



Fachbereich Ingenieurwissenschaften
und Kommunikation (IWK)
Studiengang Elektrotechnik M. Eng.
Vertiefungsrichtung Elektronische Systementwicklung

Master-Thesis

Netzdienliche Wasserstoff-Elektrolysegleichrichter: Eine Analyse von IAF und 1/3 PWM PFC Rectifier in der Leistungsklasse 400 kVA

Vorgelegt von:

Jonas Heinemann
Cecilienstraße 28
53840 Troisdorf
Tel. 015783841858
Jonas.Heinemann@h-brs.de
Matr.-Nr. 9031399

Erstprüfer: Prof. Dr.-Ing. Marco Jung
Zweitprüfer: Prof. Dr. Heinrich Richard Salbert

Troisdorf, den 20.01.2024

Erklärung zur Master-Thesis

„Ich versichere hiermit, die von mir vorgelegte Arbeit selbstständig verfasst zu haben. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten oder nicht veröffentlichten Arbeiten anderer entnommen sind, habe ich als entnommen kenntlich gemacht. Sämtliche Quellen und Hilfsmittel, die ich für die Arbeit benutzt habe, sind angegeben. Die Arbeit hat mit gleichem Inhalt bzw. in wesentlichen Teilen noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen.“

Mir ist bewusst, dass sich die Hochschule vorbehält, meine Arbeit auf plagiierte Inhalte hin zu überprüfen und dass das Auffinden von plagiierten Inhalten zur Nichtigkeit der Arbeit, zur Aberkennung des Abschlusses und zur Exmatrikulation führen können.“

Ort, Datum

Unterschrift

Abstract

Um in Zukunft unabhängiger von Importen zu sein und die Energieversorgung nachhaltiger zu machen, hat die Bundesregierung das Ziel zur Erzeugung von grünem Wasserstoff durch Elektrolyse im Jahr 2030 von fünf auf zehn Gigawatt Leistung erhöht. Wovon drei Gigawatt systemdienlich sein sollen [6]. Dies zeigt, wie wichtig es ist die Elektrolyse für zukünftige Szenarien vorzubereiten. Um zusätzlich das Ziel rein erneuerbarer Energien im Stromnetz zu erreichen, wird ein Wandel in den Anforderungen an größere Lasten notwendig. Dies bezieht sich auf Systemdienstleistungen, die bisher hauptsächlich von den zentralen Großkraftwerken bereitgestellt werden. Wasserstoff-Elektrolyse-anlagen in der Leistungsklasse von mehreren Megawatt Leistung sollen in Zukunft in Deutschland aufgebaut werden, dies bietet viele Möglichkeiten durch Dynamik und Regelungen das Stromnetz zu unterstützen. Daher werden in dieser Arbeit Stromrichter für die Anwendung der Wasserstoffelektrolyse untersucht, die innovative Ansätze und eine optimierte Betriebsführung ermöglichen. Anhand einer Vorauswahl wurden die relevanten Topologien bereits auf den Integrated Active Filter (IAF) und Three-Phase Two-Phase-Clamped Boost-Buck Unity Power Factor Rectifier (1/3-PWM-PFC) eingegrenzt, diese werden im Detail untersucht und durch Simulationsmodelle charakterisiert.

Um die Modelle final miteinander zu vergleichen, wird eine Bewertung anhand des Bedarfs an Induktiven- und Halbleiterbauelementen sowie der Halbleiterverluste aus dem Simulationsmodell durchgeführt. Diese Größen werden in den einzelnen Kategorien normiert und über Gewichtungsfaktoren als Gesamtbewertung zusammengefasst. Außerdem wird ein Ausblick auf zukünftige Schritte, wie die Optimierung der Halbleitermodelle durch Messungen und den Aufbau eines Demonstrators eingegangen.

Inhaltsverzeichnis

Abstract	I
Abbildungsverzeichnis	IV
Tabellenverzeichnis	VI
Abkürzungsverzeichnis	VII
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik	1
1.2 Ziel der Arbeit	3
2 Grundlagen	4
2.1 Wasserstoff-Elektrolyse	4
2.2 Stromrichter	5
2.2.1 Gleichrichter	5
2.2.2 DC-DC Wandler	6
2.2.3 Power Factor Correction (PFC)	7
2.3 IAF Rectifier	8
2.4 1/3 PWM PFC Rectifier	9
2.5 Leistungshalbleiter	10
2.6 Induktive Komponenten	11
2.7 Simulationssoftware	11
2.7.1 PLECS	12
3 Anforderungen	13
3.1 Stromnetz	13
3.1.1 Systemdienstleistungen (SDL)	14
3.1.2 Fault-Ride-Through (FRT))	15
3.2 Elektrolyseur	16
3.3 Zusammenfassung	16
3.4 Bewertungskriterien	16
4 Vorauswahl	17
4.1 Mögliche Topologien	17
5 Simulation	19
5.1 Randbedingungen	21
5.2 Tiefsetzsteller	21
5.2.1 Auslegung der Induktivität	21
5.2.2 Regelung	22
5.3 IAF	22
5.3.1 Auslegung der Induktivitäten	22

5.3.2	Regelung	23
5.4	B6 1/3 PFC Buck	26
5.4.1	Auslegung der Netzinduktivität	27
5.4.2	Regelung	27
6	Auswertung	30
6.1	B6PFC	32
6.2	IAF	34
7	Zusammenfassung & Ausblick	39
	Literatur	40
	Inhalt der CD	42
	Anhang	43

Abbildungsverzeichnis

1.1-1	Systemkosten PEM Elektrolyse	2
1.1-2	Elektrolyse Kapazität bis 2030	2
2.1-1	Elektrolyseur Spannungseffizienz	5
2.2.1-1	Diodengleichrichter (a) mit Strom und Spannungsverlauf (b)	6
2.2.2-1	Tiefsetzsteller	7
2.3-1	IAF Gleichrichter Topologie	8
2.4-1	1/3 PWM PFC Topologie mit Tiefsetzsteller	9
2.4-2	Sektorenaufteilung und Schaltverhalten von IAF und B6 1/3 [9]	10
2.5-1	Darstellung der Ausschaltverluste [10]	11
2.7.1-1	Tiefsetzsteller mit Effizienzbestimmung	12
3.1-1	Zulässiger Bereich des Verschiebungsfaktors $\cos \phi$ bei Wirkleistungsbezug	13
3.1-2	quasistationären Betrieb (a) und Fault-Ride-Through (FRT) (b)	14
3.1.1-1	Technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen Stand 2019	15
5-1	Übersicht der PLECS Simulation	19
5-2	Zusammenfassung der Simulationsoutputs	20
5.3-1	Simulationsaufbau der Halbleiter des IAF	22
5.3-2	Simulationsaufbau der Halbleiter des IVS vom IAF	23
5.3.2-1	Regelung des Tiefsetzstellers des IAF	24
5.3.2-2	Struktur der Regelung des IAF [17]	24
5.3.2-3	PLECS Aufbau der Input Voltage Selector (IVS) Ansteuerung	25
5.3.2-4	Bestimmung des soll Stroms im IVS Pfad	25
5.3.2-5	Regelung des Stroms in der mittleren Phase	26
5.4-1	PLECS Aufbau der B6 Leistungshalbleiter	26
5.4-2	PLECS Aufbau des Tiefsetzstellers der B6 Topologie	27
5.4.2-1	Regelung des 1/3-PWM-PFC	28
5.4.2-2	PLECS Regelung der Ausgangsleistung als Sollgröße	28
5.4.2-3	PLECS Regelung der Netzimpedanz und Phasenabschnittserkennung	29
5.4.2-4	PLECS PWM Erzeugung des B6 Gleichrichters	29
6.1-1	Temperaturverhalten der Halbleiter des B6 mit (voll dargestellt) und ohne (schwach dargestellt) Phasenverschiebung	32
6.1-2	Eingangs- und Ausgangsgrößen ohne Phasenverschiebung	33
6.1-3	Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Phasenverschiebung	34
6.2-1	Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF ohne (a) und mit (b) Phasenverschiebung	35
6.2-2	Simulationsergebnisse des IAF ohne Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität	36
6.2-3	Simulationsergebnisse des IAF bei 30 Grad Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität	37

Abbildungsverzeichnis

7-1	Doppelpulstestprüfstand	39
-----	-----------------------------------	----

Tabellenverzeichnis

3.3-1	Anforderungen an den Gleichrichter Aktuell und in Zukunft	16
4.1-1	Topologievergleich zur Vorauswahl	18
6-1	Auflistung der Simulationsbetriebsparameter	30
6-2	Auflistung der Simulationsergebnisse und Bewertung	31

Abkürzungsverzeichnis

I_a	Ausgangsstrom
R_{DSon}	Einschaltwiderstand
R_{GV}	Gatevorwiderstand
S	Scheinleistung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{LL}	Leiterleiterspannung
U_a	Ausgangsspannung
U_e	Eingangsspannung
U_{pn}	Zwischenkreisspannung
1/3-PWM-PFC	Three-Phase Two-Phase-Clamped Boost-Buck Unity Power Factor Rectifier
AEL	alkalische Elektrolysetechnik
AFE	active front end
D	Tastverhältnis
DPT	Doppelpulstest
FRT	Fault-Ride-Through
HTEL	Hoch Temperatur Elektrolyse
IAF	Integrated Active Filter
IRENA	Internationale Organisation für Erneuerbare Energien
IVS	Input Voltage Selector
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistors
PEM	proton exchange membrane bzw. polymer electrolyte membrane
PFC	Power Factor Correction
PLECS	PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation)
PWM	Pulsweiten Modulation
SDL	Systemdienstleistungen
TAR	Technische Anschlussregeln
THD	Total Harmonic Distortion
THI	third harmonic injection
VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik

1 Einleitung

Um die Ziele zum Schutz des Klimas zu erreichen wird eine Vielzahl an Maßnahmen nötig sein, welche nur im Zusammenspiel zum Erfolg führen können. Ein großes Problem bei der Verwendung von erneuerbaren Energien ist die Volatilität dieser, daher sind deutlich größere Speichermöglichkeiten notwendig. Ein Medium zum langfristigen Speichern und Transport von Energie bietet Wasserstoff, dieser kann auf verschiedene Arten gewonnen werden und bietet eine Vielzahl an Einsatzmöglichkeiten. In der Industrie wird Wasserstoff bereits heute im großen Stil eingesetzt, jedoch in den meisten Fällen durch Dampfreformation aus Erdgas direkt am Einsatzort. Zukünftig kann dieser durch den Einsatz von Elektrolysezellen mit erneuerbaren Energien nachhaltig generiert werden [19].

1.1 Stand der Technik

Aktuelle Ansätze werden in [22] dargestellt, diese sind wie beschrieben jedoch auf einzelne Anwendungsfälle beschränkt. Die Entwicklung der Elektrolyse läuft sehr rasant und es werden in den kommenden Jahren Änderungen erwartet, die auch die Stromversorgung betreffen. Insbesondere der Trend zu höheren Spannungsklassen ermöglicht eine Verringerung der Kosten auf Seiten der Leistungselektronik. Jedoch hängt die optimale Ausführung der Elektrolyseanlage von vielen Anwendungsspezifischen Parametern ab, wie der Betriebsführung. Insbesondere die Entwicklung des Strompreises und die Stabilität des Netzes in der Zukunft können die Amortisierung stark beeinflussen.

Die Internationale Organisation für Erneuerbare Energien (IRENA) hat in ihrem Bericht aus dem Jahr 2020, über die Kostenentwicklung der Elektrolyse, den Anteil der Kosten für die Stromversorgung mit 29 bis 38 Prozent angegeben für proton exchange membrane bzw. polymer electrolyte membrane (PEM). Wobei die Elektrolysezellen selbst weniger als die Hälfte der Kosten ausmachen. Außerdem werden als Mögliche Faktoren für die Senkung der Gleichrichterkosten der Skaleneffekt, Standardisierung der Komponenten sowie die Teilnahme von Unternehmen aus der Elektronikbranche anstelle von Elektrolyseur Herstellern genannt [11].

Es zeigt sich in 1.1-2 darüber hinaus, dass der Ausbau der Elektrolyse in den letzten Jahren enorm gestiegen ist und in Zukunft deutlich zunehmen wird. Die Weltweite Leistung ist gerade erst in den Gigawatt Bereich gestiegen und soll allein in Deutschland bis zum Jahr 2030 auf mindestens zehn Gigawatt ausgebaut werden.

Idiot

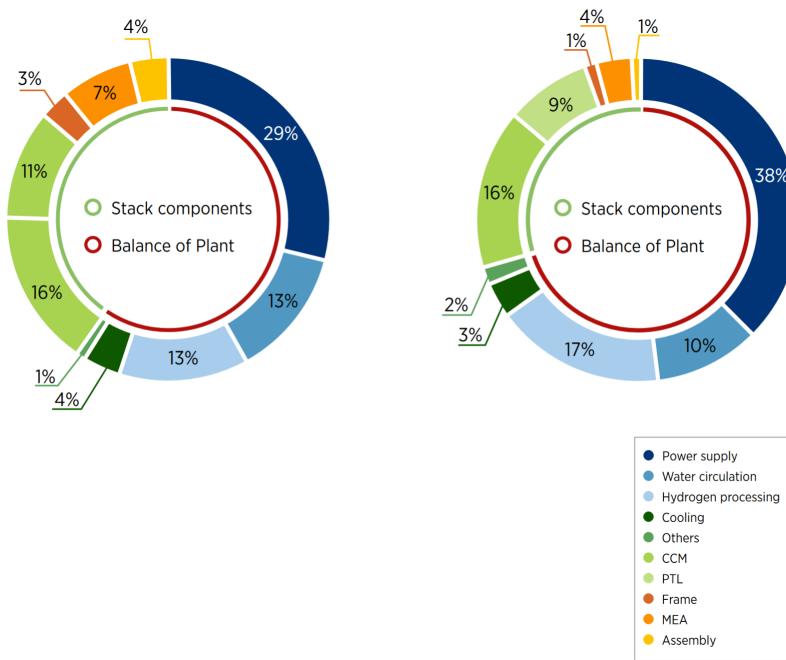


Abbildung 1.1-1: Systemkosten PEM Elektrolyse links 10 MW pro Jahr, rechts 1 GW pro Jahr [11]

