaltig. , Nr. 1, S. 1–4 7.1.3
- [35] YANG, Tai-Her: *Mehrfachspannungsregelschaltung von Batterien oder mehrfach unabhängigen Gleichstromquellen* 5.1, 5.1
- [36] ZACH, Franz: *Leistungselektronik - Ein Handbuch. 2 Bände*. Berlin : Springer DE, 2009. – ISBN 978-3-211-89214-5 3.5, 8
- [37] ZECH, Matthias: *Technical Challenges in the Realization of Solar-Powered Charging Stations for Electric Vehicles*, Hochschule München, Masterarbeit, 2013 1.2, 7.1.2
- [38] ZETTLER ELECTROICS GMBH: AZ762 datasheet. 2007. – Forschungsbericht 5.2.1

A Anhang

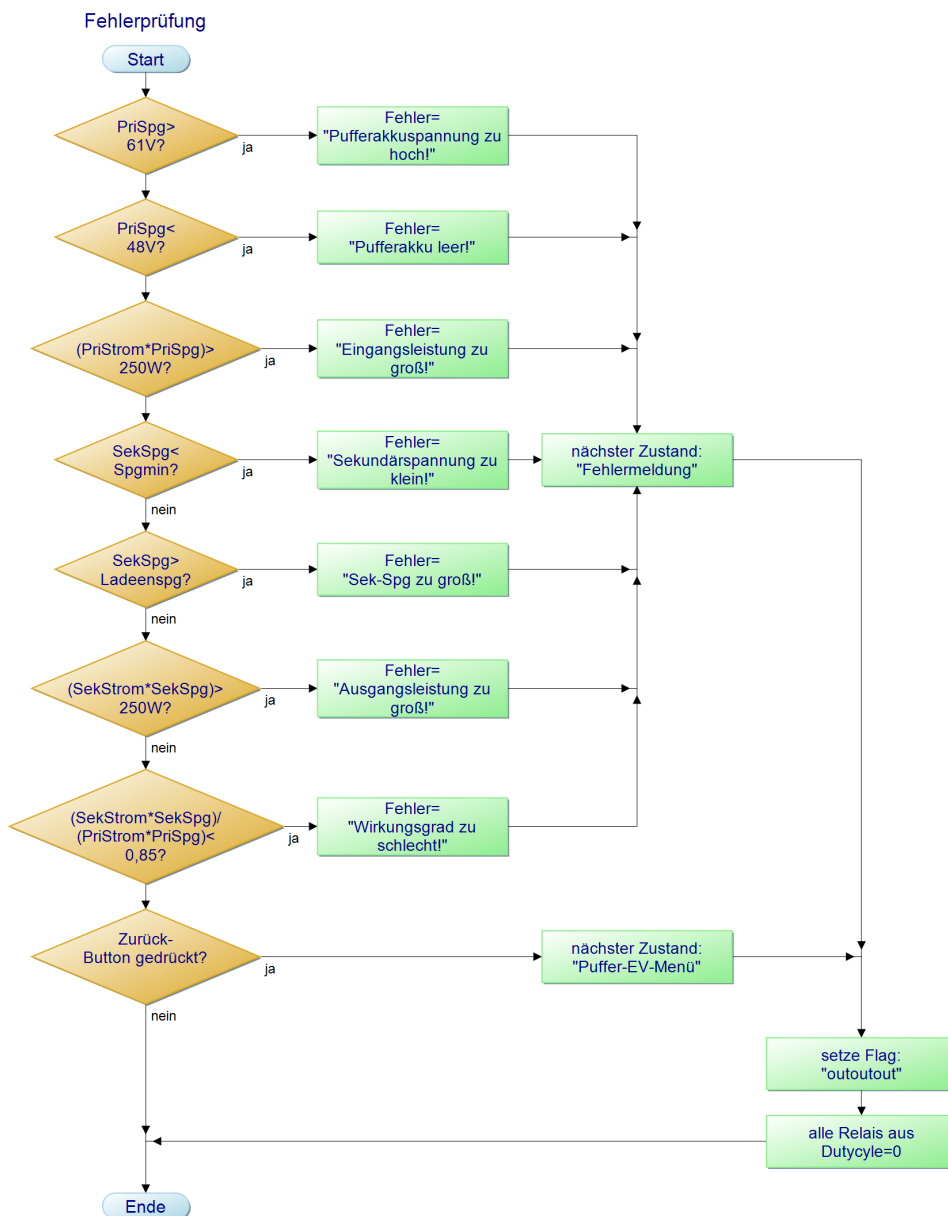
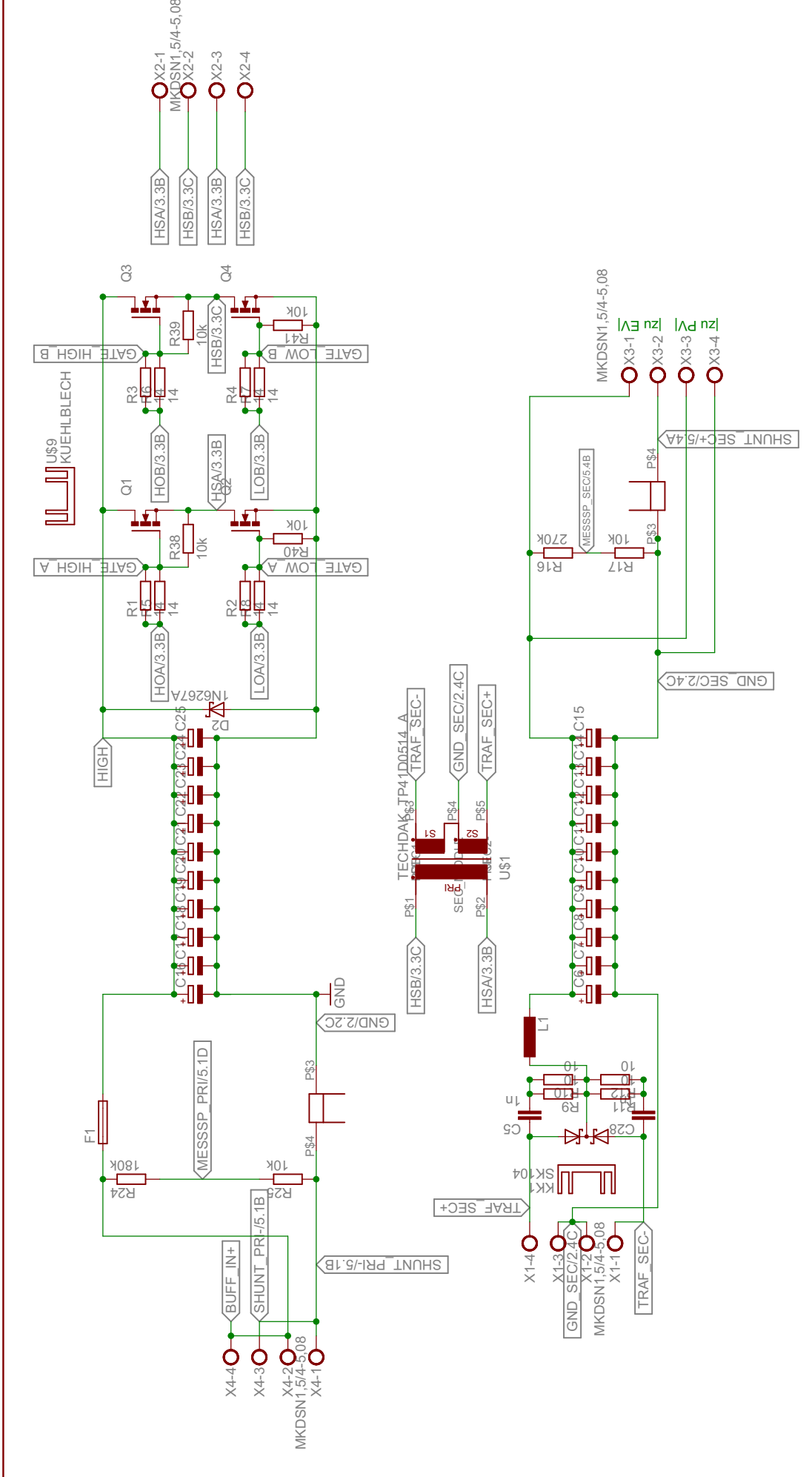


