



Hochschule  
München  
University of  
Applied Sciences

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

---

**Entwicklung eines bidirektionalen  
DC/DC-Wandlers zur modularen Integration  
von PEM-Elektrolyse- und Brennstoffzellenstacks  
auf DC-Batteriebene**

---

Development of a Bidirectional DC/DC Converter for Modular Integration  
of PEM Electrolysis and Fuel Cell Stacks at DC Battery Level

Abschlussarbeit zur Erlangung des akademischen Grades  
Bachelor of Engineering (B.Eng.)  
im Studiengang „Regenerative Energien - Elektrotechnik“

<b>Betreuer an der Hochschule:</b>	Prof. Dr. Simon Schramm
<b>Betreuer in der Firma:</b>	Georg Maier
<b>Vorgelegt von:</b>	Andreas Holzer
<b>Bearbeitungsbeginn:</b>	12.10.2023
<b>Abgabetermin:</b>	12.06.2024
<b>Laufende Nummer:</b>	2418



# Verfassererklärung des Autors

gemäß §26(7) ASPO

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Bachelorarbeit selbständig verfasst und noch nicht anderweitig zu Prüfungszwecken vorgelegt habe. Sämtliche benutzte Quellen und Hilfsmittel sind angegeben. Wörtliche und sinngemäße Zitate sind als solche gekennzeichnet.

Nachname, Vorname:	Holzer, Andreas
Matrikelnummer:	18342819
Studiengang:	Regenerative Energien - Elektrotechnik
Ort, Datum:	München, den 12. Juni 2024
Unterschrift:	 <hr/>



# Sperrvermerk Bachelorarbeit



Die vorliegende Arbeit beinhaltet interne vertrauliche Informationen der Firma  
OSTERMEIER H<sub>2</sub>YDROGEN SOLUTIONS GMBH.



Die Weitergabe des Inhalts der Arbeit im Gesamten oder in Teilen sowie das Anfertigen von Kopien und Abschriften auch in digitaler Form sind grundsätzlich untersagt. Ausnahmen bedürfen der schriftlichen Zustimmung der Firma.

Nachname, Vorname:

Holzer, Andreas

Unterschrift:

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'A. Holzer', is written over a horizontal line.



# Danksagung

Bei dieser Gelegenheit möchte ich mich bei allen Mitarbeitenden der OSTERMEIER H2YDROGEN SOLUTIONS GMBH (*OHS*) für das angenehme Arbeitsklima, für die ausdauernde Hilfsbereitschaft und für das mir entgegengebrachte Vertrauen bedanken.

Besonderen Dank möchte ich zudem meinen direkten Betreuern PROF. DR. SIMON SCHRAMM (*Hochschule München*) und GEORG MAIER (*OHS*) aussprechen, welche diese Arbeit ermöglicht haben.



# Kurzfassung

Diese Arbeit handelt von der grundlegenden Entwicklung eines modularen DC/DC - Wandlers zur Integration von PEM - Elektrolyse- und Brennstoffzellenstacks auf die DC - Ebene der Batterie eines saisonalen Energiespeichersystems.

Auf Grundlage der zu Anfang definierten Anforderungen wurde ein Konzept zur modularen Umsetzung und Auslegung der Leistungselektronik, ein darauf aufbauendes Schaltungs- und Platinenlayoutdesign, sowie ein Softwarekonzept zur Realisierung der Regelungsstrategie erstellt. Weiterhin wurde ein Testaufbau angefertigt, um den entwickelten Wandler zu einem späteren Zeitpunkt vermessen zu können.

Das Resultat ist der gefertigte Prototyp eines leicht skalierbarer *Four Switch Buck-Boost* Leistungswandlers, mit einer maximalen Betriebsspannung von 120 VDC, einem sekundärseitigem Nennstrom von 30 A und einer berechneten maximalen Effizienz von 98 %.

# Abstract

This thesis deals with the fundamental development of a modular DC/DC converter for the integration of PEM electrolysis and fuel cell stacks on the DC level of the battery of a seasonal energy storage system.

Based on the requirements defined at the beginning, a concept for modular implementation and design of the power stage, along with a circuit and PCB layout design, and a software concept for the realization of the control strategy was created. Additionally, a test setup was built in order to be able to measure the converter at a later stage of development.

The final result is the completed prototype of an easily scalable *Four Switch Buck-Boost* Power Converter with a maximum operating voltage of 120 VDC, a secondary side rated current of 30 A and a calculated maximum efficiency of 98 %.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Kurzfassung / Abstract</b>	<b>I</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 OHS - H <sub>2</sub> -Battery . . . . .	2
1.3 Problemstellung . . . . .	3
1.4 Aufgabenstellung . . . . .	6
1.5 Herausforderungen . . . . .	6
<b>2 Grundlagen</b>	<b>8</b>
2.1 Wasserstofferzeugung mittels PEM-Elektrolyse (PEMEL) . . . . .	8
2.2 Wasserstoffverbrauch . . . . .	9
2.2.1 Wandlung in einer Brennstoffzelle (PEMFC) . . . . .	9
2.2.2 Verbrennung durch BHKW . . . . .	10
2.3 DC/DC - Leistungswandlung . . . . .	10
2.3.1 Feldeffekttransistor als Schaltelement . . . . .	11
2.3.2 Synchrone Leistungsstufe . . . . .	11
2.3.3 Abwärtswandler . . . . .	12
2.3.4 Aufwärtswandler . . . . .	13
<b>3 Anforderungen</b>	<b>15</b>
3.1 Mechanische Anforderungen . . . . .	15
3.1.1 Bauraum . . . . .	15
3.1.2 Kühlung . . . . .	16
3.1.3 Einhausung . . . . .	17
3.1.4 Montage . . . . .	17
3.2 Elektrische Anforderungen . . . . .	18
3.2.1 Spannungsbereich . . . . .	21
3.2.2 Strombereich . . . . .	25
3.2.3 Effizienz . . . . .	25

3.3	Sicherheit . . . . .	26
3.3.1	Personenschutz . . . . .	27
3.3.2	Geräteschutz . . . . .	27
3.3.3	Leitungsschutz . . . . .	27
3.4	Flexibilität . . . . .	28
3.5	Kosten . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Konzept</b>	<b>31</b>
4.1	Wahl der Schaltungstopologie . . . . .	31
4.2	Spannungsbereich . . . . .	32
4.3	Strombereich & Modularität . . . . .	34
4.3.1	Größe der Module . . . . .	34
4.3.2	Funktionsbaugruppen . . . . .	35
4.4	Auslegung der Leistungsstufe . . . . .	35
4.4.1	Verlustberechnungen . . . . .	48
4.4.2	Wahl der Schaltelemente . . . . .	49
4.4.3	Wahl der Spule . . . . .	49
4.4.4	Wahl der Kondensatoren . . . . .	49
4.5	Betriebs- & Regelungsstrategie . . . . .	50
4.5.1	PI-Regelung . . . . .	50
4.5.2	Zweipunkt-Stromregelung . . . . .	51
4.5.3	Schaltfrequenz . . . . .	51
4.5.4	Spannungsbegrenzung . . . . .	51
<b>5</b>	<b>Schaltungsdesign</b>	<b>52</b>
5.1	Steuerplatine . . . . .	52
5.1.1	Mikrocontroller STM32G491 . . . . .	54
5.1.2	Messwerterfassung . . . . .	56
5.1.3	Kommunikation . . . . .	57
5.1.4	Analog- & Digitalausgänge . . . . .	58
5.1.5	Konfiguration . . . . .	58
5.2	Leistungsplatine . . . . .	58
5.2.1	Versorgungsspannungen . . . . .	59
5.2.2	High-Side Gatespannung . . . . .	62

5.2.3	Leistungsteil . . . . .	63
5.2.4	Sensorik . . . . .	66
5.2.5	Peripherie . . . . .	67
<b>6</b>	<b>Layoutdesign</b>	<b>70</b>
6.1	Steuerplatine . . . . .	70
6.1.1	Mikrocontroller . . . . .	71
6.1.2	Referenzspannungsquelle . . . . .	71
6.1.3	Analogfilter . . . . .	71
6.1.4	CAN - Transceiver . . . . .	71
6.1.5	RS485 - Transceiver . . . . .	72
6.1.6	Baugruppen - interne Kommunikationsschnittstellen . . . . .	72
6.1.7	Baugruppen - externe Kommunikationsschnittstelle . . . . .	72
6.1.8	SPI & SWD - Schnittstellen . . . . .	72
6.1.9	Schiebeschalter zur Konfiguration . . . . .	72
6.1.10	Signalmessklemmen . . . . .	73
6.1.11	UART - Schnittstelle . . . . .	73
6.1.12	Micro USB - Schnittstelle . . . . .	73
6.1.13	Reset - Taster . . . . .	73
6.2	Leistungsplatine . . . . .	74
6.2.1	GND - Masseanschluss . . . . .	75
6.2.2	Spule & Temperatursensor . . . . .	75
6.2.3	Spulenstromsensor . . . . .	75
6.2.4	Halbbrücke 1 (batterieseitig) & Temperatursensor . . . . .	75
6.2.5	Halbbrücke 2 (stackseitig) & Temperatursensor . . . . .	76
6.2.6	Halbbrückentreiber der Halbbrücke 1 . . . . .	76
6.2.7	Halbbrückentreiber der Halbbrücke 2 . . . . .	76
6.2.8	Batterieseitige Filterkondensatoren . . . . .	77
6.2.9	Stackseitige Filterkondensatoren . . . . .	77
6.2.10	Batterieseitiger LC - Filter . . . . .	77
6.2.11	Stackseitiger LC - Filter . . . . .	77
6.2.12	Batteriestromsensor . . . . .	77
6.2.13	Stackstromsensor . . . . .	78
6.2.14	Batteriesicherung . . . . .	78

6.2.15	Batterieseitiger Laststromanschluss . . . . .	78
6.2.16	Stackseitiger Laststromanschluss . . . . .	79
6.2.17	Sicherungen der Spannungsversorgung . . . . .	79
6.2.18	Spannungsversorgung . . . . .	79
6.2.19	Signaleingangsklemme . . . . .	80
6.2.20	Multifunktionsrelais inkl. Sicherung . . . . .	80
6.2.21	Platine-Platine - Steckverbinder . . . . .	80
6.3	Bauraum . . . . .	81
6.4	Kühlung . . . . .	81
<b>7</b>	<b>Software</b>	<b>82</b>
7.1	Wahl des Mikrocontrollers . . . . .	82
7.2	Pinout des Mikrocontrollers . . . . .	83
7.3	Regelung . . . . .	85
7.4	Weitere Softwarefunktionen . . . . .	87
7.4.1	Temperaturmessung . . . . .	87
7.4.2	Debugging . . . . .	88
7.4.3	Kommunikation in einer Baugruppe . . . . .	88
<b>8</b>	<b>Produktion</b>	<b>90</b>
8.1	PCB - Parameter . . . . .	90
8.2	Bauteilbestückung . . . . .	91
8.2.1	Aufbringen der Lötpaste . . . . .	91
8.2.2	Platzierung der SMT - Komponenten . . . . .	92
8.2.3	Verlöten der SMT - Komponenten . . . . .	92
8.2.4	Bestückung der THT - Komponenten . . . . .	94
8.3	Montage der Baugruppe . . . . .	94
8.4	Flashen der Firmware . . . . .	94
<b>9</b>	<b>Test- &amp; Messaufbau</b>	<b>95</b>
9.1	Leistungsmodule . . . . .	96
9.2	Steuerplatinen der Leistungsmodule . . . . .	96
9.3	GND - Masseschiene . . . . .	96
9.4	Batteriespannungsschiene . . . . .	96

9.5	Stackspannungsschiene . . . . .	96
9.6	24 V Netzteil . . . . .	97
9.7	Bodenplatte . . . . .	97
9.8	Wasserkühlkörper . . . . .	97
9.9	Temperatursensor Vorlauf . . . . .	98
9.10	Temperatursensor Rücklauf . . . . .	98
9.11	Kühlwassertank . . . . .	98
9.12	Auslauf Kühlwassertank . . . . .	98
9.13	Rücklauf Kühlwassertank . . . . .	98
9.14	Durchflusssensor . . . . .	98
9.15	Kühlwasserpumpe . . . . .	99
9.16	Wärmetauscher & Lüfter . . . . .	99
9.17	Ablasshahn . . . . .	99
<b>10</b>	<b>Kostenanalyse, Ausblick &amp; Zusammenfassung</b>	<b>100</b>
10.1	Kosten & Einsparpotentiale . . . . .	100
10.2	Weitere Entwicklungsschritte . . . . .	101
10.3	Mögliche alternative Einsatzbereiche . . . . .	101
<b>11</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>103</b>
	<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>105</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>106</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>109</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>110</b>
	<b>Literatur</b>	<b>111</b>

# 1 Einleitung

Die Erkenntnisse dieser Arbeit entstanden in enger Zusammenarbeit mit der Firma OSTERMEIER H<sub>2</sub>YDROGEN SOLUTIONS GMBH (OHS) mit Sitz in Schweitenkirchen, Deutschland. Das Kerngeschäft umfasst einerseits die Integration von PEM - Elektrolysestacks zu schlüsselfertigen Elektrolyseanlagen sowie andererseits die Entwicklung von Energiespeichersystemen auf Basis von grünem Wasserstoff.

## 1.1 Motivation

Energiespeichersysteme sind ein notwendiges Element in einer vollständig defossilierten und stabilen Energieversorgung auf Basis regenerativer Stromerzeugung aus Photovoltaik sowie Wind- und Wasserkraftanlagen.

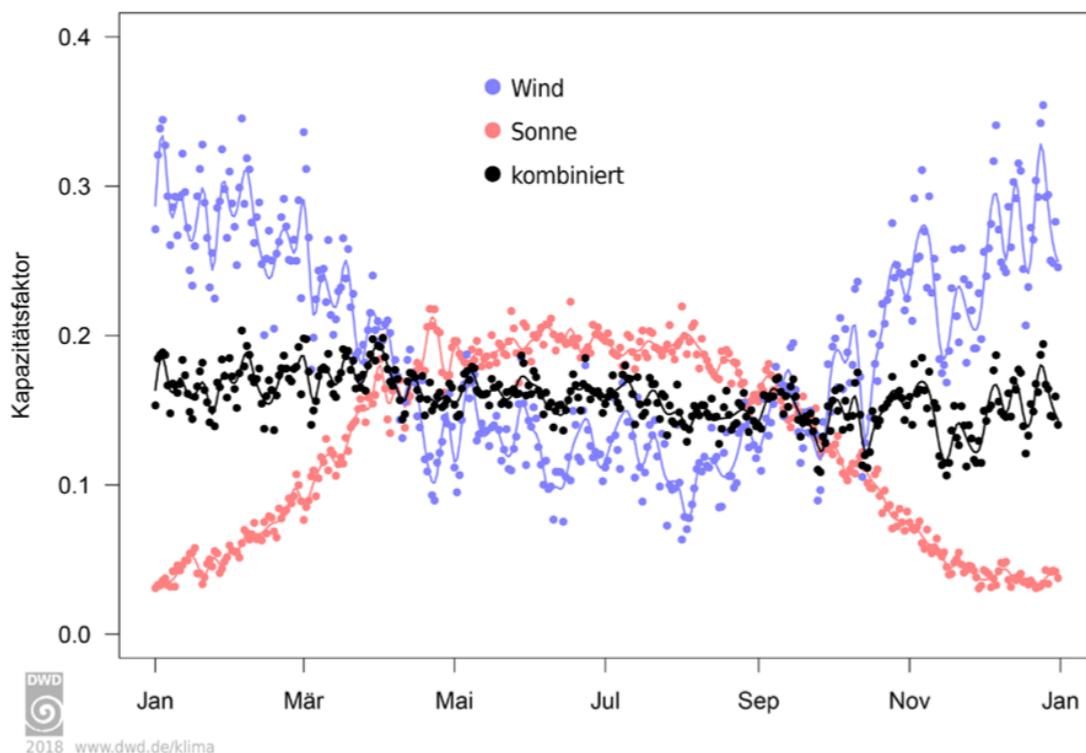


Abb. 1.1: Mittlerer Jahrgang des Kapazitätsfaktors von Sonne und Wind (Mittelwert 1995 - 2015) [DWD 2018]

Diese unterliegt nicht nur tageszeitlichen und saisonalen Schwankungen (vgl. Abb. 1.1) sondern können sich auch nicht selbstständig der im Stromnetz nachgefragten Leistung anpassen. Ist es nicht möglich die momentan benötigte Leistung ausreichend an die Erzeugung anzupassen, müssen Energiespeichersysteme eingesetzt werden, um einen zeitlichen Ausgleich zwischen Erzeugung und Verbrauch herzustellen. Zusätzlich spielt die örtliche Verteilung der regenerativen Erzeugungsanlagen und der Verbrauchsstandorte eine entscheidende Rolle: Ohne Energiespeichersysteme muss die nachgefragte Leistung durch Energietransport an den Ort der Verwendung gebracht und zum gleichen Zeitpunkt andernorts erzeugt werden.

## 1.2 OHS - H<sub>2</sub>-Battery

Eine Lösung zur ganzjährigen und lokal autonomen Energieversorgung ist die H<sub>2</sub>-Battery der OSTERMEIER H<sub>2</sub>YDROGEN SOLUTIONS GMBH. Sie vereint ein Batteriesystem zur Stundenspeicherung mit einem saisonalen Energiespeicher auf der Basis des Energieträgers *grüner Wasserstoff*. Dieser wird zunächst durch Elektrolyse durch vor Ort regenerativ erzeugtem Strom erzeugt, sofern dieser nicht zuerst direkt verbraucht oder im Batteriesystem eingespeichert werden kann. Anschließend wird der erzeugte Wasserstoff durch einen Kompressor verdichtet und zur Speicherung in Druckgasflaschenbündeln bei 300 Bar eingelagert. Bei Bedarf kann der Wasserstoff wieder durch eine Brennstoffzelle oder einen Wankelmotor in Strom und Wärme zurückgewandelt werden.

Obwohl prinzipiell jede Art der dezentralen Stromerzeugung durch das System verwertet werden kann, liegt der Hauptanwendungsfall in der Einspeicherung von PV - Strom im Sommer und der Rückwandlung in den Wintermonaten November bis Februar.

Die H<sub>2</sub> - BATTERY ermöglicht lokal sowohl eine ganzjährige Energieautonomie als auch die vollständige Umsetzung der Energiewende durch Sektorenkopplung[OHS 2022, Broschüre]. Der Wasserstoffspeicher ist der letzte fehlende Baustein zu einem ganzjährigen *Prosumer* (Kofferwort bestehend aus *Producer* und *Consumer*) und kann weiterhin auch in Verbindung mit dem öffentlichen Stromnetz zum Ausgleich von Engpässen und zur Stabilisierung eingesetzt werden.

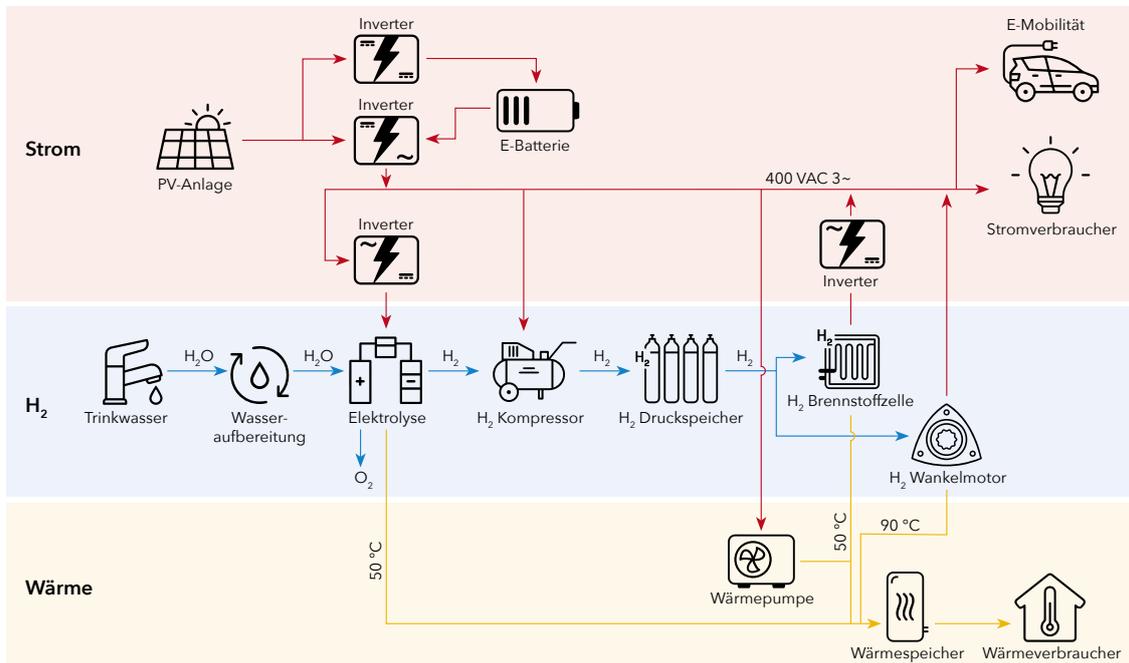


Abb. 1.2: Funktionsprinzip der H<sub>2</sub> - Battery [OHS 2022, Broschüre]

### 1.3 Problemstellung

Wie bereits Abbildung 1.2 entnommen werden kann, wird im derzeitigen AC - gekoppelten Gesamtsystem jeweils ein Netzteil für die Elektrolyse und für die Brennstoffzelle benötigt. Der von der PV - Anlage wechsellspannungsseitig bereit gestellte PV - Strom wird beim Laden der Wasserstoffbatterie mit Hilfe eines gleichrichtenden Netzteils in geregelten Gleichstrom zum Betrieb der Elektrolyse umgewandelt. Beim Entladen des Wasserstoffspeichers wird ein Wechselrichter benötigt, um aus der DC - Leistung der Brennstoffzelle eine für den Verbraucher nutzbare (dreiphasige) Wechsellspannung zu generieren. Es werden also zwei unidirektionale AC/DC - Leistungswandler zu unterschiedlichen Zeitpunkten benötigt. Die Folge ist ein erhöhter Verdrahtungsaufwand und eine größere Anzahl an leistungselektronischen Komponenten und damit Anlagenkosten.

Zur kurzzeitigen Zwischenspeicherung im Batteriesystem muss zudem die eben wechsellspannungsseitig bereit gestellte Gleichspannung der PV - Module wieder von einem Batteriewechselrichter gleichgerichtet werden. Sollen Verbraucher aus dem Batteriesystem versorgt werden, entstehen erneut Wandlungsverluste im Batteriewechselrichter.

Die AC - gekoppelte Variante der H<sub>2</sub> - BATTERY mit der Erweiterung um eine PV - Anlage lässt sich schematisch folgendermaßen darstellen:

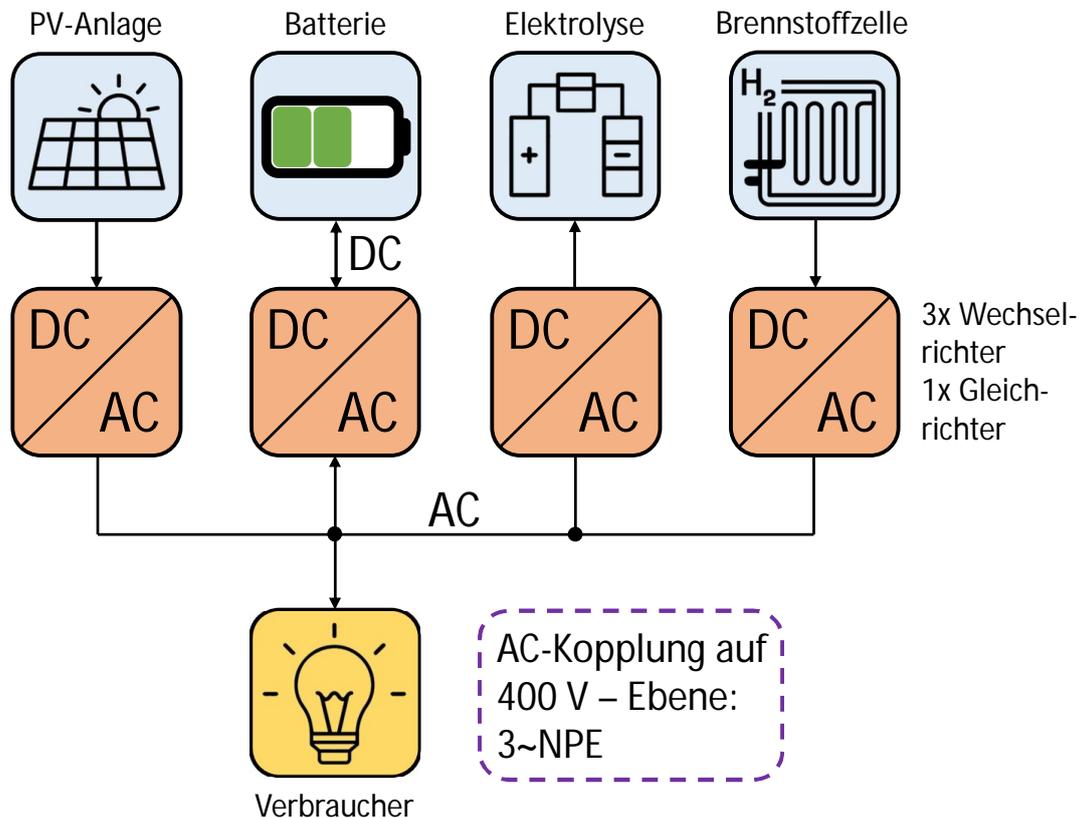


Abb. 1.3: Schema einer AC gekoppelte H<sub>2</sub> - Battery mit zusätzlicher PV - Anlage, eigene Darstellung

Da sowohl die PV - Module wie auch die Brennstoffzelle native DC - Generatoren sind und der Elektrolysestack ebenfalls eine Gleichspannungssenke darstellt, liegt der Gedanke einer DC - Kopplung dieser Komponenten nahe. Als Kopplungsebene dient jetzt nicht mehr das dreiphasige Wechselspannungsnetz, sondern die Batteriespannung selbst von der nur dann wechselgerichtet werden muss, sobald eine AC - seitige Nachfrage an elektrischer Leistung besteht.

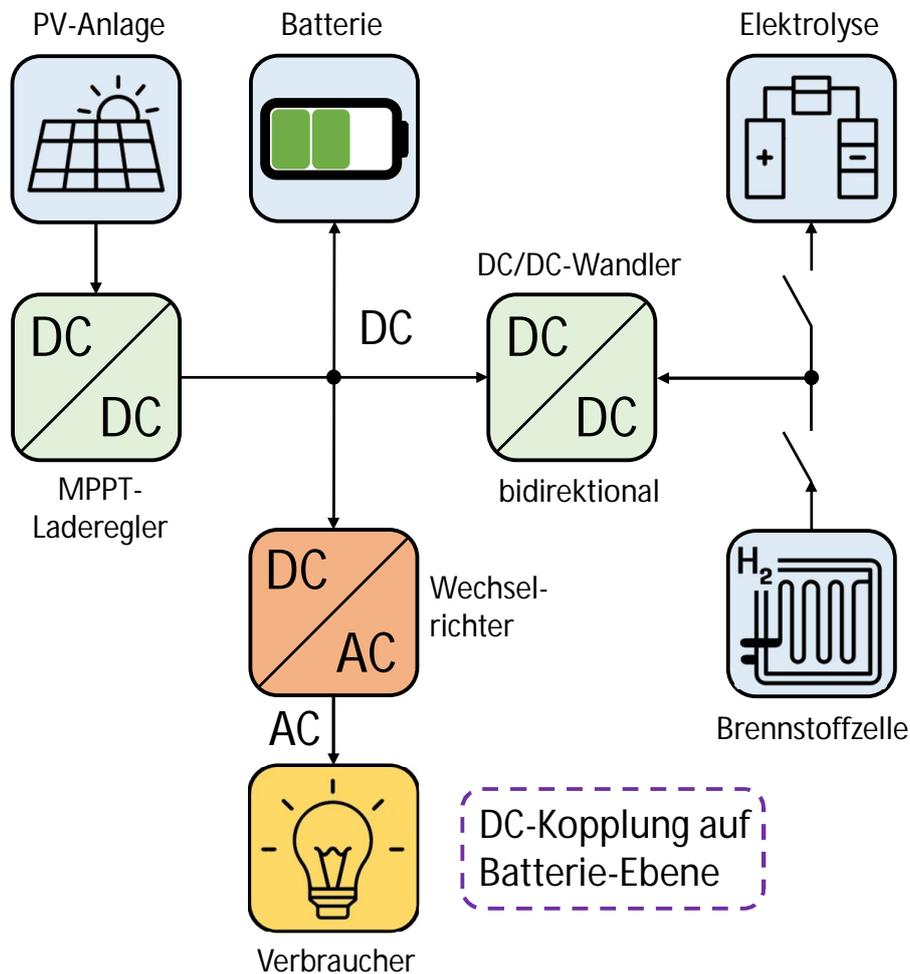


Abb. 1.4: Schema einer DC gekoppelte H<sub>2</sub> - Batterie mit zusätzlicher PV - Anlage, eigene Darstellung

Zur Einbindung der PV - Module wird in diesem Fall ebenfalls eine DC/DC - Leistungselektronik statt eines Wechselrichters benötigt.

Ein weiterer Vorteil eines DC - gekoppelten Systems ist das verbesserte Wechselspiel zwischen dem Batteriesystem und den Komponenten der Wasserstoffbatterie: Um die Ausnutzung von Elektrolyse und Brennstoffzelle zu erhöhen kann die Elektrolyse an Tagen des Energieüberschusses sowohl direkt aus PV - Energie gespeist als auch indirekt aus tagsüber zwischengespeicherter Sonnenenergie betrieben werden (*load shifting*). Damit ist es möglich die benötigte Elektrolyseleistung schon zum Zeitpunkt der ursprünglichen Systemauslegung zu reduzieren, da die Elektrolyse gleichmäßiger im Bereich der tagesdurchschnittlichen PV - Überschussleistung be-

trieben werden kann. Die Folge ist die Reduzierung der Investitionskosten aufgrund einer kleineren Elektrolyse.

Ähnlich kann auch die Betriebsstrategie der Rückverstromung gestaltet werden, um die benötigte Brennstoffzellenleistung ebenfalls zu verkleinern. Mussten im Falle des AC - gekoppelten Systems dazu zwei Wandlungsschritte aufgewendet werden, wird dazu im DC - System nur jeweils einer benötigt, wodurch die Verluste der Gesamtanlage sinken und die Systemeffizienz steigt.

Eine eigene Marktrecherche ergab allerdings, dass derzeit keine gut für den beschriebenen Anwendungsfall passende bidirektionale DC/DC - Leistungselektronik erworben werden kann, die alle elektrischen, steuerungstechnischen wie betriebswirtschaftlichen Anforderungen an ein DC - gekoppeltes Saisonalspeichersystem optimal erfüllt.

## 1.4 Aufgabenstellung

Daher ist es Gegenstand dieser Arbeit eine passende DC/DC - Leistungselektronik zu entwickeln, die alle bereits beschriebenen Anforderungen erfüllt und auf alle bei *OHS* eingesetzten Komponenten zur Energiewandlung mittels Wasserstoff optimal dimensioniert werden kann. Weiterhin soll die Integration bzw. Montage in das Gesamtsystem einfach möglich und zügig durchführbar sein.

## 1.5 Herausforderungen

Die Entwicklung eigener Leistungselektronik stellt ein neues Geschäftsfeld für die *OHS* dar. Es kann also weder auf alte Platinen- oder Schaltungsdesigns noch einschlägige Erfahrung in der Entwicklung von Leistungselektronik zurückgegriffen werden. Im Zuge dieser müssen zuerst die genauen technischen Anforderungen definiert werden um anschließend eine passende Schaltungstopologie sowie die optimalen elektrischen wie elektronischen Bauelemente auszuwählen. Ein einfaches aber effektives Kühlkonzept zur Abfuhr der Verlustleistung und optionaler Abwärmeauskopplung muss erarbeitet werden. Es gilt weiterhin einen guten Kompromiss zwischen Montageaufwand, Modularität und Kosten des Systems zu finden. Im Hinblick auf die elektromagnetische Verträglichkeit und elektrische Sicherheit der Leistungselektronik

sind geeignete Maßnahmen in Schaltungs- sowie Platinenlayout zu erörtern, damit die zum Verkauf des Produkts notwendigen geltenden Normen und Vorschriften eingehalten werden können.

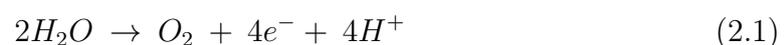
## 2 Grundlagen

Dieses Kapitel geht auf die zum weiteren Verständnis der Arbeit notwendigen und grundlegenden technischen Konzepte näher ein.

### 2.1 Wasserstofferzeugung mittels PEM-Elektrolyse (PEMEL)

Die *Polymer-Elektrolytmembran-Elektrolyse* eignet sich aufgrund ihrer technischen Eigenschaften sehr gut für die dezentrale Wasserstoffproduktion im Leistungsbereich von einigen kW. Verglichen mit anderen Elektrolyseverfahren wie beispielsweise der *alkalischen Elektrolyse (AEL)*, zeichnet sich die PEM - Elektrolyse durch eine deutlich höhere Strom- und damit Leistungsdichte sowie eines einfacheren Systemaufbau aus. Die *Hochtemperatur-Feststoffelektrolyse (HTEL)* weist im Vergleich sehr hohe Investitionskosten bei gleichzeitig deutlich geringerer Lebensdauer auf. Die PEM - Elektrolyse reagiert zudem sehr dynamisch auf Lastwechsel (< 1 s) und erreicht abhängig vom Belastungszustand hohe Effizienzwerte von 67 - 82 % [vgl. Eikel 2020, Kap. 3].

Abbildung 2.1 zeigt die Funktion einer einzelnen PEM - Elektrolysezelle. Das Edukt Wasser (H<sub>2</sub>O) wird am Katalysator der Anode unter Einsatz von elektrischer Energie in Wasserstoff- und Sauerstoffionen gespalten. Unter Elektronenabgabe, welche dann vom externen Stromkreis auf die Kathodenseite geleitet werden, entsteht gasförmiger Sauerstoff. Die positiv geladenen Wasserstoffionen (Protonen) wandern anschließend durch die Membran auf die Kathodenseite, auf der sie mit den Elektronen aus dem Stromkreis zu gasförmigem Wasserstoff reagieren. Die Reaktionsgleichung läuft abhängig von der Stromdichte bei einer Spannung von 1,4 - 2,2 V ab und lautet [vgl. Toepler und Lehmann 2017, S. 218]:



Um technisch gut nutzbare Systemspannungen zu erreichen, werden viele einzelne Zellen als elektrische Reihenschaltung zu Zellstapeln (engl. *Stacks*) verpresst. Da die

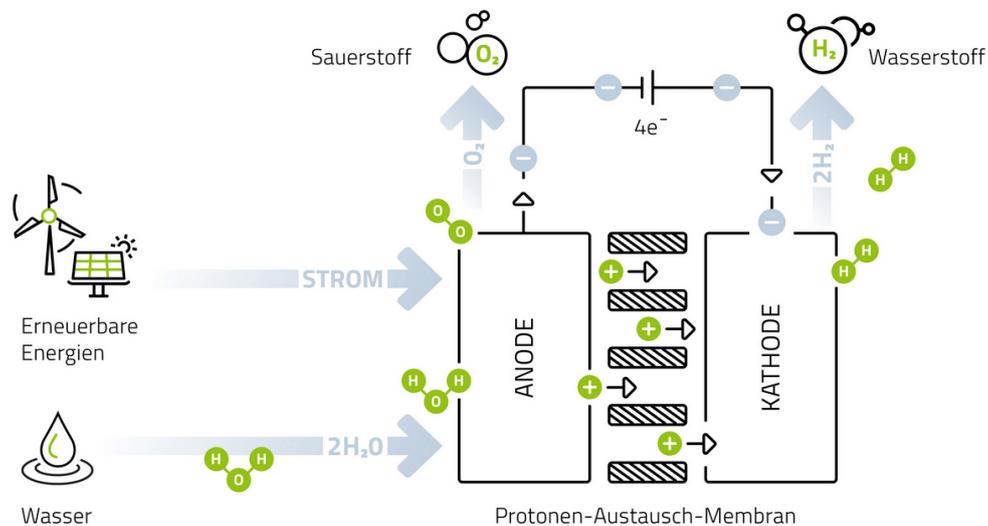


Abb. 2.1: Prinzip der PEM - Elektrolysezelle [H-Tec 2024]

produzierte Wasserstoffmenge linear von der eingesetzten elektrischen Stromstärke abhängt, werden PEM - Elektrolysestacks stromgeführt betrieben. Ihre - auch Polarisationskurve - genannte I-U - Kennlinie zeigt aus diesem Grund die Spannung in Abhängigkeit des Stack - Stromes an (vgl. Abb. 3.1 & 3.2).