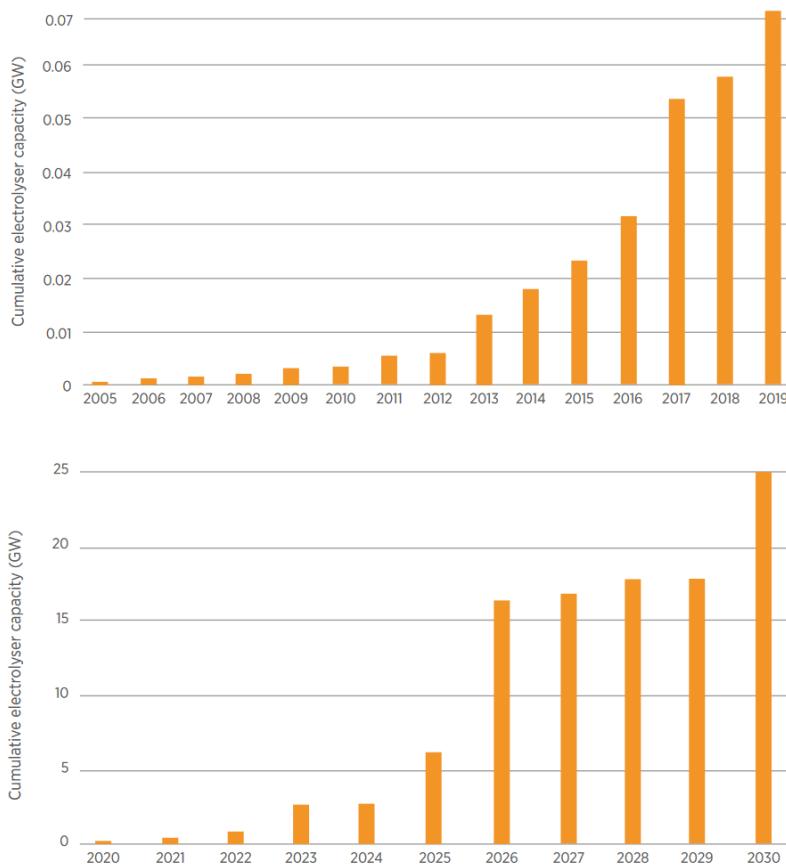


Abbildung 1.1-2: Elektrolysekapazität Stand 2020 mit Ausblick bis 2030 [11]

1.2 Ziel der Arbeit

Ziel ist es die beiden vorab ausgewählten Stromrichter Topologien anhand von detaillierten Simulationen unter gegebenen Randbedingungen zu vergleichen, um eine eindeutige Bewertung durchzuführen. Dazu werden zunächst die Randbedingungen und Eigenschaften der Schnittstellen, Elektrolyseur und Stromnetz, definiert um diese in einer Simulation mittels Matlab und der Erweiterung PLECS abzubilden. Durch Modelle der Halbleiter kann die Verlustleistung und damit die Effizienz und indirekt der Kühlauflauf bewertet werden. Außerdem kann anhand der gespeicherten Energie in den Magnetischen Komponenten die Größe und Kosten dieser bewertet werden, da diese mit den größten Anteil an den Gesamtkosten für Stromrichter bilden. Weitere Komponenten wie Treiberschaltung und benötigte Kapazitäten spielen eine untergeordnete Rolle bei der Bewertung. Um die Bereitstellung von Systemdienstleistungen zu Berücksichtigen, wird die Verlustleistung bei einer Phasenverschiebung von 30 Grad und 0 Grad betrachtet. Anschließend soll eine Gesamtbewertung durch Gewichtungsfaktoren der einzelnen Kategorien erfolgen.

2 Grundlagen

Die Leistungselektronik ist ein komplexes Thema das im Grunde mit dem Beginn der Elektrizität beginnt, die Wandlung und Übertragung von Strom stellte die ersten großen Hindernisse dar. Insbesondere die Entscheidung zwischen Wechsel- und Gleichspannung in den Übertragungs- und Verteilnetzen stellte eine erste Große Debatte dar. Durch die Weiterentwicklung in der Halbleitertechnik zeigt sich, dass Gleichstromtechnik insbesondere bei langen Übertragungsstrecken Vorteile gegenüber der verbreiteteren Wechselstromtechnik besitzt. Um die Anforderungen und Zusammenhänge verstehen zu können, werden Details zur Elektrolyse, zu Stromrichtern sowie Komponenten und der verwendeten Simulationsumgebung dargestellt.

2.1 Wasserstoff-Elektrolyse

Unter Wasserstoff-Elektrolyse versteht man grundlegend die Funktion Wasser in seine Bestandteile Wasserstoff und Sauerstoff zu spalten. Die verbreitetste Variante ist die alkalische Elektrolysetechnik (AEL), welche bereits im großen Maßstab von bis zu zwei Giga Watt eingesetzt wird [18]. Des weiteren wird viel Potential in der Weiterentwicklung der PEM Elektrolyse gesehen, da diese durch einen simpleren Aufbau und höhere Stromdichten bessere Skalierbarkeit bieten kann. Außerdem wird die Hoch Temperatur Elektrolyse (HTEL) verwendet, wenn sich die Nutzung von Prozess technischer Abwärme anbietet, wodurch der Gesamtwirkungsgrad steigt [19].

Das Prinzip der AEL wird, im Gegensatz zur neueren PEM, Elektrolyse bereits seit langer Zeit verwendet und optimiert. Die AEL benötigt in der Regel eine wässrige KOH-Lauge und kann durch Reihenschaltung der Zellen Wasserstoff und Sauerstoff mit erhöhtem Druck von Beispielsweise 30 Bar bereitstellen. Die Entwicklung und insbesondere Steigerung der Stromdichte und Effizienz brachte in den letzten Jahren jedoch keine großen Änderungen. Der Spannungswirkungsgrad liegt zwischen 62 und 82 Prozent [20].

Die PEM Elektrolyse bietet Vorteile durch erhöhte Stromdichte, bei größeren Anlagen spart dies unter anderem Platzbedarf, außerdem ist zu erwarten, dass Druckelektrolyse bis 100 Bar möglich ist. Jedoch gibt es noch Optimierungsbedarf bei der Langlebigkeit der Membranen und der benötigten Edelmetalle [20].

Die HTEL nutzt die Vorteile durch höhere Temperatur, welche auf der Seite der Thermodynamik Vorteile für die Elektrische-Effizienz bringen, jedoch hohe Anforderungen an die verwendeten Materialien stellen. Daher ist die Festoxid Elektrolyse noch in einer Grundlagenforschung im Laborstadium. Da fast alle Festoxid-Zellen umkehrbare Eigenschaften besitzen ist das Interesse an ihnen besonders groß, dies ermöglicht die direkte Rückverstromung des Wasserstoffs. Jedoch wird hier ebenfalls noch eine Materialoptimierung sowie Verbesserung der Langzeiteigenschaften benötigt.

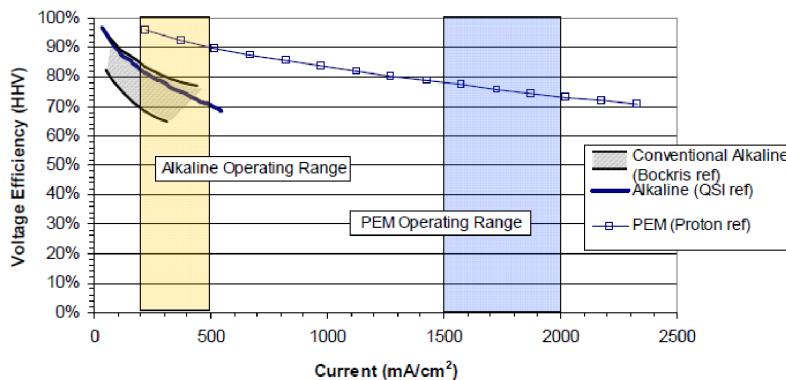


Abbildung 2.1-1: Elektrolyseur Spannungseffizienz [20]

2.2 Stromrichter

Allgemein kann man jede Schaltung die zur Strom- und Spannungsversorgung dient als Stromrichter bezeichnen, dabei wird unterschieden zwischen Wechsel- und Gleichspannungsvarianten. Außerdem kann bei Netzanwendungen in gesteuerte, Netz-gesteuerte und ungesteuerte unterschieden werden, sowie die Umsetzung einer Power Factor Correction (PFC) betrachtet werden [16].

2.2.1 Gleichrichter

Ein Gleichrichter wird verwendet, um aus einer Wechselspannung eine Gleichspannung zu erzeugen. Die einfachste Form ist der Diodengleichrichter, dieser kann für einphasige Wechselspannung durch eine einzelne Diode realisiert werden. Jedoch würde so nur die halbe Periode des Sinus am Ausgang zur Verfügung stehen, da die Diode nur während der positiven Halbwelle Leitet. Dies lässt sich durch die Ergänzung zum Brückengleichrichter mit vier und für dreiphasige Anwendungen mit sechs Dioden ausgestattet ist.

Anhand des Diodengleichrichters wird schnell klar, dass eine solche Schaltung nur bedingt für einen gewünschten Stromverlauf sorgt. In Abbildung 2.2.1-1 ist der Diodengleichrichter mit Netzspannung und Strom dargestellt, der Stromverlauf zeigt starke Sprünge und der gewünschte Sinusförmige Verlauf ist nur schwer erkennbar. Außerdem lässt sich mit dieser Schaltung die Ausgangsspannung sowie der Strom nicht variieren.

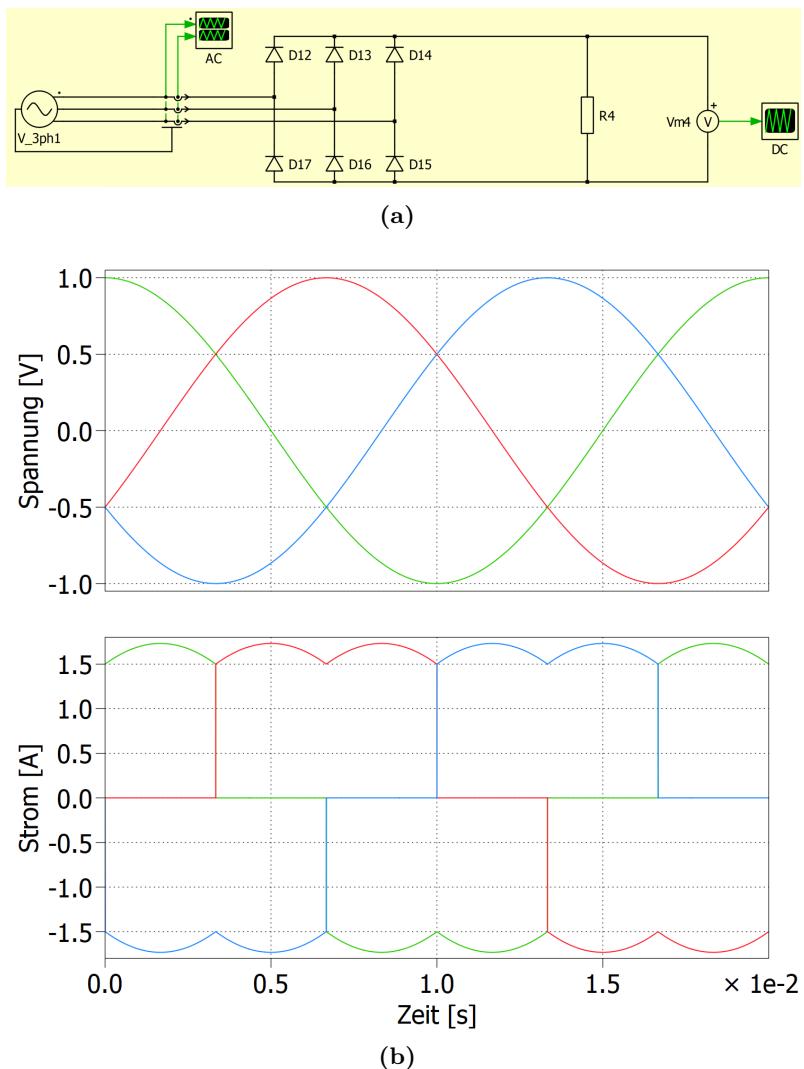


Abbildung 2.2.1-1: Diodengleichrichter (a) mit Strom und Spannungsverlauf (b)

Für Elektrolyseanlagen mit mehreren Megawatt Leistung müssen Zwangsweise Leistungs-halbleiter parallelisiert werden, da bei Spannungen bis 1000 V die Ströme für einzelne Halbleiter zu hoch sind. Außerdem bietet die Parallelisierung durch Interleaving und Phasenverschiebung deutliche Vorteile für die Verzerrung und damit Filterung. Durch Thyristor basierte Schaltungen können große Leistungen effizient umgesetzt werden, jedoch führen diese zu deutlichen Verzerrungen des Stromverlaufs und schlechterem Leistungsfaktor. Daher benötigen diese passive oder aktive Filter, welche die Systemkosten erhöhen [8]. Als Alternative dazu werden active front end (AFE) Gleichrichter eingesetzt diese bieten deutlich geringere Verzerrungen und völlige Freiheit bei der Regelung des Eingangsstroms. Daher können die Filter und Blindleistungskompensation in diesem Fall eingespart werden [8].

2.2.2 DC-DC Wandler

Der Hoch- und Tiefsetzsteller sind essenzielle Topologien und bestehen im wesentlichen aus zwei Halbleitern und einer Induktivität. In Abb. 2.2.2-1 ist die Schaltung für einen Tiefsetzsteller zu sehen. Über das Tastverhältnis (D) des Schalters kann die Ausgangsspannung

(U_a) eingestellt werden, dabei sind die Parameter Eingangsspannung (U_e), Lastimpedanz sowie Wert der Induktivität relevant. Die Ausgangsspannung lässt sich im nicht lückendem Betrieb über den Zusammenhang $U_{out} = D \cdot U_{in}$ berechnen [13].

Die Speicherdrossel des Tiefsetzstellers kann über Formel 2.2.2-1 ausgelegt werden, der

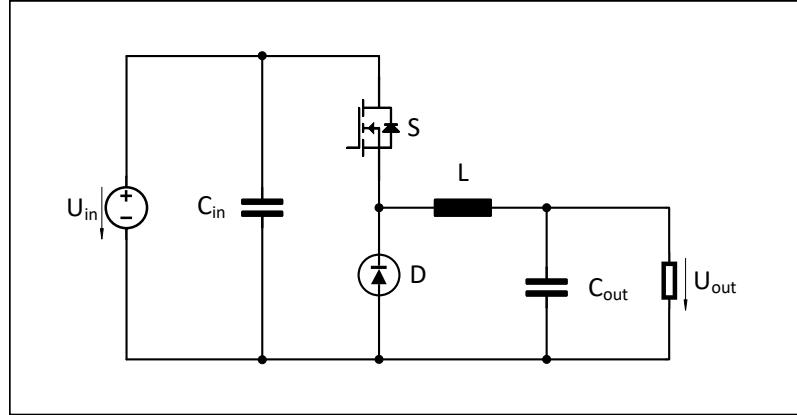


Abbildung 2.2.2-1: Tiefsetzsteller

gewünschte Stromrippel wird dazu beispielhaft auf maximal 30 Prozent des Ausgangsstroms (I_a) festgelegt [13].

$$L = \frac{U_{emax} - U_a}{f \cdot 0,3 \cdot I_a} \cdot \frac{U_a}{U_{emax}} \quad (2.2.2-1)$$

Wenn die Eingangsspannung durch einen, wie in Abb. 2.2.1-1 dargestellten, Dreiphasigen Diodengleichrichter implementiert ist, kann die Eingangsspannung mit $U_{LL} \cdot \sqrt{2}$ berechnet werden. Daraus folgt Formel 2.2.2-2 bezogen auf die Phasenspannungen.

$$L = \frac{U_{LL} \cdot \sqrt{2} - U_a}{f \cdot 0,3 \cdot I_a} \cdot \frac{U_a}{U_{LL} \cdot \sqrt{2}} \quad (2.2.2-2)$$

Eine weitere Optimierungsmöglichkeit bietet das Interleaving, hierbei werden zwei Schaltungen parallel betrieben und die Regelung gekoppelt, dass Sie abwechselnd schalten. Dies ermöglicht es zum einen die Drosseln besser auslasten zu können und zum anderen den Rippel zu halbieren.