Abbildung A.1: Algorithmus „Fehlerprüfung“, der bei Ladung des Elektrofahrzeugs über den Vollbrückenwandler jede ms aufgerufen wird. Könnte in einen Timer-Routine ausgelagert werden.



Leistungsteil Vollbrückenwandlerboard

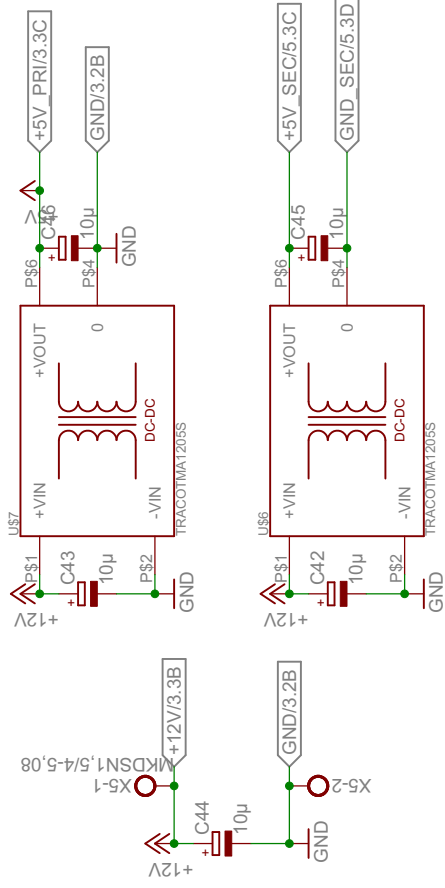
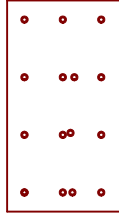
TITLE: DCDC200