Derzeit werden PEM - Elektrolysestacks in den Leistungsklassen von 5 und 10 kW<sub>el</sub> im OHS - Elektrolysebaukasten eingesetzt.

## 2.2 Wasserstoffverbrauch

Der Energieträger Wasserstoff kann auf verschiedenen technischen Arten energetisch genutzt werden, wie z.B. zur Rückverstromung in einer Brennstoffzelle oder einem *Blockheizkraftwerk (BHKW)*. Beide Verfahren werden bei OHS nach dem Prinzip der *Kraft-Wärme-Kopplung (KWK, kombinierte Strom- und Wärmeerzeugung)* betrieben.

### 2.2.1 Wandlung in einer Brennstoffzelle (PEMFC)

Die effiziente, direkte Umwandlung von Wasserstoff in elektrischen Strom erfolgt in einem Brennstoffzellenstack. Die PEM - Brennstoffzellentechnologie ist technisch eng mit der PEM - Elektrolyse verwandt und besteht daher auch aus vielen elektrisch in

Serie geschalteten Einzelzellen, durch deren Membranen die anodenseitig katalytisch erzeugten und positiv geladenen Wasserstoffionen wandern können. Die Elektronen der Reaktion werden über den Weg eines außen angeschlossenen Stromkreises und der Verrichtung von el. Arbeit auf die Kathode geleitet, auf der sie mit dem in der Reaktionsluft enthaltenen Sauerstoff zu Wasserdampf reagieren. Die elektrische Effizienz liegt dabei im Bereich von 45 - 68 % [Kurzweil 2016 & Baur 2022]. Die Reaktionsgleichung ist wie folgt:



Brennstoffzellenstacks gleicher nominaler Spannung bestehen aufgrund der geringen Zellspannungen von ca. 0,5 - 1,1 V aus einer größeren Anzahl an Einzelzellen als PEM - Elektrolysestacks [Baur 2022 & Abbildung 3.3]. Die Spannung des Stacks sinkt mit zunehmender Stromstärke ab.

Wie auch bei den PEM - Elektrolysestacks zeigt die Polarisationskurve von PEM - Brennstoffzellenstacks die Spannung in Abhängigkeit des Laststromes an (vgl. Abb. 3.3).

Bei OHS wird derzeit ein Brennstoffzellenstack mit einer Nennleistung von 8,4 kW<sub>el</sub> eingesetzt.

### 2.2.2 Verbrennung durch BHKW

Eine Alternative zur Stromerzeugung aus Wasserstoff stellt ein Blockheizkraftwerk auf Basis einer H<sub>2</sub> - Verbrennungskraftmaschine dar. Diesen sind zur Stromerzeugung in der Regel elektrische Drehstrommaschinen nachgeschaltet, die Wechselspannung (AC) erzeugen und daher nicht weiter relevant für die Entwicklung der DC/DC - Leistungselektronik im Rahmen dieser Arbeit.

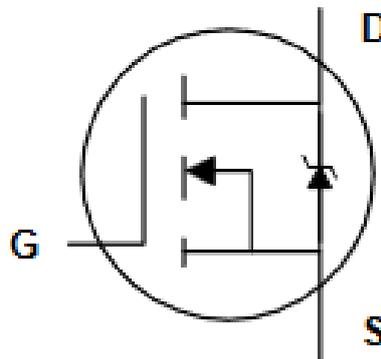
## 2.3 DC/DC - Leistungswandlung

Die effiziente, geregelte Wandlung elektrischer Leistung ist von zentraler Bedeutung in Energiespeichersystemen zur Bereitstellung von regenerativer Energie. Sie findet dort u.A. im Rahmen des Ladens von Batteriesystemen durch z.B. einen PV - Generator als auch beim Betrieb von PEM - Stacks Anwendung.

### 2.3.1 Feldeffekttransistor als Schaltelement

Häufig werden Feldeffekttransistoren (*FET*) in moderner Leistungselektronik eingesetzt, um Ströme und Spannungen zu schalten. Sie arbeiten nach dem Prinzip eines spannungsgesteuerten elektronischen Schalters und zählen zur Gruppe der elektronischen Leistungshalbleiter. An den Gate - Anschluss eines selbst-sperrenden N-Kanal FETs muss eine gegenüber dem Source - Anschluss positive Spannung größer der Schwellspannung  $U_{GS,th}$  angelegt werden, damit der Pfad zwischen Drain und Source niederohmig wird und elektrischen Strom leiten kann [Hennecke und Skrotzki 2023, S. 247 ff.].

Feldeffekttransistoren können im leitenden Zustand sehr geringe elektrische Widerstandswerte im Milliohm - Bereich aufweisen. Die ohmsche Verlustleistung hängt quadratisch vom Strom  $I_D$  durch den Transistor ab, die betriebsfrequenzabhängigen Schaltverluste von einigen weiteren Faktoren (s. Kapitel 4.4.1).



**Abb. 2.2:** Schaltsymbol eines selbst-sperrenden N-Kanal - FETs [Barkhordarian u. a. 1996, Fig. 3]

### 2.3.2 Synchrone Leistungsstufe

Halbbrücken bestehend aus zwei in Reihe geschalteten Schaltelementen werden verwendet, um einen Spannungsausgang zwischen dem positiven und dem negativen Potential eines Spannungseingangs umzuschalten. Besteht eine Halbbrücke aus zwei aktiv geschalteten Leistungshalbleitern, wird diese auch als synchrone Leistungsstufe bezeichnet und findet deswegen Anwendung bidirektionalen Leistungswandlern. Die Ansteuerung des sog. High-Side - FETs muss immer mit einer Gate - Spannung

erfolgen, die größer ist als das Source - Potential des FETs ist. Daraus folgt, dass diese Spannung auch größer sein muss als die anliegende Einlassspannung und erfordert besonderen schaltungstechnischen Aufwand in der Bereitstellung (s. Kapitel 5 & vgl. Schlien 2020).

### 2.3.3 Abwärtswandler

Ein einfacher synchroner Abwärtswandler (engl. *synchronous buck converter*) besteht im Kern aus fünf Bauelementen:

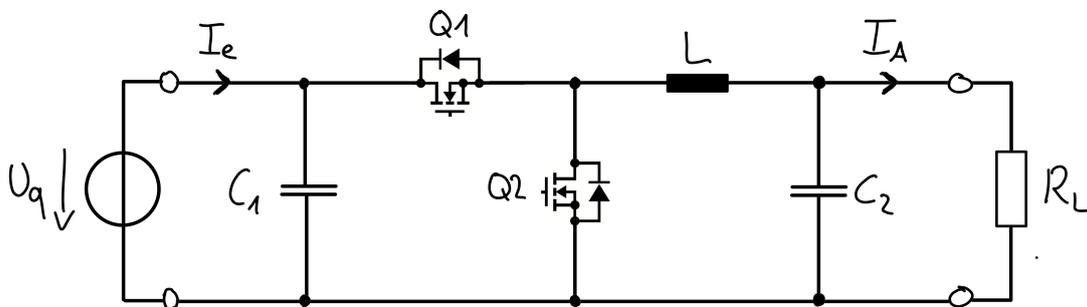


Abb. 2.3: Schaltbild synchroner Abwärtswandler [vgl. Erickson und Maksimovic 2004]

Die Halbbrücke aus  $Q1$  und  $Q2$  wird *pulsweitenmoduliert (PWM)* angesteuert. Ist das PWM - Signal aktiv, schaltet der High - Side FET  $Q1$  durch und der Low-Side FET  $Q2$  sperrt. Ändert sich der Pegel des ansteuerndes Signals, schaltet die Halbbrücke in den zweiten Zustand um wodurch  $Q2$  leitet und  $Q1$  sperrt. Die entsprechende Gatetreiberschaltung muss sicherstellen, dass niemals beide Schalter gleichzeitig geschlossen sind, da sonst die Eingangsspannung darüber kurzgeschlossen wird und die Bauteile nach kurzer Zeit Schaden nehmen. Wegen der endlichen Dauer des Ein- und Ausschaltvorgangs eines Leistungsschalters müssen in der Praxis sogar beide Ansteuersignale kurzzeitig während der sog. *Dead Time* ausgeschalten sein, damit es nicht zum *Shoot-Through* bzw. zum Kurzschluss der eingangsseitigen Spannungsquelle kommt.

Die Eingangskapazität  $C1$  puffert Stromspitzen gegenüber der Eingangsspannungsquelle ab, welche bei abruptem Einschalten des High-Side FETs auftreten. Durch die hochfrequente Ansteuerung der Halbbrücke entsteht in der Mitte zwischen beiden

FETs (*Switch Node*) ein Rechteckssignal, das zwischen 0 V und der Eingangsspannung pendelt. Die Induktivität L bildet zusammen mit dem Ausgangskondensator C2 einen LC - Tiefpass zweiter Ordnung und dämpft diese Rechtecksspannung so weit ab bis am Ausgang eine Gleichspannung mit überlagertem Restspannungsrippel anliegt. Abhängig vom Tastgrad D der PWM - Ansteuerung stellt sich unter der Annahme idealer verlustloser Komponenten eine niedrigere Ausgangsspannung ein:

$$U_A = U_E \times D \quad (2.3)$$

In der Leistungsinduktivität L tritt im nicht-lückenden Betriebszustand (kontinuierlicher Stromfluss in L) ein dreiecksförmiger Stromverlauf auf, dessen Mittelwert dem Ausgangsstrom  $I_A$  entspricht. Der ausgangsseitige Kondensator kompensiert den Wechselanteil des Spulenstroms, sodass bei konstantem DC - Ausgangsstrom die Ausgangsspannung stabil ist. Wird die Spannungsquelle an den Ausgang und der Lastwiderstand an den Eingang gesetzt, ist durch die synchrone Ausführung der Halbbrücke ein bidirektionaler Leistungsfluss prinzipiell möglich, wobei aber die höhere der beiden Spannungen weiterhin an C1 anliegt.

Zum besseren Verständnis des makroskopischen Betriebsverhalten eines DC/DC - Schaltreglers kann eine mechanische Analogie von Nutzen sein: Ein mit konstanter Ein- und Ausgangsspannung betriebener Abwärtswandler ist einem drehzahlensenkenden Zahnradgetriebe mit konstanter Übersetzung sehr ähnlich. Die eingangs- wie ausgangsseitigen Ströme verhalten sich analog zu den jeweiligen Drehmomenten des Getriebes, die Spannungen des Leistungswandlers den jeweiligen Getriebedrehzahlen [Bhatia 2012]. Der Tastgrad des Abwärtswandlers entspricht dabei der Übersetzung bzw. dem Verhältnis der Zähnezahle der Getriebestufe.

Durch die Änderung des Tastgrades D, kann die „Übersetzung“ des „elektronischen“ Getriebes im laufenden Betrieb variabel und stufenlos geändert werden.

### 2.3.4 Aufwärtswandler

Spiegelt man einen synchronen Abwärtswandler an der Mittelsenkrechten und vertauscht dabei auch die Eingangsspannungsquelle und die ausgangsseitige Last, erhält man einen synchronen Aufwärtswandler (engl. *synchronous boost converter*):

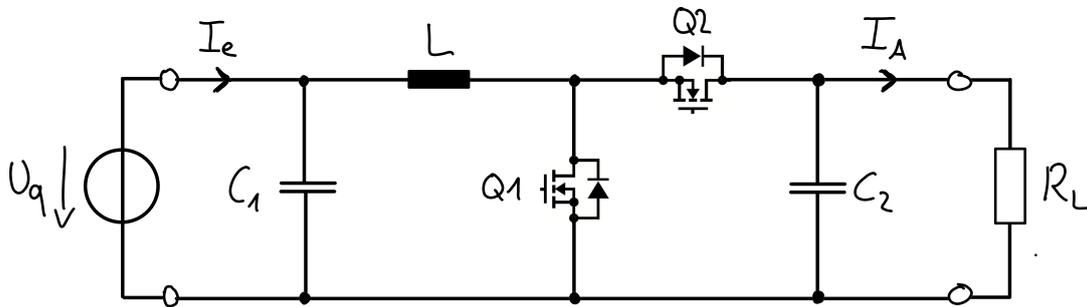


Abb. 2.4: Schaltbild synchroner Aufwärtswandler [vgl. Erickson und Maksimovic 2004]

Die Ausgangsspannung des Aufwärtswandlers kann für ideale Bauelemente mit dieser Formel berechnet werden:

$$U_A = \frac{U_E}{1 - D} \quad (2.4)$$

Beim Aufwärtswandler entspricht der Eingangsstrom  $I_A$  dem mittleren Spulenstrom. Durch Einschalten des Low-Side FETs steigt der Strom in der Leistungsinduktivität. Schaltet die Halbbrücke nun, um muss der Strom, welcher sich in einer Induktivität nicht unendlich schnell gemäß ändern kann, über den High-Side - Schalter auf die Ausgangsseite fließen und lädt dabei den Ausgangskondensator  $C_2$  solange mit „Energiepaketen“ auf, bis der Ausgangsstrom dem Laststrom entspricht und sich eine stabile Ausgangsspannung einstellt.

Bezüglich seines äußeren Verhaltens lässt sich ein Aufwärtswandler auch mit einem elektrischen Induktionsherd vergleichen [Sweeney u. a. 2014], mit dem ein Topf voll Wasser erwärmt wird. Die Einschaltzeit der Herdplatte entspricht der Einschaltzeit des PWM - Signals am High-Side FETs. Solange die Herdplatte auf z.B. mittlerer Stufe betrieben wird, ist erzeugt diese zur Einschaltzeit 100 % ihrer Heizleistung und erwärmt das Wasser im Topf. Nach einer inaktiven Phase des Herds (Ausschaltdauer) beginnt der Zyklus von vorn und die Temperatur des Wassers steigt durch kontinuierliche Energiepakete solange an, bis die durch Konvektion aus dem Kochtopf abströmende Wärmeleistung der mittleren Herdleistung entspricht. Die Wassertemperatur entspricht also dem Ausgangsspannungsniveau des Aufwärtswandlers und die mittlere vom Herd abgegebene Leistung dem Ausgangsstrom.

## 3 Anforderungen

Vor der detaillierten Entwicklung eines technischen Gerätes müssen die wichtigsten Betriebsparameter festgelegt werden, da diese als Leitfaden im Entwicklungsprozess unverzichtbar sind. In diesem Kapitel werden die Anforderungen bzgl. mechanischer, elektrischer, wirtschaftlicher sowie weiterer Aspekte der zu entwickelnden Leistungselektronik definiert.

### 3.1 Mechanische Anforderungen

#### 3.1.1 Bauraum

In stationären Energiesystemen sind sowohl der verwendete Bauraum als auch das Gewicht von untergeordneter Rolle, da in der Regel keine besonderen Anforderungen an Leichtbau gestellt werden und auch meist ausreichend Platz zur Verfügung steht. Trotzdem sollte berücksichtigt werden, dass unnötig lange Leitungsverbindungen und Signalwege negative Effekte nach sich ziehen. Aufgrund der endlichen elektrischen Leitfähigkeit von Kupfer (58 MS/m [Hesse 2015]), welches primär als Leitermaterial eingesetzt wird, entstehen Stromwärmeverluste, die sich negativ auf die elektrische Effizienz des Systems auswirken. Weiterhin verursacht ein größeres System einen erhöhten Materialeinsatz und damit Mehrkosten in der Herstellung elektronischer Baugruppen. Ebenso verschlechtert sich die Signalintegrität analoger Messsignale mit längeren Übertragungswegen prinzipiell, da sowohl der Kapazitätsbelag  $C'$ , Induktivitätsbelag  $L'$  sowie der Widerstandsbelag  $R'$  der Signalleitung das Signal beeinflussen. Zusätzlich besteht bei langen Leitungswegen zunehmend die Gefahr, dass von umliegenden elektronischen Geräten elektromagnetische Störsignale abstrahlen, in das Messsignal einkoppeln und mitgemessen werden. Diese Effekte können beispielsweise durch analoge und/oder digitale Filterung teilweise unterdrückt oder durch mathematische Modelle kompensiert werden.

Daraus leitet sich ab, dass die verwendeten Leitungslängen bzw. die physischen Ausmaße der entwickelten Baugruppe nicht länger als nötig sind, trotzdem jedoch wichtigeren Entwicklungszielen untergeordnet bleiben können.

### 3.1.2 Kühlung

Im Betrieb von leistungselektronischen Baugruppen entsteht eine thermische Verlustleistung. Diese muss durch geeignete Kühlsysteme abgeleitet werden, damit die eingesetzten Komponenten nicht außerhalb ihres im Datenblatt spezifizierten Temperaturbereichs betrieben werden.

Häufig werden daher Luftkühlungssysteme eingesetzt, da solche aufgrund der i.d.R. hohen Effizienz moderner Leistungselektronik von  $> 90\%$  oft ausreichend, kostengünstig und einfach zu realisieren sind [Kang 2012]. Die entstehende Wärme wird über Kühlkörper an die Umgebungsluft übertragen. Die Kühlkörper erhöhen die mit dem Kühlmedium in Verbindung stehende Fläche und definieren durch ihre Form Strömungskanäle, die den Luftstrom leiten. In der Praxis reicht oft die natürliche Konvektion nicht aus, um einen ausreichend großen Luftstrom zum Abtransport der Wärme zu erzeugen [Kang 2012]. Ein elektrischer Lüfter kann in diesem Fall die Strömungsgeschwindigkeit über dem Kühlkörper und damit die abführbare Wärmeleistung erhöhen. Es wird weiterhin ein geschlossenes Gehäuse benötigt, in dem der Lüfter montiert wird und welches durch seine Geometrie als Luftführung wirkt. Die abgeführte Wärme luftgekühlter Systeme ist für die weitere Nutzung meist verloren, da die das Temperaturniveau der erwärmten Abluft oft zu niedrig ist, um technisch verwertet zu werden.

Eine Alternative stellt ein wassergeführtes Kühlsystem dar, in dem das wärmeaufnehmende Medium nicht Luft sondern Wasser ist. Dazu ist es notwendig das Kühlwasser durch geeignete Rohre oder Schläuche durch den Kühlkörper zu führen. Eine Umwälzpumpe erzeugt einen kontinuierlichen Durchfluss im Kühlkörpers und führt die im gekühlten Bauteil entstehende Wärme ab. Das Wasser dient dabei lediglich als Medium der Wärmeübertragung zwischen Wärmequelle und Wärmesenke. Die Vorteile eines wassergeführten Kühlsystems liegen in der Möglichkeit eine größere Wärmeleistung auf geringem Raum abzuführen und gelten daher im Allgemeinen als effektiver als luftgeführte Kühlsysteme [Kang 2012]. Weiterhin ist ein wassergeführtes System flexibler in der Wahl der verwendeten Wärmesenke. Die Abwärme kann entweder über einen weiteren Wärmetauscher an die Umgebung abgegeben werden, oder einem übergeordneten Energiesystem als Wärmequelle dienen. Der nutzbare Anteil der umgesetzten Leistung steigt im besten Fall um die abgeführte Wärmeleistung und erhöht die Effizienz des Gesamtsystems. Nachteilig ist die, ver-

glichen mit einer Luftkühlung, kompliziertere Ausführung einer Wasserkühlung. Sie besteht aus deutlich mehr Einzelteilen und muss an jeder Stelle gegenüber der Umgebung und der elektronischen Schaltung wasserdicht sein. Um zu verhindern, dass eine Undichtigkeit im Extremfall zur Zerstörung der Schaltung durch Kurzschluss nach Feuchtigkeitseintritt führt, ist ein erhöhter Aufwand in Entwicklung, Wartung und Materialeinsatz notwendig. Eine Wasserkühlung verursacht daher Mehrkosten, welche es gegenüber den technischen Vorteilen abzuwägen gilt.

Ebenso muss eine geeignete Wärmesenke vorhanden sein, um alle Vorteile der Wasserkühlung nutzen zu können.

Für die Entwicklung wird daher ein thermisches Ersatzschaltbild für die Komponenten mit der größten thermischen Belastung gefordert. Weiterhin ist die Wahl des realisierten Kühlsystems auch im Kontext des Gesamtsystems und Entwicklungsprozesses zu begründen.

### 3.1.3 Einhausung

Wie im vorherigen Abschnitt bereits beschrieben wird eine Einhausung als Luftführung benötigt, sofern eine Luftkühlung verwendet wird. Bei einer Wasserkühlung ist es prinzipiell möglich ohne ein zusätzliches Gehäuse auszukommen, sofern der Schutz vor elektrischem Schlag weiterhin durch die Einhausung des Gesamtsystems oder andere Maßnahmen sichergestellt ist und keine expliziten Anforderungen an die IP - Schutzklasse bestehen. Wird die Einhausung aus einem metallischen Werkstoff gefertigt, muss diese über einen naheliegenden Schutzleiter mit gelb-grüner Isolierung (PE - protective earth) geerdet werden.

### 3.1.4 Montage

Die Montage leistungselektronischer Baugruppen besteht nicht nur aus der Bestückung von Leiterplatten mit elektrischen und elektronischen Komponenten, sondern auch aus der Zusammensetzung dieser Leiterplatten mit peripheren Komponenten wie z.B. Lüftern, Kommunikations- sowie Stromleitungen mit Gehäuseteilen zu Gesamtbaugruppen.

Auf alle diese Elemente kann durch wohl überlegtes System- und Leiterplattendesign Einfluss genommen werden, um eine auf die Anwendung optimierte Baugruppe zu

erhalten.

Es ist im Entwicklungsprozess auf eine einfache und schnelle Montage zu achten, damit die spätere Fertigung der Baugruppe zügig erfolgen kann.

### 3.2 Elektrische Anforderungen

Die Firma OSTERMEIER H2YDROGEN SOLUTIONS GMBH setzt verschiedene Komponenten zur Erzeugung und Verwertung des Energieträgers Wasserstoff ein. Stand der Technik ist die PEM - Technologie, sowohl in H<sub>2</sub>-Erzeugung, als auch bei H<sub>2</sub>-Nutzung. Wesentliche Merkmale der PEM - Technologie sind ein generell niedriger, aber weiter Spannungsbereich und aus daraus resultierende hohe Stromstärken, um praxistaugliche Leistungswerte zu erzielen.

Derzeit werden zwei Elektrolysestacks (EL<sub>1</sub>: 5 kW<sub>el</sub>; EL<sub>2</sub>: 10 kW<sub>el</sub>) und ein Brennstoffzellenstack (BZ<sub>1</sub>: 8,4 kW<sub>el</sub>) eingesetzt, deren Polarisationskurven nachfolgend auf die Stromstärke bezogen dargestellt sind, wie es bei der PEM-Technologie üblich ist:

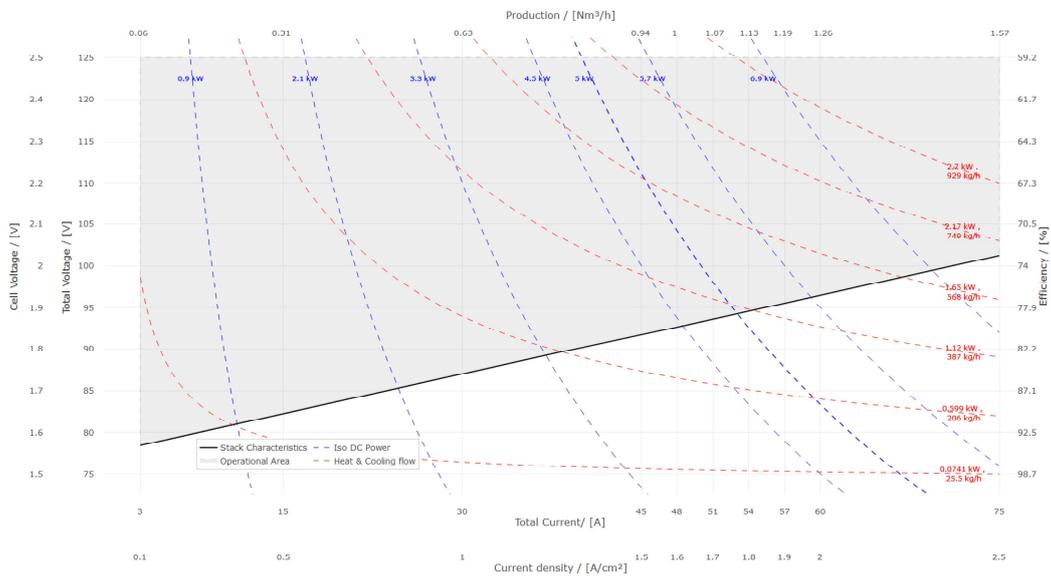


Abb. 3.1: Polarisationskurve von Elektrolysestack 1 (EL<sub>1</sub>, @BoL/EoL) mit  $P_N = 5 \text{ kW}_{el}$  und  $I_N = 52,5 \text{ A}$

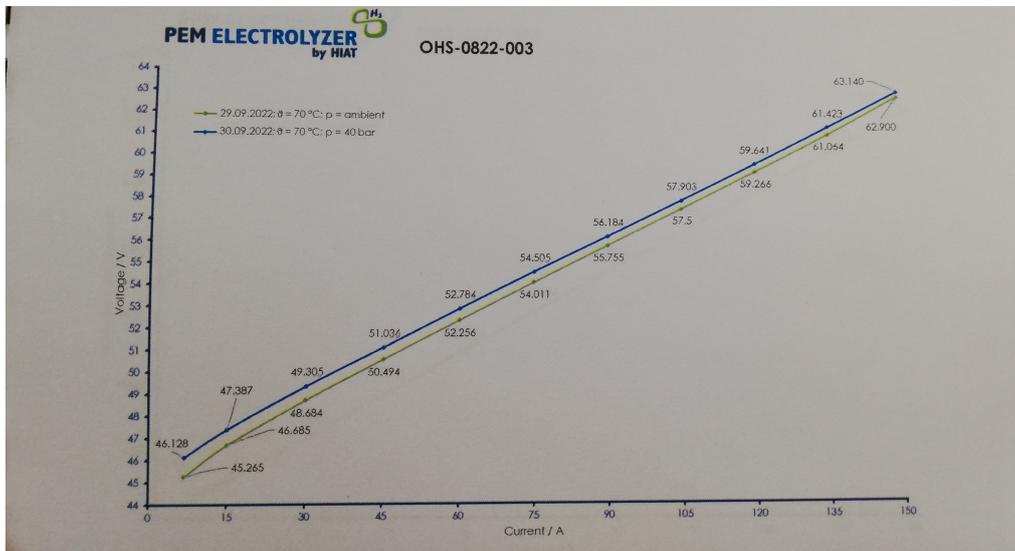


Abb. 3.2: Polarisationskurve von Elektrolysestack 2 (EL<sub>2</sub>, @BoL/EoL) mit  $P_N = 10 \text{ kW}_{el}$  und  $I_N = 150 \text{ A}$

S8: Stack Voltage & Gross Power vs. DC Current  
( – BoL, ... EoL)

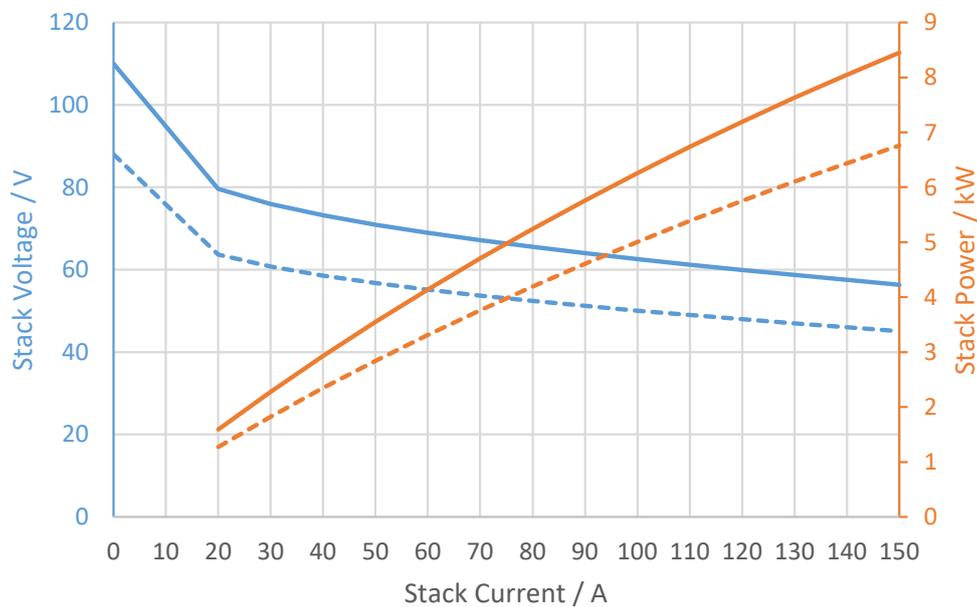


Abb. 3.3: Polarisationskurve von Brennstoffzellenstack 1 (BZ<sub>1</sub>, @BoL/EoL) mit  $P_N = 8,4 \text{ kW}_{el}$  und  $I_N = 150 \text{ A}$

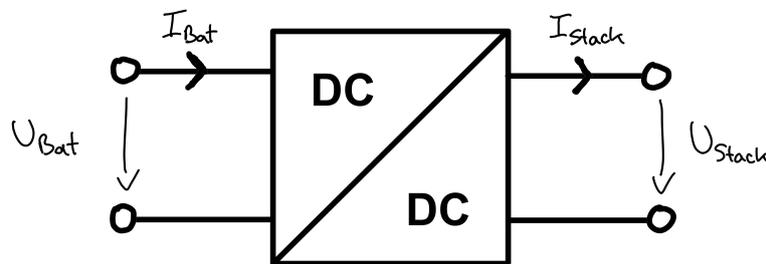
Aufgrund alterungsbedingter Degradation steigt aus elektrischer Sicht der Innenwiderstand von PEM-Stacks kontinuierlich über die Lebensdauer an. Üblicherweise wird das Ende der Lebensdauer (**End of Life - *EoL***) als Verschlechterung der ursprünglichen Performance um 20 % gegenüber dem fabrikneuen Zustand nach Erst-inbetriebnahme (**Begin of Life - *BoL***) definiert. Für einen Elektrolysestack hat dies eine Steigerung der Betriebsspannung auf 120 % zur Folge, während die Spannung eines Brennstoffzellenstacks auf 80 % absinkt. Die elektrische Effizienz der Stacks sinkt demnach über die Einsatzdauer um 20 %. Trotz dieser Alterung kann ein PEM - Stack prinzipiell noch darüberhinaus weiter betrieben werden, sofern folgende Bedingungen weiterhin erfüllt sind:

- kein Komplettersagen oder gar Undichtigkeit einzelner Zellen
- ausreichend groß dimensioniertes Kühlsystem, um die weiter steigende Verlustleistung abzuführen
- Wirtschaftlichkeit bei Weiterbetrieb mit verminderter elektrischer Effizienz.

Im Falle des Weiterbetriebs nach Erreichen des nominellen *EoL* nimmt der Innenwiderstand entsprechend weiter zu, mit der Folge weiter steigender Stackspannungen im Falle der Elektrolysestacks und weiter sinkender Stackspannungen im Falle des Brennstoffzellenstacks.

Für die Entwicklung der Leistungselektronik ist es also sowohl relevant den weiten Betriebsspannungs- und Strombereich der PEM-Stacks abzudecken, als auch eine stromgeführte Betriebsweise dauerhaft zu ermöglichen. Weiterhin muss der Wandler dazu in der Lage sein, Ströme positiven sowie negativen Vorzeichens bzgl. des primärseitig angeschlossenen Batteriesystems zu treiben, da sekundär bzw. stackseitig entweder ein Elektrolyse- oder Brennstoffzellenstack im Wechsel mittels einer Schützumschaltung angeklemt wird.

Die Verbindung von Batterie und Stack lässt sich vereinfacht wie folgt darstellen:



**Abb. 3.4:** Einfache schematische Übersicht der DC - Anbindung zwischen Batterie und PEM-Stack

### 3.2.1 Spannungsbereich

#### 3.2.1.1 48 V Batteriespeichersystem

In stationären Energiespeichersystemen werden üblicherweise elektro-chemische Energiespeicher zur Stundenspeicherung und Pufferung kurzzeitiger Leistungsspitzen eingesetzt. In kleineren Speicherklassen bis etwa 50 kWh nutzbarer Speicherkapazität werden dafür oftmals Batteriesysteme eingesetzt, die den Bereich der Schutzkleinspannung nicht überschreiten. Nach IEC 61140 [IEC61140 2016] gilt für Gleichspannung ein Grenzwert von 120 VDC, sofern am Aufstellort der Anlage nicht mit niedrigem Körperwiderstand der Menschen zu rechnen ist. Bei Gleichspannungen von kleiner 60 VDC kann zusätzlich auf einen Schutz gegen direktes Berühren verzichtet werden, da diese Spannungen für Mensch und Tier als noch ungefährlich gelten [IEC61140 2016].

Die marktübliche Nennspannung von Batteriesystemen für den Spannungsbereich der Kleinspannung beträgt 48 V. Historisch kamen hier AGM oder VRLA - Bleibatteriesysteme zum Einsatz, die jedoch heute in neuen Installationen nahezu vollständig von der Lithium-Ionen-Technologie - insbesondere von Lithium-Eisenphosphat, LFP - abgelöst wurden. Um die Nennspannung von 48 V zu erreichen, werden entweder 15 oder 16 LFP-Zellen zu Batteriemodulen in Serie zusammengeschaltet (15S bzw. 16S). Zur Kapazitätserweiterung können mehrere dieser 48 V - Module gleicher Zellenzahl parallel verschaltet werden. In der Praxis werden LFP - Zellen je nach Spezifikation des Herstellers bei einer Ladeschlussspannung von 3,5 - 3,6 V [BYD

2019; Cegasa 2021] und bei einer Entladeschlussspannung von 2,5 - 2,9 V [BYD 2019; Cegasa 2021] betrieben. Für ein 15S Batteriemodul ergibt sich also eine minimale Batteriespannung von

$$U_{Bat,min} = 15 \cdot 2,5 V = 37,5 V \quad (3.1)$$

und für ein 16S Batteriemodul eine maximale Batteriespannung von

$$U_{Bat,max} = 16 \cdot 3,6 V = 57,6 V. \quad (3.2)$$

Der Spannungsbereich der Batterie- bzw. Primärseite der zu entwickelnden Leistungselektronik wird also durch diese beiden Spannungswerte eingegrenzt. Und generell gilt: Je höher der SOC der Batterie (**S**tate **O**f **C**harge, Ladezustand), desto höher auch die Batteriespannung.

### 3.2.1.2 PEM-Stacks

Zur einfacheren Übersicht sind die relevanten Höchstwerte der Stackspannungen in nachfolgender Tabelle erneut dargestellt:

$I$	$U_{EL_1 @ EoL}$	$U_{EL_2 @ EoL}$	$U_{BZ_1 @ BoL}$
0	0	0	<b>110,0 V</b>
$I_N$	114,3 V @ I = 52,5 A	<b>75,8 V</b> @ I = 150 A	56,3 V @ I = 150 A
$I_{max}$	<b>123,7 V</b> @ I = 75 A	-	-

**Tab. 3.1:** Höchstwerte der Betriebsspannungen der eingesetzten PEM-Stacks

Hervorgehoben sind die jeweils maximalen Spannungen jedes einzelnen Stacks bei den entsprechenden Stromstärken und Alterungszuständen. Elektrolysestack 1 weist dabei eine Besonderheit auf, da dieser kurzzeitig mit Überstrom  $I_{max}$  betrieben werden kann. Bei Elektrolysestacks ergeben sich aufgrund der alterungsbedingten Zunahme des elektrischen Innenwiderstandes bei EoL die höchsten Spannungen bei der jeweils größtmöglichen Stromstärke (im Dauerbetrieb bei Nennstromstärke  $I_N$ ),

während das Spannungsmaximum eines Brennstoffzellenstacks im Leerlauf ( $I_{Stack} = 0$  A) und bei *BoL* auftritt.