2.2.3 Power Factor Correction (PFC)

Die PFC ist eine nötige Maßnahme um den Blindleistungsanteil im Netz zu reduzieren und wird daher in aktuellen Geräten Standardmäßig implementiert. Ein Beispiel aus der Industrie bei dem bereits eine einfache Blindleistungskompensation durchgeführt wurde, war bei Leuchtmitteln mit Halogenröhren. Diese wurden zur Erzeugung der nötigen Spannung mit einem Transformator ausgestattet, welcher jedoch Blindleistung verursachte, dies konnte durch einfache Ergänzung eines Kondensators optimiert werden.

In gängigen Gleichrichtersystemen werden getrennte Einheiten bestehend aus einer dreiphasigen PFC-Gleichrichterschaltung und einem Gleichspannungswandler (DC/DC-Buck-Wandler) eingesetzt, um die Anforderungen zu erfüllen. Die Regelung der beiden Wandlerstufen ist in der Regel entkoppelt, wobei der Gleichrichter sinusförmige Netzströme

zieht und der nachfolgende DC/DC-Wandler die Spannung auf den erforderlichen Ausgang anpasst. Auf der Suche nach kompakten und leichten Systemen sind hohe Schaltfrequenzen notwendig, was jedoch zu erhöhten Schaltverlusten und verringelter Wandlereffizienz führen kann. Um dies zu adressieren, werden fortgeschrittene Modulationstechniken wie Einfügen der dritten harmonischen und Raumzeigermodulation möglich. Alternativ kann auch Diskontinuierliche Pulsweitenmodulation (DPWM) als Methode zur Reduzierung der Schaltverluste in dreiphasigen PFC-Gleichrichtern verwendet werden, um sinusförmige Eingangsströme und eine konstante Gleichspannung sicherzustellen. Im Gegensatz dazu müssen Einstufen-Wandlersysteme beide Anforderungen gleichzeitig erfüllen, während Zweistufen-Systeme trotz niederfrequenter Spannungsschwankungen im Zwischengleichspannungsnetz eine konstante Ausgangsspannung sicherstellen können.

2.3 IAF Rectifier

Der IAF Gleichrichter wurde erstmals vorgestellt in [12] im Jahr 1997, zur Verwendung in Photovoltaik Anwendungen. Dieser besteht für den Hauptleistungspfad aus einem Diodengleichrichter. Um sinusförmige Ströme in allen drei Phasen einzuprägen wird dieser durch ein Netzwerk aus bidirektional Sperrenden Leistungshalbleitern mit einer Induktivität und Halbbrücke ergänzt, dies wird als third harmonic injection (THI) Schaltung bezeichnet. Durch die Integration des Filters in den Leistungspfad, wird keine externe Blindleistungskompensation benötigt und die Filter können kleiner ausfallen. Aufgrund des ungesteuerten Diodengleichrichters wird jedoch eine anschließende Spannungsregelung durch einen Tiefsetzsteller benötigt [15].

Das Netzwerk aus bidirektionalen Schaltern, auch als IVS bezeichnet, ermöglicht das Schalten zwischen den einzelnen Phasen, in welche durch die Induktivität und Halbbrücke der gewünschte Sinusförmige Stromverlauf eingeprägt wird. Dazu schaltet die Halbbrücke hinter der Induktivität entweder zum positiven oder negativen Potential der Zwischenkreisspannung (U_{pn}). Der Diodengleichrichter bezieht immer nur aus zwei Phasen Strom, daher prägt die Schaltung, ohne Phasenverschiebung, nur in die jeweils dritte Phase Strom ein. Die Dioden und der IVS schalten mit Netzfrequenz, um während der kommutierungsphase von

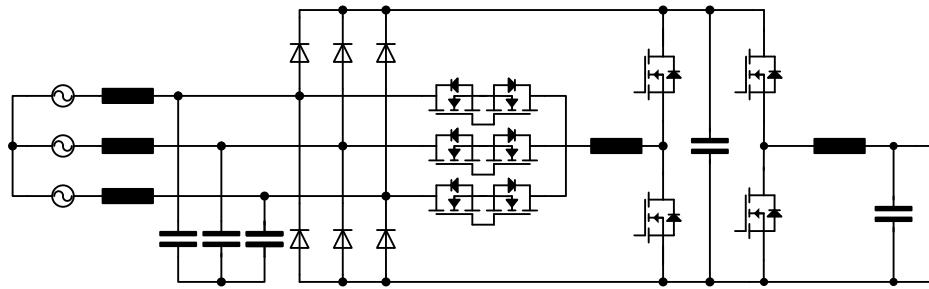


Abbildung 2.3-1: IAF Gleichrichter Topologie mit Tiefsetzsteller

2.4 1/3 PWM PFC Rectifier

Bei dieser Topologie handelt es sich um eine verbreitete B6-Topologie, die aus drei Halbbrücken besteht die jeweils an einer Phase angeschlossen sind. Durch ein adaptives Modulationsverfahren, unter Verwendung von Induktivitäten auf der Netzseite, wird eine Reduzierung der Schaltverluste und Systemdienstleistungen (SDL) ermöglicht. Das Verfahren wurde ausführlich von Menzi, Bortis und Kolar beschrieben [9]. Zur Regelung der Ausgangsspannung wird ein entkoppelter Tiefsetzsteller eingesetzt.

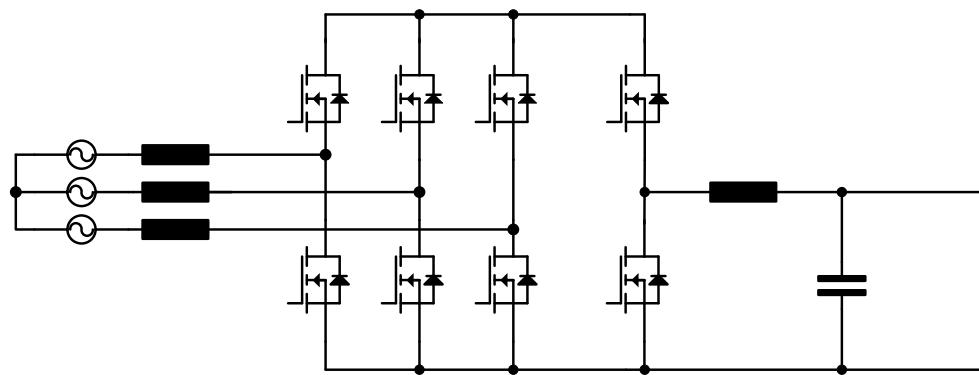


Abbildung 2.4-1: 1/3 PWM PFC Topologie mit Tiefsetzsteller

Das besondere an der Regelung ist es, dass die Phase die aktuell keinen Strom führt, da Sie die niedrigste Spannung hat, durch Pulsweiten Modulation (PWM) Ansteuerung der zugehörigen Halbbrücke einen passenden Stromfluss erreicht. Die beiden anderen Halbbrücken werden jeweils wie ein Diodengleichrichter geschaltet. Dieses verfahren ist vom Prinzip her das gleiche, wie beim IAF und kann daher zum Verständnis gemeinsam betrachtet werden, siehe Abb. 2.4-2. Im hervorgehobenen Abschnitt ist Phase b am niedrigsten und es ist zu sehen, in Bereich (f), dass nur eine Halbbrücke per PWM angesteuert wird. In Bereich (e) wird der Tastgrad D dargestellt, wobei der Wert 1 die dauerhafte Verbindung zum positiven und -1 die zum negativen Potential des Zwischenkreis U_{pn} darstellt [9].

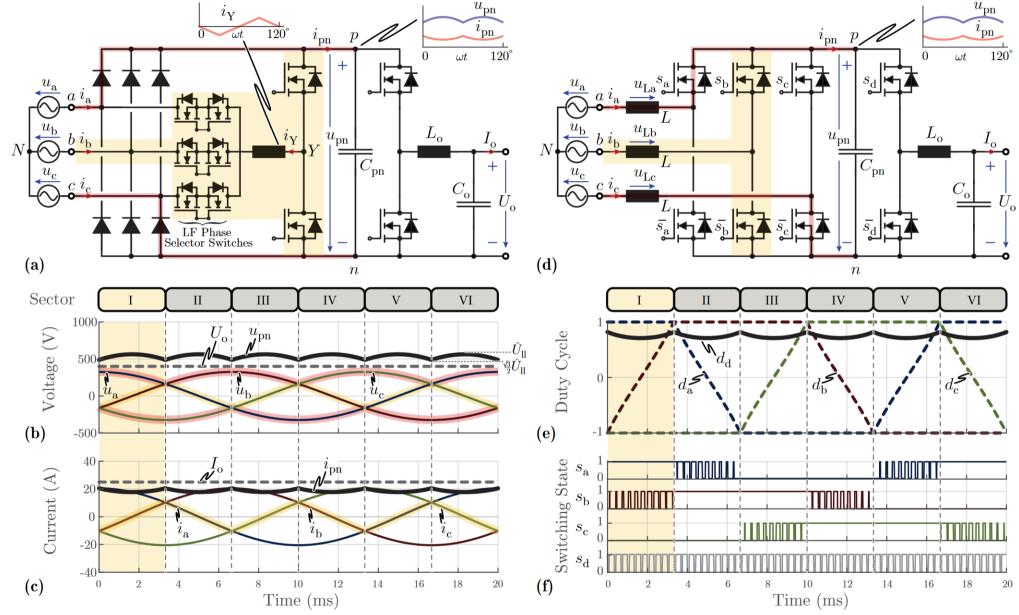


Abbildung 2.4-2: Sektorenaufteilung und Schaltverhalten von IAF und B6 1/3 [9]

2.5 Leistungshalbleiter

Halbleiter sind prinzipiell alle Komponenten mit mindestens einem PN-Übergang, wenn diese größere Leistungen Schalten können, werden sie als Leistungshalbleiter bezeichnet. Dazu sind für die verwendete Topologie, neben der klassischen Diode, Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistors (MOSFET) relevant. Diese lösen in der Leistungselektronik aktuell den verbreiteteren IGBT oftmais ab aufgrund der günstiger gewordenen Silicium Carbide Variante [2]. Die Vorteile dieser neuen Technologie liegen in der Ermöglichung höherer Schaltfrequenzen, dies wiederum ermöglicht die Reduzierung der Energie welche in den Induktiven Komponenten gespeichert werden muss und spart somit Kosten.

Um die am besten geeigneten Halbleiter auszuwählen werden u.a. Simulationen der Schaltung verwendet, diese benötigen eine Nachbildung der Halbleiter. Um die Modelle der Leistungshalbleiter zu erstellen und ggf. vorhandene zu validieren, können Messungen mittels Doppelpulstest (DPT) durchgeführt werden. Ein Beispiel der in PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation) (PLECS) dargestellten Ausschaltverluste für einen Halbleiter können in Abb. 2.5-1 gefunden werden. Es ist zu sehen, dass die Punkte nur für den Betriebspunkt von 600 Volt zur Verfügung stehen, für andere Betriebsbereiche muss das Verhalten approximiert werden. Außerdem wird der Gatevorwiderstand (R_{GV}) nur für einen Begrenzten Bereich dargestellt und die Gate-Source-Spannung (U_{GS}) nur auf einen Wert beschränkt. Dies kann für die spätere Anwendung zu deutlichen Abweichungen führen.

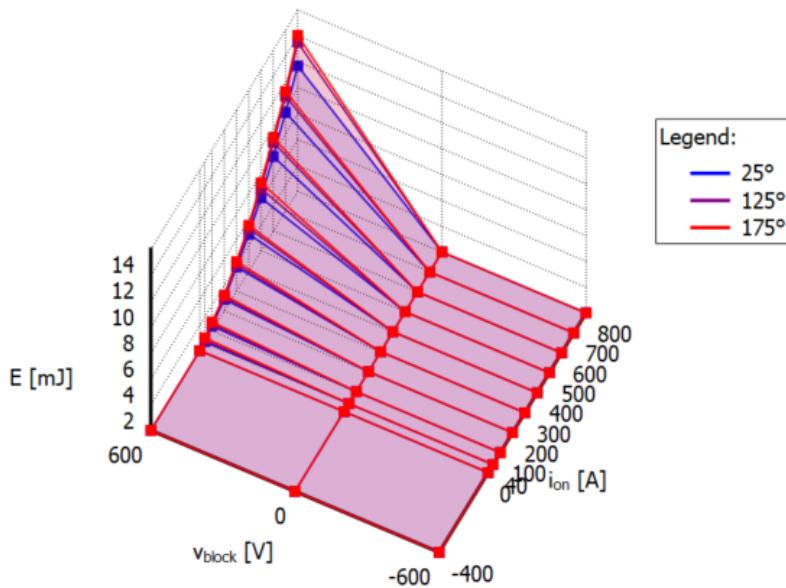


Abbildung 2.5-1: Darstellung der Ausschaltverluste [10]

2.6 Induktive Komponenten

Als Induktive Komponenten werden in der Regel Spulen und Transformatoren betrachtet, diese dienen dazu Energie zu Speichern und zu Übertragen. Transformatoren bieten zusätzlich die Möglichkeit der galvanischen Entkopplung von Stromkreisen.

Zur Auslegung von Induktivitäten wird das Delta des Stroms in der Spule benötigt, der sogenannte Stromrippel. Dieser Strom wird meist auf 30 Prozent des Effektivstroms ausgelegt. Der Ripplestrom für Drehstromsysteme kann über Formel 2.6-1 bestimmt werden. Dabei ist die Scheinleistung (S) und Leiterleiterspannung (U_{LL}) die Spannung zwischen den Außenleitern [3].

$$\Delta I = 0,3 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot S}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot U_{LL}} \quad (2.6-1)$$

Außerdem kann über die Gespeicherte Energie in der Spule (W_L) eine Aussage darüber getroffen werden, wie groß und damit indirekt wie viel kosten und Platzbedarf diese benötigt. Die Energie W_L kann über Formel 2.6-2 berechnet werden [3]. Dafür wird der Wert der Induktivität sowie der Effektivwert des Stroms I benötigt.

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (2.6-2)$$

2.7 Simulationssoftware

Zur Bewertung und Betrachtung der Umsetzbarkeit, der Topologien ist es nötig diese in einer Umfassenden Simulation zu betrachten. Dies ermöglicht es die Funktionalität und den Einfluss der Parameter im direkten Zusammenspiel zu untersuchen. Insbesondere das Verhalten für Systemdienstleistungen, wie Phasenverschiebung und die dadurch beeinflusste Verteilung der Verlustleistungen sollen als Entscheidungsgrundlage dienen.