Document Number:

REV:
2.1

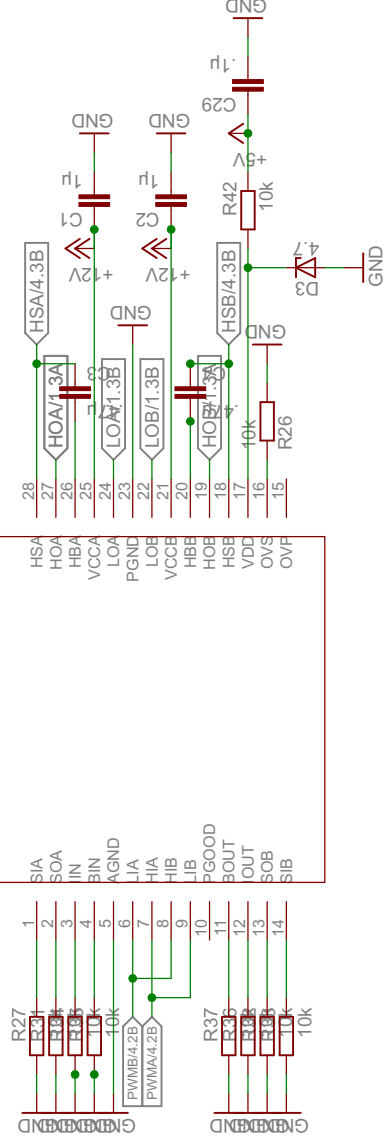
Date: 05.07.2013 19:35:36

Sheet: 1/5



Gehäuse und Stromversorgung Vollbrückenwandlerboard	
TITLE: DCDC2000	
Document Number:	REV: 2.1
Date: 05.07.2013 19:35:36	Sheet: 2 / 5

U1
SM72295_DW_28



Treiber Vollbrückenwandlerboard

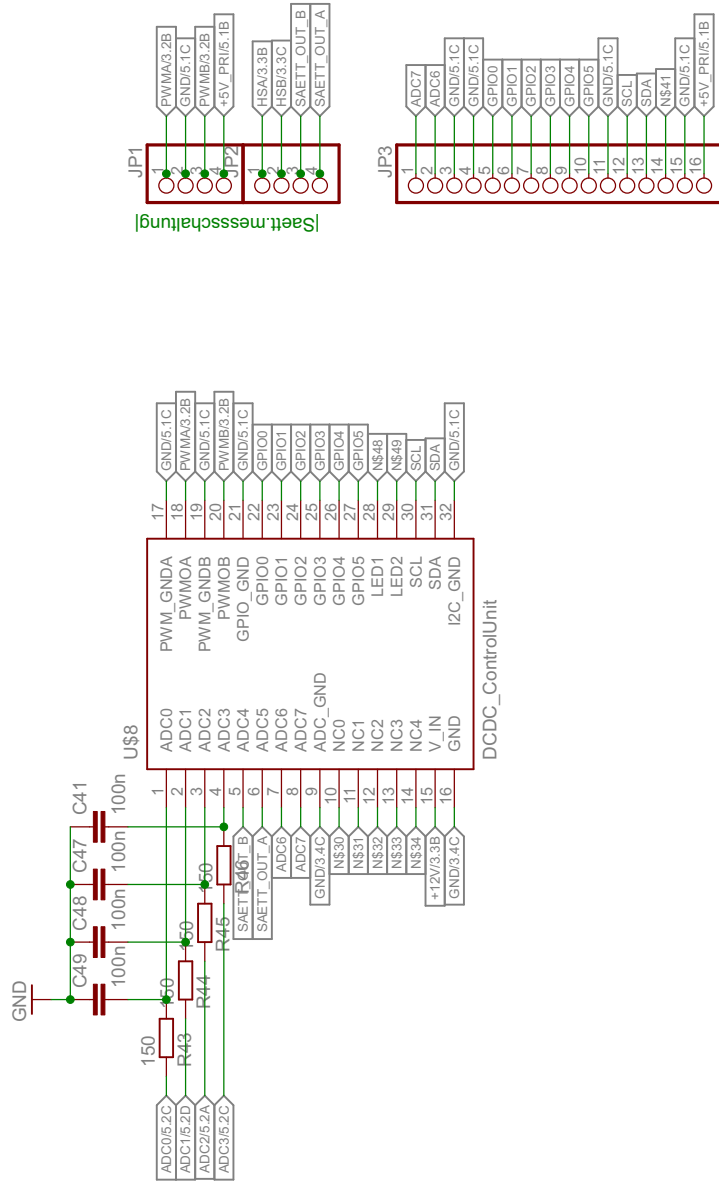
TITLE: DCDC200

Document Number:

REV:
2.1

Date: 05.07.2013 19:35:36

Sheet: 3/5



[Saett_messschaltung]

Anschlusspins Vollbrückenwandlerboard

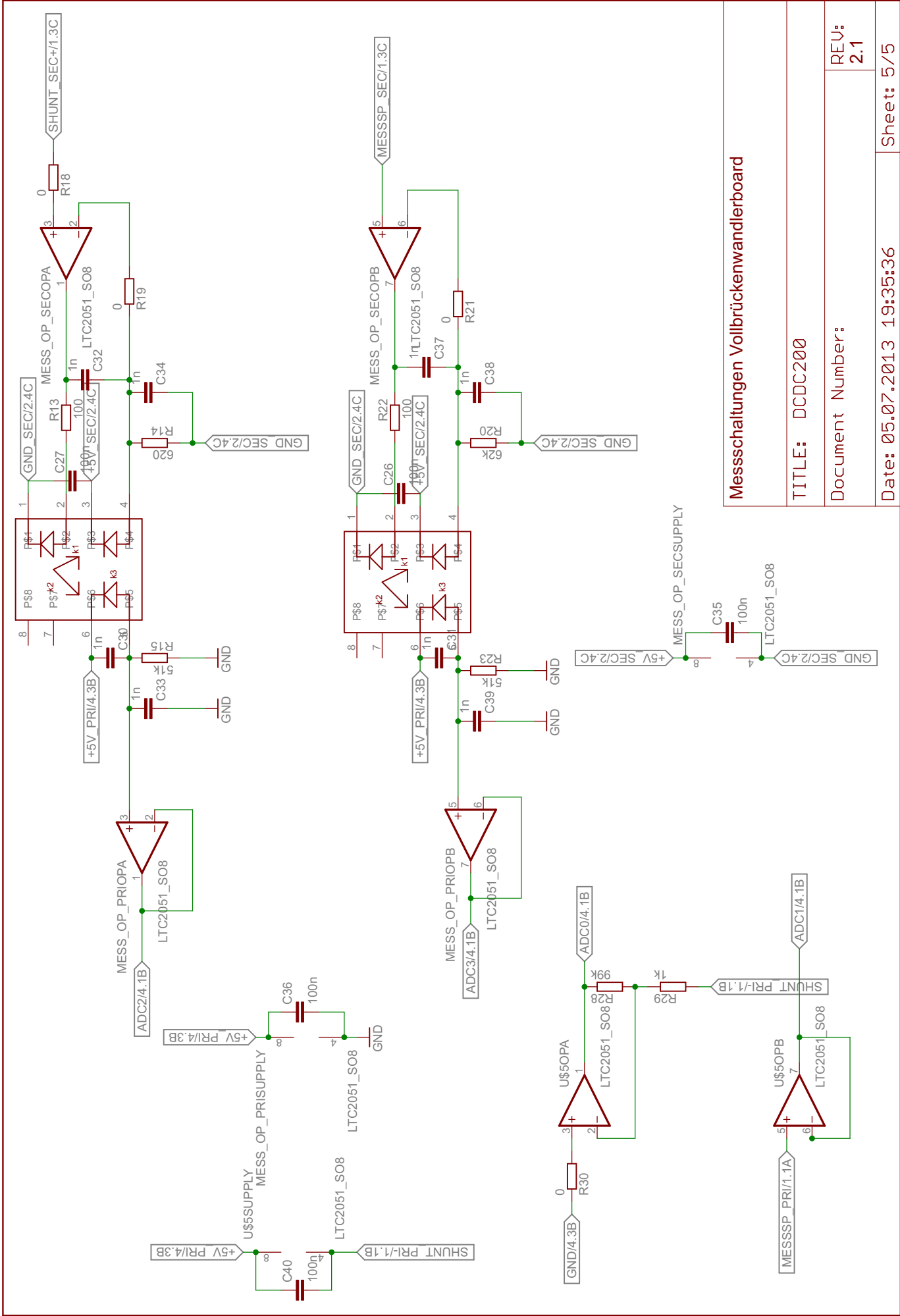
TITLE: DCDC200

Document Number:

REV:
2.1

Date: 05.07.2013 19:35:36

Sheet: 4/5



Messschaltungen Vollbrückenwandlerboard

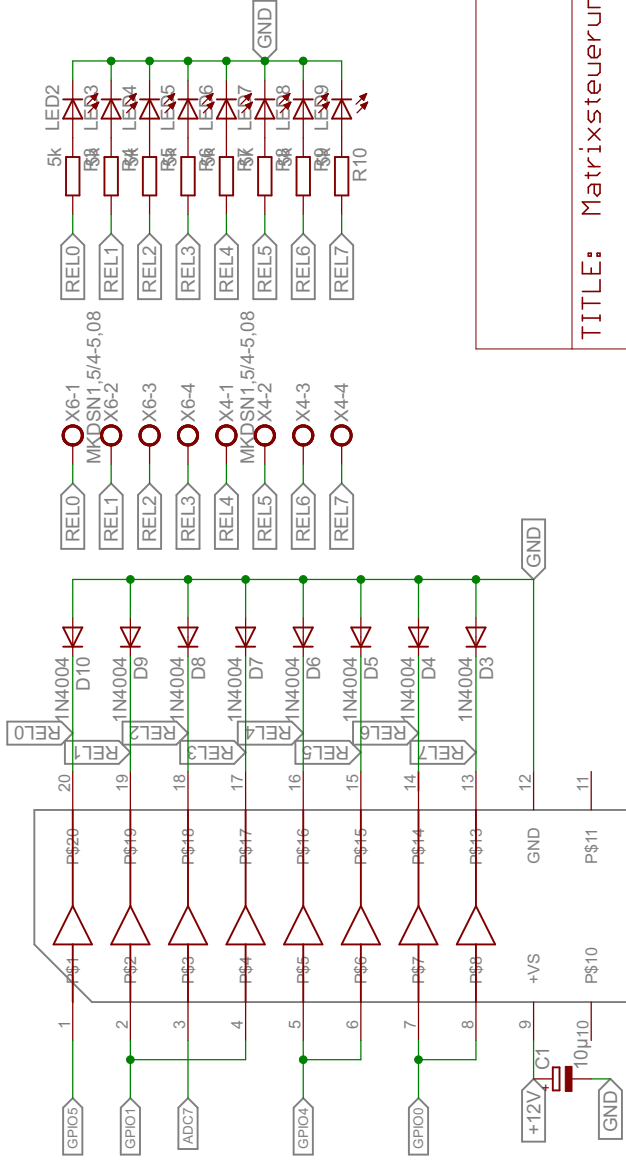
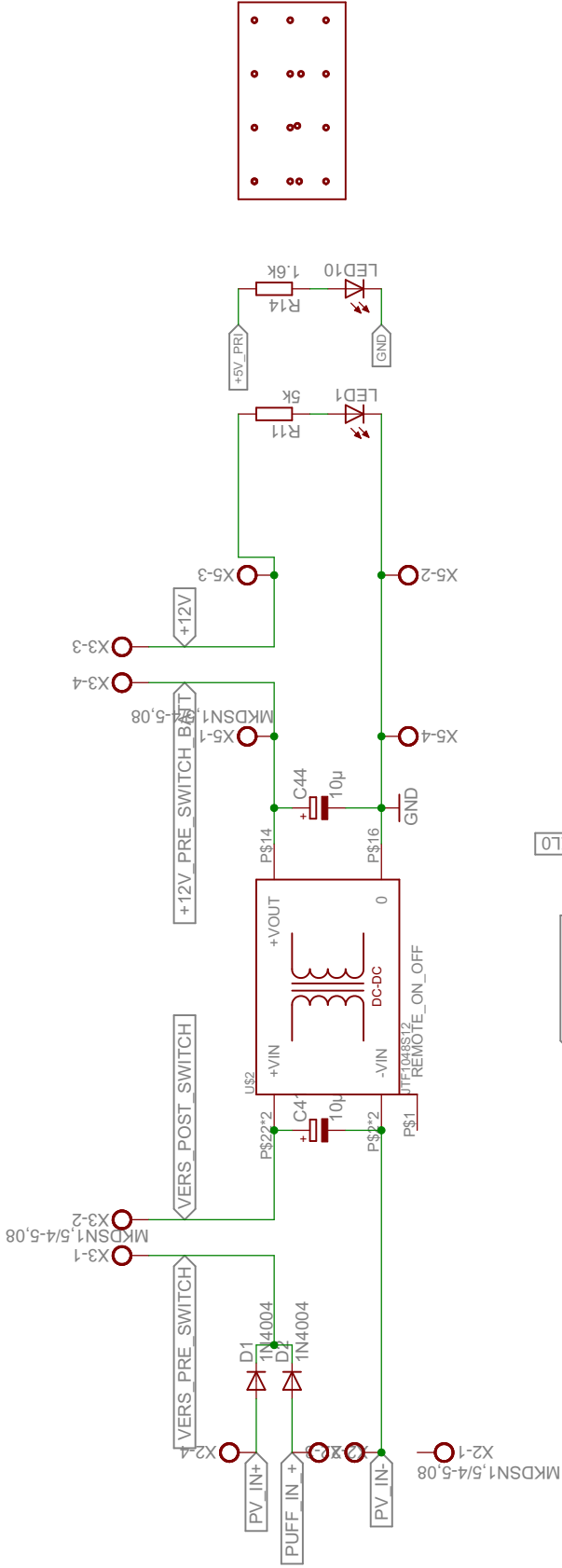
TITLE: DCDC200