Um alle verwendeten Elektrolyse- und Brennstoffzellenstacks bedienen zu können, muss der Leistungswandler also der maximal auftretenden Stackspannung Stand halten können. Die Sperrspannungsfestigkeit der verwendeten Leistungsschalter ist dafür vorrangig neben der Sperr-Spannungsklasse der Kondensatoren und Isolationsfestigkeit der Wicklungen der Induktivität ausschlaggebend. Die maximal auftretende Stackspannung tritt bei Überstrombetrieb und *EoL* am Elektrolysestack 1 auf und beträgt 123,7 V (s. Tabelle 3.1). Bei Weiterbetrieb über den definierten *EoL* kann dieser Wert sogar noch überstiegen werden.

Wichtig für die Auslegung sind ebenso auch die minimalen Stackspannungen, die über die Lebensdauer auftreten können:

$I$	$U_{EL_1 @ BoL}$	$U_{EL_2 @ BoL}$	$U_{BZ_1 @ EoL}$
$I_{min}$	<b>78,0 V @ 3 A</b>	<b>46,1 V @ 7 A</b>	63,7 V @ 20 A
$I_N$	95,2 V @ 52,5 A	63,1 V @ 150 A	<b>45,0 V @ 150 A</b>

**Tab. 3.2:** *Minimalwerte der Betriebsspannungen der eingesetzten PEM-Stacks*

Hervorgehoben sind nun die Minimalwerte der Stackspannungen. Es ergibt sich ein bzgl. der Spannungsniveaus zu erwartendes umgekehrtes Verhalten: Je geringer die Belastung eines Elektrolysestacks, desto niedriger fällt die Stackspannung aus. Sie ist bei einem noch nicht gealterten, fabrikneuen Stack (bei  $I_{min}$  und *BoL*) am geringsten. Die Spannung des Brennstoffzellenstacks sinkt hingegen mit zunehmender Belastung und weist bei *EoL* und Nennstrom  $I_N$  den geringsten Wert auf.

Schon jetzt ist erkennbar, dass sich die von der Belastung und dem Alterungszustand abhängigen Spannungsbereiche der PEM - Stacks mit der ladezustandsabhängigen Spannung des Batteriesystems derart überschneiden können, dass die Leistungselektronik den Strom in beide Richtungen ( $< 0$  A und  $> 0$  A) treiben und dabei die Spannung sowohl abwärts (engl. buck), aufwärts (engl. boost) als auch in fließendem Übergang auf und ab (engl. buck-boost) regeln können muss.

Der Brennstoffzellenstack weist zu *BoL* bis kurz vor seiner Nennstromstärke eine

höhere Spannung auf als das Batteriesystem bei 100 % SOC. Die Leistungselektronik lädt die Batterie also meistens im abwärts wandelnden Modus bis sie gegen Ende des Ladevorgangs fließend in den Aufwärtsmodus umschalten muss, um den Strom gleichbleibend aus dem Brennstoffzellenstack zu fördern. Mit fortschreitender Alterung des BZ - Stacks verschiebt sich die Transition von buck zu boost immer weiter Richtung niedrigerer Batterieladezustände.

Elektrolysestack 2 verhält sich geradezu umgekehrt: Während der Leistungswandler bei hohen Ladezuständen der Batterie und minimalem Stackstrom  $I_{min}$  die Spannung in Richtung der Stackseite absenken muss, ist dagegen eine Aufwärtswandlung in die gleiche Richtung erforderlich, sobald die Batteriespannung unter die Stackspannung sinkt. Die Transition des Betriebsmodus hängt in diesem Fall sowohl von dem Ladezustand der Batterie, dem Strom in den Elektrolysestack und dessen Alterungszustand ab.

Nachfolgende Darstellung zeigt die jeweiligen Polarisationskurven und das Betriebsfenster der System- bzw. Akkuspannung kombiniert in einem Diagramm:

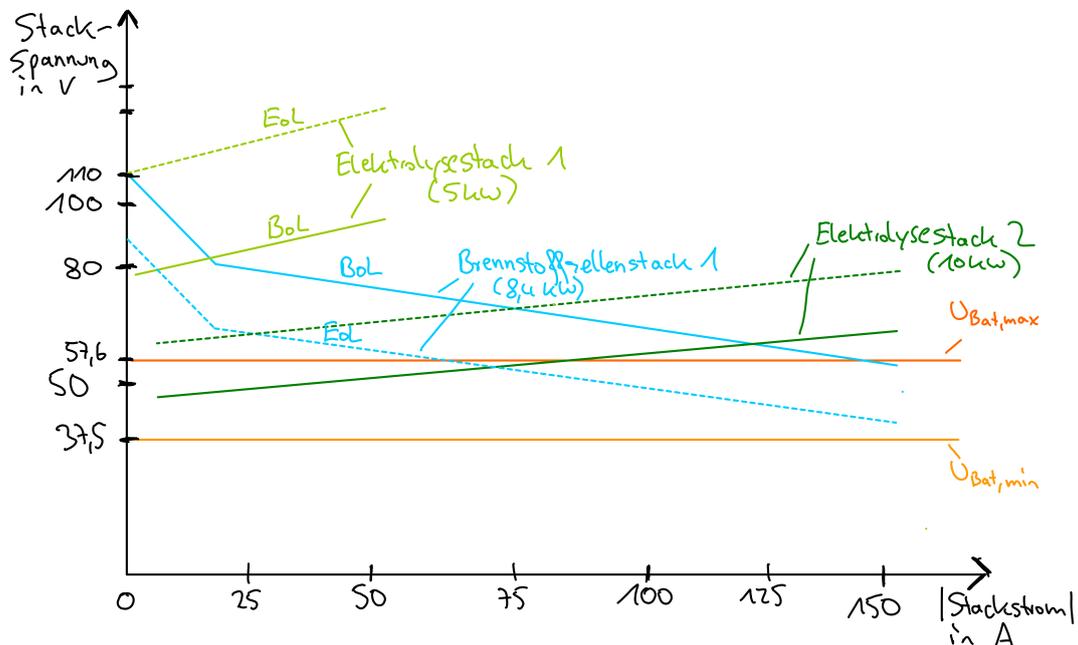


Abb. 3.5: Polarisationskurven aller drei PEM-Stacks inkl. Grenzen der System- bzw. Akkuspannung

Insgesamt muss die Leistungselektronik also zu folgenden Betriebsmodi und zum fließenden Übergang untereinander in der Lage sein:

$I$	$U_{Bat} < U_{Stack}$	$U_{Bat} = U_{Stack}$	$U_{Bat} > U_{Stack}$
$> 0$ : EL	Buck in Elektrolyse	Durchleiten zu Elektrolyse	Boost in Elektrolyse
$< 0$ : BZ	Boost aus Brennstoffzelle	Durchleiten aus Brennstoffzelle	Buck aus Brennstoffzelle

**Tab. 3.3:** *Notwendige Betriebsmodi des Leistungswandlers*

### 3.2.2 Strombereich

Die niedrige Systemspannung des 48 V - Batteriesystems und die niedrige Arbeitsspannung der PEM-Stacks führen rasch zu hohe Strömen von bis zu 150 A (EL<sub>1</sub> und BZ<sub>1</sub>), um Leistungen im Bereich 5 -10 kW<sub>el</sub> zu erzielen.

Die Leistungselektronik muss sowohl diese hohen Ströme als auch die in den Datenblättern der Stacks definierten minimalen Betriebsströme ( $I_{min} = 3$  A, EL<sub>1</sub>) bedienen können.

### 3.2.3 Effizienz

Ein weitere wichtige Anforderung an einen Leistungswandler ist dessen Effizienz. Sie beeinflusst neben der Wirtschaftlichkeit auch die Langlebigkeit des Wandlers sowie die Größe des Kühlsystems.

Die Effizienz eines technischen Systems ist definiert als Verhältnis von nutzbarer Ausgangsleistung zur Eingangsleistung:

$$\eta = \frac{P_{ab,nutz}}{P_{zu}} \quad (3.3)$$

Für elektrotechnische Anwendungen gilt:

$$\eta_{el} = \frac{P_{el,ab}}{P_{el,zu}} = \frac{U_{ab} \cdot I_{ab}}{U_{zu} \cdot I_{zu}} \quad (3.4)$$

Abhängig von der Stromrichtung durch den Leistungswandler bzw. Art des betriebenen Stack, berechnet sich die Effizienz als:

$$\eta_{el} = \begin{cases} \frac{P_{EL}}{P_{Bat}} = \frac{U_{Stack} \cdot I_{Stack}}{U_{Bat} \cdot I_{Bat}} & \text{für } I_{Bat}, I_{Stack} > 0 A \\ \frac{P_{Bat}}{P_{BZ}} = \frac{U_{Bat} \cdot I_{Bat}}{U_{Stack} \cdot I_{Stack}} & \text{für } I_{Bat}, I_{Stack} < 0 A \end{cases} \quad (3.5)$$

Die Ausfallwahrscheinlichkeit elektronischer Bauelemente kann näherungsweise durch das Arrhenius-Modell beschrieben werden [Blanks 1990]. Demnach steigt die Ausfallrate exponentiell mit der Betriebstemperatur. Kleinere thermische Verlustleistungen in den Komponenten der Leistungsstufe führen zu niedrigeren Bauteiltemperaturen und haben damit positive Auswirkungen auf die Langlebigkeit der Schaltung insgesamt. Zusätzlich kann der Aufwand und damit die Kosten für das eingesetzte Kühlsystem reduziert werden, wenn es gelingt die Verlustleistung zu reduzieren bzw. die Wandlungseffizienz zu steigern.

Gerade auch in saisonalen Energiespeichersystemen wirkt sich v.a. die Rückverstromungseffizienz positiv auf die Gesamtinvestitionskosten und damit die Wirtschaftlichkeit des Energiesystems aus. Ein höherer Wirkungsgrad der Rückverstromung bedeutet eine bessere Ausnutzung des vorhandenen Wasserstoffgasspeichers, welche wiederum eine Verkleinerung des benötigten Gasspeichers zur Folge haben kann. Wird weniger Speichervolumen in Form von z.B. Druckgasflaschen benötigt, sinken die Investitionskosten.

Daher soll die elektrische Effizienz des Leistungswandlers mindestens 95 % betragen.

### 3.3 Sicherheit

Ein weiteres Entwicklungskriterium ist die Einhaltung elektrischer und genereller Sicherheitsstandards. Zu den wichtigen Bereich zählen der Personen-, Geräte- und Leitungsschutz.

### 3.3.1 Personenschutz

Die bereits zuvor beschriebene Verwendung einer Systembatterie mit 48 V - Nennspannung impliziert auch die Verwendung der Schutzkleinspannung als Grundlage des Schutzes vor elektrischen Schlag für das gesamte DC - System. Da es sich nicht um einen Einsatzbereich handelt, in dem von einem besonders niedrigen elektrischen Körperwiderstand der handhabenden Personen auszugehen ist, kann ein zulässiger Spannungsgrenzwert von 120 VDC angenommen werden. Könnte ein verwendetes Betriebsmittel diesen Wert übersteigen, ist dies durch eine Anpassung der Betriebsstrategie zu verhindern. Spannungsführende Anlagenteile > 60 VDC sind zudem mit Schutz vor direkter Berührung - z.B. einer Abdeckung aus nicht-leitendem Material - auszustatten.

Kann außerdem die Oberflächentemperatur eines Bauteils in eine Temperatur von 60°C überschreiten, ist dieses entweder dahingehend durch Warnschilder zu kennzeichnen oder mittels einer Abdeckung vor Berühren zu schützen. Die Grenzwerte der *DIN EN ISO 13732-1* [ISO13732-1 2008] sind einzuhalten.

### 3.3.2 Geräteschutz

Durch die im Betrieb entstehende Verlustleistung können sich Bauelemente prinzipiell über ihre maximal zulässige Temperatur erwärmen. Dies ist durch geeignete Maßnahmen zu verhindern, beispielsweise durch die Verwendung eines Temperatursensors an entsprechender Stelle und der Möglichkeit einer temperaturbasierten Drosselung der Systemleistung.

Zudem sind die zur elektrischen Isolation zwischen Signalen notwendigen Mindestabstände nach *IPC-2221A* [IPC-2221A 1998] insbesondere auch bzgl. der maximalen Einsatzhöhe des Systems über Meeresspiegel zu berücksichtigen und einzuhalten.

### 3.3.3 Leitungsschutz

Die Isolationsmäntel von elektrischen Leitungen dürfen je nach Material deren zulässige Temperaturen nicht übersteigen. Die im System eingesetzten Leitungsverbindungen sind folglich gemäß *DIN VDE 0100-430* [DIN-VDE-0100 2016] gegen Überstrom abzusichern, sofern prinzipiell ein für den Leiter schädlicher Strom auftreten kann.

### 3.4 Flexibilität

Aufgrund der bereits in Kapitel 3.2 beschriebenen Anforderungen an den Spannungs- und Strombereich, wird ein möglichst flexibler Leistungswandler benötigt. Zudem ergab eine eigene Marktrecherche, dass vor allem die in einem Wandler benötigten magnetischen Komponenten (Spulen/Drosseln) ab einem Bereich beginnend ab etwa 50 A<sub>RMS</sub> nicht mehr als Standardware in hoher Stückzahl produziert werden bzw. verfügbar sind. Eine Spezialanfertigung passender Induktivitäten zieht nicht nur großen Entwicklungsaufwand nach sich, sondern weist auch hohe Stückkosten auf. Darüberhinaus ist es nicht sinnvoll einen kleinen Stack niedrigerer Leistung durch eine Leistungselektronik einzubinden, die nur aufgrund des großen Strombereiches stark überdimensioniert werden muss.

Es soll daher in der Entwicklung eine kleinste Leistungs- bzw. Stromklasse definiert werden, aus der die „Größe“ eines einzelnen Wandlungsmoduls abgeleitet werden kann. Damit soll es möglich sein, ein andernfalls einziges großes Wandlungsmodul auf mehrere kleine Einzelmodule aufzuteilen. Die Effekte dieser Aufteilung auf die Gesamtbaugruppe sind ebenfalls näher zu untersuchen.

### 3.5 Kosten

Die Stückkosten werden maßgeblich durch die Anzahl der produzierten Module beeinflusst. Während das erste Wandlungsmodul noch 100 % der zur Entwicklung eingesetzten Fixkosten enthält, sinkt dieser Anteil mit jedem Modul und die Kosten nähern sich den variablen Stückkosten an. Als Modul wird im Folgenden die kleinste eigenständige Einheit betrachtet, welche zur geregelten Wandlung elektrischer Leistung nach oben genannten Anforderungen benötigt wird und in Kapitel 4 näher erläutert.

Die spezifischen Kosten eines Moduls lassen sich durch Normierung auf einen wichtigen technischen Parameter beschreiben und seien folglich definiert als Kosten pro kW<sub>el</sub>:

$$k_{el} = \frac{K_{\text{Leistungswandler,gesamt}}}{P_{el,nutz,gesamt}} = \frac{K_{\text{Modul}}}{P_{el,nutz,Modul}} \quad (3.6)$$

Weiterhin können die Kosten für die Leistungselektronik zur besseren Vergleichbarkeit auch auf die nominale Leistung des eingebundenen PEM-Stacks bezogen werden:

$$k_{el,Stack} = \frac{K_{Leistungswandler,gesamt}}{P_{N,Stack}} \quad (3.7)$$

Im aktuell AC - gekoppelten System der OSTERMEIER H<sub>2</sub>YDROGEN SOLUTIONS GMBH werden derzeit zwei Leistungswandler eingesetzt. Zur Einbindung der Elektrolysestacks wird das Netzteil *SHP-10K-115* der Firma MEANWELL eingesetzt. Der maximale DC-Strom beträgt 87 A [MeanWell 2024]. Das unidirektionale Netzteil arbeitet technisch als reiner Gleichrichter und DC - Stromsteller. Für Elektrolysestack 1 wird nur eines der Netzteile benötigt, für Elektrolysestack 2 müssen zwei Geräte parallel geschaltet werden, um den Nennstrom des 10 kW Stacks von 150 A erreichen zu können. Das Netzteil besitzt eine Nennleistung von 10 kW<sub>el</sub>. Durch die nicht auf die Anwendung optimierbaren Leistungsdaten des Gerätes muss also jeder Elektrolysestack mit 200 % der eigentlich nur benötigten Nennleistung ausgestattet werden.

Zur Einbindung des Brennstoffzellenstacks muss sogar das noch leistungsstärkere bidirektionale Labornetzgerät *IT6012C-300-150* [ITECH 2024] der Firma ITECH eingesetzt werden. Es wird als dreiphasiger Wechselrichter eingesetzt und regelt ebenfalls den Strom des Brennstoffzellenstacks nach Vorgabe der übergeordneten Steuerung des Gesamtenergiesystems. Die Nennleistung von 12 kW<sub>el</sub> des Labornetzgerätes übersteigt die Nennleistung des Brennstoffzellenstacks von 8,4 kW<sub>el</sub> ebenfalls deutlich. Zusätzlich besitzt es keine generelle Netzzulassung für Rückspeisung nach z.B. *VDE-AR-N 4105* [VDE-AR-N-4105 2018] sondern nur eine Sonderzulassung als bidirektionales Labornetzgerät.

Für den Brennstoffzellenstack ist zudem ein 8 kW DC/DC - Steller im Einsatz [Zahn 2024], der als nur als reiner Abwärtswandler eingesetzt werden kann. Das bedeutet, dass die Brennstoffzelle bei EoL und ihrem Nennstrom von 160 A nichtmehr ihre maximale Leistung zu liefern, sobald die Batteriespannung über 44 V liegt. 1 V Spannungsdifferenz ist das angegebene Minimum dieses DC - Stellers zwischen Ein- und Ausgang.

Zusammen mit den jew. Anschaffungskosten für die AC - Netzgeräte und den DC - Steller ergeben sich nach Formel 3.7 die nachfolgend für jeden der 3 PEM-Stacks getrennt aufgeführten spezifischen Kosten:

spez. Kosten	<i>EL - Stack 1</i> SHP-10K-115 10 kW	<i>EL - Stack 2</i> SHP-10K-115 10 kW	<i>BZ - Stack 1</i> IT6012C-300-150 12 kW	<i>BZ - Stack 1</i> DC/DC 160 A 8 kW
$k_{el}$	160 €	160 €	591,66 €	793,75 €

**Tab. 3.4:** *Spezifische Kosten der aktuell im OHS-System verbauten Leistungselektronik bezogen auf die jew. Nennleistung der Leistungselektronik*

spez. Kosten	<i>EL - Stack 1</i> SHP-10K-115 1x 10 kW	<i>EL - Stack 2</i> SHP-10K-115 2x 10 kW	<i>BZ - Stack 1</i> IT6012C-300-150 1x 12 kW	<i>BZ - Stack 1</i> DC/DC 160 A 1x 8 kW
Kosten	320 €	320 €	845,24 €	755,95 €

**Tab. 3.5:** *Spezifische Kosten der aktuell im OHS-System verbauten Leistungselektronik bezogen auf die jew. Stack-Nennleistung*

Für den DC/DC - Leistungswandler soll eine Reduzierung der spezifischen Kosten gegenüber den bisher verwendeten Komponenten angestrebt werden.

## 4 Konzept

Das folgende Kapitel widmet sich der Umsetzung der in Kapitel 3 abgesteckten Kriterien zu einem Konzept für einen modular skalierbaren Leistungswandler.

Durch die Aufteilung eines einzigen, großen Wandlers in mehrere kleine und identische Einheiten, kann nicht nur der Wandler dem stackseitig benötigtem Betriebsstrom angepasst, sondern auch die Modulstückzahl vergrößert werden. Letzteres verspricht eine Reduzierung der Stückkosten durch ökonomische Skaleneffekte.

### 4.1 Wahl der Schaltungstopologie

Die für die Anwendung ideale Schaltungstopologie wird maßgeblich durch die geforderten elektrischen Eigenschaften, wie beispielsweise das maximale Verhältnis von Primär- zu Sekundärspannung, den zu schaltenden Strömen und der angestrebten Wandlungseffizienz beeinflusst. Weitere Einflussfaktoren sind u.A. die Anforderungen an die elektrische Sicherheit, den Umfang der Schaltung im Hinblick auf die Anzahl der Bauteile und die Wirtschaftlichkeit. Weist eine Topologie deutlich mehr elektronische Komponenten auf, hat dies negativen Einfluss auf die Stückkosten und die Ausfallwahrscheinlichkeit. Wird ein erhöhter Grad an elektrischer Sicherheit aufgrund hoher elektrischer Betriebsspannungen oder des Verhaltens im Fehlerfall benötigt, kann eine galvanisch getrennte Topologie zur Anwendung kommen.

Da der Leistungswandler zum Einsatz in einem Schutzkleinspannungssystem vorgesehen ist, in dem die höchste auftretende Spannung 120 VDC nicht übersteigt und das im Betrieb auftretende Spannungsverhältnis  $i_U = \frac{U_{Stack}}{U_{bat}}$  meist im Bereich  $0,5 \leq i_U \leq 2$  liegen wird, ist es weder aus Gründen der elektrischen Sicherheit noch der Betriebsweise notwendig eine galvanisch getrennte Schaltungstopologie zu verwenden. Das maximal mögliche Spannungsverhältnis  $i_{U,max} = \frac{U_{Stack,max}}{U_{bat,min}}$  beträgt  $\frac{120V}{37,5V} = 3,2$  und kann auch noch mit einer nicht-isolierten Topologie ohne magnetisches Bauelement mit definierter Spannungsübersetzung (z.B. Übertrager mit entsprechendem Wicklungsverhältnis) realisiert werden.

Wegen der Anforderungen an die beidseitig breiten Betriebsspannungsbereiche und den bidirektionalen Leistungsfluss, ist die Verwendung der *Four Switch Buck-Boost* Topologie (*4SWBB*) naheliegend. Die namensgebenden vier Leistungsschalter bilden auf beiden Seiten der Leistungsinduktivität jeweils eine Halbbrücke:

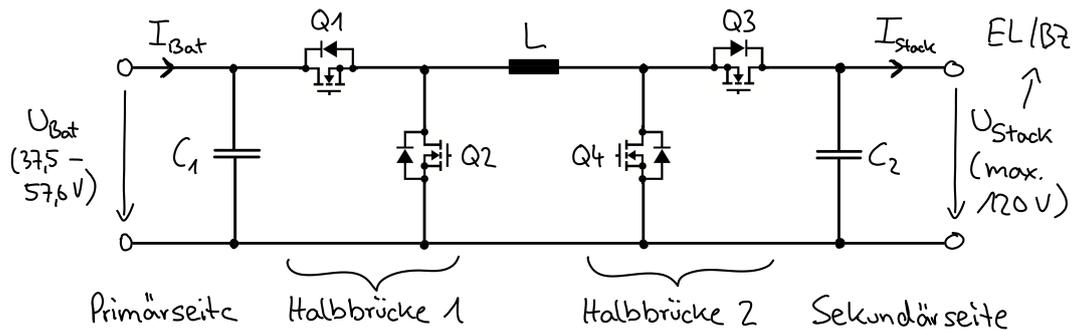


Abb. 4.1: Schematisches Schaltbild der *Four Switch Buck-Boost* - Wandlertopologie (*4SWBB*) [TI 2018]

Der symmetrisch aufgebaute Leistungswandler besteht im Wesentlichen aus einem einfachen Abwärtsrichter dem ein Aufwärtsrichter in Serie geschaltet ist und welche sich die Induktivität  $L_1$  in der Mitte teilen. Durch die synchrone Ausführung beider Halbbrücken - d.h. beide Elemente der Halbbrücke sind als aktive Schalter ausgeführt - ist ein bidirektionaler Leistungsfluss kombiniert mit sowohl Aufwärts- als auch Abwärtsrichter in beide Richtungen möglich.

Die in Tabelle 3.3 geforderten Betriebsmodi sind bei Verwendung dieser Schaltung möglich.

Die Zählrichtung der Ströme  $I_{Bat}$  und  $I_{Stack}$  wurde absichtlich auf diese Weise definiert. Die Ladung einer H<sub>2</sub> - BATTERY erfolgt mit positiver Leistung bzw. positivem Strom wohingegen die Entladung mit negativem Strom und Leistung stattfindet. Da es sich bei einem Speichersystem immer um ein prinzipiell verlustbehaftetes System handelt, kommt das Verbraucherzählpfeilsystem zum Einsatz.

## 4.2 Spannungsbereich

Marktübliche Spannungsklassen von Feldeffekttransistoren (*FETs*) im Spannungsbereich der eingesetzten Stacks betragen 120 bzw. 150 V. Prinzipiell wäre somit

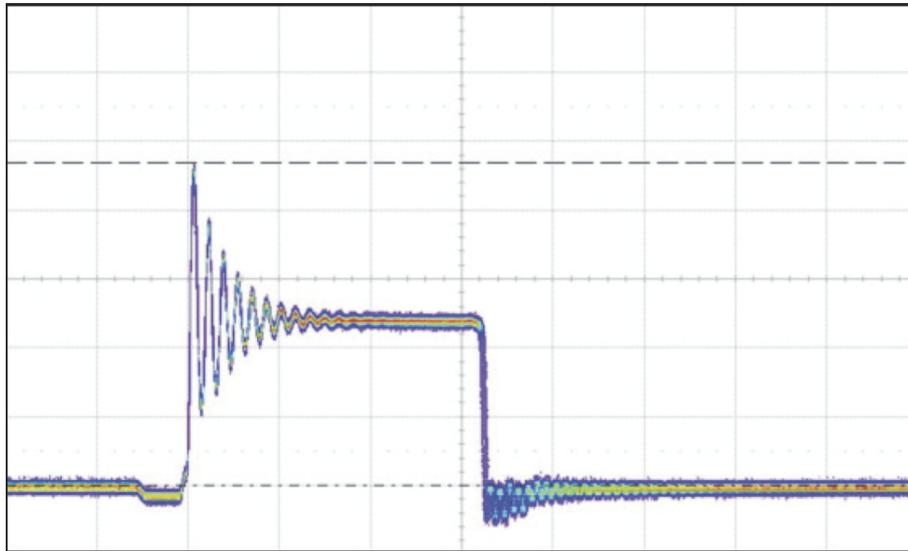


Abb. 4.2: *Switch Node Ringing [TI 2012]*

ein FET der 120 V Spannungsklasse ausreichend, sofern Elektrolysestack 1 niemals mit Überstrom bei *EoL* betrieben werden soll. Dies ist der Fall aufgrund der Festlegung auf den Schutzkleinspannungsbereich. Die maximale Stackspannung  $U_{Stack,max}$  beträgt nach voriger Definition 120 VDC.

Aufgrund von sowohl parasitären Induktivitäten sowie Kapazitäten der *FETs* und der Leiterplatte (*PCB, Printed Circuit Board*), entsteht jedoch am Mittelpunkt jeder Halbbrücke bei abruptem Abschalten des low-side *FETs* das sogenannte *Switch-Node-Ringing* [TI 2012] welches zu erheblichen Spannungsspitzen führen kann und im Extremfall den Transistor wegen Überschreitung der maximalen Sperrspannung zerstört.

Es muss also ein ausreichend großer Abstand zwischen maximaler geschaltener Spannung und nominaler Sperrspannung des Schaltelements eingeplant werden. Alternativ kann durch verschiedene Maßnahmen die Höhe der Spannungsspitzen reduziert werden, was in Kapitel 5 nochmals näher betrachtet wird.

Aufgrund des einzuhaltenden Spannungsabstandes kommen daher nur noch *FETs* der Spannungsklasse 150 V oder höher in Frage.

## 4.3 Strombereich & Modularität

Nach der Wahl der Wandlertopologie gilt es jetzt einen geeigneten Strombereich zu definieren, der noch sicher unter Verwendung von in Großserie produzierten Komponenten realisiert werden kann. Wie bereits in Kapitel 3.4 erwähnt wurde, stellte sich nach der durchgeführten Bauteilrecherche heraus, dass die Leistungsinduktivität wohl die begrenzende Komponente in der gewählten Konfiguration darstellen wird. Die Speicherdrossel fungiert in der Leistungsstufe als magnetischer Energiespeicher und bildet in dieser Schaltung mit entweder der primär- oder sekundärseitigen Kapazität ( $C_1$  oder  $C_2$ ) einen LC - Tiefpass zweiter Ordnung, um die von der Halbbrücke generierte Rechtecksspannung zu glätten.

Einerseits sind hohe Induktivitätswerte erstrebenswert, weil die im Magnetfeld gespeicherte Energiemenge linear von ihr abhängt und damit bei konstantem Stromrippelverhältnis  $D$  die Schaltfrequenz des Leistungswandlers verringert werden kann [Wuerth 2022]. Infolgedessen nehmen die schaltfrequenzabhängigen Verluste ab [Erickson und Maksimovic 2004].

Je mehr Wicklungen die Induktivität aufweist, desto höher fällt der Induktivitätswert bei gleichbleibendem Kernmaterial aus:

$$L = A_L \cdot N^2 \quad \begin{array}{l} \text{mit } A_L : \text{Kernmaterialkonstante} \\ \text{und } N : \text{Wicklungsanzahl} \end{array} \quad (4.1)$$

Allerdings steigt mit jeder Wicklung auch der ohmsche Widerstand  $R_L$  der Spule, was deren maximaler Betriebsstrom  $I_{RMS}$  begrenzt. Durch den Strom in der Spule steigen die ohmschen Verluste mit diesem gemäß  $P_V = R_L \cdot I_{RMS}^2$  quadratisch an [Wuerth 2022]. Der resultierende Temperaturanstieg begrenzt als Folge den maximalen Spulenstrom. Deswegen muss zwischen Induktivitätswert und Windungszahl abgewogen werden, zumal ein Spulenkernmaterial auch ab einer gewissen maximalen magnetischen Flussdichte in Sättigung geht und dabei die Fähigkeit zur weiteren Energiespeicherung im Magnetfeld verliert.

### 4.3.1 Größe der Module

Standard-Induktivitäten sind mit einem Spulenwiderstand von 1 - 2 mΩ bis zu einem Nennstrom ( $I_{RMS}$ ) von etwa 55 A am Markt verfügbar. Der damit mögliche

Stackstrom pro Wandlungsmodul hängt u.A. von dem erzeugten Spannungshub des Leistungswandlers ab. Ab diesem Punkt der Entwicklung hat sich gezeigt, dass die Berechnungen von z.B. benötigten Induktivitätswerten oder resultierenden RMS - Spulenströmen bei verschiedenen maximalen Rippelverhältnissen und Induktivitäten usw. , schnell sehr kompliziert und umfangreich wird.

Daher wurde ein Excel - Berechnungstool zur Auslegung des Leistungsstufe entwickelt, mit dessen Hilfe sich auf einfachem Wege verschiedene Komponenten (FETs, Spulen, etc.) miteinander vergleichen lassen. Ein erstes wichtiges Ergebnis dieses Berechnungstools war die Eingrenzung auf einen maximalen Stackstrom von 30 A pro Einzelmodul. Um den gesamten Stackstrom von Elektrolysestack 1 und Brennstoffzellenstack 1 (150 A) bedienen zu können, werden demnach 5 Einzelmodule benötigt. Aufgrund des höheren Spannungshubs, der zum Betrieb von Elektrolysestack 1 notwendig ist, werden vorraussichtlich 3 Wandlungsmodule für diesen Stack benötigt.

Alle weiteren wichtigen Funktionen des Berechnungs- und Auslegungstools werden in Abschnitt 4.4 detailliert beschrieben.

### 4.3.2 Funktionsbaugruppen

Durch die Trennung von Leistungs- und Steuerungsteil lassen sich auch die Funktionen der einzelnen Platinen anpassen, ohne die jeweils andere Platine abändern zu müssen. Durch die Definition einer einheitlichen, elektrischen wie mechanischen Schnittstelle ist sichergestellt, dass auch verschiedene Versionen beider Platinen zukünftig noch untereinander kompatibel bleiben. Anpassungen an der Steuerplatine sind z.B. dann notwendig, falls die übergeordnete Steuerung des OHS - Energiesystems verändert werden sollte. Alle Funktionen beider Platinenlayouts werden in Kapitel 6 noch ausführlich beschrieben.

## 4.4 Auslegung der Leistungsstufe

In diesem Abschnitt wird das zur Auslegung der Leistungsstufe angefertigte Excel - Berechnungstool im Detail erläutert. Aufgrund der Vielzahl an verschiedenen Einflussparametern wie Stackstrom (min/max) und Stackspannung (min/max) für drei verschiedene PEM - Stacks, Batteriespannung, Anzahl parallel verschal-

tender Module, max. zulässiges Stromrippelverhältnis in der Spule, Schaltfrequenz der Halbbrücken, Spannungsrippelverhältnis in % auf Primär- bzw. Sekundärseite des Wandlers sowie Leistungsflussrichtung wurde eine Eingabemaske zur besseren Übersichtlichkeit erstellt:

Wandlersauslegung - Eingabe:				
	Eingabe			
Parameter:	Symbol:	Wert:	Einheit:	Kommentar:
Leistungsflussrichtung	$P_{\leftrightarrow}$	+		'+' → EL, '-' → BZ
Batteriespannung	$U_{Bat}$	51,2	V	
Stackspannung	$U_{Stack}$	76	V	Nutzereingabe
Stackstrom	$I_{Stack}$	150	A	
Anzahl paralleler Wandler	$N_W$	5	1	Anteil Stackstrom pro Wandler Leistung an Stack
Strom durch Wandlermodul	$I_{Stack,Modul}$	30,00	A	
Stackleistung	$P_{Stack,el}$	11400	W	
Wandlereffizienz	$\eta$	98,0%	%	Schätzung zur Auslegung
Schaltfrequenz	$f_S$	150	kHz	
max. Rippleverhältnis ( $C_1$ )	$r_{C1}$	1,0%	%	$\Delta U_{C1} / U_{Bat}$
max. Rippleverhältnis ( $C_2$ )	$r_{C2}$	1,0%	%	$\Delta U_{C2} / U_{Stack}$
max. Rippleverhältnis (L)	$r_{i,L}$	0,4	1	$\Delta I_L / I_{L,avg}$
Stack-Extremwerte:				
Stack:	Strom in A:	Spannung (BOL) in V:	Spannung (EOL) in V:	
Elektrolysestack 1 - 5 kW	3	78,00	93,60	
Elektrolysestack 1 - 5 kW	52,5	95,24	114,29	
Elektrolysestack 2 - 10 kW	7	46,13	55,35	
Elektrolysestack 2 - 10 kW	150	63,14	75,77	
Brennstoffzellenstack 1 - 8,4 kW	20	79,60	63,68	
Brennstoffzellenstack 1 - 8,4 kW	150	56,30	45,04	

Abb. 4.3: Wandlersauslegung Eingabe für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL

Abbildung 4.2 zeigt eine beispielhafte Eingabe zur Berechnung einer Wandlungsbaugruppe mit 5 Einzelmodulen. Die grün umrandeten Felder dienen der Nutzereingabe.

Die Spannung  $U_{\text{Bat}}$  entspricht der Nennspannung eines 16S LFP-Batteriepacks, die Stackspannung (76 V) sowie der Stackstrom (150 A) entsprechen den Werten von Elektrolysestack 2 (10 kW<sub>el</sub>) am Ende seiner definierten Lebensdauer von 80 % des Neuzustandes. Die Schaltfrequenz des Wandlers wurde auf 150 kHz, das maximal zulässige Stromrippelverhältnis  $r_L$  in der Spule auf 0,4 und die zulässigen Spannungsrippel auf Primär- und Sekundärseite gesetzt. Um die Eingabe schnell an die relevanten Werte anderer Stacks anzupassen, sind deren Extremwerte ebenfalls dargestellt.