2.7.1 PLECS

Die Software PLECS aus dem Haus PLEXIM wird als Integration in MATLAB mit Simulink verwendet. Diese ermöglicht die Modellierung von Schaltungen mit der Betrachtung des Thermischen Verhaltens durch elektrische Modelle der Verlustleistung. Dazu wird die Energie im Schaltvorgang sowie im durchgeschalteten Zustand in der Schaltung berücksichtigt. Dies ermöglicht es die Verlustleistung innerhalb der Halbleiter zu betrachten und damit den Aufwand für die Kühlung und eine Abschätzung der Schaltungseffizienz. Ein Beispiel der Funktionen kann in Abb. 2.7.1-1 gesehen werden, die thermische Kette muss anhand von Datenblättern oder ähnlichem der Kühlkörper bekannt sein. Für die Halbleiter werden thermische Modelle benötigt, die ebenfalls aus Datenblättern erstellt oder vom Hersteller bereitgestellt werden können. Jedoch gibt es nicht für alle Halbleiter ausreichend Informationen und die reale Verlustleistung hängt von vielen Parametern ab. Daher wird es oftmals benötigt eigene Messungen durchzuführen, um die spätere Anwendung bestmöglich simulieren zu können.

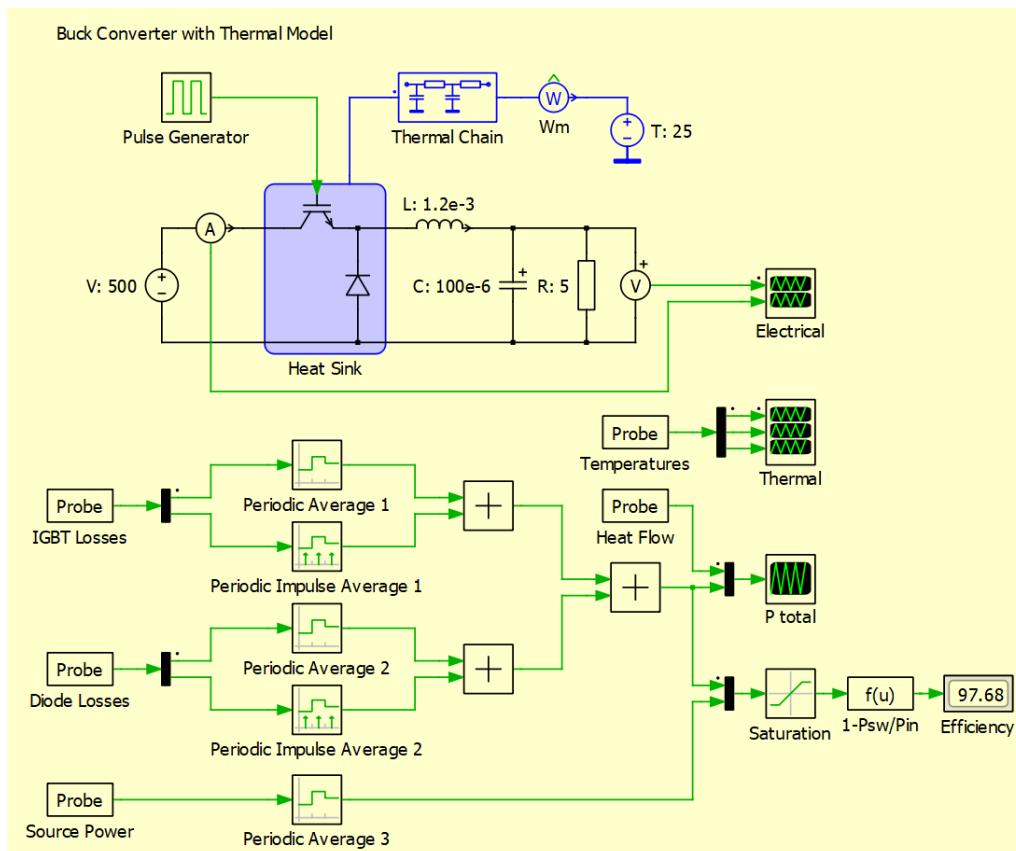


Abbildung 2.7.1-1: Tiefsetzsteller mit Effizienzbestimmung

3 Anforderungen

Dieses Kapitel beschreibt die Anforderungen der beiden Seiten an den Elektrolyseur. Auf der einen fordert der Versorgungsnetzbetreiber u.a. die Einhaltung der Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (VDE) Richtlinien für den Anschluss an das Stromnetz. Die andere Seite wird vom Hersteller der Elektrolyseur Stacks definiert, wozu es nach heutigem Stand keine Standards gibt.

3.1 Stromnetz

In Deutschland sind die Vorgaben für den Anschluss von Anlagen an das Stromnetz durch den VDE definiert. Je nach Anschlussleistung, Standort und Betriebsverhalten, wird eine unterschiedliche Netzspannungsklasse gewählt, welche geringfügig abweichende Anschlussrichtlinien besitzt. Aufgrund der Skalierbarkeit zu höheren Leistungsklassen und der erwartbar steigenden Anforderungen, wird sich für die Anforderungen der Hochspannung entschieden. Diese hat die Bezeichnung VDE-AR-N 4120 "Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Hochspannung)" [21]. Hierzu zählt unter anderem die Anforderung an die Phasenverschiebung, bei Wirkleistungsbezug darf eine maximale Verschiebung von $\cos(\phi) = 0,95$ was einem Winkel von etwa 18 Grad entspricht auftreten vgl. Abb. 3.1-1. Jedoch kann der Netzbetreiber mit dem Anlagenbetreiber gesonderte Vereinbarungen treffen, dies ermöglicht es Netzdienstleistungen anzubieten. Dies führt zur Anforderung an die Topologie eine Phasenverschiebung von mindestens 18 Grad zu ermöglichen.

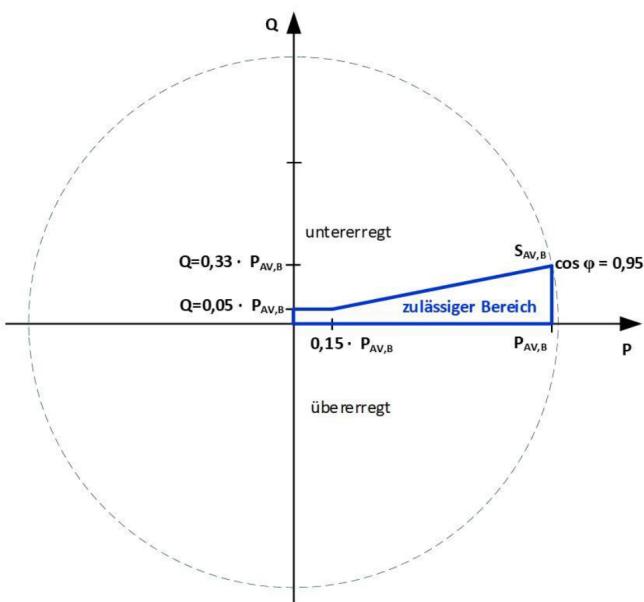
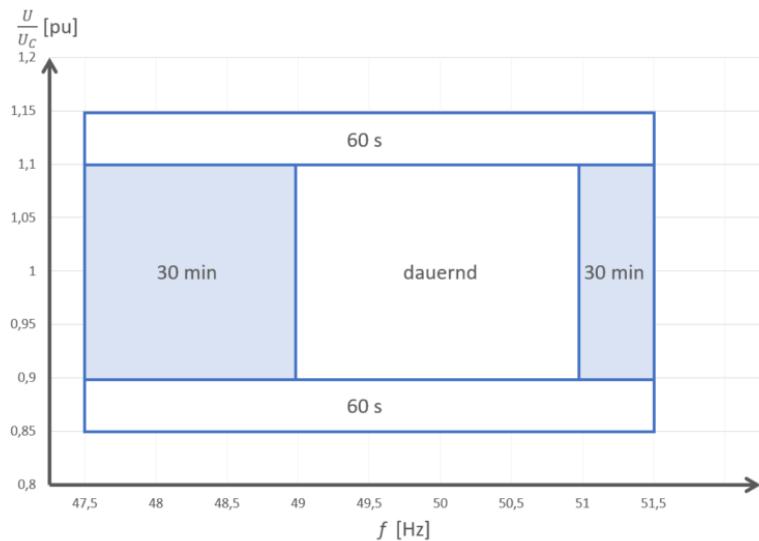


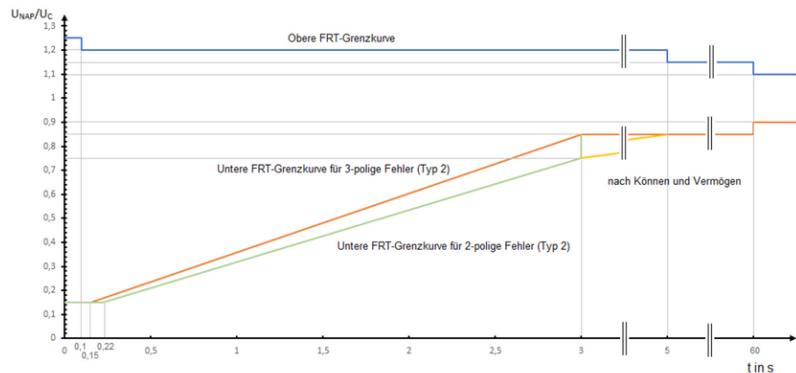
Abbildung 3.1-1: VDE TAR4120: Zulässiger Bereich des Verschiebungsfaktors [21]

Des weiteren sind zeitlich begrenzte Frequenz und Spannungsänderung die auftreten können definiert als quasistationärer Betrieb. Die Netzspannung kann im Bereich von +/- 15 Prozent schwanken, sowie die Frequenz von 50 Hertz zwischen 47,5 und 51,5 variieren vgl. Abb 3.1-2 (a). Innerhalb dieses Bandes muss die Anlage im regulären Betrieb bleiben. Dabei wird ein Gradient von <5 % im Spannungsbereich sowie <0,5 % pro Minute im Frequenzband vorausgesetzt.

Im Fehlerfall durch Blitzeinschlag oder Kurzschluss, muss die Anlage kurzzeitig deutlich stärkere Spannungsschwankungen mit machen. Diese Anforderung wird als FRT bezeichnet und kann für bis zu 100 Millisekunden die Spannung um 25 Prozent erhöhen vgl. Abb. 3.1-2 (b). Aufgrund eines Kurzschlusses kann die Spannung auf 15 Prozent der eigentlichen Netzspannung abfallen. Dies stellt für Verbraucheranlagen eine große Herausforderung dar, da die zu betreibenden Systeme meist eine minimal Spannung benötigen.



(a)



(b)

Abbildung 3.1-2: Mindestanforderungen an den quasistationären Betrieb (a) und FRT (b)

3.1.1 Systemdienstleistungen (SDL)

Generell ist die Bundesnetzagentur für die Regulierung und Kontrolle von jeglichen Dienstleistungen und Aktivitäten im deutschen Netz zuständig. Dazu gehört auch die Bereitstel-

lung und Gewährleistung von Blindleistung, neben der Wirkleistung, diese soll effizient, transparent und Diskriminierungsfrei am Markt beschafft werden [7]. Dazu bieten sich zukünftig große Verbrauchsanlage wie Elektrolyseure neben Erzeugungsanlagen an und diese Dienstleistungen können die Wasserstofferzeugung wirtschaftlicher machen.

Die Systemdienstleistungen werden nach VDE-ARN 4141-1 in vier Kategorien unterteilt, diese sind Frequenz- und Spannungshaltung, Netzwiederaufbau und die Betriebsführung. Durch Technische Anschlussregeln (TAR) werden diese definiert und Anforderungen für Nachweise und Ausschreibungen von SDL gestellt. Eine Übersicht über die technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen in den verschiedenen Spannungsklassen ist in Abb. 3.1.1-1 dargestellt. Für Stromrichter basierte Elektrolyseanlagen stellen Frequenzschwankungen kaum eine Herausforderung, diese können über Regelungsvorgänge kompensiert und Netzstützung, wie bei rate of change of frequency (RoCoF) benötigt, bereitgestellt werden. Bei RoCoF handelt es sich um schnelle Frequenzänderungen, wie bei einer Netzauf trennung oder Wiederverknüpfung. Primärregelleistung, statische Spannungshaltung und Dynamische Netzstützung können ebenfalls durch Regelungsverhalten implementiert werden, jedoch begrenzt durch die Dynamik und den Leistungsbezug des Elektrolyseurs. Netzrückwirkungen müssen ebenfalls betrachtet und können durch entsprechende Filter kompensiert werden. Die Schwarzstartfähigkeit gestaltet sich in dem Falle schwierig und kann nur durch Leistungsbegrenzung während des Wiederaufbaus unterstützt werden.

Technische Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen (Stand 2019)				NEU
	NS	MS	HS	HöS
Unterfrequenz	✓	✓	✓	✓
Überfrequenz	✓	✓	✓	✓
Momentanreserve	✗	✗	✗	✗
RoCoF	✓	✓	✓	✓
Primärregelleistung	✗	✗	✓	✓
Statische Spannungshaltung	✓	✓	✓	✓
Dynamische Netzstützung	✓	✓	✓	✓
Netzrückwirkungen	✓	✓	✓	✓
Schwarzstartfähigkeit	✗	✗	(✓)	(✓)

Abbildung 3.1.1-1: Technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen Stand 2019 [4]

3.1.2 Fault-Ride-Through (FRT))

Aufgrund von Netzfehlern oder Blitzschlag, kann es zu kurzfristiger Erhöhung der Netzspannung kommen, dies wird als Überspannung bezeichnet. Aufgrund dieser Spannungs erhöhung kann es zur Fehlfunktion bis hin zur Zerstörung von Anlagenteilen kommen. Um die Anlage innerhalb der Norm betreiben zu können, müssen Schutzmaßnahmen getroffen werden, um einen Ausfall der Anlage und Schutz der dahinter liegenden Komponenten zu Gewährleisten.

Wichtig hierbei ist es insbesondere bei Spannungseinbrüchen, dass der Wirkleistungsbezug nach dem Fehler wieder möglichst schnell auf das Niveau vor dem Fehler zurückkehrt, falls dieser Reduziert wurde. Dies wird von den vier in Deutschland zuständigen Übertragungsnetzbetreibern gefordert [1].

3.2 Elektrolyseur

Zur Elektrolyse wird eine Gleichspannung benötigt welche aufgrund von Alterungsprozessen, innerhalb der Zellmembrane, mit der Zeit ansteigt [8]. Außerdem wird zu Beginn der Elektrolyse eine niedrige Spannung benötigt um den Prozess zu starten. Daher wird ein Bandbreite von 0 bis einigen 100 Volt benötigt. Um die gewünschte Leistung umsetzen zu können ist es für die Wirtschaftlichkeit relevant den Strom möglichst zu reduzieren, woraus eine höhere Spannung resultiert. Dies wird durch den modularen Zellaufbau unterstützt der eine Flexible Systemspannung ermöglicht.

Um die Effizienz und Lebensdauer des Elektrolyseurs nicht zu reduzieren, wird ein maximaler Stromrippel angegeben. Dieser liegt zwischen 5 und 10 Prozent bei Anlagen bis drei Megawatt, für größere Leistungen und zukünftige Anwendungen soll er kleiner als drei Prozent sein [22].

3.3 Zusammenfassung

Die Anforderungen an den Gleichrichter sind in Tabelle 3.3-1 zusammengefasst, für die Implementierung werden die Zukünftigen Anforderungen als relevant betrachtet.