Document Number:

REV:
2.1

Date: 05.07.2013 19:35:36

Sheet: 5/5



SSW-116-02-S-S-RA

- X1-1 ADC7
- X1-2 ADC8
- X1-3 GND
- X1-4 GND
- X1-5 GPIO0
- X1-6 GPIO0
- X1-7 GPIO2
- X1-8 GPIO3
- X1-9 GPIO4
- X1-10 GPIO5
- X1-11 GND
- X1-12 SCL
- X1-13 SDA
- X1-14 N541
- X1-15 GND
- X1-16 +5V_PUZZER

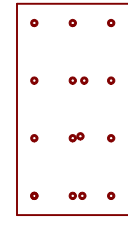
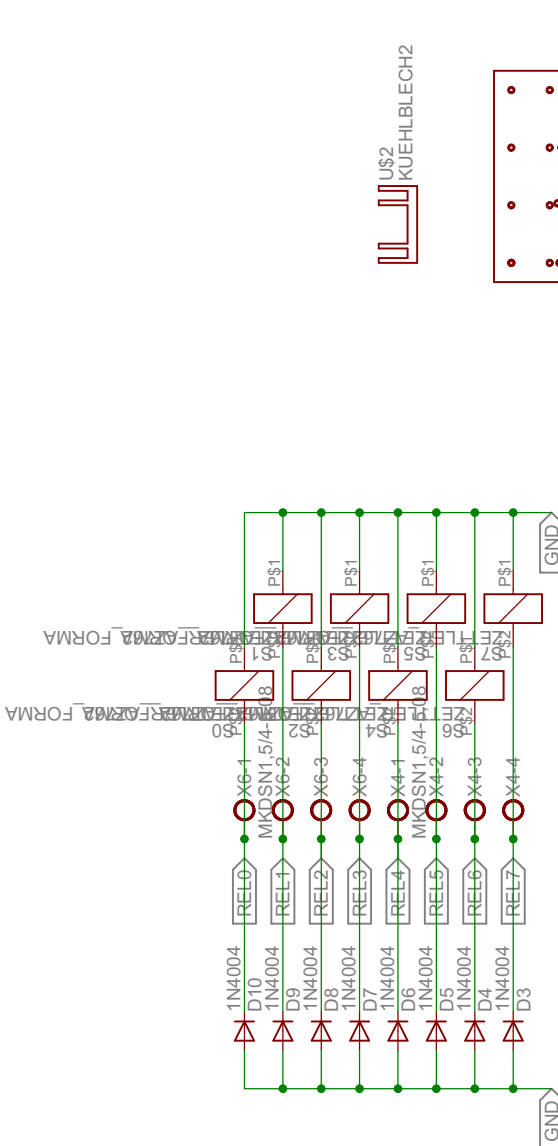
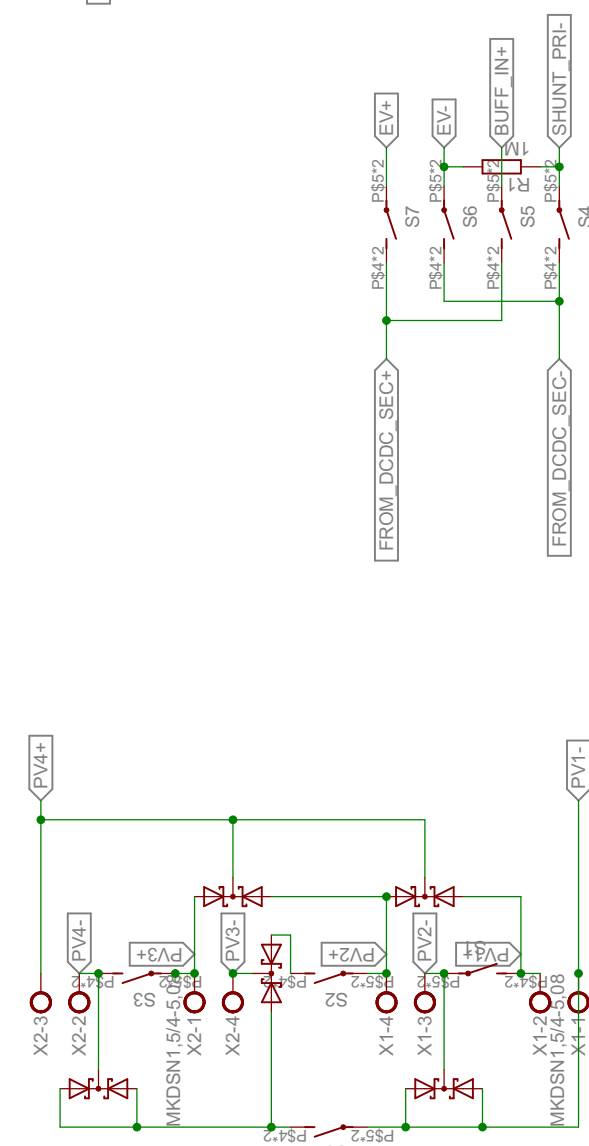
TITLE: Matrixsteuerung