Für diese Eingabewerte berechnet das Tool die folgende Ausgabe:

Wanderauslegung - Ausgabe:				
Parameter:	berechnete Werte			Kommentar:
	Symbol:	Wert:	Einheit:	
Wandler-Betriebsmodus	Mode	Boost		Buck, Buck-Boost, Boost
Betriebsmittel	Mode #	4		
	Device	Elektrolyse		
Batteriestrom gesamt	$I_{\text{Bat}}$	-227,20	A	'-' → Stromentnahme von Batterieebene
Batterieleistung gesamt	$P_{\text{Bat}}$	-11,63	kW	'-' → Leistungsentnahme von Batterieebene
Anzahl paralleler Wandler	$N_W$	5	1	
Batteriestrom pro Wandler	$I_{\text{Bat, Modul}}$	-45,44	A	'-' → Stromentnahme von Batterieebene
Batterieleistung pro Wandler	$P_{\text{Bat, Modul}}$	-2,327	kW	'-' → Leistungsentnahme von Batterieebene
Tastgrad d. PWM	D	0,326	1	0 < D < 1 1 / f <sub>s</sub>
Periodendauer	T <sub>s</sub>	6,67	µs	
Einschaltdauer	t <sub>ein</sub>	2,18	µs	
Ausschaltdauer	t <sub>aus</sub>	4,49	µs	
Induktivität	L	6,25	µH	berechnete min. Induktivität   Sollwert $\Delta I_L / I_{L, \text{avg}}$ = Batteriestrom $I_{\text{Bat}}$ oder Stackstrom $I_{\text{Stack}}$
Rippelverhältnis (in L)	r <sub>L</sub>	0,400	1	
Mittlerer Spulenstrom	$I_{L, \text{avg}}$	45,44	A	
Rippelstrom der Spule	$\Delta I_L$	18,18	A	
Spitzenstrom der Spule	$I_{L, \text{max}}$	54,53	A	
RMS Strom der Spule	$I_L$	45,74	A	
Lückstromgrenze	$I_{\text{DCM}}$	0	A	
Spitzenstrom FET1	$I_{Q1, p}$	54,53	A	High-Side FET Primärseite
Spitzenstrom FET2	$I_{Q2, p}$	0,00	A	Low-Side FET Primärseite
Spitzenstrom FET3	$I_{Q3, p}$	54,53	A	High-Side FET Sekundärseite
Spitzenstrom FET4	$I_{Q4, p}$	54,53	A	Low-Side FET Sekundärseite
Spannungsrippel C <sub>1</sub>	$\Delta U_{C1}$	0,512	V	abs. Restrippel batterieseitig
Spannungsrippel C <sub>2</sub>	$\Delta U_{C2}$	0,76	V	abs. Restrippel stackseitig
Kapazität batterieseitig	C <sub>1, min</sub>	29,58	µF	um max. Spannungsrippel einzuhalten
Kapazität stackseitig	C <sub>2, min</sub>	130,07	µF	um max. Spannungsrippel einzuhalten

Abb. 4.4: Wanderauslegung Ausgabe für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL

Abhängig von der definierten Leistungsflussrichtung und den am Wandler anliegenden Spannungen erkennt das Tool selbstständig, ob es sich um den Betrieb eines Elektrolyse- oder Brennstoffzellenstack handelt, und ob der Wandler dazu im Buck- oder im Boost-Modus arbeiten muss. Es werden die für eine Bauteilauswahl wichtigsten Kennwerte in dick umrandeten Zellen in Abbildung 4.3 dargestellt.

Die Berechnung wurde folgendermaßen durchgeführt:

Zuerst wurde in Abhängigkeit der Spannungen und des Betriebsmodus das Tastverhältnis  $D$  ermittelt. Für den Buck-Modus ist dieses als das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung definiert

[Schlienz 2020, S. 9, F. 2.1.6]:

$$D_{Buck} = \frac{U_A}{U_E}, \quad (4.2)$$

und im Boost-Modus als

[Erickson und Maksimovic 2004]

$$D_{Boost} = 1 - \frac{U_E}{U_A}, \quad (4.3)$$

damit der Tastgrad per Definition stets positiv und kleiner als 1 bzw. 100 % ist.

Da die *Four Switch Buck-Boost* - Topologie sowohl in beide Richtungen als Abwärts- wie Aufwärtswandler arbeiten kann, wird zur Berechnung im Buck-Modus für die Ausgangsspannung  $U_A$  immer die jeweils kleinere Spannung angenommen und für die Eingangsspannung  $U_E$  die jeweils größere. Für den Boost-Modus verhält es sich entsprechend umgekehrt.

Anschließend wurde der entsprechende primärseitige Batteriestrom  $I_{Bat}$  unter Einbeziehung eines dafür angenommenen Wandlerwirkungsgrades von  $\eta = 98\%$  berechnet. Die Höhe dieses Stroms wird benötigt, um in jedem Betriebsmodus den minimal benötigten Induktivitätswert zu berechnen.

Für den Buck-Modus berechnet sich dieser als

[TI 2018]:

$$L_{min,Buck} = \frac{U_A \cdot (U_E - U_A)}{r_{L,max} \cdot f_S \cdot U_E \cdot I_A}, \quad (4.4)$$

und für den Boost-Modus durch  
[TI 2018]

$$L_{min,Boost} = \frac{U_E^2 \cdot (U_A - U_E)}{r_{L,max} \cdot f_S \cdot U_A^2 \cdot I_A}. \quad (4.5)$$

Mit diesem Induktivitätswert kann nun der absolute Ripplestrom in der Spule für beide Betriebsmodi berechnet werden

[vgl. Wuerth 2022, S. 530 mit  $U_D, U_S=0$  V]:

$$\Delta I_{L,Buck} = \frac{U_E \cdot (1 - D)}{f_S \cdot L_{min,Buck}}, \quad (4.6)$$

$$\Delta I_{L,Boost} = \frac{U_E \cdot D \cdot (1 - D)^2}{f_S \cdot L_{min,Boost}}. \quad (4.7)$$

Daraus folgt der Spitzenstrom in der Induktivität  $I_{L,max}$  aus:

$$\hat{I}_L = \bar{I}_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \begin{cases} I_A + \frac{\Delta I_{L,Buck}}{2} & \text{für Buck} \\ I_E + \frac{\Delta I_{L,Boost}}{2} & \text{für Boost} \end{cases} \quad (4.8)$$

Der effektive Spulenstrom  $I_{L,RMS}$  kann weiterhin bestimmt werden mit [Wuerth 2022]:

$$I_{L,RMS} = \bar{I}_L \cdot \sqrt{1 + \frac{r_L^2}{12}} = \begin{cases} \text{mit } \bar{I}_L = I_A & \text{für Buck} \\ \text{mit } \bar{I}_L = I_E & \text{für Boost} \end{cases} \quad (4.9)$$

Zuletzt werden noch die minimalen Kapazitätswerte von batterie- und stackseitiger Filterkapazität ( $C_1$  und  $C_2$ ) berechnet, die benötigt werden um das per Eingabe spezifizierte Spannungsrippelverhältnis  $r_{C_1}, r_{C_2}$  (hier 1 %) auf beiden Seiten einzuhalten. Abhängig von der Leistungsflussrichtung und Art der Spannungswandlung müssen diese Kapazitätswerte unterschiedlich berechnet werden.

Für die min. Eingangskapazität  $C_{E,min,Buck}$  eines Abwärtswandlers gilt [TI 2016, F. 1]

$$C_{E,min,Buck} = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot I_A}{r_{C_E} \cdot U_E \cdot f_S}, \quad (4.10)$$

für die min. Ausgangskapazität  $C_{A,min,Buck}$  eines Abwärtswandlers gilt  
[TI 2015b, F. 12]

$$C_{A,min,Buck} = \frac{\Delta I_{L,Buck}}{8 \cdot f_S \cdot r_{C_A} \cdot U_A}, \quad (4.11)$$

für die min. Eingangskapazität  $C_{E,min,Boost}$  eines Aufwärtswandlers gilt  
[vgl. ST 2014, F. 23]

$$C_{E,min,Boost} = \frac{\Delta I_{L,Boost}}{8 \cdot f_S \cdot r_{C_E} \cdot U_E}, \quad (4.12)$$

und für die min. Ausgangskapazität  $C_{A,min,Boost}$  eines Aufwärtswandlers gilt  
[TI 2022, F. 12]

$$C_{A,min,Boost} = \frac{I_A \cdot D}{r_{C_A} \cdot U_A \cdot f_S}. \quad (4.13)$$

Auf diese Weise kann eine grobe Dimensionierung der im Wandler benötigten Bauteile erfolgen.

Um im nächsten Schritt konkrete Bauteile auswählen zu können, wurde das Tool derart erweitert, damit zwischen vielen verschiedenen FETs, Spulen und Kondensatoren ausgewählt werden kann, die alle mit ihren relevanten Kennwerten vorab eingepflegt wurden. Gleichzeitig wird aufgrund der ausgewählte Komponenten, dem eingestellten Arbeitspunkt und der Betriebsparameter das Verhalten des Wandlers ähnlich zum vorhin beschriebenen Auslegungstool neu berechnet.

Die Eingabe des Alterungszustandes der PEM-Stacks erfolgt über die Zeichenfolgen „BOL“ und „EOL“, die Auswahl des Stacks über die Eingabe einer fest zugeteilten Stacknummer. Die Polarisationskurven der PEM - Stacks sind für deren *BoL* und *EoL* in Schritten von 0,5 A ebenfalls hinterlegt worden, sodass der Arbeitspunkt der Stacks automatisiert durch die Eingabe des Stackstroms bestimmt und zur Berechnung verwendet werden kann.

Wird hier ein Eingabefeld mit einem anderen Wert als in der Eingabemaske der Wandlerauslegung befüllt, wird das entsprechende Feld rot dargestellt, um den Unterschied kenntlich zu machen. Im vorliegenden Fall wurde der Schätzwert der Wandlereffizienz von 98 % auf 97,5 % angepasst weshalb die Zelle rot erscheint. Analog zur Wandlerauslegung werden wieder die Zustandsdaten der einzelnen Bauteile und der Baugruppe berechnet und ausgegeben. Zusätzlich werden jetzt auch die Effektivströme der Schaltelemente und der Filterkondensatoren berechnet und ausgegeben, da sie zur Berechnung der arbeitspunktbezogenen Einzelverlustleistungen notwendig sind.

Wandlerbetrieb (Kontrolle) - Eingabe:				
	Wert ungleich Auslegung = Rot			
		Eingabe		
Parameter:	Symbol:	Wert:	Einheit:	Kommentar:
Stack	# <sub>Stack</sub>	2		Elektrolysestack 2 - 10 kW
Stack Alterungszustand		EOL		
Leistungsflussrichtung	P <sub>↔</sub>	+		'+' → EL, '-' → BZ
Batteriespannung	U <sub>Bat</sub>	51,2	V	
Stackspannung	U <sub>Stack</sub>	75,77	V	Stack AP nach Kennlinie; Eingabe in 0,5 A - Schritten
Stackstrom		150		
Anzahl paralleler Wandler	N <sub>W</sub>	5	1	Anteil Stackstrom pro Wandler Leistung an Stack
Strom pro Wandlermodul	I <sub>Stack,Modul</sub>	30,00	A	
Stackleistung	P <sub>Stack,el</sub>	11,365	kW	
Stackleistung pro Wandler	P <sub>Stack,Modul</sub>	2,273	kW	
Wandlereffizienz	η	97,5%	%	Schätzwert zur weit. Berechnung
Schaltfrequenz	f <sub>S</sub>	150	kHz	

Abb. 4.5: Abgeänderte Eingabemaske (Wandlerbetrieb) für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL

Im Unterschied zur Ausgabe der *Wandlerauslegung* wird der Induktivitätswert der Spule sowie die Kapazitätswerte der ausgewählten Kondensatoren farblich unterschiedlich dargestellt. Übersteigt ein Wert (z.B. Strom) eines Bauteils einen im Datenblatt festgelegten Grenzwert, wird das Feld dieses Bauteilwertes rot ausgefüllt, um diesen Fehler anzuzeigen. Liegt der Wert hingegen lediglich über 90 % des Grenzwertes ohne diesen zu überschreiten, wird nur die Schrift rot markiert:

Wandlerbetrieb - Ausgabe (Wandlerkomponenten):				
Parameter:	berechnete Werte			Kommentar:
	Symbol:	Wert:	Einheit:	
Wandler-Betriebsmodus	Mode	Boost		Buck, Buck-Boost, Boost
Betriebsmittel	Mode #	4		Boost in Elektrolyse / Batterie zu Stack
	Device	Elektrolyse		
Batteriestrom gesamt	$I_{Bat}$	227,67	A	'+' → Stromentnahme von Batterieebene
Anzahl paralleler Wandler	$N_W$	5		
Batteriestrom pro Wandler	$I_{Bat, Modul}$	45,53	A	'+' → Stromentnahme von Batterieebene
Batterieleistung	$P_{Bat}$	11,657	kW	'+' → Leistungsentnahme von Batterieebene
Batterieleistung p. Wandler	$P_{Bat, Modul}$	2,331	kW	'+' → Leistungsentnahme von Batterieebene
Tastgrad d. PWM	D	0,324	1	$0 < D < 1$
Periodendauer	$T_S$	6,67	µs	$1 / f_S$
Einschaltdauer	$t_{ein}$	2,16	µs	
Ausschaltdauer	$t_{aus}$	4,50	µs	
Induktivität	L	10	µH	$\Delta I_L / I_{L,avg}$ $\Delta I_L / I_{L,avg}$ ; bei $L_{min}$ = Batteriestrom $I_{Bat}$ oder Stackstrom $I_{Stack}$  bei $L_{min}$  bei $L_{min}$  bei $L_{min}$
Min. Induktivität	$L_{min}$	8	µH	
Rippelverhältnis (in L)	$r_L$	0,249	1	
Rippelverhältnis (in L)	$r_{L,max}$	0,312	1	
Mittlerer Spulenstrom	$I_{L,avg}$	45,53	A	
Rippelstrom der Spule	$\Delta I_L$	11,35	A	
Rippelstrom der Spule	$\Delta I_{L,max}$	14,19	A	
Spitzenstrom der Spule	$I_{L,max}$	51,21	A	
Spitzenstrom der Spule	$I_{L,max}$	52,63	A	
RMS Strom der Spule	$I_L$	45,65	A	
RMS Strom der Spule	$I_L$	45,72	A	
Lückstromgrenze	$I_{DCM}$	3,74	A	
Lückstromgrenze bei $L_{min}$	$I_{DCM,max}$	4,67	A	
Spitzenstrom FET1	$I_{Q1,p,max}$	52,63	A	
Spitzenstrom FET2	$I_{Q2,p,max}$	0,00	A	Low-Side FET Primärseite, bei $L_{min}$
Spitzenstrom FET3	$I_{Q3,p,max}$	52,63	A	High-Side FET Sekundärseite, bei $L_{min}$
Spitzenstrom FET4	$I_{Q4,p,max}$	52,63	A	Low-Side FET Sekundärseite, bei $L_{min}$
RMS Strom FET1	$I_{Q1,RMS,max}$	45,72	A	High-Side FET Primärseite, bei $L_{min}$
RMS Strom FET2	$I_{Q2,RMS,max}$	0,00	A	Low-Side FET Primärseite, bei $L_{min}$
RMS Strom FET3	$I_{Q3,RMS,max}$	40,55	A	High-Side FET Sekundärseite, bei $L_{min}$
RMS Strom FET4	$I_{Q4,RMS,max}$	33,54	A	Low-Side FET Sekundärseite, bei $L_{min}$
RMS-Strom C batterieseitig	$I_{C1,max}$	3,99	A	bei $L_{min}$
RMS-Strom C stackseitig	$I_{C2,max}$	21,04	A	bei $L_{min}$
Kapazität batterieseitig	$C_1$	100	µF	$C * N_C$
Kapazität stackseitig	$C_2$	100	µF	$C * N_C$
Kapazität batterieseitig	$C_{1,min}$	90	µF	$C_{min} * N_C$
Kapazität stackseitig	$C_{2,min}$	90	µF	$C_{min} * N_C$
Spannungsrippel $C_1$	$\Delta U_{C1,max}$	0,095	V	abs. Restrippel batterieseitig, bei $L_{min}$ u. $C_{min}$
Spannungsrippel $C_2$	$\Delta U_{C2,max}$	0,649	V	abs. Restrippel stackseitig, bei $L_{min}$ u. $C_{min}$
Rippelverhältnis ( $C_1$ )	$r_{C1}$	0,185%	%	$\Delta U_{C1} / U_{bat}$
Rippelverhältnis ( $C_2$ )	$r_{C2}$	0,856%	%	$\Delta U_{C2} / U_{stack}$
Spannungsrippel $C_1$	$\Delta U_{C1,max}$	0,131	V	abs. Restrippel batterieseitig, bei $L_{min}$ u. $C_{min}$
Spannungsrippel $C_2$	$\Delta U_{C2,max}$	0,721	V	abs. Restrippel stackseitig, bei $L_{min}$ u. $C_{min}$
max. Rippelverhältnis ( $C_1$ )	$r_{C1,max}$	0,257%	%	$\Delta U_{C1,max} / U_{bat}$ ; bei $L_{min}$ u. $C_{min}$
max. Rippelverhältnis ( $C_2$ )	$r_{C2,max}$	0,951%	%	$\Delta U_{C2,max} / U_{stack}$ ; bei $L_{min}$ u. $C_{min}$

Abb. 4.6: Zustandsdaten der Bauteile im gewählten Arbeitspunkt für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL

Um den Effekt von Bauteiltoleranzen aufzuzeigen, wurden manche Werte in obiger

Darstellung doppelt berechnet. Neben der Berechnung mit den Nennwerten, wurde zusätzlich der entsprechende „worst case“ der Bauteilstreuung verwendet.

Gewählte Komponenten inkl. Werte:				
Auswahl einer Komponente durch Eingabe der Komponentennummer				
übernommene Werte je nach Auswahl				
Parameter:	Symbol:	Wert:	Einheit:	Kommentar:
<i>FETs Q<sub>1</sub> - Q<sub>4</sub>:</i>	#	10	Infineon	IPB044N15N5
Drain-Source Spannung	U <sub>DS,max</sub>	150	V	Max. Sperrspannung
Drain-Source Widerstand	R <sub>DS,on</sub>	3,40	mΩ	typ.
Drain-Source Widerstand	R <sub>DS,on,max</sub>	4,4	mΩ	max.
Drain Strom	I <sub>D</sub>	174	A	T <sub>J</sub> = 25°C (typ.)
Drain Strom	I <sub>D100</sub>	123	A	T <sub>J</sub> = 100°C
Gate-Source Ladung (2)	Q <sub>GS2</sub>	11	nC	U <sub>GS</sub> = 10V
Gate-Drain Ladung	Q <sub>GD</sub>	16	nC	U <sub>GS</sub> = 10V
Gate Ladung gesamt typ.	Q <sub>G</sub>	80	nC	U <sub>GS</sub> = 10V
Gate Ladung gesamt max.	Q <sub>G,max</sub>	100	nC	U <sub>GS</sub> = 10V
Figure of Merit	FoM	272	mΩ*nC	
max. Figure of Merit	FoM <sub>max</sub>	440	mΩ*nC	
Ausgangskapazität	C <sub>oss</sub>	1500	pF	
Max. Ausgangskapazität	C <sub>oss</sub>	2000	pF	max.
Turn-on + Turn-off delay	t <sub>delay</sub>	43	ns	t <sub>turn-on delay</sub> + t <sub>turn-off delay</sub>
Preis pro Stück	K	6,75	€	ab 10/12 Stück.
<i>Induktivität L:</i>	#	2	Würth	7443763540100
Induktivität	L	10	μH	typ.
Min. Induktivität	L <sub>min</sub>	8	μH	abzgl. Toleranz, min.
Spulenwiderstand	R <sub>L</sub>	1,01	mΩ	DC-Widerstand, typ.
Spulenwiderstand	R <sub>L,max</sub>	1,2	mΩ	DC-Widerstand, max.
Max. RMS-Strom	I <sub>RMS</sub>	56,7	A	max. DC-Strom
Max. Spitzenstrom	I <sub>L,const</sub>	52	A	Bereich L ≈ const.
Max. Spitzenstrom	I <sub>SAT</sub>	62	A	Datenblattangabe
Preis pro Stück	K	14,14	€	ab 10/12 Stück.
<i>Kondensator C<sub>1</sub>:</i>	#	5	KEMET	C4AQGBW5500P3JK
Anzahl	N <sub>C1</sub>	2	1	
Kapazität	C	50	μF	typ.
Min. Kapazität	C <sub>min</sub>	45	μF	abzüglich Toleranz
ESR(f)	ESR <sub>C1</sub>	4,98	mΩ	
ESR(f) gesamt	ESR <sub>C1,ges</sub>	2,49	mΩ	Parallelschaltung
Preis pro Stück	K	10,05	€	ab 10/12 Stück.
<i>Kondensator C<sub>2</sub>:</i>	#	5	KEMET	C4AQGBW5500P3JK
Anzahl	N <sub>C2</sub>	2	1	
Kapazität	C	50	μF	typ.
Min. Kapazität	C <sub>min</sub>	45	μF	abzüglich Toleranz
ESR(f)	ESR <sub>C2</sub>	4,98	mΩ	
ESR(f) gesamt	ESR <sub>C2,ges</sub>	2,49	mΩ	Parallelschaltung
Preis pro Stück	K	10,05	€	ab 10/12 Stück.

Abb. 4.7: Anzeige der ausgewählten Komponenten inkl. wichtiger Bauteilwerte

Alle Komponenten sind in ihrer jeweiligen Kategorie durchnummeriert und können mit Eingabe der jeweiligen Nummer ausgewählt werden. Die entsprechenden Bauteilwerte werden damit in die Berechnungsfelder übernommen.

Die Leistungsflussrichtung und die Betriebsart des Wandlers werden ähnlich der vorhergegangenen Wandlerauslegung automatisch bestimmt. Ebenso werden die Bezeichnungen, Seriennummern und wichtigsten Werte der ausgewählten Bauteile aus Gründen der besseren Übersichtlichkeit nochmals zusammengefasst dargestellt.

Durch diese Erweiterung des Excel-Tools um den *Wandlerbetrieb* kann nicht nur der Einfluss einer anderen Komponente auf das Gesamtbetriebsverhalten des Wandlers untersucht und überprüft werden, sondern auch eine manuelle Optimierung auf der Suche nach den besten Komponenten für die gewünschte Anwendung. Es werden für jeden Betriebspunkt sowohl die in den einzelnen Komponenten umgesetzten Verlustleistungen berechnet, als auch ein Richtwert der Gesamtkosten für die Leistungsstufe.

Insgesamt können mit dieser Erweiterung neun verschiedene FETs der 120 V - Spannungsklasse, acht verschiedene FETs der 150 V - Klasse und zwei FETs der 250 V - Klasse gegeneinander verglichen werden. Zudem können 21 verschiedene Spulen mit unterschiedlichen Werten für Serienwiderstand  $R_S$  und Induktivität  $L$ , sowie 14 verschiedene Kondensatoren (1x Keramik, 6x Folie und 7x Elko) mit unterschiedlichen Werten in Kapazität  $C$  bzw. Ersatz-Serienwiderstand  $ESR_C$  ausgewählt werden. Das Tool ist zudem einfach um neue Bauteile erweiterbar.

Die Anzahl parallel verschaltener Filterkondensatoren kann je Wandlerseite ebenfalls angegeben werden, womit die jeweilige Gesamtkapazität und der Gesamt-ESR berechnet wird.

Ausgabe (Verluste, Wirkungsgrad und Kosten):				
Komponente:	Rechnungen in "Verlustrechnungen"			Kommentar:
	Symbol:	Wert:	Einheit:	
High-Side FET Primärseite	$P_{V,Q1,RMS}$	9,20	W	Strom-Wärmeverluste
High-Side FET Primärseite	$P_{V,Q1,SW}$	0,00	W	Schaltverluste
Low-Side FET Primärseite	$P_{V,Q2,RMS}$	0,00	W	Strom-Wärmeverluste
Low-Side FET Primärseite	$P_{V,Q2,SW}$	0,00	W	Schaltverluste
High-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q3,RMS}$	7,24	W	Strom-Wärmeverluste
High-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q3,SW}$	4,12	W	Schaltverluste
Low-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q4,RMS}$	4,95	W	Strom-Wärmeverluste
Low-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q4,SW}$	10,32	W	Schaltverluste
Induktivität L	$P_{V,L,DC}$	2,51	W	Strom-Wärmeverluste
Induktivität L	$P_{V,L,AC}$	6,60	W	AC-Verluste
Kapazität batterie-seitig	$P_{V,C1}$	0,040	W	Rippelverluste
Kapazität stack-seitig	$P_{V,C2}$	1,102	W	Rippelverluste
AMR-Stromsensor	$P_{V,Stromsensor}$	2,71	W	2x MCA1101-50-3, $I_{Bat}$ und $I_{Stack}$
AMR-Stromsensor	$P_{V,Stromsensor}$	1,89	W	1x MCA1101-65-3, $I_L$
Schmelzsicherung	$P_{V,Fuse}$	2,61	W	$U_{drop,typ} / I_{nom} * I_{bat}^2$
PCB-Kupferverluste	$P_{V,Cu\_PCB}$	0,3	W	
Halbbrückentreiber	$P_{drive}$	0,41	W	inkl. High-Side Versorgung
Steuerung + restl. Peripherie	$P_{control}$	0,5	W	geschätzt
Verluste pro Wandermodul:	$P_{V,Stack,Modul}$	54,49	W	
Wandlerleistung stack-seitig	$P_{Stack,Modul}$	2273,040	W	Stackleistung pro Wandler
Wirkungsgrad gesamt		97,659%	%	
Verluste gesamt:		272,46	W	Baugruppe
Leistung gesamt stack-seitig:		11365,2	W	Baugruppe
Kosten für Leistungsteile:	$K_p$	81,34 €	€	4 x FET, 1 x L, C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>

Abb. 4.8: Ausgabe der Modulverluste und des Modulwirkungsgrades der Leistungsstufe für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL

Die Verluste der Einzelkomponenten können Abbildung 4.7 entnommen werden. Die Verluste der FETs und der Spule sind nach DC- und AC-Anteil getrennt aufgeführt. Neben den Rippelverlusten in den Kapazitäten, sind in dieser Liste ebenfalls die

zu erwartenden Verluste in der Schmelzsicherung und den AMR - Stromsensoren aufgeführt. Auf diese Komponenten wird in den Kapiteln 5 und 6 noch näher eingegangen.

Jedes Modul verursacht nach dieser Berechnung 54,5 W an thermischer Verlustleistung, die durch das Kühlsystem sicher abgeführt werden muss, um ein Überhitzen eines Bauteils zu verhindern. Durch die gesamte Baugruppe bestehend aus 5 Einzelmodulen werden 272,5 W Verlustleistung erzeugt. Dadurch ergibt sich ein el. Wirkungsgrad von 97,66 %. Die Kosten der leistungselektronischen Komponenten belaufen sich in diesem Fall ca. 81 €, wobei diese Kosten wegen Unvollständigkeit nur zum Vergleich verschiedener Auslegungsvarianten untereinander nützlich sind. Um die angesprochene manuelle Optimierung durchzuführen, können die Zahlen der in Abbildung 4.6 gezeigten grünen Felder verändert werden, um andere Bauteile aus der Datenbank in die Berechnung einzufügen. Gleichmaßen kann z.B. die Zahl der parallelen Einzelmodule oder auch die Schaltfrequenz angepasst werden. Nach einer Änderung ist zuerst darauf zu achten, dass kein Grenzwert überschritten wird (s. Abb. 4.5). Nur wenn alle Grenzwerte eingehalten werden, kann von der korrekten Funktion des Leistungswandlers ausgegangen werden.

Dieses Vorgehen kann nun für andere Stacks, Belastungszustände und Betriebs-einstellungen wiederholt werden, um den Leistungswandler auf die jeweilige Anforderung hin zu optimieren. Interessiert man sich beispielsweise für das Verhalten des selben Elektrolysestacks zum *BoL*, muss lediglich „BOL“ in das dafür vorgesehene Feld geschrieben werden. Durch die niedrigere Stackspannung sinkt der Spulenstrom um ca. 10 A und das Rippelverhältnis ebenfalls. Halbiert man nun die Schaltfrequenz, werden noch immer alle Bauteilgrenzwerte eingehalten und die Gesamteffizienz verbessert sich auf 98,25 %.

In einer H<sub>2</sub>-BATTERY wird üblicherweise neben einem Elektrolysestack auch ein Brennstoffzellenstack eingesetzt, um den vorher per Elektrolyse produzierten Wasserstoff wieder rückzuverstromen. Mit der selben Baugruppe von 5 Einzelmodulen und den in Abbildung 4.4 und 4.6 dargestellten Komponenten und Einstellungen, kann auch der Brennstoffzellenstack mit 8,4 kW<sub>el</sub> über die gesamte Lebensspanne betrieben werden. Wird nun die Schaltfrequenz bei fabrikneuem BZ - Stack auf 50 kHz gesenkt, steigt die berechnete Effizienz sogar auf 98,63 %, ebenfalls ohne

Bauteilgrenzwerte zu überschreiten (s. Abbildung 4.8).

Da es sich aber bisher nur um theoretisch errechnete Verluste bzw. Effizienzwerte handelt, sollte die Genauigkeit des Rechenmodells daher in einem Praxistest messtechnisch überprüft werden.

Ausgabe (Verluste, Wirkungsgrad und Kosten):				
Komponente:	Rechnungen in "Verlustrechnungen"			Kommentar:
	Symbol:	Wert:	Einheit:	
High-Side FET Primärseite	$P_{V,Q1,RMS}$	4,60	W	Strom-Wärmeverluste
High-Side FET Primärseite	$P_{V,Q1,SW}$	0,00	W	Schaltverluste
Low-Side FET Primärseite	$P_{V,Q2,RMS}$	0,00	W	Strom-Wärmeverluste
Low-Side FET Primärseite	$P_{V,Q2,SW}$	0,00	W	Schaltverluste
High-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q3,RMS}$	4,43	W	Strom-Wärmeverluste
High-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q3,SW}$	1,85	W	Schaltverluste
Low-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q4,RMS}$	1,96	W	Strom-Wärmeverluste
Low-Side FET Sekundärseite	$P_{V,Q4,SW}$	0,99	W	Schaltverluste
Induktivität L	$P_{V,L,DC}$	1,26	W	Strom-Wärmeverluste
Induktivität L	$P_{V,L,AC}$	2,92	W	AC-Verluste
Kapazität batterieseitig	$P_{V,C1}$	0,019	W	Rippelverluste
Kapazität stackseitig	$P_{V,C2}$	0,155	W	Rippelverluste
AMR-Stromsensor	$P_{V,Stromsensor}$	1,77	W	2x MCA1101-50-3, $I_{Bat}$ und $I_{Stack}$
AMR-Stromsensor	$P_{V,Stromsensor}$	0,95	W	1x MCA1101-65-3, $I_L$
Schmelzsicherung	$P_{V,Fuse}$	1,30	W	$U_{drop,typ} / I_{nom} * I_{bat}^2$
PCB-Kupferverluste	$P_{V,Cu\_PCB}$	0,3	W	
Halbbrückentreiber	$P_{drive}$	0,41	W	inkl. High-Side Versorgung
Steuerung + restl. Peripherie	$P_{control}$	0,5	W	geschätzt
Verluste pro Wandermodul:	$P_{V,Stack,Modul}$	23,42	W	
Wandlerleistung stackseitig	$P_{Stack,Modul}$	1689,000	W	Stackleistung pro Wandler
Wirkungsgrad gesamt		98,632%	%	
Verluste gesamt:		117,12	W	Baugruppe
Leistung gesamt stackseitig:		8445	W	Baugruppe

**Abb. 4.9:** Ausgabe der Modulverluste und des Modulwirkungsgrades der Leistungsstufe für Brennstoffzellenstack 1 @ 150 A & BoL

#### 4.4.1 Verlustberechnungen

Um die einzelnen Verlustleistungen zu berechnen, wurden VBA - Funktionen im Excel - Tool hinterlegt.

Die ohmschen Verluste berechnen sich durch

$$P_{V,FET,RMS} = R_{DS,on} \cdot I_{FET,RMS}^2 \quad (4.14)$$

Die Effektivströme durch die FETs berechnen abhängig vom Betriebs- und Lastzustand des Wandlers und der Position des Schalters in der Halbbrücke unterschiedlich und können [TI 2020, F. 7 & F. 8] entnommen werden.

Die frequenzabhängigen (Gate-) Ansteuer-, Gate-Drain-Schaltverluste können nach Formel 9, Formel 3 der gleichen Quelle bzw. dem Excel - Tool im Anhang dieser Arbeit entnommen werden.

Die restlichen Schaltverluste (Ausgangs-, Low-Side Diode Recovery-, Low-Side Dead-Time Leit- sowie Halbbrückentreiberverluste) können ebenfalls dem Reiter „Verlustrechnungen“ des Tools entnommen werden.

Verlustleistungen in der Leistungsspule können ebenfalls in Strom-Wärmeverluste und AC - Ummagnetisierungsverluste unterteilt werden. Die ohmschen Strom-Wärmeverluste berechnen sich einfach durch.

$$P_{V,L,RMS} = R_{S,L} \cdot I_{L,RMS}^2 \quad (4.15)$$

Die AC - Verluste der Spule konnten aufgrund von oft fehlender Angaben seitens der Hersteller berechnet werden und wurden daher geschätzt bzw. an die eingestellte Schaltfrequenz des Wandlers angepasst (s. Excel - Tool).

Für die primär- bzw. sekundärseitigen Filterkondensatoren mussten zur Berechnung der Strom-Wärmeverluste ebenfalls deren Effektivströme berechnet werden. Diese sind abhängig von der Wandlerbetriebsart [Wuerth 2022, S. 530].

$$P_{V,C,RMS} = R_{C,ESR} \cdot I_{C,RMS}^2 \quad (4.16)$$

Zuletzt wurden noch alle elektrischen Verbräuche der Steuerung, der Sensoren sowie der Schmelzsicherung berechnet und sind ebenfalls dem Anhang zu entnehmen.

Die einzelnen Teilverluste im eingestellten Arbeitspunkt summieren sich auf zu den

Gesamtverlusten des Wandlerbausteins und dienen als Grundlage der Wirkungsgradberechnung.

#### 4.4.2 Wahl der Schaltelemente

Aufgrund des zu erwartenden *Switch-Node-Ringings* und der damit verbundenen Spannungsüberhöhung in der Mitte jeder Halbbrücke scheiden die FETs der 120 V - Spannungsklasse für die Verwendung mit diesen PEM-Stacks aus. Die beiden FETs mit einer nominalen Sperrspannung von 250 V weisen derart hohe Schaltverluste auf, sodass der Effizienzwert des Wandlers direkt um einige Prozentpunkte absinkt. Ausgiebiges Testen verschiedener FETs der 150 V - Spannungsklasse hat ergeben, dass *FET* Nummer 10 über die Mehrheit der getesteten Betriebspunkte knapp besser ist als *FET* Nummer 12. Der *FET* *IPB044N15N5* des Herstellers INFINEON TECHNOLOGIES wird daher gewählt und im Layout der Leistungsplatine eingeplant. Die verschiedenen verglichenen Schaltelemente können dem dieser Arbeit anhängenden Excel-Tool entnommen werden.

#### 4.4.3 Wahl der Spule

Ebenso hat sich ergeben, dass die Spulen der Serie *WE-HCFT* der Firma WÜRTH ELEKTRONIK bei vergleichbarem Spulenwiderstand durchgehend höhere Induktivitätswerte aufweisen. Die 10  $\mu\text{H}$  - Version passt für die berechneten Arbeitspunkte am Besten. Die Wahl fällt folglich auf Spule Nummer 2 bzw. auf die Variante *WE-HCFT 7443763540100*.

Die verschiedenen verglichenen Spulen können dem dieser Arbeit anhängenden Excel-Tool entnommen werden.

#### 4.4.4 Wahl der Kondensatoren

Obige Berechnungen haben gezeigt, dass jeweils ca. 100  $\mu\text{F}$  Kapazität für  $C_1$  und  $C_2$  ausreichend sind, um die Restwelligkeit der Spannungen kleiner 1 % zu halten. Der Kondensator *C4AQGBW5900P3OK* des Herstellers KEMET weist geringere spezifische Kosten pro  $\mu\text{F}$  auf als der in obiger Rechnung verwendete Kondensator *C4AQGBW5500P3JK* des gleichen Herstellers. Es wird daher von der bisherigen Wahl von 2x 50  $\mu\text{F}$  abgewichen und beidseitig jeweils ein Kondensator

C4AQGBW5900P3OK mit 90  $\mu\text{F}$  verwendet. Die Kapazität sinkt nur geringfügig, während die Kosten für die Leistungsstufe dadurch von 81,5 € auf 67 € sinken. Die Anzahl der verwendeten Bauteile sinkt damit ebenfalls um 2.