Tabelle 3.3-1: Anforderungen an den Gleichrichter Aktuell und in Zukunft

	Aktuell	Zukünftig
Leistungsfaktor stationär	>0.95	>0.99
Leistungsfaktor als Systemdienstleistung	keine Angabe	+/- 30°
Ausgangstromrippel	<5 %	<2 %
Ausgangsspannung	< 1000 V	< 1500 V

3.4 Bewertungskriterien

Die Kriterien zur finalen Auswahl der Topologie setzen sich aus der Erfüllung der Anforderungen zusammen sowie der Bewertung der Hardware. Die Grundlegenden Anforderungen aus Seiten des Stromnetzes und Elektrolyseur wurden bereits in der Vorauswahl berücksichtigt und können nun im Detail anhand von Total Harmonic Distortion (THD) und Rippelgrößen betrachtet werden. Die Quantifizierung der Hardware wird zum einen anhand der Verlustleistung in den Halbleitern, welche indirekt auch den Kühlungsaufwand repliziert, zum anderen durch die Größe und den Aufwand für die Komponenten berücksichtigt.

4 Vorauswahl

Um die möglichen Optionen einzugrenzen wird im folgenden eine Auflistung der Topologien erstellt und anhand einfacher Kriterien die Auswahl eingegrenzt. Einen guten Überblick über Schaltungen für Dreiphasige Gleichrichter mit Leistungsfaktorkorrektur gibt die Präsentation von Dominik Bortis et al. [5]. Diese bezieht sich auf Systeme mit aktiver Leistungsfaktorkorrektur. Aufgrund gewünschter Systemdienstleistungen, wie Blindleistungsbereitstellung sind Systeme mit Hybrider Kompensation nicht ausreichend.

4.1 Mögliche Topologien

Zur Eingrenzung des Lösungsraums wird zunächst eine Auflistung der möglichen Schaltungstopologien zum Anschluss an das dreiphasige Stromnetz erstellt, vgl. Tabelle 4.1-1. Die 15 aufgelisteten Topologien, begonnen mit dem in Abb. 2.2.1-1 dargestellten Diodengleichrichter, werden anhand der benötigten Induktivitäten, Diolen, Schalter und Stufen, sowie der Funktionsweise Hoch- bzw. Tiefstellend bewertet.

Tabelle 4.1-1 zeigt, dass sich für eine engere Betrachtung die vier in grün hervorgehobenen Topologien eignen, da diese die im Vergleich wenigstens Induktivitäten und Halbleiter benötigen. Diolen sind aufgrund ihres simpleren Aufbaus günstiger als Leistungsschalter und fallen daher nicht so stark ins Gewicht. Die beiden anderen Topologien, 6-Switch Buck und Swiss Rectifier, werden in einer anderen Arbeit betrachtet.

Aufgrund der Komplexität der Schaltungen und benötigten Regelungen werden in dieser Arbeit der IAF und 1/3-PWM-PFC betrachtet und die Ergebnisse für eine finale Bewertung aufbereitet.

Tabelle 4.1-1: Topologievergleich zur Vorauswahl

	Induktivitäten	Dioden	Schalter	Buck/Boost	Stufen
3-ΦDiode Bridge Rectifier	3	6	0	-	1
6-Switch Boost PFC Rectifier	3	0	6	Boost	1
Vienna Rectifier	3	6	6	Boost	1
6-Switch Buck PFC Rectifier	1	6	6	Buck	1
IAF	2	6	10	Buck	2
Swiss Rectifier	1	8	8	Buck	2
1/3-PWM-PFC	4	0	8	Boost/Buck	2
2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier	1	0	14	Buck/Boost	2
Trident Rectifier	6	0	12	Buck/Boost	2
Y-Rectifier	3	0	12	Buck/Boost	2
3-Level Neutral Point Clamped	3	6	12	Boost	1
3-Level Active Neutral Point Clamped	3	0	18	Boost	1
3-Level Active Neutral Point Clamped + Tiefsetzsteller	4	0	20	Boost/Buck	2
Three-Level Flying Capacitor (FC) Boost-Type Rectifier System	3	0	12	Boost	1
Three-Level Flying Capacitor (FC + Tiefsetzsteller)	4	0	14	Boost/Buck	2

5 Simulation

Die Simulationen werden vom Grundaufbau wie folgt umgesetzt, sie bestehen aus einem Konfigurationsskript, welches die Parameter für das eigentliche Modell in den Matlab Workspace lädt und die Automatisierung der Simulationsdurchläufe umsetzt. Das Modell wird in Simulink über PLECS Blockset aufgebaut und durch einen Output als gebündelte Schnittstelle werden die Daten an Matlab zurückgeführt. Die Rückführung der Daten wird für die Simulationen einheitlich in festgelegter Reihenfolge zusammengeführt, siehe Abb. 5-2. Dies ermöglicht eine einheitliche Auswertung der Daten und sie können einheitlich abgespeichert werden, um die Datenmenge zu begrenzen wird die Anzahl der Messpunkte auf die letzte Sinusperiode begrenzt. Die Schaltung und zugehörige Regelung befindet sich in jeweils eigenen PLECS-Systemen, außerdem wird für das Netz und den Elektrolyseur ein eigenes Subsystem vorgesehen, siehe Abb. 5-1.

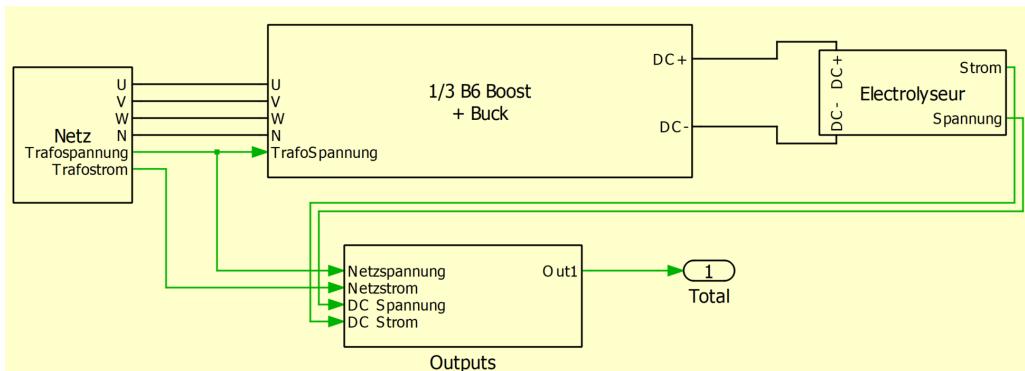


Abbildung 5-1: Übersicht der PLECS Simulation

Das Netz wird durch eine einfache Drehstromquelle dargestellt und kann in späteren schritten durch Netzimpedanzen und Fehlerszenarien ergänzt werden. Der Elektrolyseur besteht zur Vereinfachung aus einem passenden Lastwiderstand, der die entsprechend dem Skript eingestellte Leistung im Betriebspunkt abruft. Außerdem werden einige Widerstände eingesetzt, um PLECS die Berechnung zu ermöglichen, da sonst im Einschaltvorgang durch Kapazitäten unendlich hohe Ströme entstehen würden und im realen Aufbau immer parasitäre Widerstände vorhanden sind.

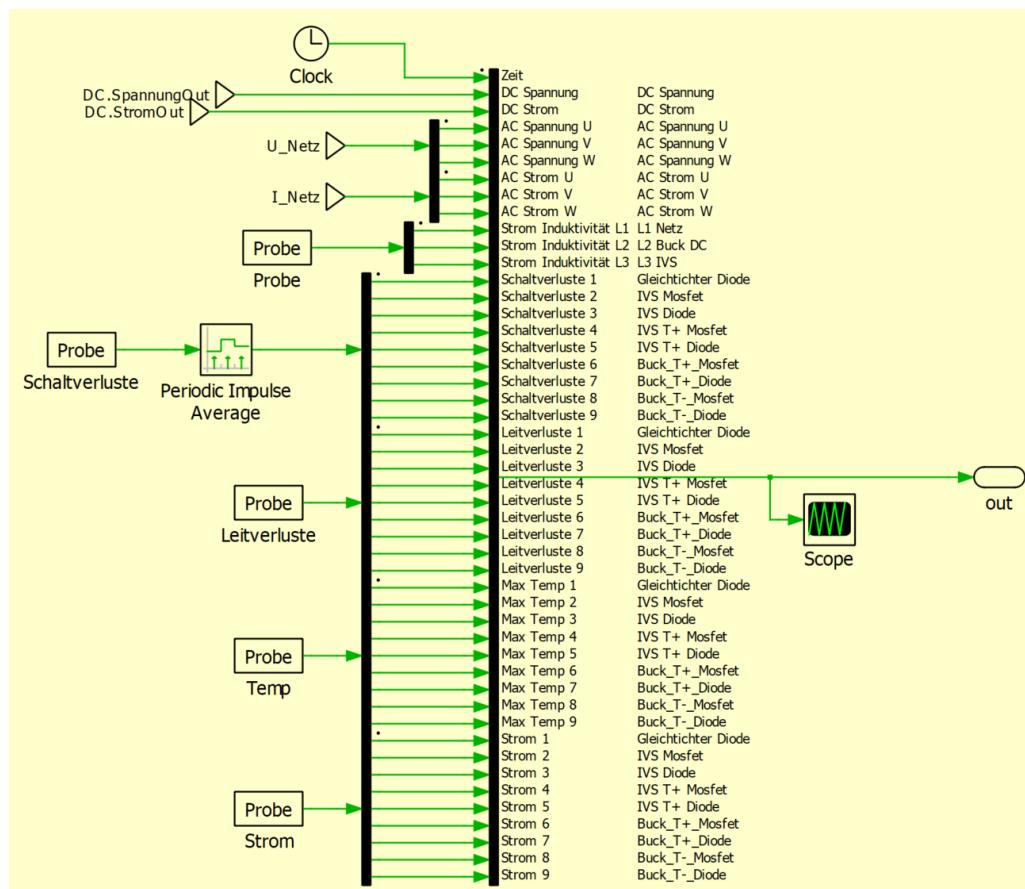


Abbildung 5-2: Zusammenfassung der Simulationsoutputs

5.1 Randbedingungen

Für den Gleichrichter werden Grundlegende Parameter festgelegt um die Auslegung für die Simulation durchführen zu können. Die Spannungsschwankung am Eingang wird auf 10 % begrenzt, dies kann durch Varistoren oder ähnliches in der späteren Anwendung sichergestellt werden.

- Ausgangsleistung: 200 kW
- Ausgangsspannung: 482-680 V
- Ausgangsstrom: 295 A
- U_{LL} : 617 V
- Netzfrequenz 50 Hz
- Filterblindleistung: 3 %
- Schaltfrequenz: 20 kHz
- Netzspannungsschwankung: 10 %

Die Regelungen werden in den Simulationen nur im ein geschwungenen Zustand betrachtet, da dies für den Vergleich in festen Betriebspunkten ausreicht. Dies erleichtert die Auslegung der Regler, die Parameter werden so gewählt, dass ein stabiler Zustand erreicht wird und keine Oszillationen oder ähnliches Auftreten. Außerdem wird für die Bewertung die letzte Periode der Simulation verwendet, dieser Abschnitt wird zur späteren Betrachtung gespeichert.

5.2 Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzsteller kann in den beiden Schaltungen entkoppelt betrachtet werden, für die Auslegung der Induktivität ist dies von Vorteil. Die Reglung kann ebenso entkoppelt erfolgen und ermöglicht somit eine getrennte Stabilitätsbetrachtung und Optimierung.

5.2.1 Auslegung der Induktivität

Die Speicherdiode wird anhand von Formel 2.2.2-1 ausgelegt, dabei liegt die Netzspannung bei maximal $U_{LLmaxPeak} = 1,1 \cdot 617V \cdot \sqrt{2} = 959,8V$ und die Ausgangsspannung bei mindestens 482 V. Daraus ergeben sich die maximalen Parameter, die der Tiefsetzsteller umsetzen muss. Es ergibt sich somit eine Induktivität von 134,16 µH, siehe Formel 5.2.1-1. Die Energie beträgt 7,78 Joule, bei einem Ausgangsstrom von 294 A.

$$L_T = \frac{959,8V - 482V}{20\text{kHz} \cdot 0,3 \cdot 294A} \cdot \frac{482V}{969,8V} = 134,16\mu\text{H} \quad (5.2.1-1)$$

$$E = 0,5 \cdot L_T \cdot I^2 = 7,78J \quad (5.2.1-2)$$

5.2.2 Regelung

Die Regelung lässt sich anhand der in Abschnitt 2.2.2 beschrieben Zusammenhänge der Eingangsspannung auslegen, der Dutycycle D ist das Verhältnis aus Eingangs- und Ausgangsspannung. Aufgrund der sechspulsigen Zwischenkreisspannung schwankt der Dutycycle D leicht aber da eine feste Ausgangsspannung gewünscht ist, lässt sich die Regelung durch einen PI-Regler implementieren.

5.3 IAF

Der Hauptteil der Simulation liegt in den Leistungshalbleitern, deren Anordnung kann in Abb. 5.3-1 und 5.3-2 gefunden werden. Für die Verlustleistungsbestimmung werden Modelle von Infineon verwendet, für die Dioden und den IVS wird ein gemeinsames Modul vorgesehen mit $5 \text{ m}\Omega$ Silicon-Carbide (SiC) MOSFET. Die Halbbrücke an der Induktivität wird aus einem Modul mit einem Nominalstrom von 45 A umgesetzt. Alle Halbleiter haben eine Spannungsfestigkeit von 1200 V.