Document Number:

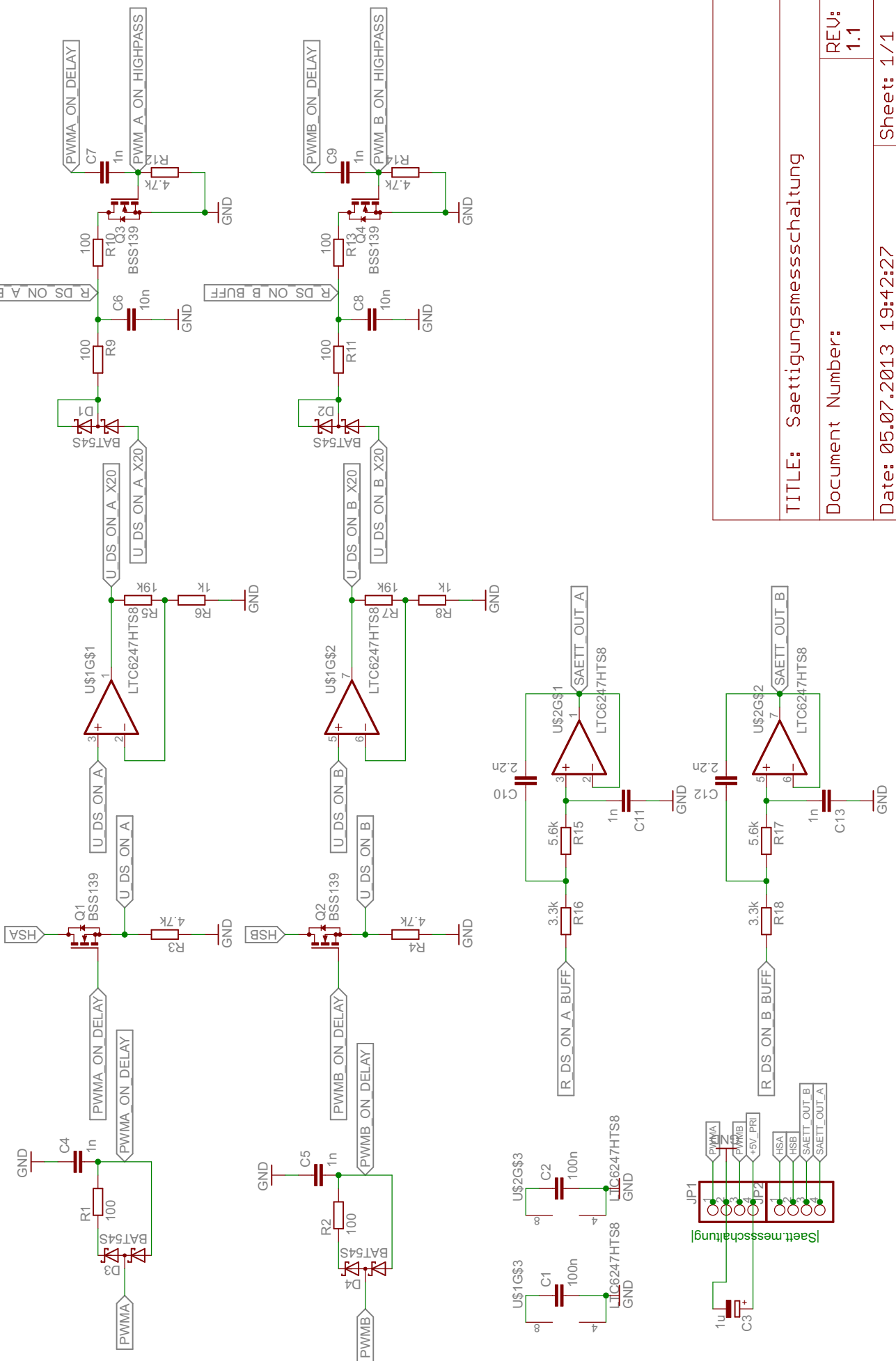
REV:
1.1

Date: 05.07.2013 19:52:01

Sheet: 1/1



TITLE: matrixschaltung
 Document Number:
 Date: 05.07.2013 19:54:45
 Sheet: 1/1
 REV: 2.0