Die Wahl fiel auf Folienkondensatoren, da diese einen äußerst geringen ESR aufweisen und der üblicherweise größere Bauraum vorhanden ist. Ohnehin hat das Auslegungstool gezeigt, dass die prinzipiell etwas teureren Folienkondensatoren durch deren hohes Ripplestrom-Rating insgesamt doch günstiger sind als beispielsweise mehrere parallele Elektrolytkondensatoren. Ein weiterer Vorteil ist auch die im Vergleich mit diesen nahezu unbegrenzte Lebensdauer von Folienkondensatoren.

## 4.5 Betriebs- & Regelungsstrategie

Neben wichtigen Betriebsparametern wie z.B. der Wahl der Schaltfrequenz, muss auch die Regelungsstrategie festgelegt werden.

Da PEM - Stacks stromgeführt betrieben werden, besteht zum derzeitigen Entwicklungsstadium keine Notwendigkeit für eine zusätzliche Spannungsregelung. Es ist ausreichend, wenn der stackseitige Strom jedes Einzelmoduls auf einen vorgegebenen Sollwert geregelt werden kann. Bei Verwendung mehrerer paralleler Module setzt sich der gesamte Stackstrom demnach aus den jeweiligen Einzelströmen zusammen.

### 4.5.1 PI-Regelung

PI - Regler sind weit verbreitet in leistungselektronischen Anwendungen [Schlienz 2020, Kap. 22.4 ff.], da zahlreiche Verfahren zur Auslegung und Optimierung existieren. Zudem lässt sich ein PI - Regler in wenigen Zeilen Programmcode umsetzen. Bei falscher Auslegung kann dieses Regelungsverfahren allerdings instabil werden. Zur Regelung des stackseitigen Stromes muss daher ein geeigneter Stromsensor im sekundärseitigem Strompfad vorgesehen werden, um den Soll-Wert mit dem Ist-Wert in der Steuerungssoftware vergleichen zu können.

Die Differenz zwischen Soll- und Ist-Wert steht dem PI(D)-Regler als Eingangsinformation zur Verfügung und wird von diesem zu einer Stellgröße bzw. einem variablen Tastgrad  $D$  verarbeitet. Dieser wird anschließend mit einer timer-generierten, festen Schaltfrequenz  $f_s$  an die Schaltelemente der Leistungsstufe weitergegeben.

### 4.5.2 Zweipunkt-Stromregelung

Eine andere Variante der Stromregelung stellt die Zweipunktregelung oder engl. *bang-bang control* dar. Die Schaltelemente werden dabei so gesteuert, dass der Ripplestrom in der Spule zwischen einem unteren und einem oberen Grenzwert hin und her pendelt. Diese beiden Grenzwerte werden symmetrisch um den Sollwert verteilt und mit Hilfe des Ripplestromverhältnisses  $r_L$  berechnet. Ein Stromsensor misst direkt den Spulenstrom und die Ansteuerung der FETs muss ausreichend schnell geschehen, damit der Strom in der Spule nicht zu groß und eine Sättigung verhindert wird.

Da sich der Spulenstrom in diesem System stets zwischen zwei definierten Schwellwerten befindet, gilt diese Regelungsstrategie als immer stabil. Zudem können die Schwellwerte von Schaltzyklus zu Schaltzyklus neu berechnet werden, um einen sehr dynamischen Regler zu realisieren.

Die Zweipunkt-Stromregelung wird als primäre Strategie für den Leistungswandler ausgewählt, da zum gegenwärtigen Zeitpunkt keine weiteren Funktionen zum Betrieb von PEM - Stacks benötigt werden.

### 4.5.3 Schaltfrequenz

Im Zuge der Auslegung des Leistungsstufe und der Auswahl der Komponenten wurde grundsätzlich mit einer Betriebsfrequenz von 150 kHz gerechnet. Im Zuge weiterer Optimierungen kann diese noch angepasst werden, sofern es die Betriebsanforderungen notwendig machen und zulassen.

### 4.5.4 Spannungsbegrenzung

Je nach Alterungszustand und Betriebsstrom von Elektrolysestack 1 kann die sekundärseitige Spannung theoretisch den definierten Grenzwert  $U_{Stack,max}$  von 120 VDC übersteigen. Eine zusätzliche Aufgabe der Betriebsstrategie ist es die Spannung des Elektrolysestack in diesem Fall durch Reduzierung des Stackstroms auf diesen Wert zu begrenzen.

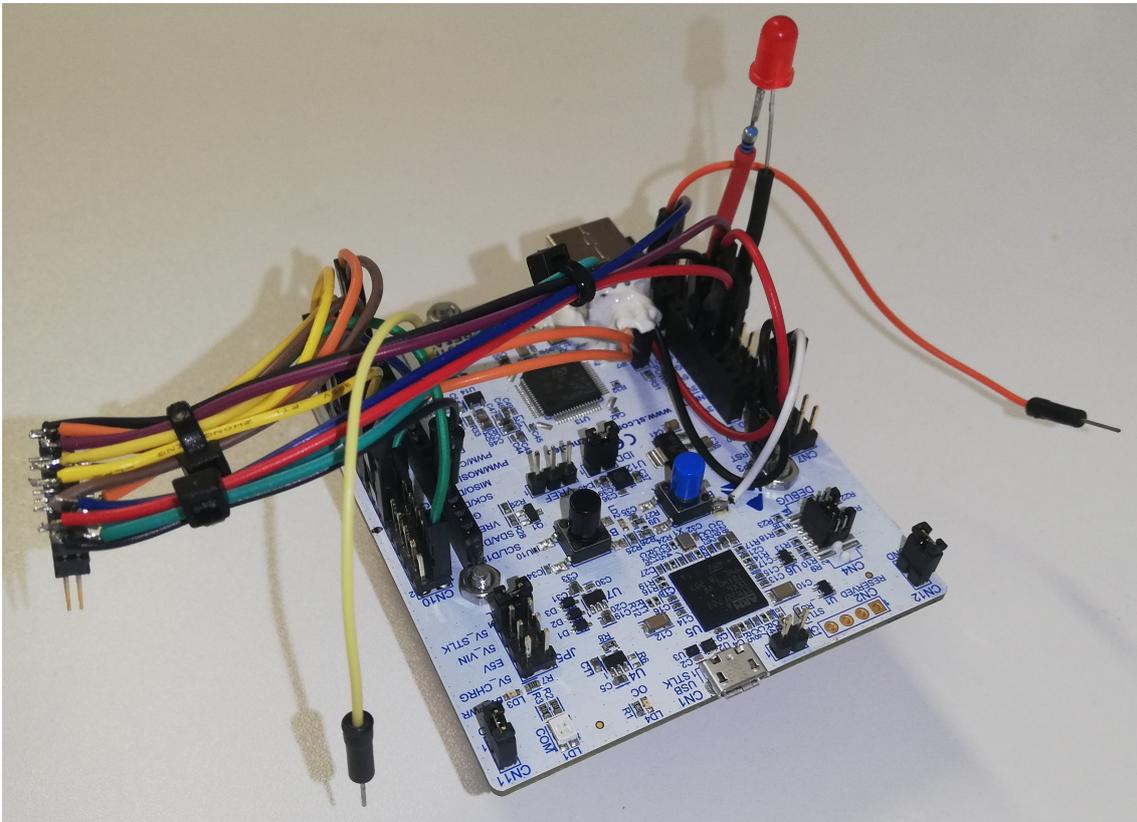
## 5 Schaltungsdesign

In diesem Kapitel werden die wesentlichen Überlegungen hinter der realisierten Schaltung der Leistungs- sowie Steuerungsplatine näher erläutert. Wie im vorigen Abschnitt beschrieben, wurden die Funktionen eines Wandlermoduls in zwei Teile getrennt, um im Hinblick auf zukünftige Anwendungen und Anforderungen flexibel zu bleiben. Daher ist es notwendig frühzeitig zu klären, welche Signale zwischen beiden Platinen kontaktiert werden müssen. Die genauen Anforderungen an die Steuerplatine im Hinblick auf die Kommunikation mit der übergeordneten Systemsteuerung konnten zum Zeitpunkt der Umsetzung noch nicht klar definiert werden, weshalb ein fertiges *USB-to-Serial* - Modul zum Einsatz kommt, um Messwerte und Nachrichten im Rahmen des Debuggingprozesses der Entwicklungsphase an einen PC zu übertragen. Die Daten können anschließend über einer Monitoring-Software dargestellt werden. Die Wahl fiel hierbei auf *PuTTY*, wofür eine passende Sitzung erstellt wurde.

Im Folgenden werden die wichtigsten Ausschnitte der Schaltpläne beider Platinen explizit hervorgehoben. Die vollständigen Schaltpläne können dem Anhang dieser Arbeit entnommen werden.

### 5.1 Steuerplatine

Ursprünglich sollte im Rahmen dieser Abschlussarbeit nur eine Platine entwickelt werden, die eine Leistungsstufe gemäß Abbildung 4.1 enthält und die zum Betrieb des Moduls notwendigen Steuerpannungen und Messsignale bereitstellt. Die Steuer-signale sollte ein Nucleo® - Entwicklungsboard mit einem STM32 - Mikrocontrollerchip erzeugen. Allerdings stellte sich die Umrüstung des Nucleo-Boards für den Einsatzzweck und die Kontaktierung diverser Steuer- und Messsignale als sehr aufwändig heraus. Zudem gab es im Verlauf der Entwicklung häufige Komplikationen, die auf die fehleranfällige Verdrahtung der Signale zwischen beiden Platinen über eine sehr kompakte Stiftleiste zurückgeführt werden konnten. Diese hatten den wiederholten Defekt von Entwicklungsboards zur Folge, woraufhin diese Lösung wieder verworfen wurde.



**Abb. 5.1:** *Nucleo®-Entwicklungsboard mit für den Betrieb in diesem Projekt notwendiger Zusatzbeschaltung*

Aus diesem Grund wurde eine eigene Steuerplatine auf Basis des gleichen STM32 - Mikrocontrollers zusätzlich entwickelt, welche leicht als lokale zweite Ebene auf die größere Platine der Leistungsstufe aufsteckbar ist. Durch diese Änderung konnten alle bisherigen Probleme gelöst werden. Die Steuerplatine beinhaltet neben dem Mikrocontroller selbst auch Filterschaltungen für Messsignale, Anzeigeelemente, Kommunikationsschnittstellen und -treiber, Messpunkte sowie Schiebeschalter zur Grundkonfiguration eines Einzelmoduls. Über eine zweireihige Stiftleiste mit 26 Pins erfolgt sowohl die Spannungsversorgung als auch die Übertragung von Messsignalen zur Steuerplatine. Über den selben Stecker werden dieser auch Messsignale seitens der Leistungsplatine bereitgestellt.

AI_EXT1	2	1	GND
AI_EXT2	4	3	U_3,3V
AI_U_Stack	6	5	AI_U_Bat
AI_I_L	8	7	AI_I_L_ref
AI_I_Stack	10	9	AI_I_Stack_ref
AI_I_Bat	12	11	AI_I_Bat_ref
AI_T_HB1	14	13	AI_T_HB2
DO_K1	16	15	AI_T_L
DO_VOC_B_I	18	17	DI_FAULT_I_L
DI_FAULT_I_Bat	20	19	DI_FAULT_I_Stack
PWM_Q1	22	21	PWM_Q2
PWM_Q3	24	23	PWM_Q4
U_12V	26	25	GND

Abb. 5.2: Pinbelegung des Verbindungssteckers zwischen Steuer- und Leistungsplatine, eigene Darstellung

### 5.1.1 Mikrocontroller STM32G491

Der Mikrocontroller *STM32G491* stellt die zentrale Steuerungseinheit für ein Einzelmodul bestehend aus einer Steuerungs- und einer Leistungsplatine dar. Eine wichtige Aufgabe der Steuerplatine ist es, die vom Mikrocontrollerchip benötigte Systemperipherie bereitzustellen. Dazu zählt unter anderem die Erzeugung eines Clocksignals, auf dem letztendlich alle zeitkritischen Funktionen des Controllers basieren. Verwendet wird hierfür ein Quarz mit einer Grundfrequenz von 24 MHz. Programmiert wird der Controller über eine *USB DFU* (device firmware upgrade)

Schnittstelle, die es erlaubt eine .hex - Datei der Firmware direkt über die zwei USB - Datenleitungen *D-* und *D+* zu flashen. Dadurch wird kein spezielles Programmiergerät mehr zwischen PC und Mikrocontroller benötigt. Eine orange LED (*D1*) signalisiert das Vorhandensein der USB - Spannung von 5 V und setzt den *BOOT0* - Pin, um den Bootloader des Controllers nach einmaligem Rücksetzen zu aktivieren.

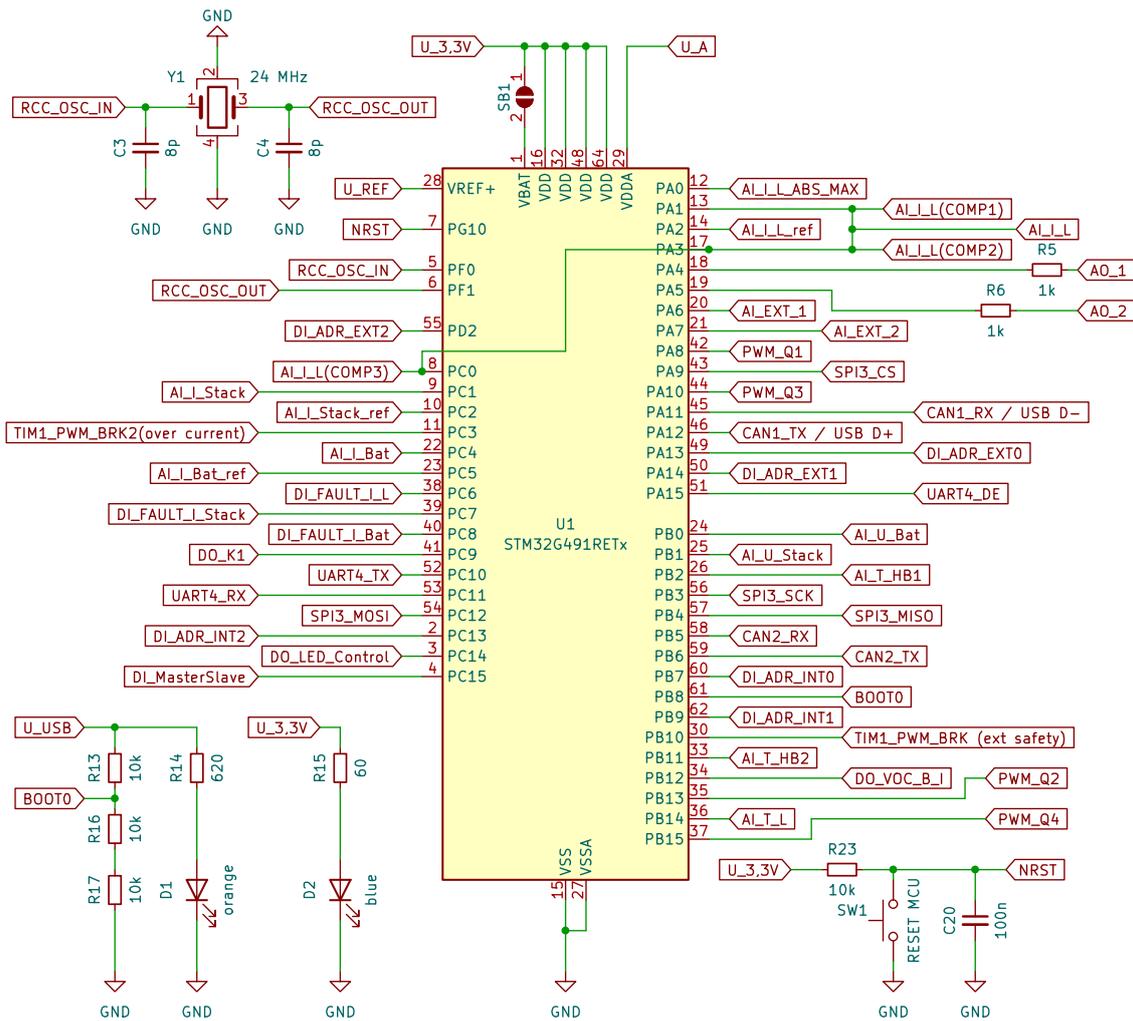


Abb. 5.3: Mikrocontroller STM32G491 mit Quarz, Reset und Singal-LEDs

Zudem ist es notwendig die Versorgungsspannung des Controllers möglichst nah am *IC* selbst mit Keramikkondensatoren von Störsignalen zu entkoppeln. Das Datenblatt empfiehlt je Versorgungspin einen Kapazitätswert von 100 nF, sowie einen größeren Pufferkondensator im  $\mu\text{F}$ -Bereich für das gesamte Niveau der Versorgungs-

spannung [ST 2021, Kap. 5.1.6, S.70 S. 70, 5.1.6]. Die Präsenz der Versorgungsspannung wird mittels einer blauen LED (*D2*) angezeigt.

Der Reset - Taster *SW1* erzeugt bei Bedarf ein digitales Low - Signal, um den Controller zurücksetzen zu können.

Versorgt wird der STM32 über eine 3,3 V Spannungsschiene, welche über den *Board-to-Board* - Verbinder *J8* auf die Steuerplatine kontaktiert wird. Das Pinout des Mikrocontrollers wird in Kapitel 7.1 näher beschrieben.

### 5.1.2 Messwerterfassung

Zur Messung von analogen Spannungssignalen wurde die präzise Referenzspannungsquelle *MAX6126* des Herstellers ANALOG DEVICES verbaut. Die 12-Bit *ADCs* (*Analog to Digital Converter*) des Mikrocontrollers wandeln die am jeweiligen Analogpin anliegende Spannung in einen digitalen Wert, damit dieser im Programm weiter verarbeitet werden kann. Die Referenzspannungsquelle erzeugt 3,000 V und definiert damit bei welcher Spannung der *ADC* seinen maximalen Wert von 4095 erzeugt.

Der Mikrocontroller ist über seine *ADCs* nativ nur dazu in der Lage Spannungssignale zu messen. Sobald eine andere physikalische Größe erfasst werden soll, bedarf es eines Messumformers, um aus der jeweiligen Messgröße ein dazu passendes Spannungssignal zu erzeugen.

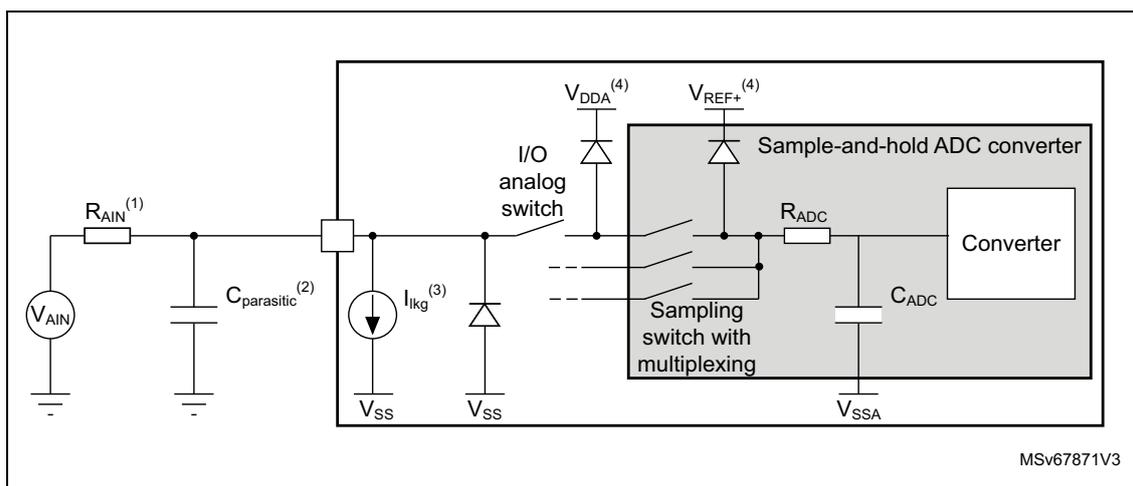


Abb. 5.4: *ADC-Verschaltung des STM32G491, ST 2021, S.123, Fig. 28*

Eine *sample-and-hold* Kapazität  $C_{ADC}$  von 5 pF im ADC wird zur Stabilisierung

während des Messvorgangs verwendet. Da ein *ADC* über einen Multiplexer an mehrere Pins des Mikrocontrollers kontaktiert wird, kann es bei sequentieller Messung mehrerer Signale zu einer Verfälschung der Messung durch das jeweils vorherige Messsignal kommen. Um dies zu verhindern muss sichergestellt werden, dass  $C_{ADC}$  stets vollständig umgeladen wird, bevor die Umwandlung in einen digitalen Wert erfolgt. Eine vor jeden Analogpin des Mikrocontrollers vorgeschaltete, externe Kapazität hilft dabei das Messsignal zu puffern und die interne Kapazität des ADCs ausreichend schnell zu laden. Der Wert eines LSB (*Least Significant Bit*) des ADCs - also der niedrigsten messbaren Spannung eines 12-Bit ADCs - beträgt  $\Delta U_{LSB} = \frac{U_{ref}}{2^n} = \frac{3,000\text{ V}}{2^{12}} \approx 732,5\ \mu\text{V}$ . Um keine messbare Änderung des Messsignals zu erzeugen ( $U_{Fehler} \leq \frac{1}{2}\Delta U_{LSB}$ ), muss die externe Kapazität mindestens um den Faktor  $2 \cdot 2^{12} = 8192$  größer sein, als die interne Kapazität  $C_{ADC}$ . Daher wird vor jeden Analogpin eine Kapazität  $C_{ext}$  von 47 nF parallel geschaltet, um eine störungsfreie Analogmessung auf allen Kanälen sicherzustellen.



Abb. 5.5: RC-Filterschaltung vor Analogeingängen

Zusammen mit der Quellimpedanz des eingehenden Messsignals, bildet sich mit  $C_{ext}$  ein RC - Tiefpassfilter erster Ordnung, der hohe Frequenzen über seiner Grenzfrequenz mit 20 dB/Dekade dämpft. Soll die Dämpfung des Filters noch weiter erhöht werden, kann die vorgesehene 0-Ohm-Brücke gegen einen Widerstand ausgetauscht werden, um die Grenzfrequenz des Filters abzusenken.

### 5.1.3 Kommunikation

Die Steuerplatine verfügt über verschiedene Schnittstellen zur Kommunikation mit umliegender Peripherie bzw. der übergeordneten Systemsteuerung der OHS H<sub>2</sub>-BATTERY.

Neben einer *SPI* - Schnittstelle (*J9*) existiert auch eine *UART* - Schnittstelle (*J11*) zur Kommunikation mit einem *USB-to-Serial* Modul, über das Debugging-Nachrichten an einen PC geschickt werden können. Zur Programmierung mittels *USB DFU* - Schnittstelle wurde eine Mikro-USB Buchse (*J4*) vorgesehen und zur Nutzung des STM32 - eigenen des *SWD* - Interfaces (*Serial Wire Debug*) wurde ebenfalls eine entsprechende Steckerleiste (*J10*) hinzugefügt.

Zur Kommunikation mit der übergeordneten Systemsteuerung wurde ein CAN - Netzwerk implementiert und um die Kommunikation mehrerer Einzelmodule untereinander zu ermöglichen wurde ein weiteres CAN sowie ein RS485 Netzwerk ergänzt. Die Kommunikation wurde doppelt ausgeführt, da zum Zeitpunkt der Schaltplanerstellung noch nicht feststand, welche Schnittstelle zur Baugruppen-internen Kommunikation später tatsächlich verwendet wird.

#### 5.1.4 Analog- & Digitalausgänge

Über die Klemme *J2* oder *J3* können zwei analoge Ausgänge (DACs) des Mikrocontrollers (0 - 3 V) verwendet werden. Alternativ können diese Pins auch als Digitaleingänge mit max. 5 V beaufschlagt oder als digitale Ausgänge mit 3,3 V - Spannungspegel verwendet werden.

#### 5.1.5 Konfiguration

Werden mehrere Einzelmodule in einer Baugruppe parallel betrieben, muss die Steuerplatine jedes Moduls entsprechend seiner Funktion konfiguriert werden können. Für diesen Fall wurde ein mehrkanaliger Schalter verwendet, um insgesamt sieben digitale Steuersignale für den Mikrocontroller zu erzeugen. Über eines dieser Signale kann das jeweilige Modul als Master- oder als Slavegerät konfiguriert werden. Mit den übrigen Signalen können die internen Adressen jedes Moduls gesetzt oder anderweitige, bisher noch nicht spezifizierte Einstellungen getroffen werden.

## 5.2 Leistungsplatine

Die zweite Platine eines Einzelmoduls besteht vor allem aus der aktiven Leistungsstufe, die in Form des bereits beschriebenen *Four Switch Buck-Boost* Schaltreglers

ausgeführt ist. Weiterhin stellt die Leistungsplatine auch diverse Steuer- und Versorgungsspannungen bereit und erzeugt Messsignale zur Erfassung von Temperatur-, Strom- und Spannungsniveaus. Zudem können externe Eingangssignale verarbeitet und ein Leistungspfad mittels eines Miniaturrelais geschaltet werden.

### 5.2.1 Versorgungsspannungen

Eines der wichtigsten Elemente einer elektronischen Schaltung ist die Bereitstellung von stabilen und rauscharmen Versorgungsspannungen. Gleichzeitig sollte sichergestellt sein, dass im Fehlerfall kein unbeabsichtigtes Verhalten auftreten kann und entsprechende Sicherungen als Überstromschutz vorgesehen werden. Um die Verluste in der Bereitstellung der Versorgungsspannungen zu begrenzen, wurden effiziente Schaltreglerbausteine eingesetzt und die Zahl der Wandlungsschritte auf ein Minimum reduziert. Für jede Spannungsebene wurden Signal - LEDs integriert, um direkt erkennen zu können, ob ein Schaltungsteil korrekt versorgt wird. Der Leistungswandler kann sowohl über  $U_{Bat}$  als auch  $U_{Stack}$  versorgt werden. Die in Abbildung 5.6 dargestellte Diodenschaltung stellt sicher, dass niemals Strom zwischen Batterie und Stack fließen kann und der Wandler im Falle des Auslösens einer Sicherung im Leistungspfad weiterhin unterbrechungsfrei weiterbetrieben wird. So speist die jeweils höhere der beiden Spannungen einen *TMR 3-7212WIR* Baustein, welcher eine Versorgungsspannung von 12 V erzeugt.

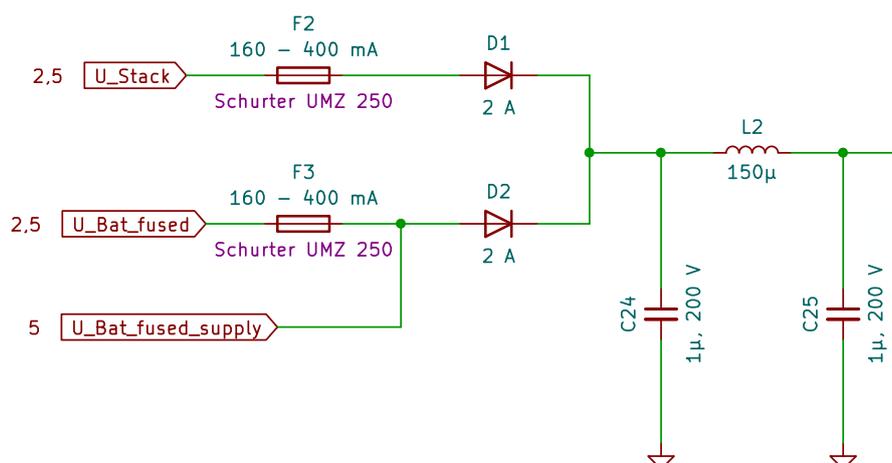


Abb. 5.6: Redundante Diodenschaltung und EMV-Filter des TMR 3-7212

Die Dioden (2x *RFN2VWM2S*) weisen eine Sperrspannung von 200 V und einen Nennstrom von 2 A auf. Beide Versorgungspfade sind separat über eine austauschbare SMD - Sicherung abgesichert.

Um die EMV - Grenzwerte nach *EN55032 Klasse B* einzuhalten, empfiehlt das Datenblatt des verwendeten Schaltregler - Bausteins einen vorgeschalteten PI - Filter bestehend aus zwei Kondensatoren und einer Serieninduktivität. Die Filterschaltung wurde nach Vorgabe umgesetzt und kann Abbildung 5.6 entnommen werden.

Die Eingangsspannung des 12 V Wandlerbausteins reicht von  $U_{Bat,min} = 37,5$  V bis  $U_{Stack,max} = 120$  VDC. Dieser weist eine maximale Eingangsspannung von 160 V und eine typische Effizienz von 82 % bei 3 W Nennleistung auf. Ein 22  $\mu$ F Elektrolytkondensator am Ausgang ist zur Spannungsglättung vorgesehen und die grüne Signal - LED *D4* signalisiert das Vorhandensein der 12 V Spannungsschiene.

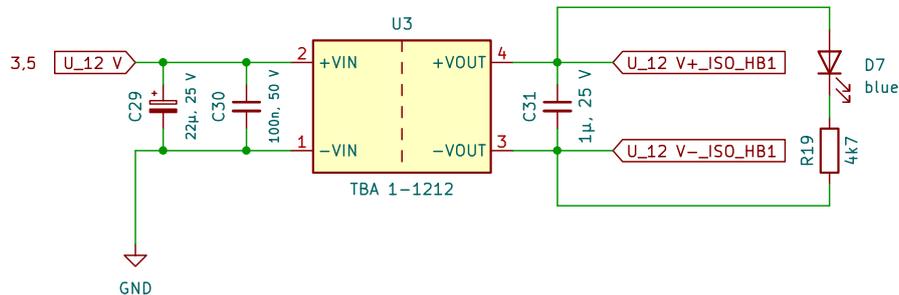
Der „ON/OFF“ - Pin des Bausteins wird so beschaltet, dass stets ein aktives Signal zur Aktivierung benötigt wird. Spezifiziert ist eine aktive Operation des Bausteins mit einem Spannungssignal von 0 bis 3 V oder *open circuit* an diesem Pin.

Die 12 V - Versorgungsspannung kann deaktiviert werden, wenn 3 - 12 V angelegt werden und da alle weiteren Versorgungs- und Steuerspannungen von diesen 12 V abhängen, kann so das gesamte Wandlermodul abgeschaltet werden. Nachfolgende Abbildung zeigt die dazu verwendete Schaltung. Ein Spannungssignal von 5 - 60 V aktiviert das Wandlermodul. Dieses Signal kann entweder extern über Pin 2 der Klemme *J1* bereitgestellt werden oder über ein Dauersignal durch eine Steckbrücke zwischen den Pins 2 und 3 der Klemme *J2*. Um das Wandlermodul im Falle eines Leitungsbruchs abzuschalten, führt ein Low - Pegel ebenfalls zu einer Deaktivierung des TMR - Bausteins. Zur Versorgung des STM32 - Mikrocontrollers wird ein 3,3 V Linearregler eingesetzt. Der Grund dafür ist die i.d.R. bessere *Supply Voltage Rejection (SVR)* von linearen Spannungsreglern. Die Unterdrückung der Restwelligkeit des vorhergehenden Schaltspannungsreglers (*TMR 3-7212*) ist wichtig zur stabilen Versorgung des Mikrocontrollers und für die Signalintegrität der analogen Sensorik. Die grüne LED *D5* zeigt den Status der 3,3 V Versorgungsspannung an. Theoretisch könnte zur weiteren Effizienzsteigerung ein weiterer Schaltregler (z.B. von 12 auf 5 V) zwischengeschaltet werden. Davon wurde allerdings aufgrund der damit steigenden Schaltungskomplexität und Bauteilkosten abgesehen.



## 5.2.2 High-Side Gatespannung

Um jede Halbbrücke dauerhaft mit 100 % Tastgrad ansteuern zu können, wird je High - Side FET ein 12 V zu 12 V Schaltspannungswandler (*TBA 1-1212*, 1 W) verwendet, welcher das benötigte, galvanisch getrennte Gatespannungslevel erzeugt. Jeweils eine blaue Signal - LED (*D7*, *D10*) zeigt das Vorhandensein der Steuerspannungen an. Die genaue Beschaltung kann folgender Abbildung entnommen werden:



**Abb. 5.8:** Erzeugung der galvanisch getrennten 12 V Gate - Steuerspannung beispielhaft für *Q1* der *HB1*

### 5.2.3 Leistungsteil

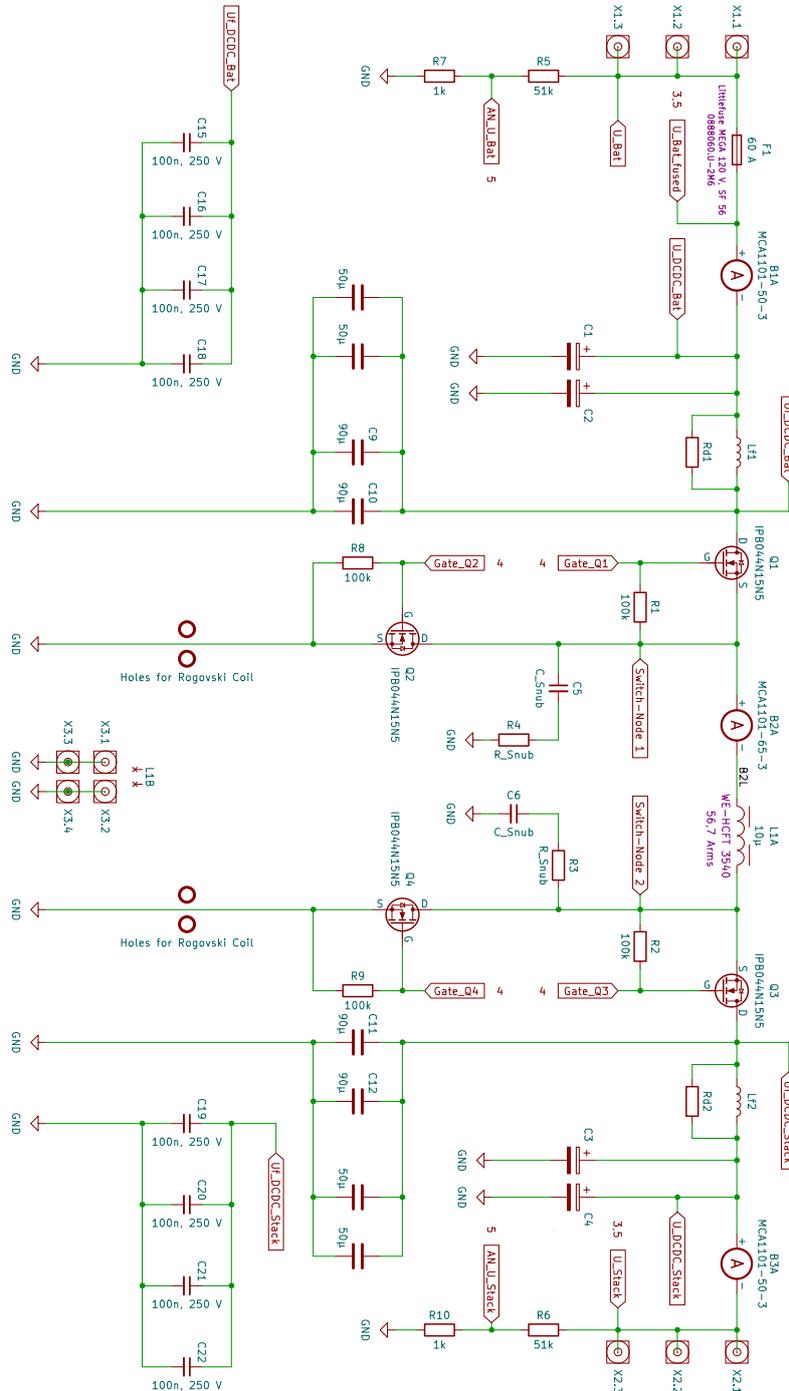


Abb. 5.9: Gesamte Leistungsstufe eines Wandlerrmoduls

### 5.2.3.1 Spule & Spulenstromsensor

Mittig in der Schaltung befindet sich die Speicherdrossel *WE-HCFT 7443763540100*. Der Spulenstromsensor *MCA1101-65-3* wurde derart platziert, sodass er gemäß der vorab definierten positiven Stromrichtung misst. Da maximale Spitzenstrom der Spule Datenblattangabe 62 A beträgt, musste die 65 A - Version des Stromsensors gewählt werden.