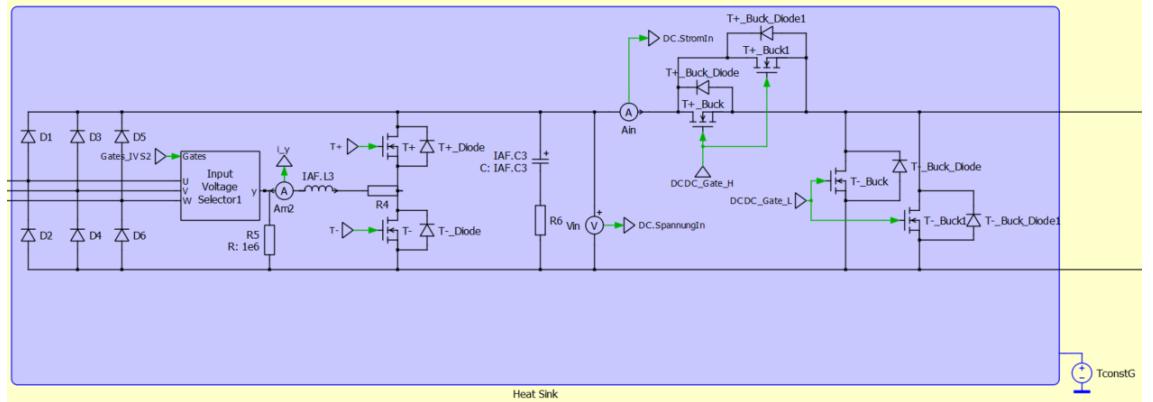


Abbildung 5.3-1: Simulationsaufbau der Halbleiter des IAF

[14]

5.3.1 Auslegung der Induktivitäten

Der maximale Stromrippel ergibt sich aus der Leistung und der minimalen Netzspannung und beträgt 44,1 A, siehe Formel 5.3.1-1. Der Rippelstrom wird wieder auf 30% des Nominalstroms ausgelegt. Somit muss die Induktivität einen Wert von $272\mu\text{H}$ besitzen, siehe Formel 5.3.1-2.

$$I_{\Delta maxIVS} = \frac{0,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 200\text{kW}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 617\text{V} \cdot 0,9} = 44,1\text{A} \quad (5.3.1-1)$$

$$L_{IVS} = \frac{U_{LLmaxPeak}}{4 \cdot f \cdot I_{\Delta maxIVS}} = 272\mu\text{H} \quad (5.3.1-2)$$

Bei der Betrachtung der Energie muss berücksichtigt werden, dass der Strom in der Drossel bei Blindleistung steigt und somit die Energie im quadratischen Verhältnis steigt. Der

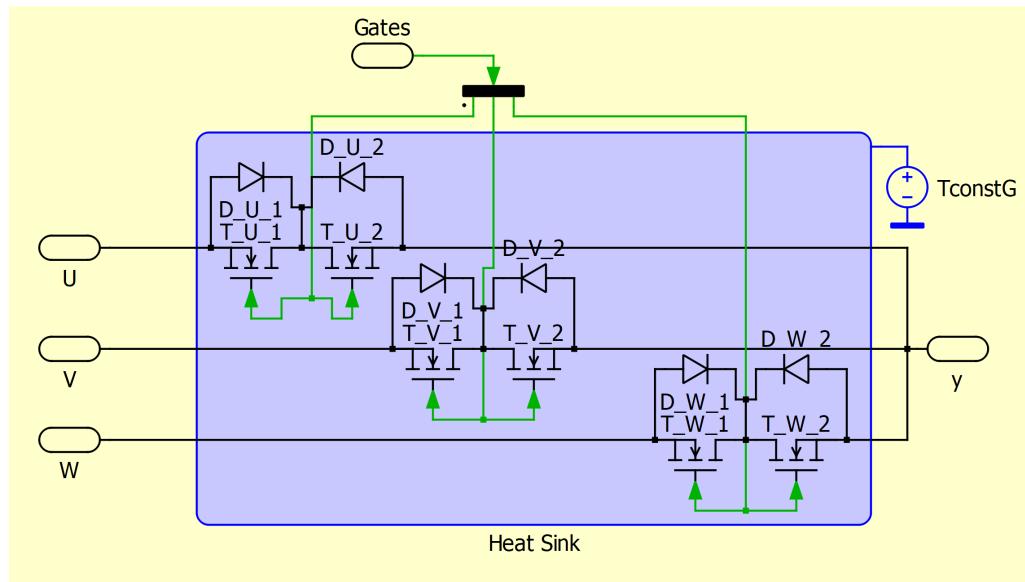


Abbildung 5.3-2: Simulationsaufbau der Halbleiter des IVS vom IAF

Strom bei einer Phasenverschiebung von 30 Grad wird über den Faktor $\sin(30) = 0,5$ berechnet und ergibt sich somit zu 132,33 A, siehe Formel 5.3.1-3.

$$I_{IAF30^\circ} = \frac{0,5 \cdot \sqrt{2} \cdot 200\text{kW}}{\sqrt{3} \cdot 617\text{V}} = 132,33\text{A} \quad (5.3.1-3)$$

Die Energie in der Drossel und damit relevante Größe für die Bewertung beträgt 2,38 Joule, siehe Formel 5.3.1-4.

$$E_{IVS} = 0,5 \cdot L_{IVS} \cdot I_{\Delta maxIVS}^2 = 2,38\text{J} \quad (5.3.1-4)$$

Außerdem wird eingangsseitig eine Filterinduktivität mit dem Wert 1 μH eingesetzt, diese hat eine gespeicherte Energie von 0,1 Joule, siehe Formel 5.3.1-5. Aufgrund der Dreiphasigen Anwendung, wird der Wert direkt mit dem Faktor drei multipliziert.

$$E_{L_{IAFAC}} = 3 \cdot 0,5 \cdot 1\mu\text{H} \cdot (260\text{A})^2 = 0,1\text{J} \quad (5.3.1-5)$$

5.3.2 Regelung

Der Tiefsetzsteller wird durch einen PI Regler für die Fehlerkorrektur angesteuert, der ideale Tastgrad wird anhand der gewünschten Ausgangsspannung, welche über den Sollstrom und bekannten Lastwiderstand generiert wird, und der Zwischenkreisspannung U_{pn} bestimmt. Der Tastgrad wird dann in einen PWM-Generator gegeben, welcher das Signal mit der gewünschten Schaltfrequenz von 20 kHz generiert. Um die Schaltverluste und insbesondere Leitverluste beim kommutieren in den Dioden zu berücksichtigen wird eine Totzeit von 500 ns eingestellt, vgl. Abb. 5.3.2-1.

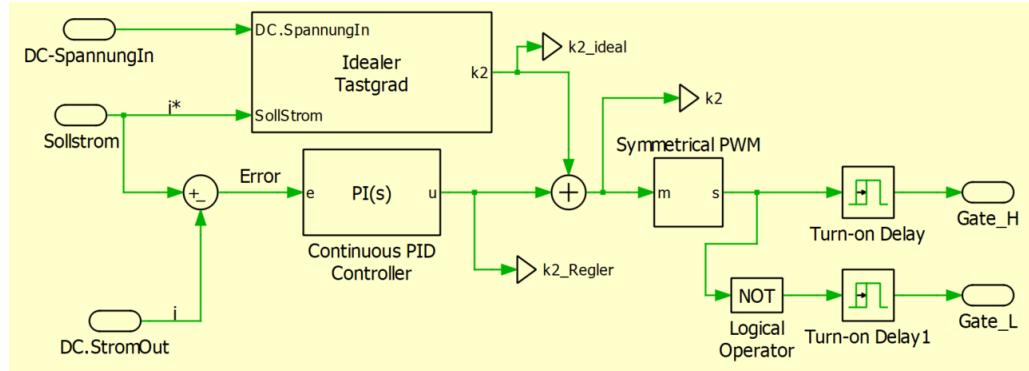


Abbildung 5.3.2-1: Regelung des Tiefsetzstellers des IAF

Die Regelung des IVS Stroms wird anhand der Struktur von Soeiro et al. umgesetzt, siehe Abb. 5.3.2-2 [17].

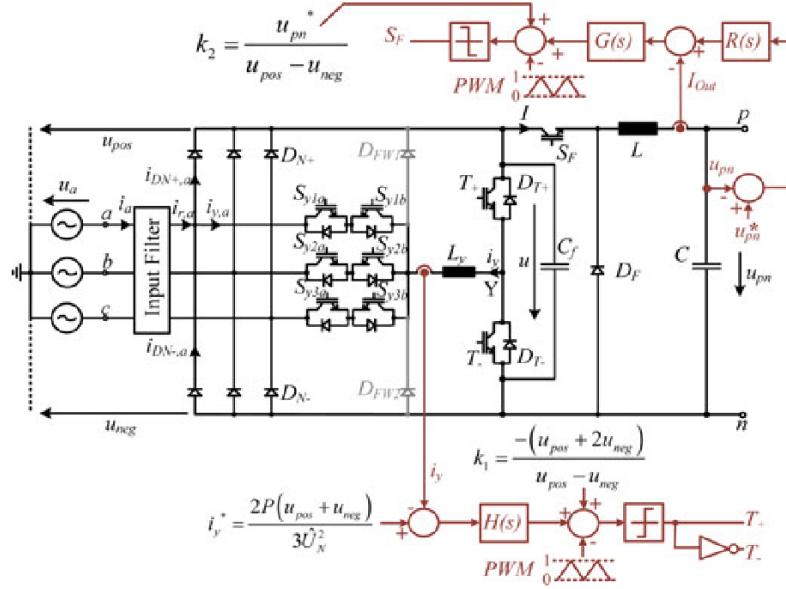


Abbildung 5.3.2-2: Struktur der Regelung des IAF [17]

Die Umschaltung zwischen den Phasen wird über eine von PLECS vorhandene Phase Locked Loop (PLL) zur Winkelbestimmung und anschließende Sektorbestimmung anhand des Winkels umgesetzt. Die Auswahl der entsprechenden Schalter wird über ein C-Skript implementiert, siehe Abb. 5.3.2-3.

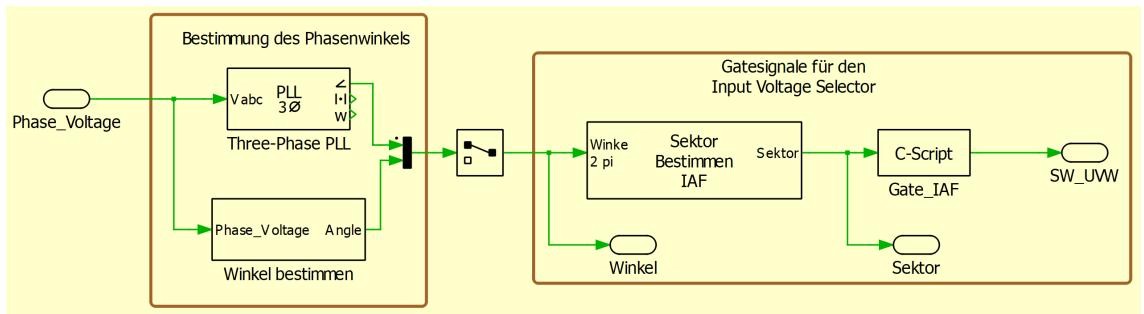


Abbildung 5.3.2-3: PLECS Aufbau der IVS Ansteuerung

Über die Spannungen und Ausgangsleistung kann der soll Strom, welcher durch den IVS eingeprägt werden soll bestimmt werden, siehe Abb. 5.3.2-4. Der ideale Tastgrad K1 wird

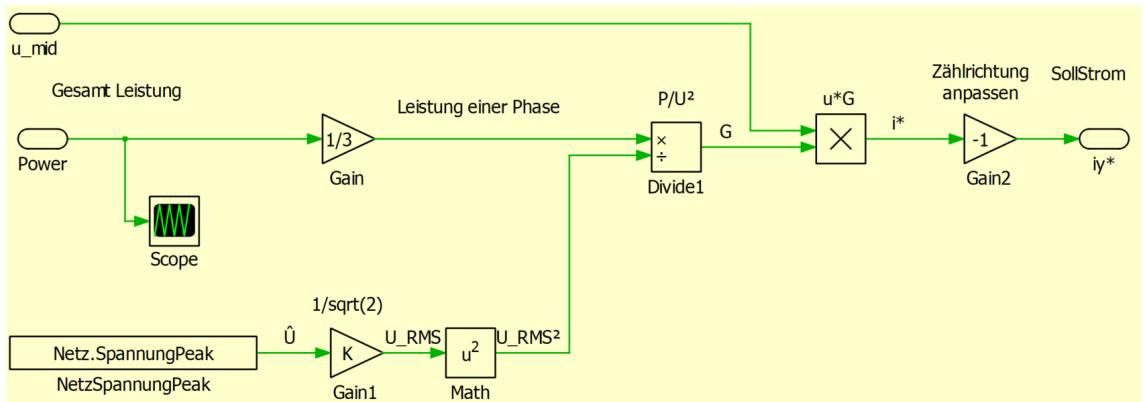


Abbildung 5.3.2-4: Bestimmung des soll Stroms im IVS Pfad

über das Verhältnis der Spannungen durch den formelmäßigen Zusammenhang in Gleichung 5.3.2-1 bestimmt. Die Regelung des Stroms wird über einen diskreten PI Regler Block aus der PLECS Bibliothek implementiert. Die Signale zur Gateansteuerung werden über einen PWM Generator erzeugt und anschließend zur Totzeit Implementierung durch eine Einschaltverzögerung verzögert. Dieser Aufbau kann in Abb. 5.3.2-5.

$$K1 = \frac{U_{mid} - U_{low}}{U_{high} - U_{low}} \quad (5.3.2-1)$$

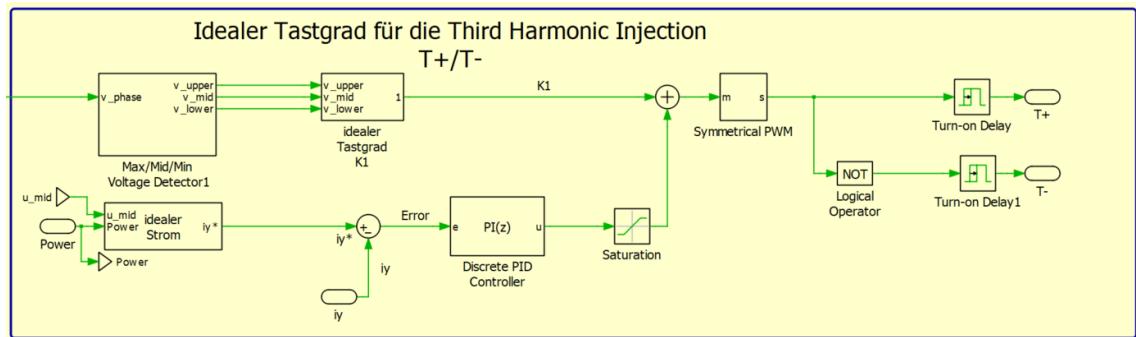


Abbildung 5.3.2-5: Regelung des Stroms in der mittleren Phase

5.4 B6 1/3 PFC Buck

Die in Kapitel 2.4 dargestellte Schaltung wird durch Halbbrücken Module des Typs FF2MR12W3M1H_B11 von Infineon implementiert, siehe Abb. 5.4-1. Dabei handelt es sich um verbreitete 1200 V Module, sie besitzen einen nominellen Einschaltwiderstand von $2 \text{ m}\Omega$ und können Spitzenströme von bis zu 800 A schalten [10].

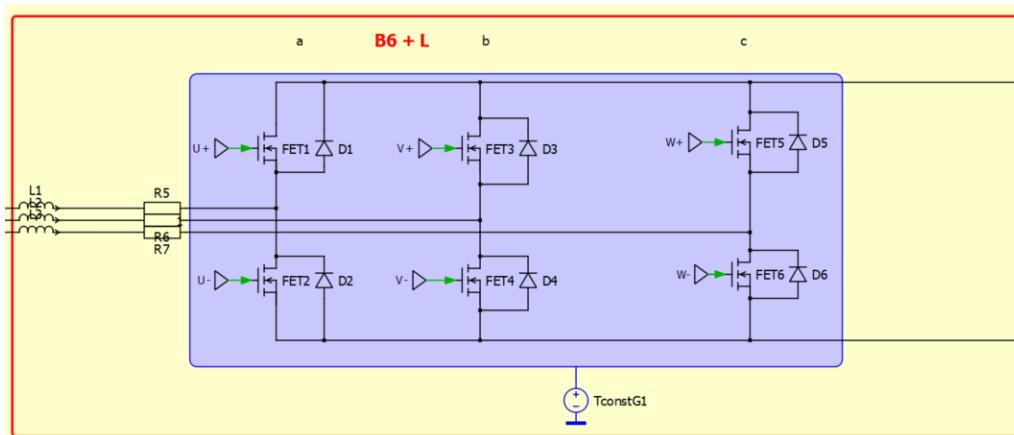


Abbildung 5.4-1: PLECS Aufbau der B6 Leistungshalbleiter

Um die Ausgangsleistung auch bei geringerer Spannung bereitstellen zu können und ein späteres Interleaving zu ermöglichen werden für den Tiefsetzsteller zwei Halbbrücken vorgesehen. Die Schaltung kann in Abb. 5.4-2 gefunden werden, es ist direkt zu erkennen, dass der Tiefsetzsteller durch die Kondensatoren am Eingang entkoppelt von der B6 Struktur ist.