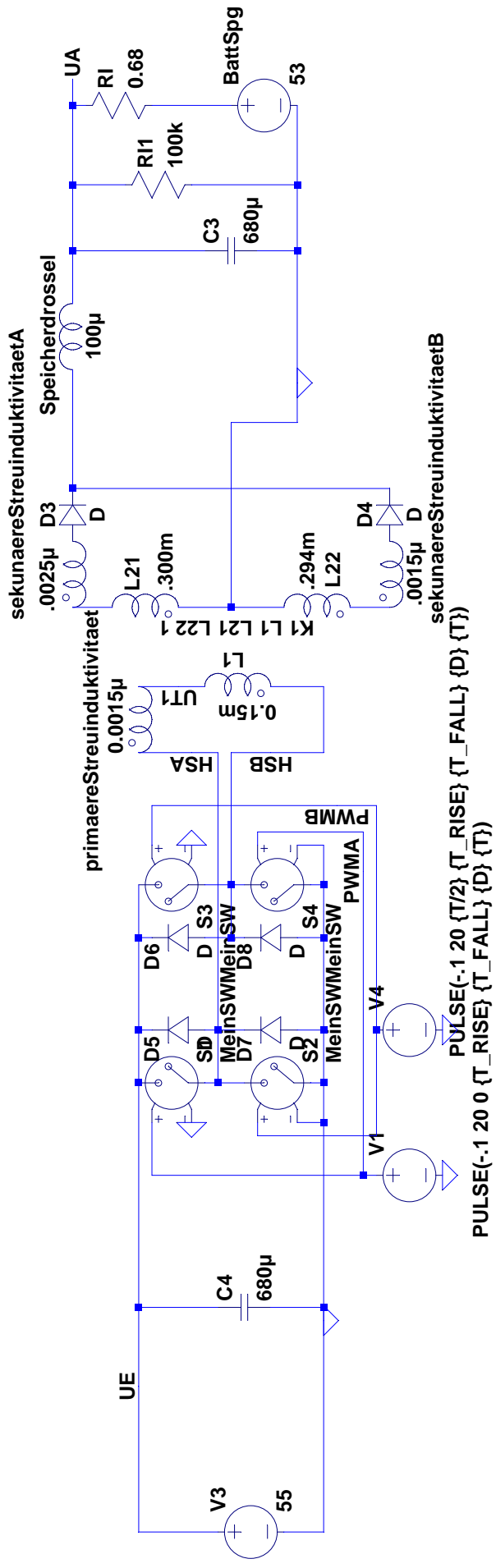
TITLE: Saettigungsmessschaltung

Document Number:

REV: 1.1

Date: 05.07.2013 19:42:27

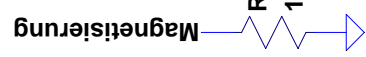
Sheet: 1/1



.tran 0 20m 0m uic

```
.model SW SW(
.model MeinSW SW(Ron=.001 Roff=1Meg Vt=0)
* .step param DUTY .62 0.74 0.02
.param T_RISE=0.5
.param T_FALL=0.00000005
.param FREQ=100k
.param T=1/FREQ
.param D=T/2*DUTY-T_RISE
```

```
PULSE(-1 20 0 {T_RISE} {T_FALL} {D} {T})
PULSE(-1 20 0 {T_RISE} {T_FALL} {D} {T})
```



```
B1 Magnetisierung 0 V=1000*idt(v(HSB)-v(UT1))
B=U*(N*A)
N_pri=5
A_RM14=200mm^2
1/(N*A)=1000
```

Eidesstattliche Erklärung

1. Mir ist bekannt, dass dieses Exemplar der Arbeit als Prüfungsleistung in das Eigentum des Freistaates Bayern übergeht.
2. Ich erkläre hiermit, dass ich diese Arbeit selbständig verfasst, noch nicht anderweitig für Prüfungszwecke vorgelegt, keine anderen als die angegebenen Quellen oder Hilfsmittel benutzt sowie wörtliche und sinngemäße Zitate als solche gekennzeichnet habe.

Regensburg, den 11. Juli 2013

JOHANNES URBAN