### 5.2.3.2 Schaltelemente

Vier Leistungstransistoren (*IPB044N15N5*) wurden gemäß der Auslegung in jeweils zwei Halbbrücken symmetrisch um die Spule und deren Stromsensor platziert. Um jeden FET standardmäßig über die Hardware zu sperren, wurde je ein 100 k $\Omega$  Pull-Down Widerstand zwischen Gate und Source der Transistoren geschaltet. Dieser entlädt die Gatekapazität sofern kein aktives Ansteuerungssignal am Gate anliegt wodurch die Drain-Source Strecke hochohmig wird.

Um das bereits angesprochene Problem des *Switch Node Ringings* zu adressieren, wurde an die *Switch Node* jeder Halbbrücke eine RC - Snubberschaltung in das Layout aufgenommen, um diese im zukünftigen Entwicklungsverlauf auf ihre Effektivität zu untersuchen. Diese Schaltung kann vorab nur sehr schwer richtig dimensioniert werden, da u.A. die Frequenz der Schwingungen bekannt sein muss. Da weder Werte für die parasitäre Kapazität- und Induktivität des Aufbaus bekannt sind, muss diese Frequenz messtechnisch bestimmt werden.

### 5.2.3.3 Halbbrückentreiber

Die FETs jeder Halbbrücke werden mit speziellen Gatetreibern *2EDF7275K* des Herstellers INFINEON TECHNOLOGIES angesteuert. Diese wandeln die Steuersignale des Mikrocontrollers von einem 3,3 V - Pegel auf ein 12 V Niveau. Zusätzlich findet aus Gründen der Betriebssicherheit eine funktionale Isolation zwischen Eingangs- und Ausgangsseite statt. Diese Isolation erlaubt es auch die galvanisch getrennte Steuerspannung für die High-Side FETs an den Pins *VDDA* und *GNDA* anzuschließen. Im Betrieb des Wandlers ändert sich das absolute Source-Spannungsniveau des High-Side FETs ständig je nach Schaltzustand der Halbbrücke. Damit der High-Side FET jedoch immer sicher durchschalten kann, wird eine auf dessen Source-Pin be-

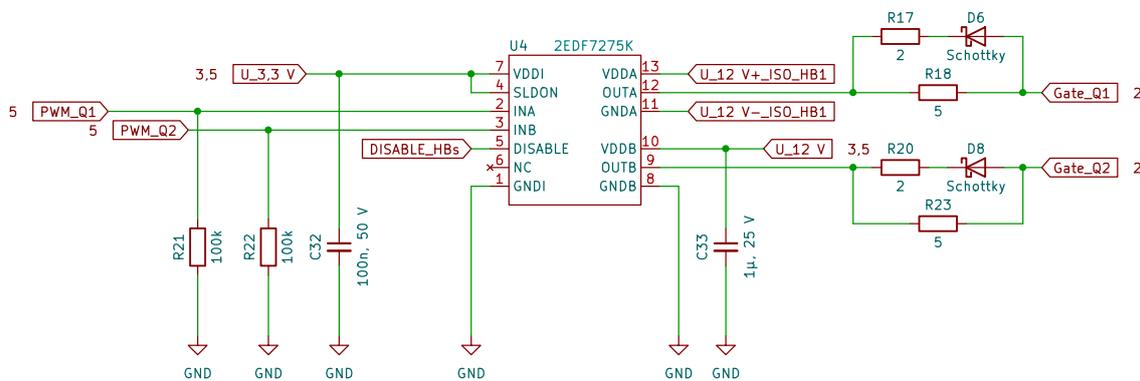


Abb. 5.10: Gatetreiberschaltung

zogene, vom Rest der Schaltung unabhängige Spannung. Diese Spannung wird über die TMR 3-7212 - Bausteine separat für jeden High-Side FET erzeugt und mit Hilfe des Gatetreibers bei einem entsprechenden High-Pegel am Pin *INA* des Treibers an den High-Side FET durchgeschaltet.

#### 5.2.3.4 Ein- & Ausgangskondensatoren

Die für die Primär- und Sekundärseite gewählten Folienkondensatoren sind in einigen unterschiedlichen Bauteilgrößen bzw. Footprints (physisches Layout der Anschlüsse eines elektronischen Bauteils) erhältlich, von welchen zwei in den Schaltplan bzw. das Layout übernommen wurden. Es können je nach Bedarf entweder zweimal 50  $\mu\text{F}$  oder zweimal 90  $\mu\text{F}$  je Seite bestückt werden. Dies ermöglicht eine Vielzahl an verschiedenen Testkonfigurationen im weiteren Entwicklungsprozess.

#### 5.2.3.5 Zusätzlicher LC - Filter

Aus dem gleichen Grund wurde ebenfalls entschieden eine weitere LC - Filterstufe zweiter Ordnung auf beiden Seiten des Wandlers in die Prototypenplatte aufzunehmen [vgl. Abbildung 5.10:  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $Lf_1$ ,  $Rd_1$  sowie  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $Lf_2$  und  $Rd_2$ ]. Dieser weitere Tiefpassfilter senkt zum einen den ausgangsseitigen Restspannungsrippel und hat außerdem einen generell positiven Einfluss auf die elektromagnetische Verträglichkeit der Leistungselektronik [Middlebrook und Cuk 1976; Nadler 2017]. Sollten die entsprechenden Grenzwerte für leitungsgebundene und abgestrahlte Störsignale auch ohne diesen weiteren Filter erreicht werden können, ist es möglich diesen

einfach mit einem Stück draht zu überbrücken. Die genauer Filterauslegung ist jedoch erst Teil zukünftiger Entwicklung.

## 5.2.4 Sensorik

Alle zur Regelung der Leistungsstufe notwendigen Messsignale werden auf der Leistungsplatine erzeugt und über den 26 - Pin Verbindungsstecker an die Steuerplatine bzw. den Mikrocontroller weitergegeben. Dazu werden Spannungssignale mittels geeigneter Messumformer für Temperaturen, Ströme und Spannungen generiert.

### 5.2.4.1 Spannungsmessung

Zur Messung der Batterie- und Stackspannung, muss erst ein niedrigeres Niveau jedes Signals mit Hilfe eines Spannungsteilers erzeugt werden. Werden die Widerstände des Spannungsteilers zu 51 k $\Omega$  und 1 k $\Omega$  gewählt, ergibt sich ein Teilverhältnis von  $i_U = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 51 \text{ k}\Omega} = 0,01923$ . Damit ist es möglich Spannungen bis 156 V zu messen, ohne die Referenzspannung von 3,000 V am jeweiligen Analogpin zu überschreiten.

Der 51 k $\Omega$  Widerstand bildet mit  $C_{ext}$  einen RC - Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von  $f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R_T \cdot C_{ext}} = 66,4 \text{ Hz}$ . Diese Dämpfung hochfrequenter Störsignale ist sogar von Vorteil, da sich im Betrieb die DC - Spannungslevel primär- und sekundärseitig nur langsam ändern.

### 5.2.4.2 Strommessung

Zur Messung von Batteriestrom  $I_{Bat}$ , Spulenstrom  $I_L$  und Stackstrom  $I_{Stack}$  eines Moduls werden AMR - Stromsensoren der Firma ALLEGRO eingesetzt. Für  $I_L$  kommt die Version *MCA1101-65-3* (Messbereich +- 65 A) und für die anderen beiden Ströme die Version *MCA1101-50-3* (Messbereich +- 50 A) zum Einsatz. Dieser Sensortyp zeichnet sich durch eine sehr große Bandbreite von 1,5 MHz sowie einen sehr geringen Messkanalwiderstand von nur 0,9 m $\Omega$  aus. Weiterhin ist die Primärseite, in welcher der zu messende Strom durch das Bauteil fließt, bis in den Kilovolt - Bereich galvanisch von der sekundärseite des Sensors getrennt [vgl. Datenblatt von *MCA1101-xx-3*].

Jeder Sensor besitzt zwei analoge Ausgangssignale: Zum einen das zum Primärstrom durch den Sensor proportionale Messsignal und zum anderen eine Nullstrom - Referenz, welche den Spannungspegel des Messsignals ausgibt, an der der Sensor den Nulldurchgang in seinem Messbereich ausgibt. Dies verbessert die Messgenauigkeit und muss im Programmcode durch Auslesen zweier ADC - Eingänge entsprechend realisiert werden.

### 5.2.4.3 Temperaturmessung

Um auch die Temperaturen der beiden Halbbrücken und der Spule zu erfassen werden die Halbleiter-Temperatursensoren *LM335* eingesetzt. Diese sind preisgünstig und mit  $\pm 1^\circ\text{C}$  nominaler Abweichung ausreichend genau für diese Anwendung. Die integrierte Schaltung verhält sich nach außen wie eine Zenerdiode, deren Durchbruchspannung mit einem linearen Temperaturkoeffizienten von  $10\text{ mV/K}$  ansteigt [vgl. TI 2015a]. Bei einer Sensortemperatur von  $25^\circ\text{C}$  beträgt die Durchbruchspannung ca.  $3\text{ V}$ . Um auch höhere Temperaturen als  $25^\circ\text{C}$  messen zu können, muss das Spannungssignal noch mit einem Spannungsteiler auf z.B. die Hälfte geteilt werden. So kann diese direkt über einen ADC des Mikrocontrollers eingelesen und die jeweilige Temperatur mit diesen Informationen im Programmcode errechnet werden.

## 5.2.5 Peripherie

### 5.2.5.1 Freigabesignal

Über die Klemme *J1* kann an Pin 2 ein externes Digitalsignal im Bereich von  $5$  bis  $60\text{ V}$  angelegt werden, um den  $12\text{ V}$  - Spannungsregler *TMR 3-7212* zu aktivieren und so das Leistungsmodul ein- oder auszuschalten. Dazu müssen die Pins 1 und 2 der Stiftleiste *J2* gebrückt werden, um das externe Signal korrekt weiterzuleiten. Werden stattdessen die Pins 2 und 3 gebrückt, ist das Wandlermodul dauerhaft durch Anlegen der Akkuspannung eingeschalten.

Das Freigabesignal kann auch genutzt werden, um den Wandlerbetrieb durch bspw. ein Sicherheitsrelais des übergeordneten Systems fernzusteuern.

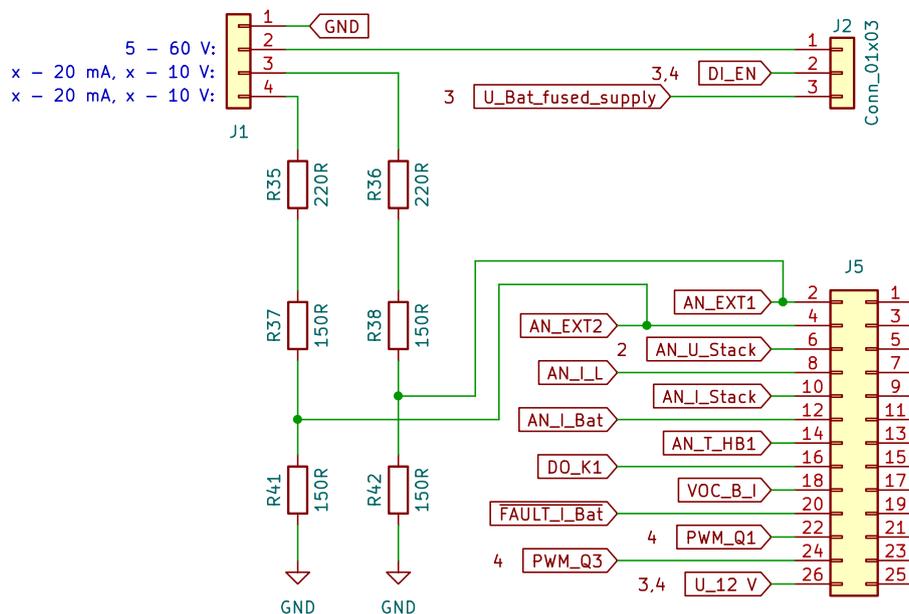


Abb. 5.11: Anschlussklemme für Freigabesignal sowie Ein- & Ausgangssignale

### 5.2.5.2 Analog- & Digitaleingänge

Pin 3 und 4 von Klemme *J1* können dazu genutzt werden, externe Signale an die Steuerplatine anzuschließen. Dabei ist es sowohl möglich digitale als auch analoge Signale zu verarbeiten. Digitale Signale können von 0 - 15 V reichen, ohne die bis 5 V Toleranten GPIO - Pins des STM32 nicht zu überlasten. Durch die spezielle Wahl der Widerstandswerte können weiterhin analoge Spannungssignale von 0 - 10 V und analoge Stromsignale von 0 - 20 mA verarbeitet werden. Diese Schnittstelle kann beispielsweise von einer übergeordneten Steuerung genutzt werden, um Stromsollwerte für die Regelung vorzugeben.

Durch eine entsprechend alternative Konfiguration der GPIO - Pins ist es ebenfalls möglich, digitale Ausgangssignale mit einem Spannungspegel von 3,3 V den der Klemme auszugeben. Dies kann beispielsweise benutzt werden, um mittels PWM steuerbare Lüfter oder Pumpen stufenlos anzusteuern, sofern der Widerstandswert der oberen Teilerwiderstände nicht stört.

### 5.2.5.3 Multifunktionsrelais

Um leistungstärkere, externe Peripheriekomponenten wie z.B. Schütze, Lüfter, Pumpen, Heizelemente, Beleuchtungen oder Antriebe zu steuern kann ein zu diesem Zweck vorgesehenes Multifunktionsrelais durch den Mikrocontroller angesteuert werden. Durch die Stiftleiste  $J_4$  kann entweder die Batterie- oder die Stackspannung über die Sicherung  $F_4$  abgesichert auf den mittleren Schaltkontakt des Relais gelegt werden, oder alternativ auch eine externe Spannungsquelle bis zu 230 VAC angeschlossen werden. In diesem Fall muss diese Spannungsquelle auch extern abgesichert werden.

## 6 Layoutdesign

In diesem Kapitel wird auf die wichtigsten Eigenschaften des realisierten Platinendesigns eines Einzelmoduls eingegangen. Die Beschreibung des Test- & Messaufbaus einer Wandlerbaugruppe erfolgt in Kapitel 9.

### 6.1 Steuerplatine

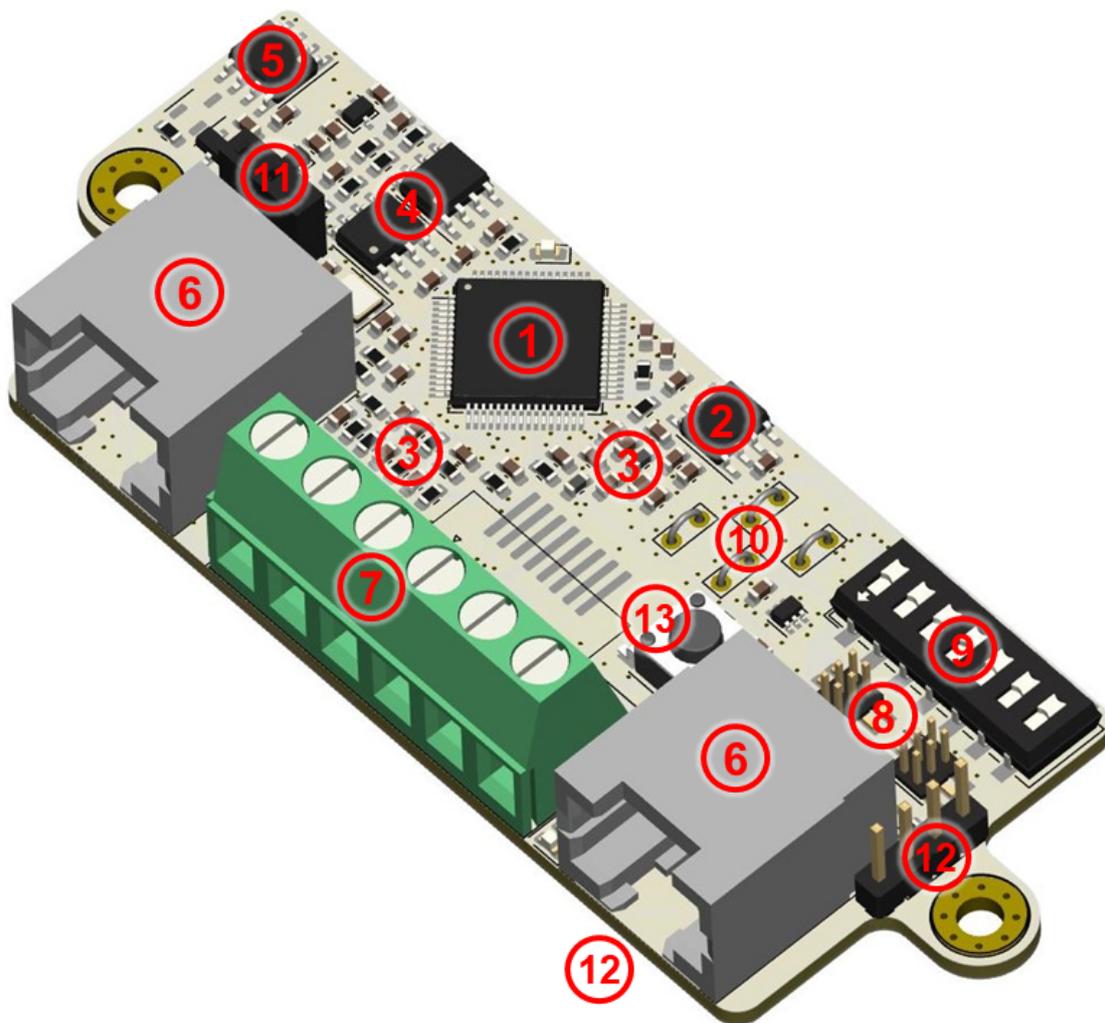


Abb. 6.1: 3D - Rendering der Steuerplatine inkl. Nummerierung

Die Steuerplatine wurde als zweilagiges Layout mit Kupferlagen von jeweils 35 µm Dicke ausgeführt. Auf der Unterseite befinden sich neben Lötbrücken zur Konfiguration der verschiedenen möglichen Kommunikationsmethoden auch eine SMD - Stiftleiste zur Kontaktierung aller elektrischen Signale der darunter liegenden Leistungsplatine. Die seitlichen Montagelöcher sind ebenfalls mit GND - Potential belegt und dienen der Montage auf der Leistungsplatine mittels M3 - Sechskantgewindestiften.

Die folgenden Unterkapitel beschreiben die jeweiligen Schaltungsgruppen des Layout passend zur Nummerierung in Abbildung 6.1.

### 6.1.1 Mikrocontroller

Der zentrale *STM32G491RE* im LQFP64 - Gehäuse ist um 45° geneigt platziert worden, da auf diese Weise das Signalrouting zu jedem einzelnen Pin einfacher durchzuführen war. Auf der linken Seite des Controllers befindet sich der taktgebende 24 MHz Quarz, umliegend und möglichst nah die Kondensatoren zur Spannungsglättung und überhalb eine blaue LED zur Anzeige der Versorgungsspannung.

### 6.1.2 Referenzspannungsquelle

Ebenfalls nahe am analogen Schaltungsteil wurde die 3,000 V - Referenzspannungsquelle mit ihren Filterkomponenten platziert.

### 6.1.3 Analogfilter

Umliiegend um den Mikrocontroller wurden die RC - Filter und Spannungsteiler für die Messsignale platziert.

### 6.1.4 CAN - Transceiver

Beide Beschaltungen des CAN - Transceiverbausteins *SN65HVD231* wurden möglichst symmetrisch und mit identischem Layout überhalb des Controllers platziert. Die beiden schwarzen Widerstände direkt den den Transceiver - ICs bilden zusammen den 120 Ω Terminierungswiderstand eines CAN - Netzwerkes, welche nur

bestückt werden sollten, sofern es sich um den Anfang oder das Ende des jew. Netzwerks handelt. Eines der Netzwerke/Transceiver dient der Kommunikation mehrerer Module der Baugruppe untereinander, das andere der Kommunikation mit der übergeordneten Systemsteuerung.

### 6.1.5 RS485 - Transceiver

Alternativ kann ein serielles RS485 - Netzwerk zur baugruppen-internen Kommunikation benutzt werden. Ist bekannt, dass dieses Netzwerk nicht benötigt wird, können die Bauteile bei der Bestückung der Platine ausgelassen werden.

### 6.1.6 Baugruppen - interne Kommunikationsschnittstellen

Mit jeweils zwei RJ45 - Buchsen pro Steuerungsplatine können mehrere Einzelmodule einer Baugruppe mit 10 cm langem Ethernetleitungen untereinander verbunden werden.

### 6.1.7 Baugruppen - externe Kommunikationsschnittstelle

An entweder einer Schraubklemme (dargestellt) oder alternativ einem D-SUB 9 Sockel bzw. einer weiteren RJ45 - Buchse (beide nicht dargestellt) können Datenleitungen zur übergeordneten Steuerung angeklemt werden. Das Layout der Steuerplatine ist dafür ausgelegt immer nur mit einen der drei genannten Schnittstellen bestückt zu werden, ist so aber sehr flexibel auf das System anzupassen.

### 6.1.8 SPI & SWD - Schnittstellen

Über die zwei 6er Stiftheisten *J9* und *J10* des Rastermaßes 1,27 mm können sowohl das STM32-eigene *Serial Wire Debug (SWD)* - Interface verwendet als auch weitere Peripheriekomponenten über das *Serial Peripheral Interface (SPI)* [z.B. BECKHOFF EtherCAT Briefmarke] kontaktiert werden.

### 6.1.9 Schiebeschalter zur Konfiguration

Am rechten Rand der Platine befindet sich ein DIP - Schalter mit sieben Kanälen zur Erzeugung digitaler Konfigurationssignale für den STM32. Steht ein Schaltelement

in der Position nahe des Platinenrandes, liegt am dazugehörigen Pin des Mikrocontrollers ein High - Pegel an, befindet es sich in der anderen Position muss das Low - Signal über einen Pull Down - Widerstand im Controller selbst erzeugt werden.

### 6.1.10 Signalmessklemmen

Zu Debuggingzwecken im Zuge der Entwicklung wurden für jedes der vier Steuersignale der Leistungstransistoren jeweils eine Drahtbrücke in U - Form in das Layout eingeplant, um eine herkömmliche Federmessklemme eines Oszilloskop - Tastkopfes leicht daran kontaktieren zu können. Werden diese nicht benötigt, können sie einfach im Bestückungsprozess übersprungen werden.

### 6.1.11 UART - Schnittstelle

Wie bereits in einem früheren Abschnitt beschrieben, kann z.B. ein *USB-to-Serial* - Modul an die 3-fach - Buchsenleiste *J11* angeschlossen werden, um Daten während des Entwicklungsprozesses an einen PC zu übertragen.

### 6.1.12 Micro USB - Schnittstelle

Zur Programmierung des Mikrocontrollers wurde eine Micro USB - Buchse (*J4*) an der Unterseite der Platine vorgesehen. Alternativ existiert eine 4-fach Buchsenleiste (*J5*) auf der Oberseite der Platine für den selben Zweck.

### 6.1.13 Reset - Taster

Um den Mikrocontroller neu zu programmieren oder bei einem Programmfehler muss der Reset - Taster betätigt werden, um den Controller neu zu starten.

## 6.2 Leistungsplatine

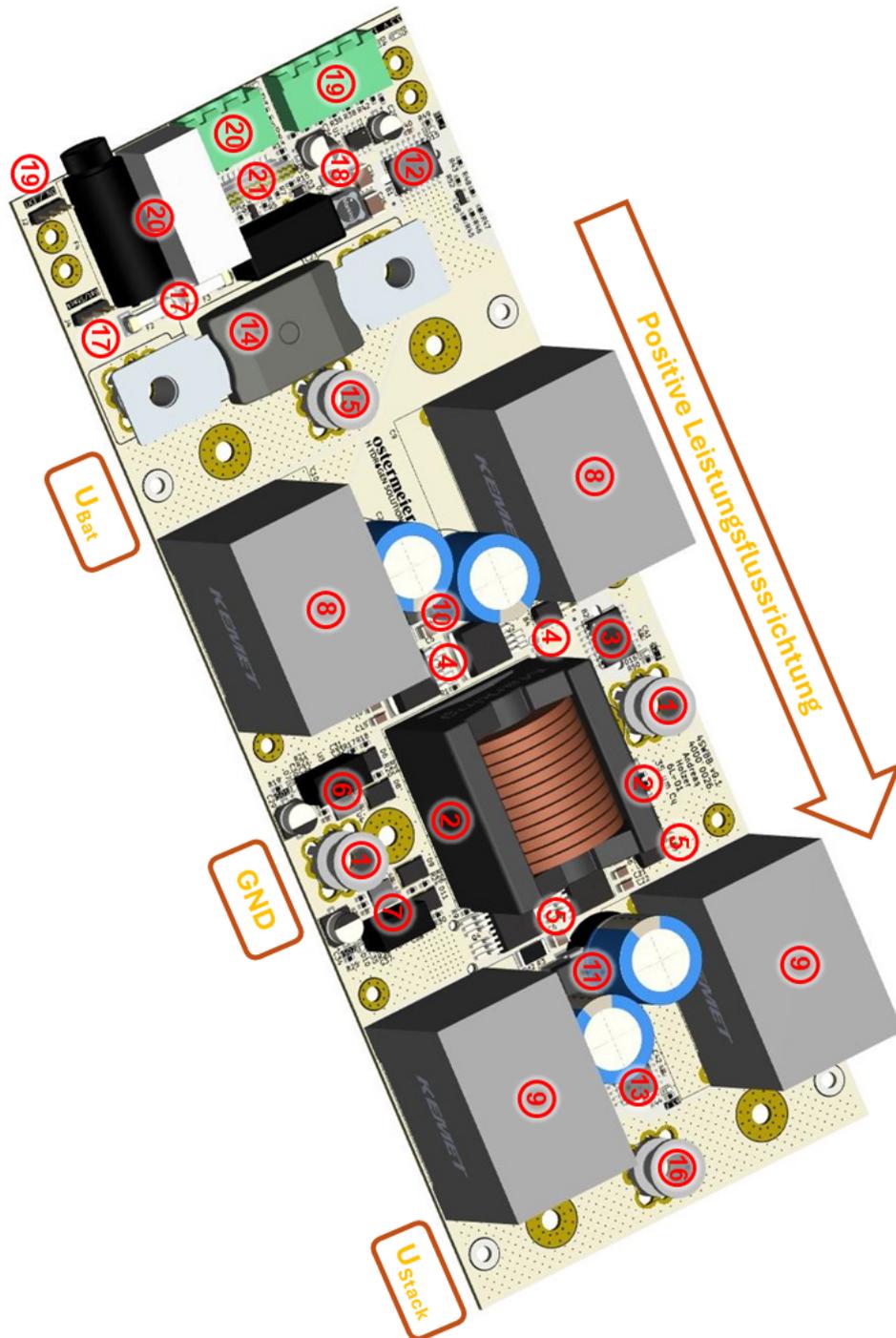


Abb. 6.2: 3D - Rendering der Leistungsplatine inkl. Nummerierung

Die Leistungsplatine ist als 6-lagiges Board mit 35 µm Kupferdicke je Lage ausgeführt.

Analog zu vorigem Abschnitt beschreiben die nachfolgenden Unterkapitel die jeweiligen Schaltungsgruppen des Layout der Leistungsplatine passend zur Nummerierung in Abbildung 6.2.

### 6.2.1 GND - Masseanschluss

Die Hochstromverbindungssockel aus verzinnem Kupfer können verwendet werden, um Kupferleitungen größeren Querschnitts mit aufpresstem Ringkabelschuh zur Masseverbindung des Leistungspfad und einer M6 - Schraube anzuschließen. Alternativ ist in diesem Bereich ein quer gerichteter Streifen von 16 mm Breite ohne Lötstopplack auf der Unterseite der Platine ausgeführt, sodass eine großflächige Masseverbindung ebenfalls durch zwei M4 - Schrauben auf einer passenden Kupferschiene hergestellt werden kann.

### 6.2.2 Spule & Temperatursensor

Mittig über der GND - Kupferschiene und zentral in der Leistungsstufe sitzt die Leistungsinduktivität des Wandlers. Hinter dieser befindet sich ein aufrecht stehender und an ihr anliegender LM335 Temperatursensor (*B5*) zur Messung der Spulentemperatur.

### 6.2.3 Spulenstromsensor

Nah an der Leistungsinduktivität wurde der Spulenstromsensor *B2* platziert. Eine rote LED (*D16*) am Sensor signalisiert ein aufgetretenes Überstromereignis.

### 6.2.4 Halbbrücke 1 (batterieseitig) & Temperatursensor

Die aus den Leistungsschaltern *Q1* und *Q2* bestehende Halbbrücke 1 (*HB1*) wurde aus EMV - Gründen möglichst nah den den batterieseitigen Folienkondensatoren (*C9* & *C10*) des Wandlers platziert, um die kritische Stromschleife zu minimieren [Nadler 2017]. Aus dem gleichen Grund wurden vier weitere Keramikkondensatoren (*C15* - *C18*) nahe des Drain - Anschlusses von *Q1* platziert, um die „Loop Area“

besagter Stromschleife für hochfrequente Signale noch weiter zu reduzieren. Die dadurch sinkende parasitäre Induktivität des Layouts verringert zudem die Intensität des *Switch Node Ringings* nach dem Abschalten des Low - Side FETs  $Q2$ .

Quer über der Halbbrücke wird später ein Kühlkörper platziert, welcher zusätzlich auch an der angrenzenden Fläche der Induktivität anliegt und diese mitkühlt. Nahe an der Halbbrücke liegt zudem ein weiterer LM335 Temperatursensor ( $B4$ ) am Kühlkörper an, um die Temperatur der Halbbrücke bzw. des Kühlkörpers selbst zu erfassen.

### 6.2.5 Halbbrücke 2 (stackseitig) & Temperatursensor

Analog zu Abschnitt 6.2.4 ist die stackseitige zweite Halbbrücke ( $HB2$ ) inkl. der umliegenden Beschaltung punktgespiegelt zum Mittelpunkt der Induktivität und gegenüberliegend platziert worden.

### 6.2.6 Halbbrückentreiber der Halbbrücke 1

Nahe an  $HB1$  wurde auch deren Treiberbaustein  $2EDF7275K$  platziert. Beim Umschaltvorgang wird der Gate - Umladestrom nur von dem Widerstand des Treibers selbst, den externen Gate - Widerständen auf der Platine und dem Widerstands des Transistor - Gates selbst begrenzt und kann einige Ampere betragen. Solche Stromspitzen, die mit Schaltfrequenz  $f_S$  auftreten, können zu einer Verschlechterung der EMV führen. Daher wurden diese Signale so geroutet, dass sie größtenteils auf den Innenlagen PCB verlaufen und deren Störsignal so etwas von den Außenlagen abgeschirmt wird.

Teil dieser Schaltungsgruppe ist auch der  $TBA 1-1212$  Schaltreglerbaustein, der die galvanisch getrennte Steuerspannung für den High - Side FET erzeugt.

### 6.2.7 Halbbrückentreiber der Halbbrücke 2

Die Ansteuerungsschaltung von  $HB2$  ist bis auf die Signalleitungen seitens des Mikrocontrollers identisch zur Ansteuerung der anderen Halbbrücke. Das Layout ist wo immer möglich achsensymmetrisch ausgeführt.

### 6.2.8 Batterieseitige Filterkondensatoren

Da die gewählten Folienkondensatoren in verschiedenen Gehäuseformen bzw. -footprints erhältlich sind, wurden Montagelöcher für zwei verschiedene Größen in das Layout aufgenommen. Die dadurch gewonnene Flexibilität im Entwicklungsprozess ermöglicht die spätere experimentelle Optimierung der verwendeten Kapazitätswerte der Kondensatoren. Mit den integrierten Footprints können entweder bis zu zwei 50  $\mu\text{F}$  oder bis zu zwei 90  $\mu\text{F}$  Kondensatoren bestückt werden.

### 6.2.9 Stackseitige Filterkondensatoren

Das Layout der stackseitigen Filterkondensatoren verhält sich ebenfalls analog zur Ausführung auf der Batterieseite.

### 6.2.10 Batterieseitiger LC - Filter

Der zusätzliche LC - Filter auf Batterieseite wurde zwischen den Folienkondensatoren platziert, um eine kompakte wie symmetrische Platzaufteilung zu erhalten. Die Spule auf der Platinenoberseite ist gegenüber den Elektrolytkondensatoren in besonderer Weise platziert worden: Werden nur die kleinen 50  $\mu\text{F}$  - Folienkondensatoren der Leistungsstufe benötigt, können die Elektrolytkondensatoren des LC - Filters auf der Oberseite der Platine bzw. überhalb der Filterspule montiert werden. Werden die breiten 90  $\mu\text{F}$  Folienkondensatoren verwendet, müssen die Elektrolytkondensatoren des Filters auf der Rückseite der Platine verlötet werden. Diese Konfiguration ermöglicht eine Vielzahl an Bauteilkombinationen, die im weiteren Entwicklungsprozess miteinander verglichen werden können.

### 6.2.11 Stackseitiger LC - Filter

Das Layout des stackseitigen LC - Filters ist verglichen zu dem auf Batterieseite achsensymmetrisch ausgeführt.

### 6.2.12 Batteriestromsensor

Der Batteriestromsensor musste aufgrund der Baugröße und Position der Batterie-sicherung mit etwas Abstand zur Leistungsstufe platziert werden, da die Sicherung

einerseits den Strompfad über den Sensor mit absichern sollte und andererseits der Abstand der batterieseitigen Kupferschiene vorgegeben war und nicht deswegen verändert werden sollte. Der Abstand der Kupferschienen zueinander soll jeweils gleich sein. Die Orientierung der Kupferschienen wird im weiteren Verlauf noch ausführlicher beschrieben.

Die rote LED (*D15*) signalisiert ein aufgetretenes Überstromereignis des Batteriestroms.

### 6.2.13 Stackstromsensor

Der Stackstromsensor des Leistungsmoduls hingegen konnte wie der zusätzliche LC - Filter zwischen den stackseitigen Folienkondensatoren platziert werden. Eine weitere rote LED (*D16*) wird wieder als Anzeige eines Überstromereignisses verwendet.

### 6.2.14 Batteriesicherung

Da leistungsstarke Systembatterien mit 48 V - Nennspannung einen sehr großen Kurzschlussstrom im Kiloampere - Bereich treiben können, muss eine Sicherung mit entsprechend hohem Ausschaltvermögen verwendet werden. Übersteigt der Kurzschlussstrom im Fehlerfall den maximalen Abschaltstrom der Sicherung, kann diese den Stromkreis nichtmehr sicher trennen, da der dabei entstehende Lichtbogen nicht abreißt. Die Wahl fiel auf das Model *MEGA 120 V* des Herstellers LITTLEFUSE, welches im Rastermaß von 56 mm und einem Nennstrom von 60 A erhältlich ist. Hochstrom - Verbindungssockel aus Kupfer und zwei M6 - Schrauben kommen zur Montage der Sicherung zum Einsatz.

### 6.2.15 Batterieseitiger Laststromanschluss

Ebenso wie der Anschluss des Massepotentials kann die Batteriespannung auf zweierlei Weise erfolgen: Entweder mit Hochstromverbindungssockeln aus verzinnem Kupfer oder über eine weitere Kupferschiene, die mit zwei M4 - Schrauben auf die Unterseite der Platine verbunden ist.

### 6.2.16 Stackseitiger Laststromanschluss

Der Anschluss der Stackspannung am Wandlermodul erfolgt wie auch für das Massepotential bzw. der Batteriespannung. Zwei Varianten der Hochstromsockel können in das Layout der Prototypenplatine eingesetzt werden: Ein niedriger Sockel mit stehendem Innengewinde oder ein höherer Sockel mit Innengewinde (jeweils M6).

Die drei Kontaktstreifen auf der Unterseite der Platine wurden im gleichen Abstand von 85 mm zueinander platziert.

### 6.2.17 Sicherungen der Spannungsversorgung

Die oberflächenmontierbaren Schmelzsicherungen *UMZ 250* der Firma SCHURTER wurden zur Absicherung des Versorgungspfades gewählt, da diese bei kompakter Baugröße noch ein Abschaltvermögen von 100 A bei 125 VDC aufweisen. Das träge Sicherungselement ist zudem über Federlaschen eingespannt, wodurch ein Austausch nach einem Defekt sehr einfach erfolgen kann.