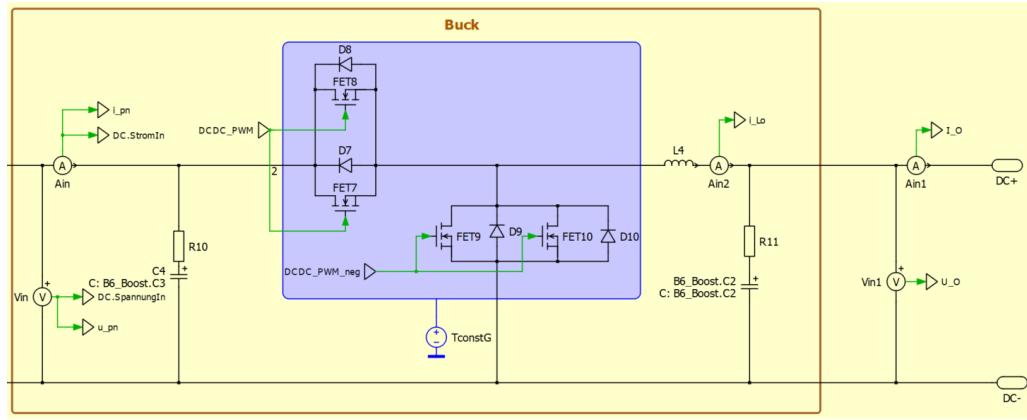


Abbildung 5.4-2: PLECS Aufbau des Tiefsetzstellers der B6 Topologie

5.4.1 Auslegung der Netzinduktivität

Aufgrund der Limitierung des Eingangsstroms zur effizienten Auslegung der Drossel, wird die Ausgangsleistung bei Blindleistungsbereitstellung reduziert. Dies ist wie bereits in 3.1 erläutert durch den Netzbetreiber gestattet. Der Rippelstrom in der Drossel wird wie gehabt auf 30 % des Effektivstroms ausgelegt, welcher bei Spannungseinbruch auf 90 % am höchsten ist. Der Rippelstrom beträgt somit 88,2 Ampere, siehe Formel 5.4.1-1.

$$I_{\Delta max B6} = \frac{0,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 200 \text{kW}}{\sqrt{3} \cdot 617 \text{V} \cdot 0,9} = 88,2 \text{A} \quad (5.4.1-1)$$

Die Induktivität kann durch den gleichen Zusammenhang wie beim IAF IVS ausgelegt werden und beträgt 136 μH , siehe Formel 5.4.1-2.

$$L_{B6} = \frac{U_{LLmaxPeak}}{4 \cdot f \cdot I_{\Delta max B6}} = 136 \text{uH} \quad (5.4.1-2)$$

Die gespeicherte Energie in der Induktivität wird ebenfalls über den Zusammenhang der Netzspannung und Ausgangsleistung definiert, erhöht sich jedoch nicht durch Blindleistungsbereitstellung. Die gespeicherte Energie pro Phase ergibt 4,76 Joule nach Formel 5.4.1-3 und muss aufgrund der Dreiphasigen Ausführung wieder dreifach gewertet werden. Somit ergibt sich eine Gesamtenergie für die Hauptinduktivität der Topologie von 14,28 Joule.

$$E_{LB6} = 0,5 \cdot L_{B6} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 200 \text{kW}^2}{\sqrt{3} \cdot 617 \text{V}} = 4,76 \text{J} \quad (5.4.1-3)$$

5.4.2 Regelung

Die Regelung besteht aus einer Kaskadierten Struktur mit vier Stufen, siehe Abb. 5.4.2-1. Die erste ist die Ausgangsspanningsregelung, welche durch die Sollleistung und Netzspannung die gewünschte äquivalente Phasenimpedanz als Eingangsgröße für die Phasenstromregelung bildet.

In der dritten Stufe wird die Phase mit der mittleren Spannung ausgewählt und die Zwischenkreisspannung U_{pn} anhand der Phasenlage bestimmt. Die Zwischenkreisspannung resultiert als sechspulsige Gleichspannung und dient als Eingangsspannung für den Tiefsetzsteller. Die mittlere Phasenspannung wird als Referenz für den Tastgrad der entsprechenden Halbbrücke verwendet und prägt somit einen zur Spannung proportionalen Strom ein. Somit wird immer nur eine der drei Halbbrücken getaktet geschaltet, die anderen beiden sind wie bei einem Diodengleichrichter auf die jeweils positivste und negativste Spannung geschaltet. Die vierte Stufe ist die des Tiefsetzstellers, mit Reglern für den Eingangsstrom sowie die Ausgangsspannung.

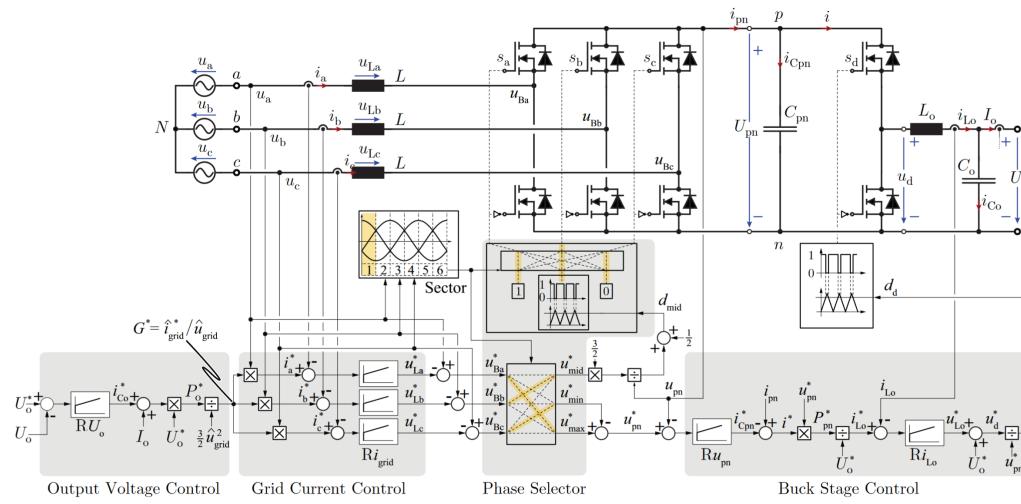


Abbildung 5.4.2-1: Regelung des 1/3-PWM-PFC [9]

Der Aufbau in PLECS besteht für die Ausgangsleistungsregelung aus einem PI-Regler, siehe Abb. 5.4.2-2. Diese wird mit der nominalen Netzspannung zur äquivalenten Netzimpedanz und anschließend durch die aktuelle Netzspannung zu den soll Phasenströmen umgeformt. Um die Phasenverschiebung zu implementieren, wird der Sollstrom entsprechend des Phasenwinkels verzögert an die Regelung der B6 Ansteuerung weitergegeben.

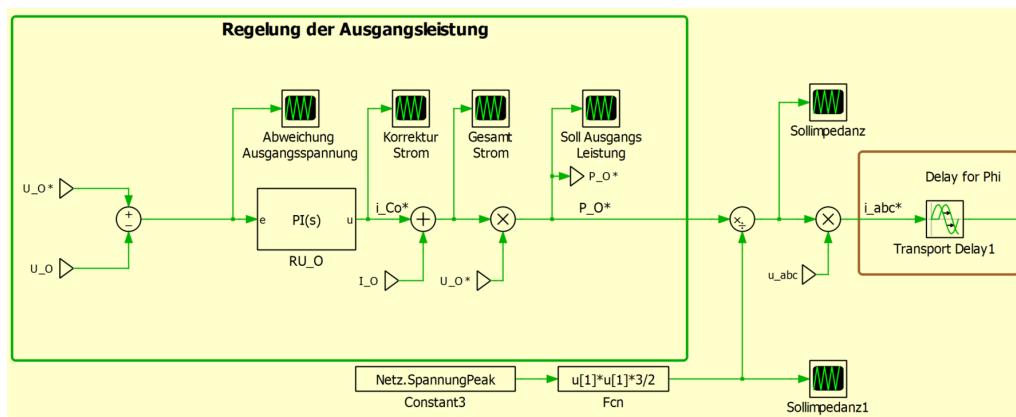


Abbildung 5.4.2-2: PLECS Regelung der Ausgangsleistung als SollgröÙe

Im nächsten Schritt wird die Regelung des Netzstroms durch einen weiteren PI-Regler im-

implementiert und mittels PLL und C-Skript die Erkennung der Phasenabschnitte umgesetzt, siehe Abb. 5.4.2-3.

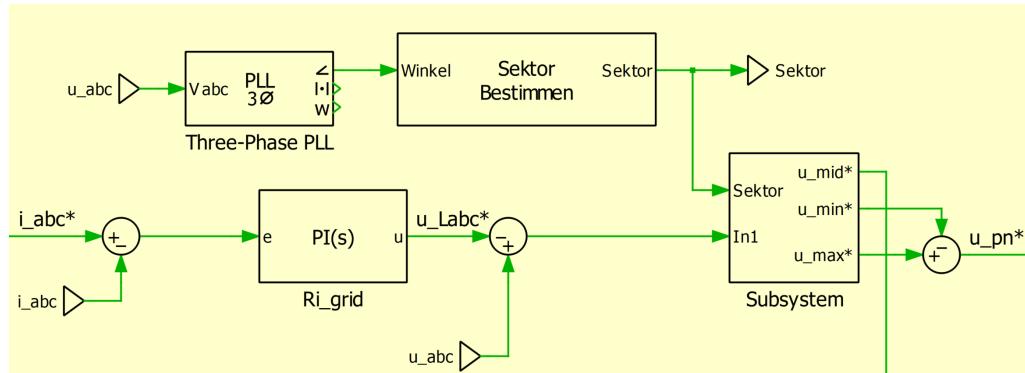


Abbildung 5.4.2-3: PLECS Regelung der Netzimpedanz und Phasenabschnittserkennung

Der Ausgang dieses Blocks dient zum einen mit U_{pn} als Eingang für den Tiefsetzsteller und zum anderen wird die mittlere Spannung als Eingang für die PWM Erzeugung des B6 verwendet. Die Ansteuerung des Tiefsetzstellers besteht, wie in Abb. 5.4.2-1 dargestellt aus zwei PI-Reglern, die in einen PWM-Generator geführt werden. Anschließend wird das Signal zur Totzeit Implementierung durch eine Einschaltverzögerung ergänzt.

Zum anderen dient die Spannung der mittleren Phase als Eingangsgröße für die Erzeugung des PWM Signals für MOSFET an der mittleren Phase. Dieses wird wieder durch einen PWM-Generator erzeugt und mit Hilfe eines C-Codes werden die Signale den im Sektor passenden Phasen zugeordnet. Der Turn-on Delay dient erneut der Totzeit Implementierung, siehe Abb. 5.4.2-4.

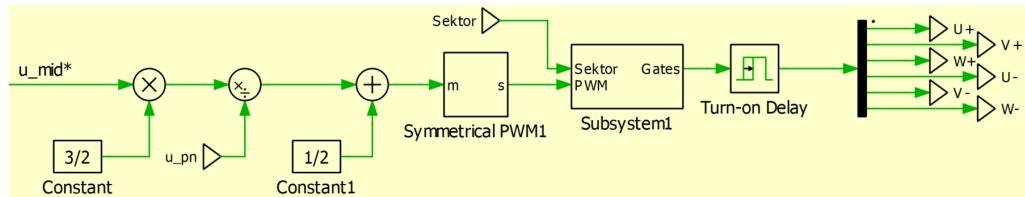


Abbildung 5.4.2-4: PLECS PWM Erzeugung des B6 Gleichrichters

6 Auswertung

Die Ergebnisse zur Gesamtbewertung finden sich in Tabelle 6-2. Diese beinhaltet die Hardware, welche zum Großteil durch die Induktivitäten beeinflusst wird, sowie die Kapazitäten, Halbleiter und Treiber. Außerdem werden die Ergebnisse der Simulation durch die Verlustleistung der Halbleiter bewertet. Für die Simulation werden die in Tabelle 6-1 aufgelisteten Betriebsparameter festgelegt. Die beiden Topologien werden für den Betriebspunkt mit 0° und 30° Phasenverschiebung verglichen, um den Einfluss der Systemdienstleistungen zu betrachten. Um einen Vergleich der Kategorien und eine Gesamtbewertung durchzuführen, werden die Einzelkategorien zwischen null und eins normiert und mit einem Gewichtungsfaktor die Summe über alle Kategorien gebildet. Aufgrund des großen Einflusses der Drosseln, werden diese mit 50 Prozent gewichtet. Die Kapazitäten stellen nur einen sehr geringen Einfluss auf das Gesamtsystem dar und werden daher nur mit fünf Prozent bewertet. Die restlichen 45 Prozent fallen auf die Halbleiter in Form der Chipfläche (über den Einschaltwiderstand (R_{DSon})), Treiberanzahl und Verlustleistung ab. Je geringer die Punktzahl, desto besser ist die Bewertung.