### 6.2.18 Spannungsversorgung

Abschnitt 18 besteht sowohl aus der Erzeugung der 12 V - Versorgungsspannung, als auch aus der weiteren Wandlung auf 3,3 V zur Versorgung des Mikrocontrollers und der Stromsensoren.

Der im Datenblatt des TMR 3-7212 -Wandlerbausteins vorgeschlagene PI - Filter zur Einhaltung der EMV - Grenzwerte der Norm *EN 55032 Class A* wurde ähnlich der empfohlenen Vorlage in das Platinenlayout integriert.

Der zu erwartende Strom auf der 3,3 V Schiene setzt sich vorrangig aus dem Versorgungsstrom des Mikrocontrollers, der drei AMR - Stromsensoren und der dauerhaft leuchtenden grünen LED (*D5*) zusammen. Unter Berücksichtigung von Maximalwertangaben der einzelnen Betriebsströme ergibt sich ein Gesamtbetriebsstrom der 3,3 V - Schiene von  $I_{B,3,3V} = 38 \text{ mA} + 3 \cdot 6 \text{ mA} + 2 \cdot 2 \text{ mA} + 2 \text{ mA} = 62 \text{ mA}$ . Die Spannungsdifferenz von Eingang zu Ausgang des linearen Spannungswandlers *LD1117* beträgt  $12 \text{ V} - 3,3 \text{ V} = 8,7 \text{ V}$  und die darin umgesetzte Verlustleistung  $P_V$  damit

$$P_V = (12 \text{ V} - 3,3 \text{ V}) \cdot 62 \text{ mA} = 0,54 \text{ W}. \quad (6.1)$$

Das gewählte SO-8 - Gehäuse des Linearreglers weist einen Wärmeübergangswiderstand  $R_{th,JC} = 20^{\circ}C/W$  gegenüber des Halbleitermaterials und  $R_{th,JA} = 55^{\circ}C/W$  zwischen Halbleitermaterial und der Umgebungsluft auf. Bei einer Umgebungslufttemperatur von  $T_{amb} = 30^{\circ}C$  berechnet erwärmt sich das Bauteilgehäuse also auf  $30^{\circ}C + (55^{\circ}C/W - 20^{\circ}C/W) \cdot 0,54 W = 48,9^{\circ}C$  und bleibt damit unter der definierten Grenzoberflächentemperatur (Schutz vor Verbrennungen) von  $60^{\circ}C$ . Das Halbleitermaterial des Spannungsreglers wird  $30^{\circ}C + 55^{\circ}C/W \cdot 0,54 W = 59,7^{\circ}C$  warm und bleibt damit deutlich unter der maximal zulässigen  $T_{OP,max}$  von  $125^{\circ}C$ .

### 6.2.19 Signaleingangsklemme

Die Klemme  $J1$  befindet sich am leicht zugänglichen Rand der Platine, sodass die Verdrahtung daran einfach durchzuführen ist. Alle Leitungen werden zudem Steckergehäuse der Serie  $FKC$  von PHOENIXCONTACT montiert und können bei Bedarf vom PCB - Sockel der  $MSTBA$  - Serie abgesteckt werden.

### 6.2.20 Multifunktionsrelais inkl. Sicherung

Die Sicherung des Multifunktionsrelais wurde durch einen  $90^{\circ}$  geneigten Sockel für  $5x20$  mm Sicherungseinsätze  $WR-FSH 696310001002$  des Herstellers WÜRTH ELECTRONICS ebenfalls am Rande der Platine ausgeführt, um leichten Zugang im Falle eines Sicherungstausches zu haben.

### 6.2.21 Platine-Platine - Steckverbinder

Als alleinige Schnittstelle zur Kontaktierung elektrischer Signale zwischen Steuer- und Messplatine kommt eine zweireihige Buchsen-Stiftleisten - Kombination mit  $2x13$  - Kontakten und Rastermaß  $1.27$  mm zum Einsatz, welche aus Sicht der Steuerplatine zentral angeordnet ist. Beide Seiten der Steckverbindung sind aufgrund von Bauraumbeschränkungen als SMT - Bauweise ausgeführt und auf der Oberseite der Leistungsplatine bzw. der Unterseite der Steuerplatine verlötet. Der zu überbrückende Abstand zwischen beiden Platinen beträgt  $20$  mm.

## 6.3 Bauraum

Die physischen Abmessungen einer Wandlereinheit mit Steuerplatine betragen 250 x 92 x 60 mm und nehmen damit ein Volumen von 1,38 l ein. Mehrere diese Module können zur Erweiterung des Strombereichs einfach durch die Montage auf drei Kupferschienen parallel geschaltet werden. Für diesen Fall ist ein Abstand von 10 mm zwischen zwei Modulen vorgesehen damit die M4 - Gewinde in den Schienen durchgehend einen Abstand von 50 mm zueinander haben.

Der Wandler kann sowohl in horizontaler Orientierung, als auch vertikal bzw. um 90° geneigt im übergeordneten System montiert werden. Dabei sollte auf leichte Zugänglichkeit der Leistungs- sowie Kommunikations- und Signalanschlüsse geachtet werden.

## 6.4 Kühlung

Das Platinenlayout bzw. die Platzierung der zu kühlenden Bauelemente wurde speziell so ausgeführt, dass jede Leistungsplatine mit zwei quer angebrachten Kühlkörpern ausgestattet werden kann. Jeder Kühlkörper liegt auf einer Halbbrücke und an einer Seite der Leistungsinduktivität an. Deren Temperaturen werden von den beiden Halbleitersensoren  $B_4$  und  $B_6$  erfasst. Die Spulentemperatur wird von Sensor  $B_5$  gemessen. Die Verlustwärme mehrerer Leistungsmodule kann so mit nur zwei Kühlkörpern abgeführt werden, wenn diese lang genug sind, um jede zu kühlende Komponente der Baugruppe zu erreichen.

Um die in der aktuellen Entwicklungsphase nur theoretisch bekannte Verlustwärme jedes Leistungsbauteils stets sicher abzuführen, wurde entschieden ein wassergeführtes Kühlsystem zu verwenden, welches in Kapitel 9 noch ausführlicher erläutert wird. Die verfolgte Betriebsstrategie wurde folgendermaßen definiert: Übersteigt einer der beiden Kühlkörper oder die Spule einen Wert von 50°C, wird ein Wärmetauscher im Kühlsystem aktiv belüftet, um die Wärmeleistung an die Umgebungsluft anzuheben. Steigt eine der Temperaturen weiter und über 60°C an, ist es Aufgabe der Steuerungssoftware die Wandlungsleistung weit genug zu reduzieren, um einen weiteren Temperaturanstieg zu verhindern.

## 7 Software

In diesem Kapitel werden die Überlegungen hinter der Entwicklung der Firmware des Leistungswandlers beschrieben. Diese wird in der Programmiersprache C geschrieben und auf einem Mikrocontroller ausgeführt.

### 7.1 Wahl des Mikrocontrollers

Die Wahl des genauen Mikrocontrollermodells gehen zum einen auf das ursprünglich verwendete Nucleo® - Entwicklungsboard und zum anderen auf die benötigten Hardwarefunktionen des Steuerungs-ICs zurück. Die Nucleo64® - Boards beherbergen ein Mikrocontroller - IC mit 64 Pins im LQFP - Format. Für die eigene Steuerplatine wurde das gleiche Modell ausgewählt. Tabelle 7.1 gibt Aufschluss über die wichtigsten periphere Hardware [vgl. Datenblatt STM32G491RE]:

Periphere Komponente / Eigenschaft	Anzahl / Größe
Timer (gesamt, 32-bit, 16-Bit)	15 / 1 / 11
Timer PWM Kanäle	38
SPI - Schnittstellen	3
UART - Schnittstellen	3
CAN - Schnittstellen	2
GPIOs	52
12 - Bit ADCs / ADC-Kanäle	3 / 24
12 - Bit DACs / DAC-Kanäle	2 / 4
Analoge Komparatoren	2 + 2
Max. CPU - Frequenz in MHz	170

**Tab. 7.1:** Übersicht der wichtigsten Hardwarefunktionen des Mikrocontrollers

Ausschlaggebend für die Wahl dieses Mikrocontrollers waren v.a. die hohe maximale Schaltfrequenz der CPU bzw. die der peripheren Komponenten von 170 MHz, die drei 12 - Bit ADCs, die zwei 12 - Bit - DACs, die analogen Komparatoren, ein in zweifacher Ausführung vorhandener hardwareseitiger CAN-Treiber sowie diverse weitere Kommunikationsschnittstellen.

Die Grundfrequenz des externen Quarzes von 24 MHz wird mittels eines internen PLL - Multiplikators auf 150 MHz Betriebsfrequenz vervielfacht und in STM32CubeIDE konfiguriert. Damit ist die in der Auslegung verwendete Schaltfrequenz des Wandlers von  $f_S = 150$  kHz um Faktor 1000 kleiner als die CPU - Taktfrequenz, womit ausreichend Rechenzyklen für verschiedene Regelungsstrategien und den normalen Programmablauf zur Verfügung stehen.

## 7.2 Pinout des Mikrocontrollers

Basierend auf den Projektanforderungen und den gegebenen Funktionen des STM32 wurde in *STM32CubeIDE* ein Pinout erstellt, welches Abbildung 7.1 entnommen werden kann. Hardwareseitig vordefinierte Pins sind in dieser Darstellung gelb markiert, alle softwareseitig konfigurierten Pins sind grün hinterlegt und wurden mit einem Label versehen.

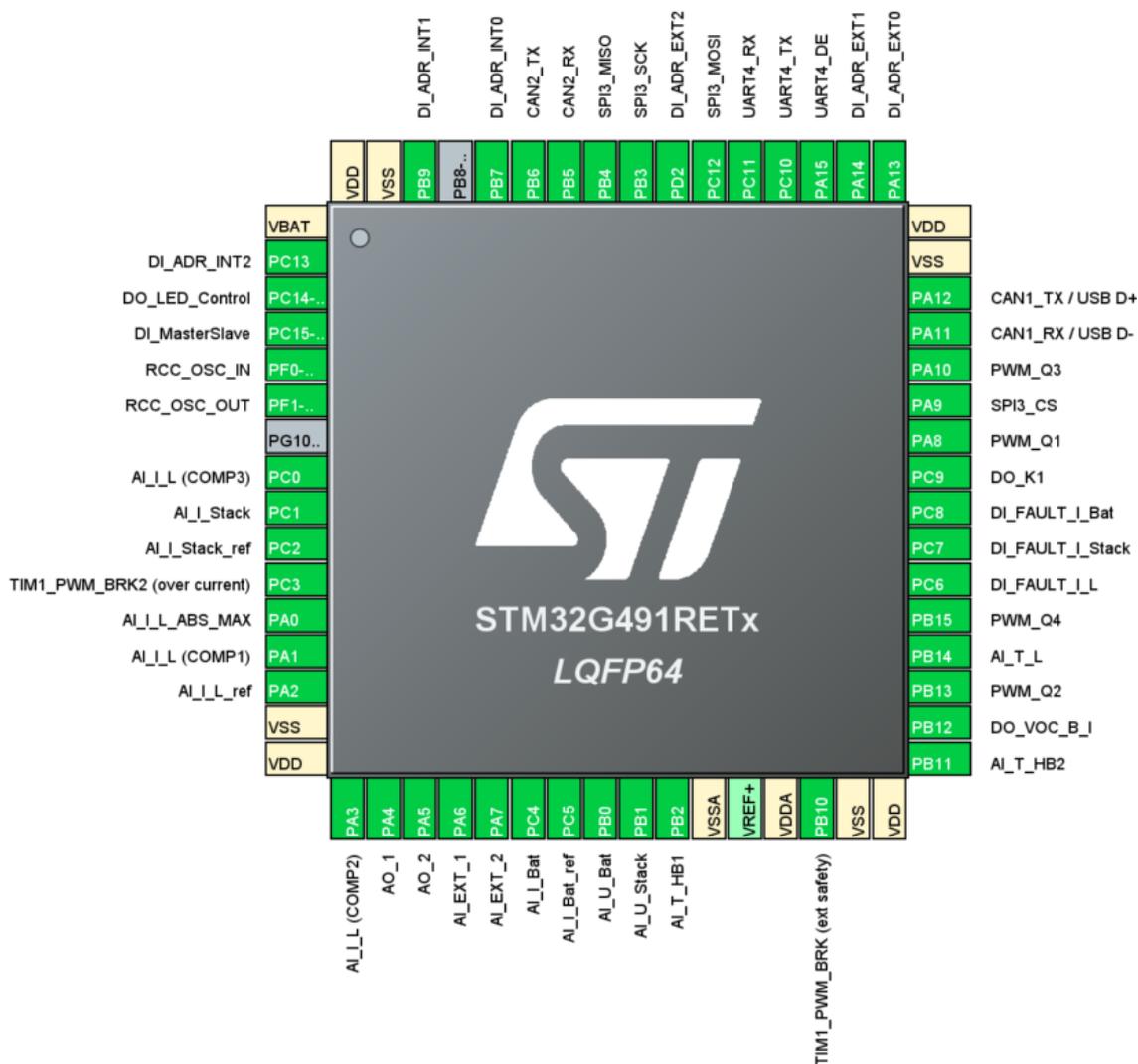


Abb. 7.1: Gewähltes Pinout des STM32G491 - Mikrocontrollers

Eine Ausnahme stellen die grauen Pins *PG10* und *PB8* dar, welche zwar prinzipiell umkonfigurierbar sind, allerdings wichtige Hardwarefunktionen verkörpern und daher nicht weiter beschalten werden: *PG10* ist der Reset - Pin (*NRST*) zum Zurücksetzen des Mikrocontrollers mittels eines Low - Pegels und *PB8* (*BOOT0*) wird benötigt, um nach einem Reset wahlweise den Bootloader zur Programmierung eines neuen Firmwarestandes (*BOOT0* = High) oder den regulären Programmablauf (*BOOT0* = Low) zu starten.

In der linken unteren Ecke befinden sich alle analogen Schnittstellen., welche zuerst

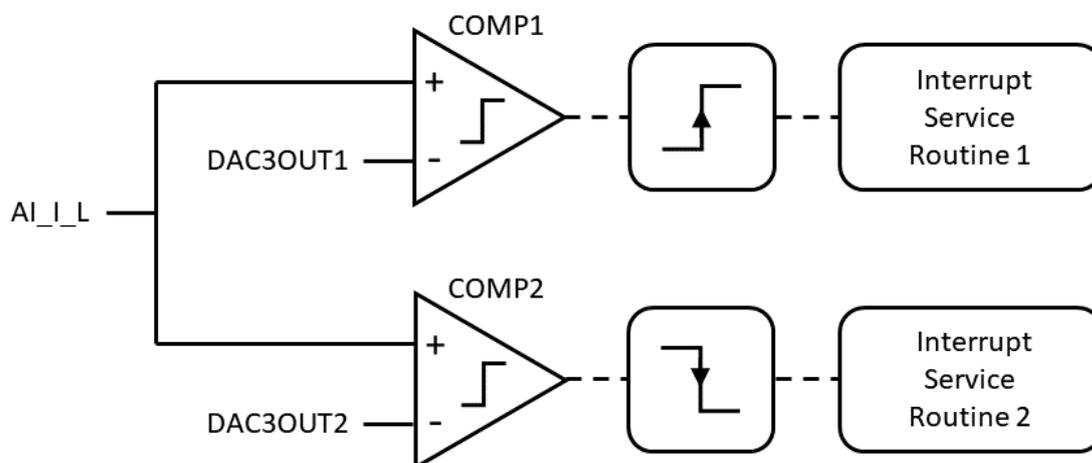


Abb. 7.2: Schema der Analogkomparatorschaltung

konfiguriert wurden. Verwendet werden ADCs, DACs und analoge Komparatoren. Um die Integrität der Analogsignale nicht zu beeinträchtigen, sind als nächstes alle digitalen PWM - Ausgabekanäle sowie hochfrequente Kommunikationsschnittstellen möglichst weit davon entfernt platziert worden. Die dann noch übrigen Pins wurden für generelle digitale Ein- und Ausgabesignale verwendet.

### 7.3 Regelung

Zwei der analogen Komparatoren und die zwei internen DACs (*Digital-to-Analog Converter*) des gewählten Mikrocontrollersmodells werden zur Implementierung der Zweipunktregelung des Spulenstroms eingesetzt. Das analoge Messsignal der Spulenstrommessung des *MCA1101-65-3* wurde dazu sowohl auf Pin *PA1* als auch *PA3* kontaktiert. Die Signale dieser Pins können auf die nicht-invertierenden Eingänge der internen *COMP1* und *COMP2* Peripherie kontaktiert werden. Die jeweiligen invertierenden Eingänge der Komparatoren werden mit den Spannungsausgängen von *DAC3 CH1* und *CH2* verbunden, womit sich folgendes Verbindungsschema ergibt: Die internen DAC - Kanäle werden genutzt, um die analogen Komparatoren mit Spannungswerten vorzuladen, die dem aktuell zur Stromregelung benötigten oberen und dem unteren Spulenstrom  $I_{L,max}$  bzw.  $I_{L,min}$  entsprechen. Für *COMP1* wird ein Hardware-Interrupt für die steigende Flanke des Komparator-Ausgangssignal konfi-

guriert und für *COMP2* ein Trigger auf die fallende Flanke. Da die Komparatoren mit dem *Nested Vectored Interrupt Controller (NVIC)* des STM32 verbunden sind, können sie *Interrupt Service Routinen (ISR)* auslösen, sobald der obere Regelungsgrenzwert überschritten bzw. der untere Grenzwert unterschritten wird. *DAC3* wurde absichtlich für diese Aufgabe gewählt, da mit diesem keine Verbindung zu einem externen Pin des Mikrocontrollers herstellbar ist bzw. die Ausgangskanäle nicht gepuffert sind. Dies hätte eine deutlich längere Einschwingzeit  $t_{Settling}$  der DAC - Ausgangsspannungen bzw. viel kleinere Samplingrate (vgl. *DAC1*) zur Folge, wodurch eine genaue und stabile Operation der Regelung gefährdet ist. Die ungepufferten Kanäle von *DAC3* können mit einer maximalen Samplingrate von bis zu 15 MSPS (Mega Samples Per Second) betrieben werden, was  $\frac{15 \text{ MSPS}}{150 \text{ kHz}} = 100$  neuen Werten pro Schaltperiode entspricht. Würden hingegen die gepufferten DAC - Kanäle von *DAC1* verwendet werden, kann nur  $\frac{1 \text{ MSPS}}{150 \text{ kHz}} = 6,66$  Mal ein neuer Spannungswert pro Schaltperiode je Kanal erzeugt werden. Vergleicht man die maximalen Einschwingzeiten beider DACs, ergibt sich eine gegenüber der nominalen Datenblattangabe etwas schlechtere Performance [ST 2021, vgl. Table 69 & 70, vgl. Table & Table 70]. Die effektive Samplingrate  $f_{Sampling}$  für eine vollständige 12-Bit - Konversion (bis auf 1 LSB) entspricht dem Kehrwert der maximalen Einschwingzeit  $t_{Settling,max}$ :

$$f_{Sampling} = \frac{1}{t_{Settling,max}} \quad (7.1)$$

Pro Schaltperiode folgt daraus eine Anzahl  $N_C$  an vollständig durchgeführten Konversionen/Samples:

$$N_C = \frac{f_{Sampling}}{f_S} \quad (7.2)$$

Parameter	$t_{Settling,max}$ in ns:	$f_{Sampling}$ in MSPS:	Samples $N_C @ f_S = 150 \text{ kHz}$ :
DAC1	2 900	0,35	2,3
DAC3	87	11,5	76,6

**Tab. 7.2:** DAC - Einschwingzeiten und effektive Samplingraten je Schaltperiode

Für ein *Cycle-by-Cycle* - Updateintervall und der Tatsache, dass die Berechnung jedes digitalen DAC - Inputwerts und der Schreibvorgang in das DOR- Register des

DACs von zusätzlicher Dauer ist, wird aufgrund seiner deutlich besseren Dynamik *DAC3* verwendet. Damit ist auch für eine ggf. zukünftige Anhebung der Betriebsfrequenz des Wandlersystems noch ausreichend Spielraum vorhanden.

Ein großer Vorteil dieser Art der Umsetzung der Zweipunktregelung ist der Wegfall der Spulenstrommessung mit hoher Abtastrate über ADCs. Je genauer der obere und untere Grenzwert des Dreiecksstroms durch die Spule bei kontinuierlicher Abtastung erfasst werden soll, desto schneller müsste gemessen werden. Es gibt jedoch keine Garantie diese Eckwerte immer genau zu treffen. Weiterhin müssten sehr viele Werte in einer Schaltperiode gespeichert werden, um anschließend algorithmisch den maximalen bzw. den minimalen Wert der Messreihe zu ermitteln und sofort danach ein Umschalten der Schaltung einzuleiten, damit sich die Richtung des Spulenstroms umkehrt.

Mit der zuvor beschriebenen Methode über vorgeladene Komparatoren bedarf es nur noch der Berechnung der notwendigen DOR - Registerwerte zur Ansteuerung der DACs. Die Erkennung der Umschaltzeitpunkte erfolgt ohne weiteren Rechenaufwand automatisch über die Analogschaltung. Anschließend ist es Aufgabe von ISR1 und ISR2 denjenigen Schaltzustand der Leistungsschalter einzuleiten, der eine Stromumkehr zu Folge hat. Dies kann über sehr wenige Zeilen Code erfolgen, da im Wesentlichen nur die Richtung des gewünschten Leistungsflusses bzw. des Spulenstroms und die Schaltungsfolge der Leistungsschalter in deren Funktion einfließen.

## 7.4 Weitere Softwarefunktionen

### 7.4.1 Temperaturmessung

Die Temperaturmessung der Spule und der beiden Halbbrücken erfolgt über *LM335* Halbleitersensoren. Diese geben bei einer Gehäusetemperatur des Sensors von  $T_0 = 25^\circ\text{C}$  eine Bezugsspannung von  $U_0 = 3\text{ V}$  aus, die linear mit der Temperatur mit  $k_T = 10\text{ mV/K}$  ansteigt. Da jedoch schon eine Spannungsreferenz von 3,000 V den oberen Messbereich der ADCs definiert, muss das Temperatursignal durch einen einfachen Spannungsteiler verringert werden, um Temperaturen größer  $25^\circ\text{C}$  erfassen zu können. Wird ein Spannungsteiler mit Teilverhältnis  $i_U = \frac{1}{2}$  verwendet, liegt das Bezugsspannungsniveau nun bei 1,5 V und der resultierende Temperaturkoeffizient bei 5 mV/K. Eine Spannungsänderung von 500 mV am Ana-

logeingang des Mikrocontrollers hat demnach eine Temperaturänderung des Sensors von  $\Delta T = \frac{500 \text{ mV}}{5 \text{ mV/K}} = 100 \text{ K}$  als Ursache. Die absolute Sensortemperatur lässt sich also folglich berechnen durch:

$$T = T_0 + \frac{U_{\text{mess}} - U_0 \cdot i_U}{k_T \cdot i_U} \quad (7.3)$$

## 7.4.2 Debugging

Über ein *USB-to-Serial* - Modul und die UART - Schnittstelle an *J11* können serielle Daten zum Debugging an z.B. einen PC gesendet werden. Dazu muss mit einer geeigneten Software ein serieller Monitor als Ausgabefenster konfiguriert werden, um an bestimmten Punkten im Programmablauf Nachrichten auszugeben. Das kann beispielsweise das Eintreten in einen gewissen Programmzustand oder die kontinuierliche Ausgabe von Messwerten des Systems.

Um sehr schnelle Abfolgen ebenfalls verwerten zu können, kann ein der Pegel eines GPIO - Pin verändert werden. Pin *PC14* ist mit einer Signal - LED und einer Mess-Öse verbunden, um sowohl eine visuelle Rückmeldung zu erhalten als auch ein schnelles PWM - Signal über ein Oszilloskop darstellen zu können. Letzteres könnte beispielsweise zur Visualisierung der Umschaltzeitpunkte der Spulenstromregelung eingesetzt werden. Zusammen mit dem Messsignal des Spulenstromsensors könnte dann ermittelt werden, wie synchron die Umschaltzeitpunkte mit den Umkehrpunkten des Spulenstromsignals tatsächlich verlaufen.

## 7.4.3 Kommunikation in einer Baugruppe

Sobald mehrere Module in einer Baugruppe parallel verschalten werden, bedarf es einer strukturierten Ansteuerung jedes Einzelmoduls, um das gewünschte Verhalten der Gesamtbaugruppe zu erhalten. Daher wird ein Modul als Master konfiguriert, welches die Kommunikation der Baugruppe mit der übergeordneten Steuerung übernimmt und gleichzeitig jedem weiteren parallelen Slavemodul einen individuellen Sollwert zur Stromregelung vorgibt. Unter Vollast wird diese Aufteilung i.d.R. gleichmäßig über alle Einzelmodule geschehen, aber bei Teillast kann es durchaus vorkommen, dass nicht alle Module an der Leistungswandlung teilnehmen müssen und abgeschaltet werden können.

Für diese Kommunikation untereinander sind eine zweite CAN - Schnittstelle und alternativ auch eine RS-485 - Schnittstelle auf der Steuerplatine vorgesehen.

## 8 Produktion

Nach der Fertigstellung der Leiterplattendesigns, können diese bei einem Leiterplattenhersteller in Auftrag gegeben werden. Für jeweils 10 Exemplare und der Lötstablone für das Aufbringen der Lötpaste (engl. *Stencil*) wurden demnach Angebote für beide Platinen eingeholt und anschließend in Auftrag gegeben.

Bestellungen der elektronischen Komponenten zur Bestückung von zwei Leistungsplatinen und drei Steuerplatinen wurden ebenfalls ausgelöst.

### 8.1 PCB - Parameter

Da Steuerplatine auf der Oberseite sehr dicht mit Bauteilen versehen ist, wurde aus Platzgründen auf den oberen Bestückungsdruck verzichtet. Zur Beschriftung der Lötbrücken auf der Unterseite der Platine wurde daher nur diese Seite mit Bestückungsdruck versehen.

Die Leistungsplatine wurde hingegen 6-lagig ausgeführt, um einerseits möglichst niederohmige Verbindungen in der Leistungsstufe zu realisieren und zum anderen um den Sicherungs- und Spannungsteil deutlich kompakter zu gestalten. Die Kupferdicke jeder Lage beträgt ebenfalls 35 µm und zur Durchkontaktierung mussten Blind - Vias - d.h. galvanisch metallisierte Sacklöcher zur Verbindung der einzelnen Kupferlagen - verwendet werden.

In der aktuellen Phase der Entwicklung haben beide Layouts den Status eines Prototyps und wurden zur Kenntlichmachung mit beidseitigem, weißem Lötstopplack und schwarzem Bestückungsdruck bestellt.

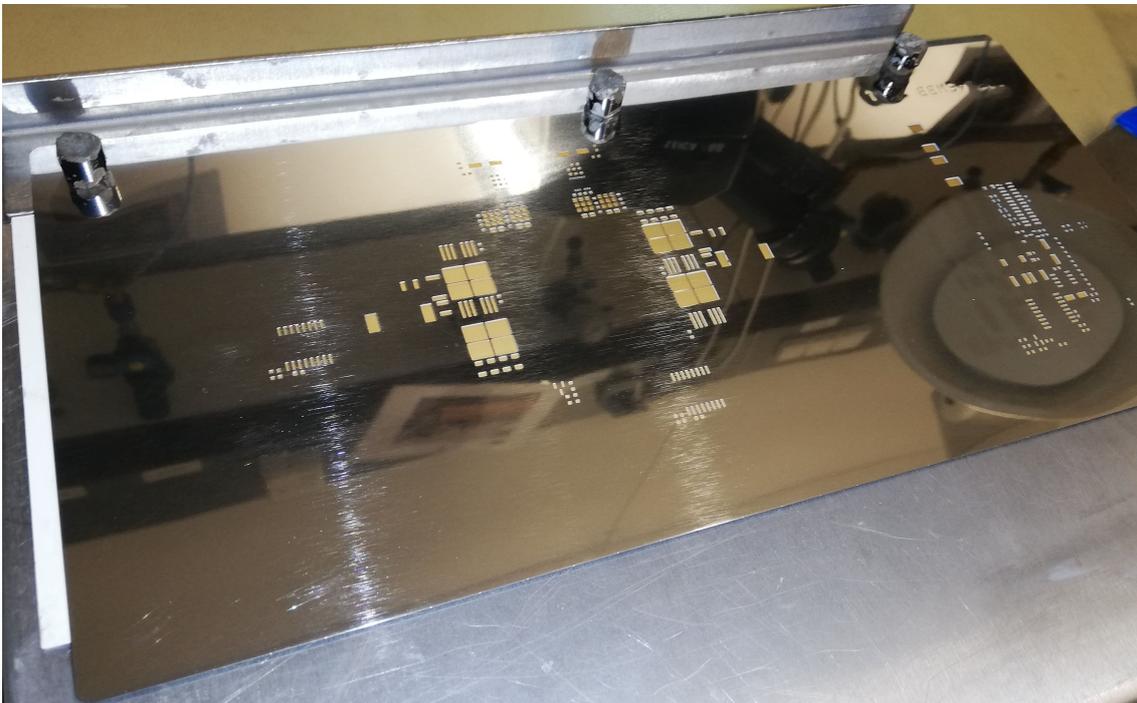
Sobald die Erprobungsphase beendet ist und ein serienreifes Layout existiert, sollten wieder Standardfarben zur Reduzierung der Produktionskosten verwendet werden. Für beide Lötstablone wurde eine Padreduktion von 20 % konfiguriert, um die Menge an Lötpaste pro Pad entsprechend zu reduzieren.

## 8.2 Bauteilbestückung

Die Bestückung der elektronischen Komponenten wurde im Lötlabor der Hochschule München durchgeführt. Der mehrschrittige Produktionsprozess wird anhand der Bestückung der Leistungsplatine näher beschrieben:

### 8.2.1 Aufbringen der Lötpaste

Im ersten Schritt muss unter Verwendung der Lötmaske und eines speziellen Halterrahmens die Lötmaske im Siebdruckverfahren auf die SMD - Pads aufgetragen werden. Die Lötmaske wird mit Hilfe von kleinen Magneten über der eingelegten Leiterplatte platziert und so ausgerichtet, dass die Öffnungen in der Maske exakt über den SMD - Lötspots liegen. Mit Hilfe eines Rakels wird nun die Lötmaske appliziert. Anschließend wird die Lötmaske mit Hilfe des Scharniers des L - förmigen Metallwinkels der Vorrichtung vorsichtig nach oben geklappt. Zurück bleibt die Leistungsplatine mit benetzten Lötspots.



**Abb. 8.1:** Über Leistungsplatine positionierte Lötmaske zum Aufbringen der Lötmaske

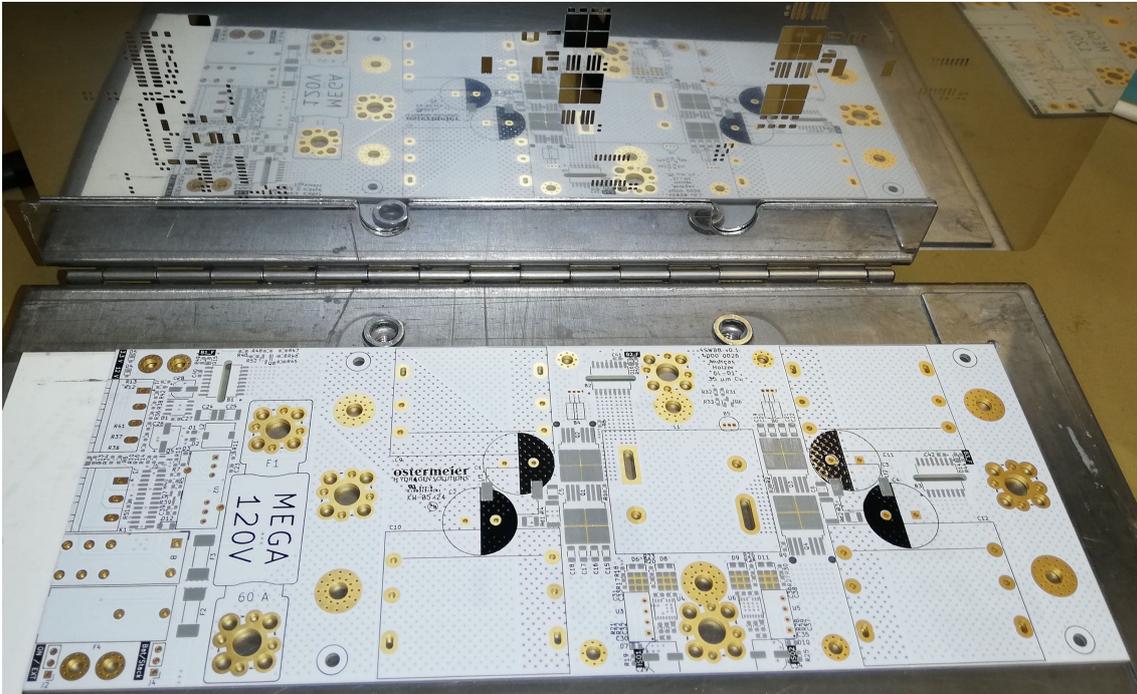


Abb. 8.2: Leistungsplatine mit aufgetragener Lötpaste

### 8.2.2 Platzierung der SMT - Komponenten

Im folgenden Schritt werden die auf der Oberfläche zu montierenden SMT - Komponenten manuell unter der Zuhilfenahme einer Pinzette auf die Platine gelegt und final ausgerichtet. Bei Komponenten mit vielen kleinen Kontaktflächen muss besonders darauf geachtet werden, dass keine angrenzenden Pads mit zu viel Lötpaste oder gar einem ungenau platzierten Bauteil überbrückt werden.

### 8.2.3 Verlöten der SMT - Komponenten

Anschließend werden die zu verlötenden Platinen auf das Förderband des vorgeheizten Lötovens gelegt und können nach ein paar Minuten auf der anderen Seite des Ofens entnommen werden. Da die SMD - Filterspulen des LC - Filters eine

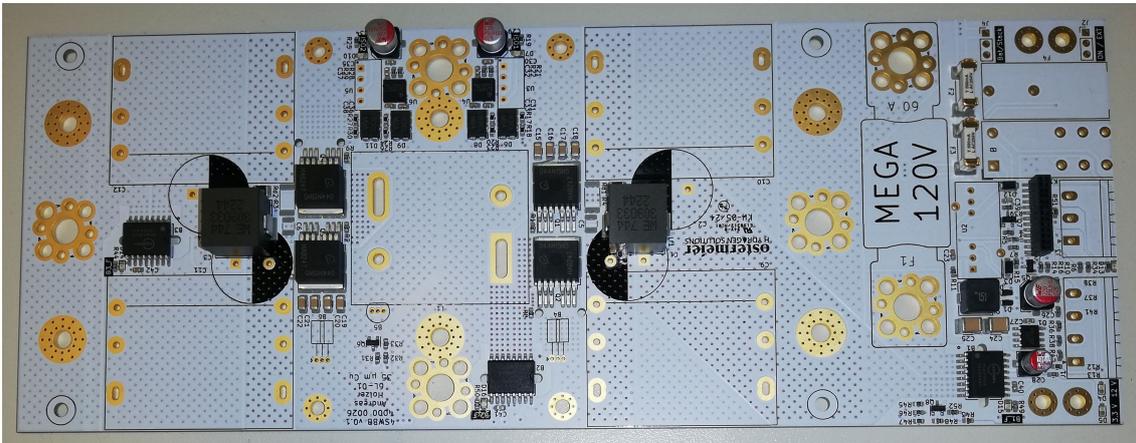


Abb. 8.3: Mit allen SMT - Komponenten bestückte Leistungsplatine

vergleichsweise große thermische Masse besitzen, wurde vom Standardlötprogramm 25 abgewichen. Programm 22 fördert die Platinen mit verringerter Geschwindigkeit von 200 mm/s durch den mit den Heizzonentemperaturen 190°C, 190°C und 245 °C vorkonditionierten Lötöfen.

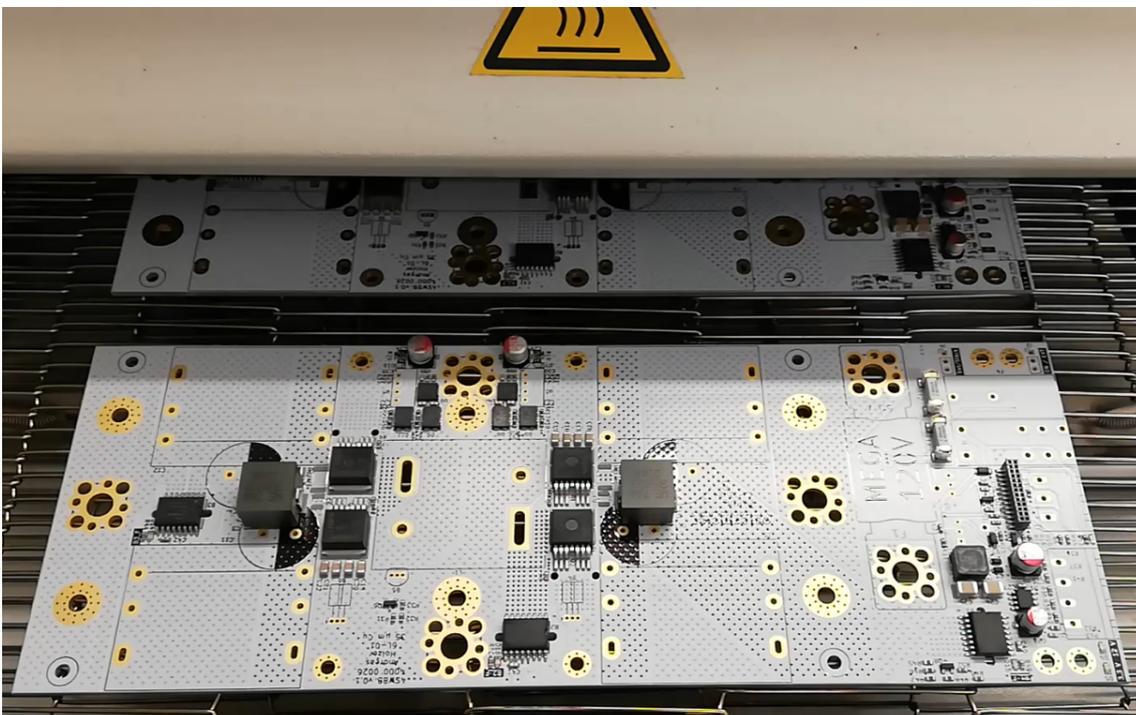


Abb. 8.4: Bestückte Leistungsplatinen vor dem Eintritt in den Lötöfen

### 8.2.4 Bestückung der THT - Komponenten

Zuletzt müssen die restlichen, größeren Bauteile durch die vorgesehenen, durchkontaktierten Öffnungen der Platine gesteckt und händisch auf der rückseite verlötet werden. Da die Verlustwärme von Spulen benachbarter Module über dieselben rechteckigen Kühlkörper abgeführt wird, sollten diese erst als letztes Bauteil jedes Moduls nach voriger Ausrichtung zueinander verlötet werden. Dazu können mehrere Module nebeneinander auf den Kupferschienen einer Wandlerbaugruppe montiert, mittels der Kühlkörper passend ausgerichtet und anschließend verlötet werden. Dabei kann es hilfreich sein, die runden, im Inneren der Spule nicht elektrisch kontaktierten Metallpins zu entfernen, um die Spulen leichter ausrichten zu können.

## 8.3 Montage der Baugruppe

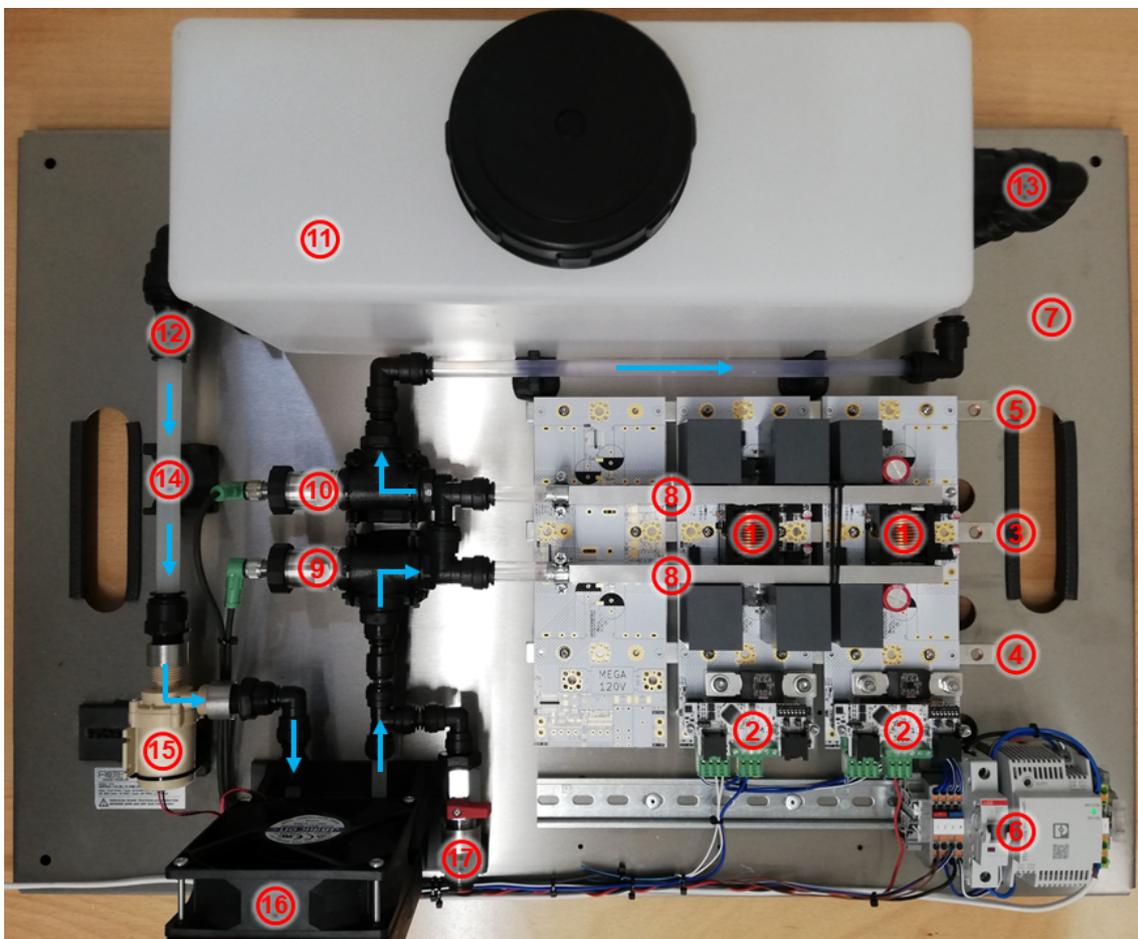
Zum Schluss werden mehrere parallel zu betreibende Module auf drei Kupferschienen montiert, welche gleichzeitig die elektrische Verbindung von  $U_{Bat}$ ,  $U_{Stack}$  und Massepotential übernehmen. Abschließend werden die zu kühlenden Komponenten zur Verbesserung des thermischen Übergangswiderstandes mit Wärmeleitpaste versehen und die Kühlkörper auf der Baugruppe fixiert.

## 8.4 Flashen der Firmware

Nach dem Aufstecken der Steuerplatine kann die Firmware über ein Mikro USB - Kabel nach dem Anlegen einer Versorgungsspannung an die Leistungsplatinen erfolgen. Dazu wird das Programm *STM32CubeProgrammer* verwendet. Nach der Verbindung der Steuerplatinen mit dem PC über das USB - Kabel, leuchtet die orange LED *D1*. Nach einmaligem Reset des Mikrocontrollers über *SW1* kann sich mit Hilfe der Programmierungssoftware per USB verbunden werden und die Firmware in Form einer .hex - Datei aufgespielt werden.

## 9 Test- & Messaufbau

Das folgende Kapitel beschreibt den Test- & Messaufbau für eine Wandlerbaugruppe mit maximal drei parallelen Einzelmodulen, der mit einer Wasserkühlung realisiert worden ist. Die tatsächliche Inbetriebnahme konnte allerdings im Rahmen dieser Arbeit noch nicht durchgeführt werden und ist daher der unmittelbar nächste Schritt im weiteren Entwicklungsprozess.



**Abb. 9.1:** Draufsicht auf den Test- & Messaufbau mit Wasserkühlung

Die folgenden Abschnitte beschreiben die jeweils in Abbildung 9.1 markierten Komponenten.

## 9.1 Leistungsmodule

Der Testaufbau bietet Platz für insgesamt drei Leistungsmodule, die zur Parallelschaltung auf verzinnnten Kupferschienen mit einem Querschnitt von  $A_{Cu} = 5 \text{ mm} \cdot 10 \text{ mm} = 50 \text{ mm}^2$  verschraubt sind. Die Unterseiten der Platinen sind im Kontaktbereich mit den Kupferschienen nicht mit Lötstopplack bedeckt und haben großflächigen elektrischen Kontakt.

## 9.2 Steuerplatinen der Leistungsmodule

Beide bestückten Leistungsplatinen sind mit jeweils einer Steuerplatine ausgestattet. Diese sind in Form einer zweiten Platinenebene aufgesteckt und mit Abstandsbolzen verschraubt. An den über das Multifunktionsrelais schaltbaren externen Leistungspfaden sind eine Kühlwasserpumpe und ein Lüfter eines Wasser-Luft - Wärmetauschers angeschlossen, die im Betrieb von der jeweiligen Steuerplatine zugeschaltet werden können.

## 9.3 GND - Masseschiene

Die mittlere der drei Kupferschienen verbindet das DC - Bezugspotential der Baugruppe untereinander. Das rechte Ende weist ein zusätzliches M8-Innengewinde auf, um daran einen Rohrkabelschuh zur Montage eines Stromleiters entsprechenden Querschnitts zu befestigen.

## 9.4 Batteriespannungsschiene

Die in Abbildung 9.1 unten gelegene Stromschiene dient der Kontaktierung des positiven Batteriespannungsniveaus an die Wandlergruppe.

## 9.5 Stackspannungsschiene

Analog zu den anderen beiden Stromschienen, wird die dritte Kupferschiene verwendet, um den entsprechenden PEM - Stack mit der Wandlerbaugruppe zu verbinden.

## 9.6 24 V Netzteil

Zum Betrieb der Kühlwasserpumpe und des Lüfters wird eine geregelte 24 V - Gleichspannungsquelle benötigt, welche über ein herkömmliches AC - Netzteil bereitgestellt wird. Diesem ist ein Leitungsschutzschalter vorgeschaltet, welcher gleichzeitig als Einschalter des Aufbaus verwendet werden kann. Zusammen mit diversen Reihenklemmen sind diese Komponenten auf einer Hutschiene montiert.

## 9.7 Bodenplatte

Der ganze Testaufbau ist auf einer für diesen Zweck konstruierten Grundplatte aus Edelstahl und 2 mm Dicke montiert. Die seitlichen Kanten sind um 90° nach unten gebogen, um dem Aufbau mechanische Stabilität zu verleihen. Alle scharfen Kanten sind inkl. der Haltegriffe mit Kantenschutzband versehen worden, um das Verletzungsrisiko zu minimieren.

## 9.8 Wasserkühlkörper

Zwei Wasserkühlkörper sind quer über alle drei Leistungsplatinen montiert und mittels Wärmeleitpaste an jeweils eine Seite der Spule, sowie der Oberseite der Leistungsschalter und an die Temperatursensoren der Halbbrücken kontaktiert. Zwei Kabelbinder halten das Kühlpaket an Ort und Stelle. Die Abmaße der Kühlkörper betragen 12x40x240 mm und reichen so genau aus, um die Halbbrücken und Spulen von drei parallelen Leistungsmodulen zu kühlen. Beide Schlauchanschlüsse befinden sich auf einer Seite des Kühlkörpers und sind passend für 8x12 - Kunststoffschläuche. Die Verwendung von Schlauchschellen reicht aus, um die Verbindungen abzudichten. Das Kühlwasser wird zuerst auf unterer Ebene in den unten dargestellten Kühlkörper (vgl. Abb. 9.1) gepumpt und anschließend nach dem Austritt auf höherer Ebene direkt in den oberen Anschluss des zweiten Kühlkörpers weitergeleitet. Der Austritt des Kühlwassers aus dem zweiten Kühlkörper erfolgt wieder auf der unteren Ebene.

## 9.9 Temperatursensor Vorlauf

Ein Temperaturfühler AUTOSEN AT013 misst die eingangsseitige Vorlauftemperatur der Kühlkörper. Er ist mit seinem 4 - 20 mA Messsignal direkt an die Eingangsklemme der mittleren Steuerplatine verbunden.

## 9.10 Temperatursensor Rücklauf

Analog dazu misst ein zweiter baugleicher Sensor die ausgangsseitige Rücklauftemperatur des Kühlsystems. Sein Messsignal ist auf den zweiten Analogeingang derselben Eingangsklemme kontaktiert.

## 9.11 Kühlwassertank

Als Kühlwasserreservoir dient ein PVC - Tank mit 12 Liter Fassungsvermögen. Als Kühlmedium wird Leitungswasser verwendet.

## 9.12 Auslauf Kühlwassertank

Auf der linken Seite des Kühlwassertanks befindet sich der Wasserauslass auf unterer Ebene. Vor hier aus wird der Kühlkreislauf gespeist.

## 9.13 Rücklauf Kühlwassertank

Rechts am Tank läuft das Kühlwasser auf höherer Ebene wieder zurück in das Reservoir. Durch die Bauweise des Wassertanks entlüftet sich das System von selbst.

## 9.14 Durchflusssensor

An dieser Stelle ist für spätere Messungen ein AUTOSEN AT007 Durchflusssensor vorgesehen. Zusammen mit den zwei Temperatursensoren am Ein- und Ausgang der Kühlkörper, kann die Menge an thermisch nutzbarer bzw. über das Kühlwasser abgeführten Leistung bestimmt werden. Zudem liefert diese Messung Anhaltspunkte

über die Höhe des Wirkungsgrad des Wandlersystems. Das Messsignal des Durchflusssensors kann zur Erfassung an die rechte Steuerplatine angeschlossen werden. Die thermische Leistung des Kühlwassers hängt von der Temperaturdifferenz vor und nach den Kühlkörpern, sowie dem Massenfluss, der Dichte und der spezifischen Wärmekapazität von Wasser ab und kann folgendermaßen berechnet werden:

$$P_{th} = (T_{vor} - T_{rück}) \cdot \dot{V}_W \cdot \rho_W \cdot c_W \quad (9.1)$$

## 9.15 Kühlwasserpumpe

Um einen kontinuierlichen Volumenstrom im Kühlkreis zu erzeugen, ist die Kreiselpumpe *WPDC-10.5L-5.0M-24-VP* des Herstellers ROTEK verbaut. Die maximale Fördermenge beträgt 10,5 l/min, die maximale Förderhöhe beträgt 5 mWs (entspricht einem max. Überdruck von 0,5 Bar). Die blauen Pfeile in Abbildung 9.1 zeigen die Durchflussrichtung des Wassers im Kühlsystem an.

## 9.16 Wärmetauscher & Lüfter

Die von der Wandlerbaugruppe abgeführte Wärmeleistung wird von diesem Testaufbau letztendlich an die Umgebungsluft abgegeben. Mit wenigen Änderungen an der Wasserverrohrung, könnte auch eine externe Wärmesenke integriert werden.

## 9.17 Ablasshahn

Zum Ablassen des Kühlwassers, ist ein entsprechende leere Schlauchkupplung und ein manuelles Kugelventil verbaut.

# 10 Kostenanalyse, Ausblick & Zusammenfassung

Im letzten Kapitel werden neben einer Kostenanalyse die nächsten logischen Schritte in der Entwicklung der DC/DC - Leistungselektronik beschrieben und die bisher durchgeführten Schritte abschließend zusammengefasst.

## 10.1 Kosten & Einsparpotentiale

Um die spezifischen Kosten des entwickelten Leistungswandlers mit den aktuell eingesetzten Netzteilen vergleichen zu können, muss zunächst eine nominelle Leistung definiert werden. Die Berechnungen haben gezeigt, dass  $P_N$  durch den Spulenstrom limitiert ist. Je kleiner die Batteriespannung desto schneller steigt der Stackstrom im Falle des Elektrolysestacks 2 bei  $EoL$ . Dieser Betriebsfall stellt den Extremfall dar (großer Spannungshub und Aufwärtswandlung) und wird deshalb zur Definition der Nennleistung herangezogen. Wird die Systemspannung batterieseitig mit 51,2 V angenommen, beträgt die Nennleistung eines Wandlermoduls (auf Stackseite) 2,25 kW<sub>el</sub>.

Die spezifischen Kosten eines Wandlermoduls bezogen auf die Nennleistung  $P_N$  betragen damit  $k_{el,DC/DC} = \frac{453,58 \text{ €}}{2,25 \text{ kW}_{el}} = 201,59 \frac{\text{€}}{\text{kW}_{el}}$ .

Gemäß Formel 3.7 errechnen sich dann die spezifischen Kosten der Leistungselektronik bezogen auf die nominale Stackleistung zu:

spez. Kosten	EL - Stack 1	EL - Stack 2	BZ - Stack 1 ggü. DC/AC	BZ - Stack 1 ggü. DC/DC
$k_{el,Stack}$	320 €	320 €	845,24 €	755,95 €
<b>Einsparung</b>	<b>- 14,95 %</b>	<b>- 29,13 %</b>	<b>- 68,10 %</b>	<b>- 64,28 %</b>

**Tab. 10.1:** Spezifische Kosten der neuen DC/DC - Leistungselektronik im OHS-System bezogen auf die jew. Stack-Nennleistung und 5 parallelen Wandlermodulen

Damit kann gezeigt werden, dass das Entwicklungsziel bzgl. der Kostenreduktion

schon bereits mit dem ersten Prototypen ab einer Stückzahl von 10 erreicht wird. In der Realität verhält es sich sogar noch besser, da die neue Leistungselektronik bidirektional betrieben werden kann und somit die bisherigen Kosten für das jeweilige Netzteil des zweiten Stacks entfallen. Die in Tabelle 10.1 dargestellten Einsparungen beziehen sich auf die spezifischen Kosten der alten AC - Netzteile und der nominalen Stackleistungen.

Sofern die Betriebsanforderungen in speziellen Anwendungen derart angepasst werden können, sodass nur eine Wandlungs- bzw. dazugehörige Leistungsflussrichtung notwendig ist, könnte zudem auch eine Halbbrücke eingespart und deren High-Side FET durch eine Drahtbrücke ersetzt werden.

## 10.2 Weitere Entwicklungsschritte

Zukünftige Entwicklungsschritte bestehen aus der Inbetriebnahme des Wandlers und dem Erproben stabiler Betriebsbedingungen in der Realität, sowie eine anschließende Kennfeldvermessung der Wandlereffizienz. Danach sollte die Firmware dahingehend erweitert werden, dass mehrere Module durch Vorgabe eines einzigen Sollwerts an den Master der Baugruppe parallel betrieben und Messwerte aller Module von der übergeordneten Systemsteuerung ausgelesen werden können. Dadurch wird sich zeigen, ob die einzelnen Module zukünftig besser mit CAN oder RS485 untereinander kommunizieren sollten. Vor und während der Vermessung in einem EMV - Labor können nun verschiedene Wandler- und Bauteilkonfigurationen gegeneinander getestet werden, um so eine Minimalbeschaltung unter gegebenen Betriebsbedingungen zu erhalten.

## 10.3 Mögliche alternative Einsatzbereiche

Da die gewählte Wandlertopologie und die Modularität des Systems sehr flexibel einsetzbar sind, liegt der Gedanke nahe, die gleiche oder leicht abgeänderte Schaltung für andere Einsatzzwecke im OHS - System zu verwenden.

Beispielsweise könnte der Leistungswandler wie in Abb. 1.4 bereits angedeutet durch Implementierung eines MPPT - Algorithmus als PV - Laderegler eingesetzt werden. Mögliche Optimierungen für diesen Anwendungsfall umfassen sowohl den Wegfall

einer Halbbrücke aufgrund von überlicherweise hohen PV - Generatorspannungen (stets  $> U_{Bat}$ ) sowie den Einsatz von Leistungsschaltern bzw. Komponenten höherer Spannungsklasse, damit die technisch zulässige maximale PV - Generatorspannung auch größer sein kann als 120 VDC.

Weiterhin kann mit anderer Regelungsstrategie das Wandlermodul auch zu einem DC - Netzteil mit konstantem Spannungsausgang (z.B. 24 V) abgeändert werden.

Ebenso ist denkbar den Wandler zur DC - Kopplung von bürstenbehafteten Gleichstrommaschinen, welche als Generator am zur Brennstoffzelle alternativen Wankelmotor (*BHKW*) betrieben werden können, einzusetzen. Die generelle Eignung von BDC - Generatoren ist für diesen Einsatzzwecke vorher allerdings noch eingehend zu prüfen.

# 11 Zusammenfassung

Die Entwicklung eines modularen, sowie bidirektionalen DC/DC - Leistungswandlers zur Kopplung auf die DC - Spannungsebene eines 48 V - Batteriesystems war erfolgreich. Dieser ist zudem auf die Betriebsbedingungen und eingesetzten PEM - Stacks der OHS - H<sub>2</sub>-BATTERY optimiert.

Nach eingehender Analyse der Anforderungen an das Produkt konnte ein Konzept zur Umsetzung erstellt werden. Im Zuge dessen war es notwendig eine passende Schaltungstopologie auszuwählen und mittels eines selbst geschriebenen Excel - Berechnungstools sowohl die Größe eines Einzelmoduls als auch eine Auswahl gut geeigneter Bauelemente für die Leistungsstufe zu treffen. Der so modellierte Wirkungsgrad des Wandlers liegt je nach Betriebsart zwischen 96,5 und 98 % und übererfüllt damit die Anforderungen an die elektrische Effizienz. Eine einfache Kostenanalyse zeigte ebenfalls, dass nicht nur die spezifischen Wandlungskosten pro kW elektrischer Wandlerleistung, sondern auch die Kosten pro kW Stack - Leistung gesenkt werden konnten. Eine weitere Reduzierung der Stückkosten ist im Zuge der weiteren Entwicklung möglich. Zudem wurden die Vorteile eines DC - gekoppelten Systems erläutert und eine leistungselektronische Wandlungseinheit konnte im Vergleich zum AC - Kopplung überflüssig gemacht werden. Eine deutliche Kostenreduktion der Elektronik des Gesamtsystems ist daher plausibel. Durch die modulare Konstruktion des Wandlungsmoduls kann diese ebenfalls mit sehr geringem Montageaufwand auf Kupferschienen verschraubt werden, welche gleichzeitig die elektrische Parallelschaltung der Einzelmodule zu einer Wandlerbaugruppe übernehmen. Damit entfallen sowohl die Kosten als auch der Montageaufwand für zusätzliche und ausreichend stromtragfähige Verbindungselemente. Die Betriebssicherheit jedes Moduls wird durch eine geeignete batterie-seitige Schmelzsicherung und der Temperaturüberwachung der diesezüglich kritischen Komponenten erreicht.

Eine Stromregelungsstrategie für jedes Einzelmodul und einer Wandlerbaugruppe wurde entwickelt. Ebenfalls wurde ein Test- & Messaufbau für drei parallele Einzelmodule mit einem Wasserkühlungssystem aufgebaut. Dieses ist zur ausgiebigen Erprobung der Wandlerprototypen ausgelegt und für die Erfassung der abgeführten Verlustwärme vorbereitet. Das prinzipiell sehr flexible Schaltungs- und Layoutdesign

kann darin auch für zukünftige Anwendungsfälle evaluiert und optimiert werden. Insgesamt konnte ein guter Grundstein für die bald folgende Inbetriebnahme, den weiteren Entwicklungsprozess des Projekts und die Weiterentwicklung der wasserstoffbasierten Saisonbatterie der *OHS* gelegt werden.

# Abkürzungsverzeichnis

PV	Photovoltaik
DC	Direct current
AC	Alternating current
PEM	Polymer Elektrolmembran
BHKW	Blockheizkraftwerk
KWK	Kraft-Wärme-Kopplung
FET	Feldeffekt-Transistor
PWM	Pulsweitenmodulation
4SWBB	Four Switch Buck-Boost
BoL	Begin of Life
EoL	End of Life
LFP	Lithium-Eisenphosphat
SoC	State of Charge
AGM	Absobent Glass Mat
VRLA	Valve Regulated Lead Acid
EL	Elektrolyse
BZ	Brennstoffzelle
PCB	Printed Circuit Board
Elko	Elektrolyt-Kondensator
ESR	Equivalent Series Resistance

AMR	Anisotrop-Magneto-resistiv
RMS	Root Mean Square
DFU	Device Firmware Upgrade
LED	Light Emitting Diode
ADC	Analog Digital Converter
DAC	Digital Analog Converter
LSB	Least Significant Bit
SPI	Serial Peripheral Interface
SWD	Serial Wire Debug
USB	Universal Serial Bus
CAN	Controller Area Network
SMD	Surface Mounted Device
SMT	Surface Mount Technology
IC	Integrated Circuit
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
GPIO	General Purpose Input Output
CPU	Central Processing Unit

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Mittlerer Jahresgang des Kapazitätsfaktors von Sonne und Wind (Mittelwert 1995 - 2015) [DWD 2018] . . . . .	1
1.2	Funktionsprinzip der H <sub>2</sub> - Battery [OHS 2022, Broschüre] . . . . .	3
1.3	Schema einer AC gekoppelte H <sub>2</sub> - Battery mit zusätzlicher PV - Anlage, eigene Darstellung . . . . .	4
1.4	Schema einer DC gekoppelte H <sub>2</sub> - Battery mit zusätzlicher PV - Anlage, eigene Darstellung . . . . .	5
2.1	Prinzip der PEM - Elektrolysezelle [H-Tec 2024] . . . . .	9
2.2	Schaltsymbol eines selbst-sperrenden N-Kanal - FETs [Barkhordarian u. a. 1996, Fig. 3] . . . . .	11
2.3	Schaltbild synchroner Abwärtswandler [vgl. Erickson und Maksimovic 2004] . . . . .	12
2.4	Schaltbild synchroner Aufwärtswandler [vgl. Erickson und Maksimovic 2004] . . . . .	14
3.1	Polarisationskurve von Elektrolysestack 1 ( $EL_1$ , @BoL/EoL) mit $P_N = 5 \text{ kW}_{el}$ und $I_N = 52,5 \text{ A}$ . . . . .	18
3.2	Polarisationskurve von Elektrolysestack 2 ( $EL_2$ , @BoL/EoL) mit $P_N = 10 \text{ kW}_{el}$ und $I_N = 150 \text{ A}$ . . . . .	19
3.3	Polarisationskurve von Brennstoffzellenstack 1 ( $BZ_1$ , @BoL/EoL) mit $P_N = 8,4 \text{ kW}_{el}$ und $I_N = 150 \text{ A}$ . . . . .	19
3.4	Einfache schematische Übersicht der DC - Anbindung zwischen Batterie und PEM-Stack . . . . .	21
3.5	Polarisationskurven aller drei PEM-Stacks inkl. Grenzen der System- bzw. Akkuspannung . . . . .	24
4.1	Schematisches Schaltbild der Four Switch Buck-Boost - Wandlertopologie (4SWBB) [TI 2018] . . . . .	32
4.2	Switch Node Ringing [TI 2012] . . . . .	33
4.3	Wandlersauslegung Eingabe für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL . . . . .	36

4.4	Wanderauslegung Ausgabe für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL . . .	37
4.5	Abgeänderte Eingabemaske (Wandlerbetrieb) für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL . . . . .	41
4.6	Zustandsdaten der Bauteile im gewählten Arbeitspunkt für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL . . . . .	42
4.7	Anzeige der ausgewählten Komponenten inkl. wichtiger Bauteilwerte .	43
4.8	Ausgabe der Modulverluste und des Modulwirkungsgrades der Leistungsstufe für Elektrolysestack 2 @ 150 A & EoL . . . . .	45
4.9	Ausgabe der Modulverluste und des Modulwirkungsgrades der Leistungsstufe für Brennstoffzellenstack 1 @ 150 A & BoL . . . . .	47
5.1	Nucleo®-Entwicklungsboard mit für den Betrieb in diesem Projekt notwendiger Zusatzbeschaltung . . . . .	53
5.2	Pinbelegung des Verbindungssteckers zwischen Steuer- und Leistungsplatine, eigene Darstellung . . . . .	54
5.3	Mikrocontroller STM32G491 mit Quarz, Reset und Singal-LEDs . . .	55
5.4	ADC-Verschaltung des STM32G491, ST 2021, S.123, Fig. 28 . . . . .	56
5.5	RC-Filterschaltung vor Analogeingängen . . . . .	57
5.6	Redundante Diodenschaltung und EMV-Filter des TMR 3-7212 . . .	59
5.7	TMR 3-7212WIR 12 V Wandlerbaustein inkl. Aktivierungsbeschaltung und AD1117 3,3 V Linearregler und Signal - LEDs . . . . .	61
5.8	Erzeugung der galvanisch getrennten 12 V Gate - Steuerspannung beispielhaft für Q1 der HB1 . . . . .	62
5.9	Gesamte Leistungsstufe eines Wandlermoduls . . . . .	63
5.10	Gatetreiberschaltung . . . . .	65
5.11	Anschlussklemme für Freigabesignal sowie Ein- & Ausgangssignale . .	68
6.1	3D - Rendering der Steuerplatine inkl. Nummerierung . . . . .	70
6.2	3D - Rendering der Leistungsplatine inkl. Nummerierung . . . . .	74
7.1	Gewähltes Pinout des STM32G491 - Mikrocontrollers . . . . .	84
7.2	Schema der Analogkomparatorschaltung . . . . .	85
8.1	Über Leistungsplatine positionierte Lötstablone zum Aufbringen der Lötpaste . . . . .	91

8.2	Leistungsplatine mit aufgetragener Lötpaste . . . . .	92
8.3	Mit allen SMT - Komponenten bestückte Leistungsplatine . . . . .	93
8.4	Bestückte Leistungsplatinen vor dem Eintritt in den Lötöfen . . . . .	93
9.1	Draufsicht auf den Test- & Messaufbau mit Wasserkühlung . . . . .	95

# Tabellenverzeichnis

3.1	Höchstwerte der Betriebsspannungen der eingesetzten PEM-Stacks . .	22
3.2	Minimalwerte der Betriebsspannungen der eingesetzten PEM-Stacks .	23
3.3	Notwendige Betriebsmodi des Leistungswandlers . . . . .	25
3.4	Spezifische Kosten der aktuell im OHS-System verbauten Leistungs- elektronik bezogen auf die jew. Nennleistung der Leistungselektronik .	30
3.5	Spezifische Kosten der aktuell im OHS-System verbauten Leistungs- elektronik bezogen auf die jew. Stack-Nennleistung . . . . .	30
7.1	Übersicht der wichtigsten Hardwarefunktionen des Mikrocontrollers .	82
7.2	DAC - Einschwingzeiten und effektive Samplingraten je Schaltperiode	86
10.1	Spezifische Kosten der neuen DC/DC - Leistungselktronik im OHS- System bezogen auf die jew. Stack-Nennleistung und 5 parallelen Wandlermodulen . . . . .	100

# Literatur

- Barkhordarian, Vrej u. a. (1996). "Power MOSFET basics". In: *Powerconversion and Intelligent Motion-English Edition* 22.6, S. 2–8.
- Baur, Sebastien (2022). "Befeuchtungsmöglichkeiten von PEM-Brennstoffzellen in mobilen Anwendungen". In.
- Bhatia, A (2012). "Basic fundamentals of gear drives". In: *PDHonline Course M229*.
- Blanks, Henry S (1990). "Arrhenius and the temperature dependence of non-constant failure rate". In: *Quality and reliability engineering international* 6.4, S. 259–265.
- BYD (2019). "Datasheet BYD LVS". In.
- Cegasa (2021). "Datasheet Cegasa ebick". In.
- DIN-VDE-0100 (2016). "Protection against electric shock". In.
- DWD (2018). URL: [https://www.dwd.de/DE/fachnutzer/energiewirtschaft/3e\\_klimaanalysen/energie\\_klimaan\\_node.html](https://www.dwd.de/DE/fachnutzer/energiewirtschaft/3e_klimaanalysen/energie_klimaan_node.html) (besucht am 12.06.2024).
- Eikel, Hendrik (2020). "Bachelorarbeit Elektrolysemodul". In.
- Erickson, Robert W. und Dragan Maksimovic (2004). "Fundamentals of Power Electronics. Second Edition". In.
- H-Tec (2024). URL: <https://www.h-tec.com/wasserstoff/#> (besucht am 12.06.2024).
- Hennecke, Manfred und Birgit Skrotzki, Hrsg. (2023). *HueTTE Band 3: Elektro- und informationstechnische Grundlagen für Ingenieure*. Springer Reference Technik. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg. ISBN: 978-3-662-64374-7 978-3-662-64375-4. DOI: 10.1007/978-3-662-64375-4. URL: <https://link.springer.com/10.1007/978-3-662-64375-4> (besucht am 12.06.2024).
- Hesse, Werner (2015). *Werkstoff-Datenblätter-Kupfer*. Beuth Verlag.
- IEC61140 (2016). "Protection against electric shock". In.
- IPC-2221A (1998). "Generic Standard on Printed Board Design". In.
- ISO13732-1 (2008). "Methods for the assessment of human responses to contact with surfaces". In.
- ITECH (2024). "IT6012C-300-150 datasheet". In.

- Kang, Sukhvinder S (2012). “Advanced cooling for power electronics”. In: *2012 7th international conference on integrated power electronics systems (cips)*. IEEE, S. 1–8.
- Kurzweil, Peter (2016). *Brennstoffzellentechnik: Grundlagen, Materialien, Anwendungen, Gaserzeugung*. Springer Fachmedien. ISBN: 978-3-658-14934-5.
- MeanWell (2024). “SHP-10K-115 datasheet”. In.
- Middlebrook, R. D. und Slobodan Cuk (Juni 1976). “A general unified approach to modelling switching-converter power stages”. In: *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Cleveland, OH, USA: IEEE, S. 18–34. DOI: 10.1109/PESC.1976.7072895. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7072895/> (besucht am 02.06.2024).
- Nadler, Andreas (2017). “ANP044B Auswirkung von Layout, Bauelementen und Filter auf die EMV von modernen DCDC Schaltreglern”. In: *Wuerth Electronic - Application Note*.
- OHS (2022). “H<sub>2</sub>-Battery, Die Lösung für Mehrfamilienhäuser”. In: *H<sub>2</sub>-Battery, Produktbroschüre, Die Lösung für Mehrfamilienhäuser, ostermeier H<sub>2</sub>hydrogen Solutions GmbH*.
- Schlenz, Ulrich (2020). *Schaltnetzteile und ihre Peripherie: Dimensionierung, Einsatz, EMV*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden. ISBN: 978-3-658-29489-2 978-3-658-29490-8. DOI: 10.1007/978-3-658-29490-8. URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-658-29490-8> (besucht am 02.06.2024).
- ST (2014). “AN45015 Design of a boost LED driver using L99LD01”. In.
- (2021). “STM32G491 MCU Datasheet”. In.
- Sweeney, Micah u. a. (2014). “Induction cooking technology design and assessment”. In: *Small* 5.2014, S. 800.
- TI (2012). “SLYT465 Controlling switch node ringing in synchronous buck converters”. In.
- (2015a). “LM335Z Temperature Sensor Datasheet”. In.
- (2015b). “SLVA477B Basic calculations of a buck converter”. In.
- (2016). “SLYT670 How to select input capacitors for a buck converter”. In.
- (2018). “SLVA535B Basic Calculations of a 4 Switch Buck-Boost Power Stage”. In.

- TI (2020). “SLYT670 An Accurate Approach for Calculating the Efficiency of a Synchronous Buck Converter Using the MOSFET Plateau Voltage”. In.
- (2022). “SLVA372D Basic calculations of a boost converter”. In.
- Toepler und Lehmann (2017). *Wasserstoff und Brennstoffzelle: Technologien und Marktperspektiven*.
- VDE-AR-N-4105 (2018). “VDE-AR-N 4105 Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz”. In.
- Wuerth (2022). *Trilogie der induktiven Bauelemente*. 3rd. Waldenburg: WÄC Erth Elektronik Verlag. Kap. Bilatex.
- Zahn (2024). URL: <https://zahninc.com/dc-dc-converters/dc-dc-step-down-converters/step-converters-3000w-16000w/> (besucht am 12.06.2024).