Netzspannung U_{LL}	617 V
Leistung	200 kW bei $\phi 0^\circ$
Phasenverschiebung	0 / 30 Grad
Kühlplattentemperatur	100 °C
Schaltfrequenz	20 kHz

Tabelle 6-1: Auflistung der Simulationsbetriebsparameter

	Topologie	B6_Buck	IAF	Gewichtung:
Induktivitäten [uH]	L1 Netzinduktivität	136,0	1,0	
	Gespeicherte Energie [J]	3x 4,8	0,1	
	L2 DC Induktivität	136,0	136,0	
	Gespeicherte Energie [J]	7,8	7,8	
	L3 IAF IVS Induktivität	-	302,2	
	Gespeicherte Energie [J]	-	2,6	
	L3 IAF IVS Induktivität	-	302,2	
	Induktivität normiert:	1,00	0,43	50%
Kapazitäten [uF]	C1 Netzkapazität	-	50,0	
	C2 Kondensator am Elektrolyseur	1,0	1,0	
	C3 DC Zwischenkreis	25,0	50,0	
	Kapazität normiert:	0,26	1,00	5%
Halbleiter	SiC 4 mOhm	0,0	2,0	
	SiC 2 mOhm	10,0	4,0	
	Vienna SiC 5 mOhm	0,0	6,0	
	SiC normiert:	1,00	0,64	15%
	Vienna Diode	0,0	6,0	
	Dioden normiert	0,0	1,0	5%
Treiber	Treiberanzahl	8,0	7,0	
	Treiber normiert:	1,00	0,88	5%
Verluste [W]	Schaltverluste 30 Grad	567,0	503,0	
	Leitverluste 30 Grad	254,0	1311,0	
	30 Grad normiert:	75%	75%	
	Schaltverluste 0 Grad	554,0	511,0	
	Leitverluste 0 Grad	326,0	748,0	
	0 Grad normiert:	25%	25%	
	Verluste normiert:	0,50	1,00	20%
Gesamt		0,813	0,654	

Tabelle 6-2: Auflistung der Simulationsergebnisse und Bewertung

6.1 B6PFC

Es zeigt sich, dass der 1/3-PWM-PFC deutliche Nachteile bei den Induktivitäten und somit den Hardwarekosten mit sich bringt. Die benötigte dreiphasige Drossel führt dazu, dass in dieser Kategorie der IAF um über 50% besser abschneidet. Anders sieht es bei den übrigen Kategorien aus, es werden weniger Kondensatoren benötigt. Die benötigte B6-Schaltung beinhaltet mehr MOSFET aber dafür keine Dioden. Bei der Verlustleistung zeigt sich der eindeutige Vorteil der Topologie bei der Bereitstellung von SDL, da es fast keinen Einfluss auf die Verluste in den Halbleitern hat. Dies kann anhand des Temperaturverhaltens in Abb. 6.1-1 bestätigt werden, aufgrund der Reduzierung der Ausgangsleistung fällt die Temperatur im Tiefsetzsteller etwas geringer aus, in pink dargestellt. Bei den Halbleiter der B6 Brücke kann praktisch kein Unterschied festgestellt werden. Die Eingangsströme

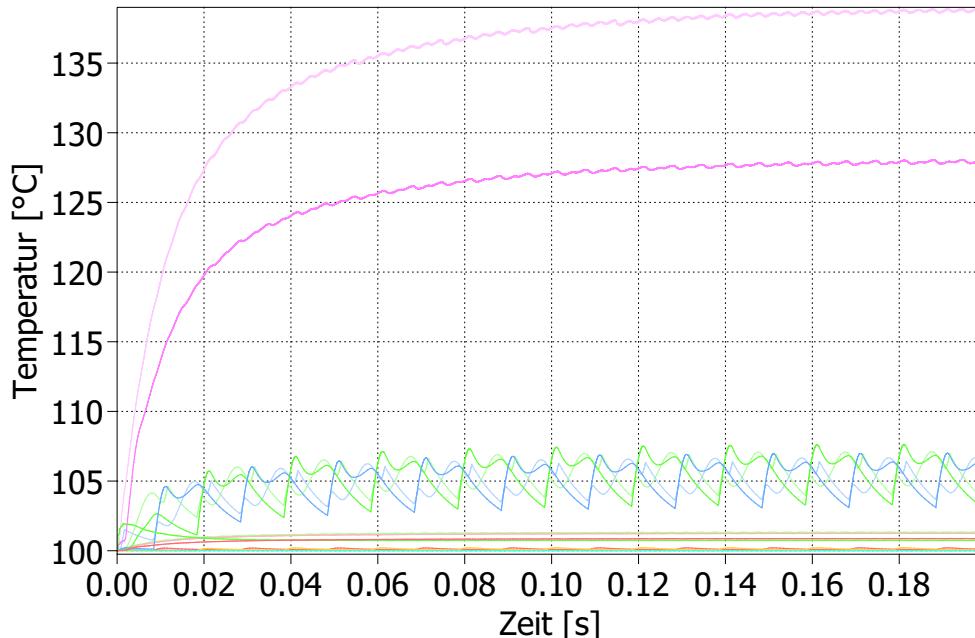


Abbildung 6.1-1: Temperaturverhalten der Halbleiter des B6 mit (voll dargestellt) und ohne (schwach dargestellt) Phasenverschiebung

sind nur leicht durch die Schaltimpulse verrauscht und der Sinusverlauf folgt wie gewünscht der Eingangsspannung, siehe Abb. 6.1-2. Es zeigt sich das der Stromverlauf eine THD von nur etwa 5,8 % besitzt.

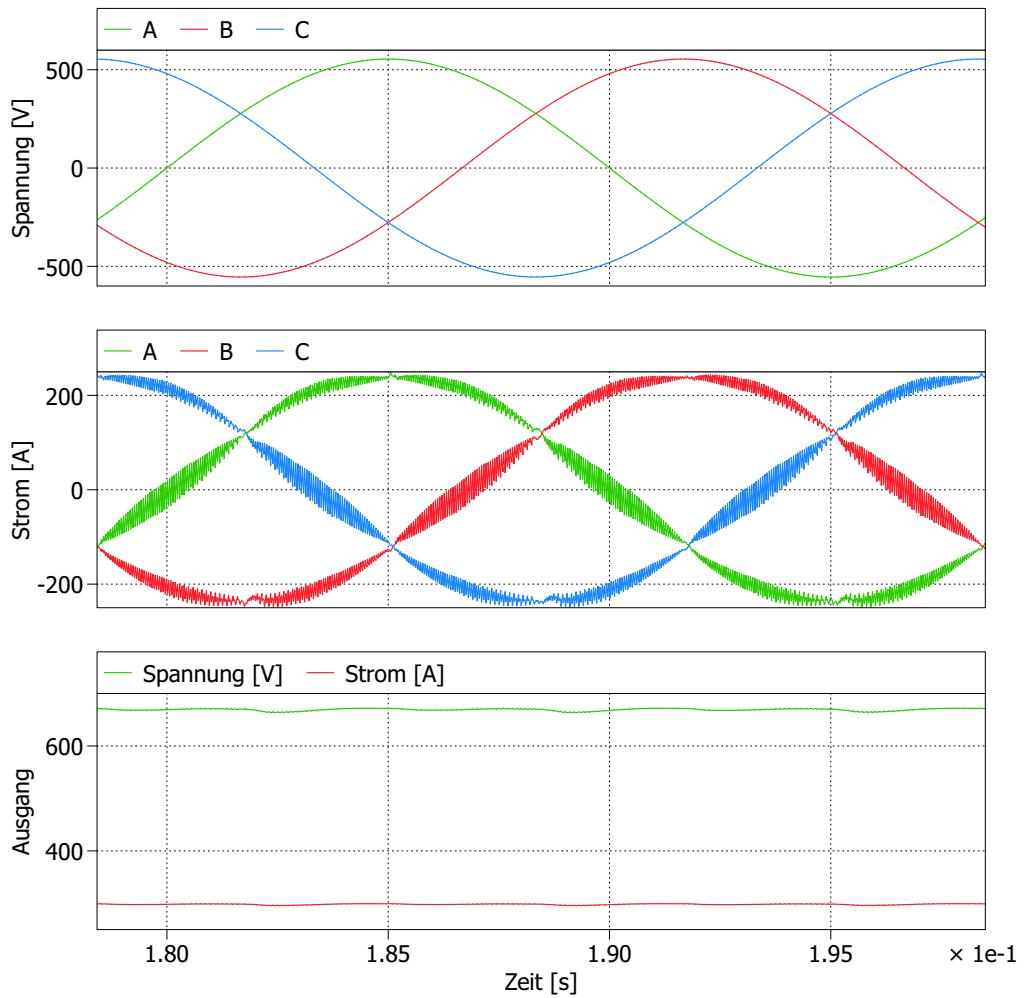


Abbildung 6.1-2: Eingangs- und Ausgangsgrößen ohne Phasenverschiebung

Mit Phasenverschiebung von 30 Grad sieht das verhalten ähnlich aus, siehe Abb. 6.1-3. Der Stromverlauf zeigt eine geringfügig schlechtere THD von 7,1 %, dies kann durch geeignete Filter ausgeglichen werden.

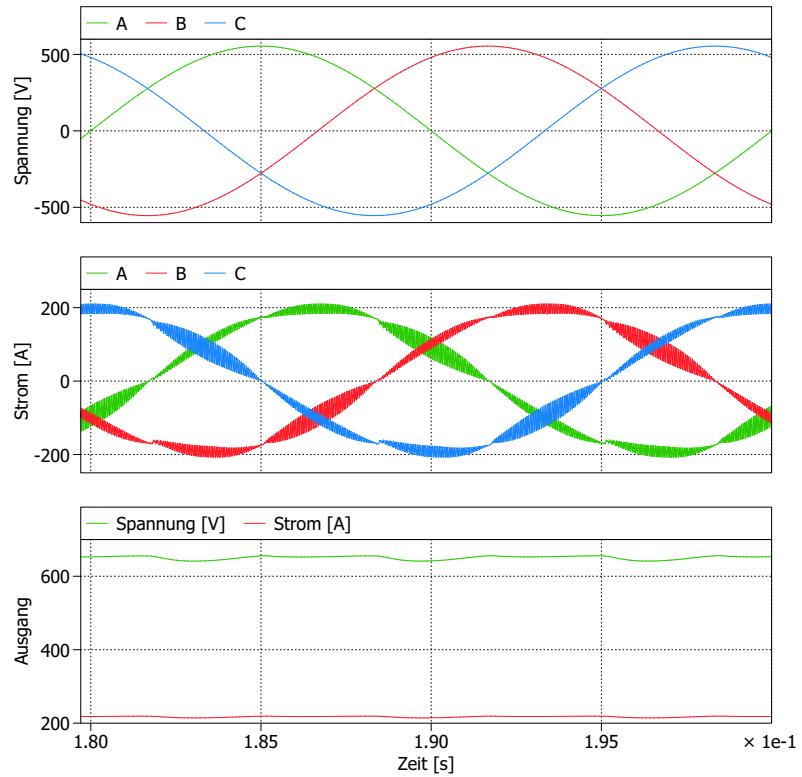


Abbildung 6.1-3: Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Phasenverschiebung

6.2 IAF

Für die Auswertung werden die Simulationen für eine Dauer von 0,4 Sekunden laufen gelassen, da dann bereits ein Eingeschwungener Zustand erreicht ist. Das Temperaturverhalten der Halbleiter ist in Abb. 6.2-1 dargestellt, hier kann erkannt werden, dass die Kühlplattentemperatur als Startpunkt den Einschwingvorgang deutlich verkürzt. In grün dargestellt als in (a) höchste Temperatur sind die Dioden des Gleichrichters, da diese den Hauptstrom führen. Die Temperatur dieser liegt bei knapp über 140 °C und ist somit unterhalb der erlaubten maximalen Temperatur. In Pink dargestellt, ist die Temperatur der T+/- Halbbrücke, diese steigt ebenfalls bei Blindleistungsbereitstellung. In Rot dargestellt und auch unabhängig von der Blindleistung ist die Temperatur des Tiefsetzstellers.

Die Simulationsergebnisse zeigen den für die Induktivität erwarteten Strom- und Spannungsverlauf mit dreieckiger Form, siehe Abb. 6.2-2. Außerdem ist dem Eingangsstrom ein hochfrequenter Anteil überlagert, welcher sich durch die Schaltfrequenz des Tiefsetzstellers erklären lässt. Außerdem sieht man im Umschaltvorgang des IVS starke Sprünge im Stromverlauf, da der Strom in der Induktivität zwischen den Phasen Kommutieren muss. In Abb. 6.2-3 zeigt sich dieses Problem aufgrund der starken Spannungsunterschiede zwischen den Phasen bei Phasenverschiebung deutlich stärker. Außerdem muss der IVS mehr Strom führen und erzeugt daher stärkere Verlustleistung. Dies ist ebenfalls an der Temperatur des in Abb. 6.2-1 Verlaufs zu erkennen. In (a) ist die Temperatur des IVS in grün dargestellt bei unter 110 °C und in (b) aufgrund des durch die Phasenverschiebung höheren Stroms deutlich gestiegen, bleibt aber unterhalb der zulässigen 175° für die Sperrschichttemperatur..

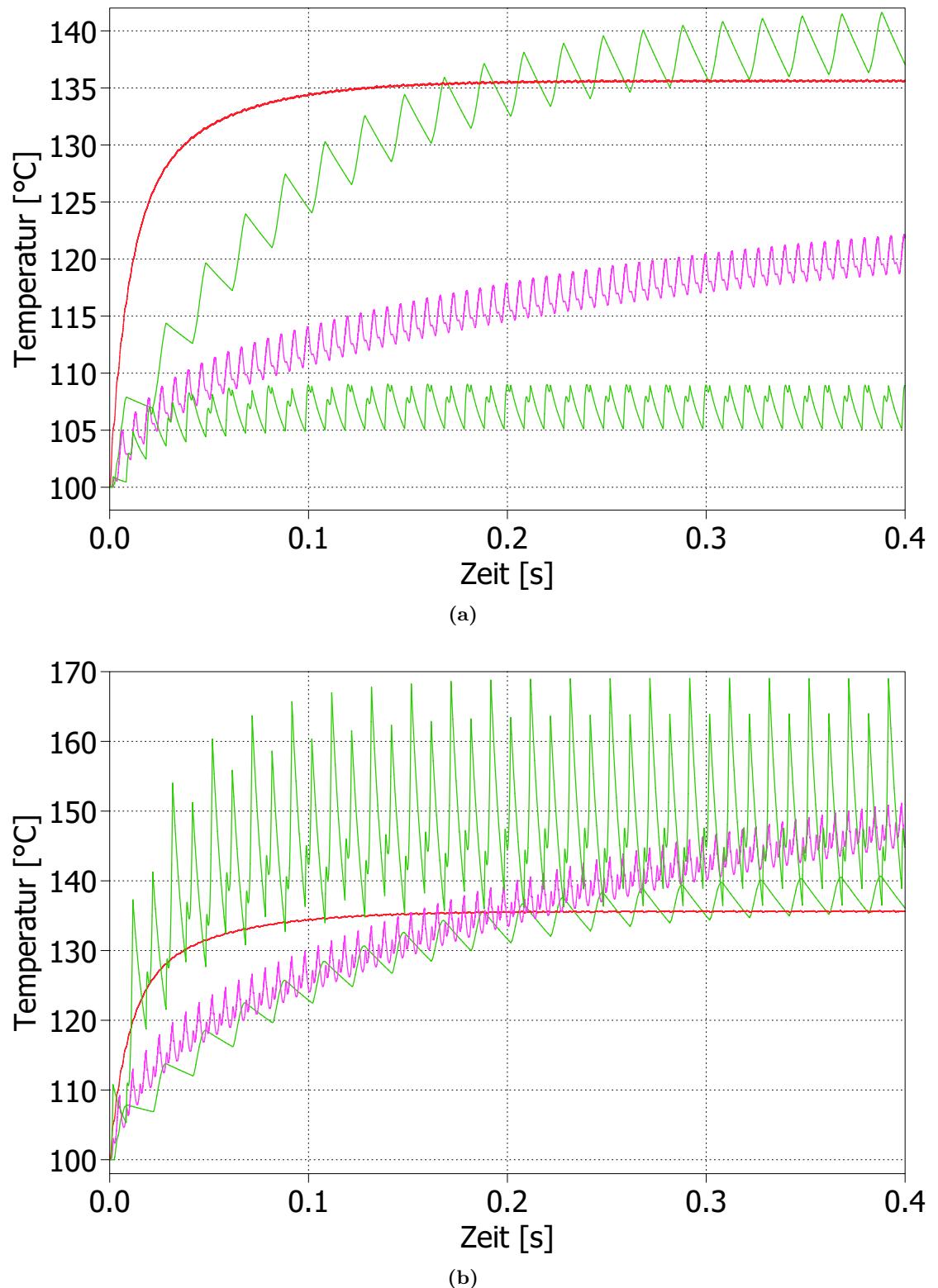


Abbildung 6.2-1: Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF ohne (a) und mit (b) Phasenverschiebung

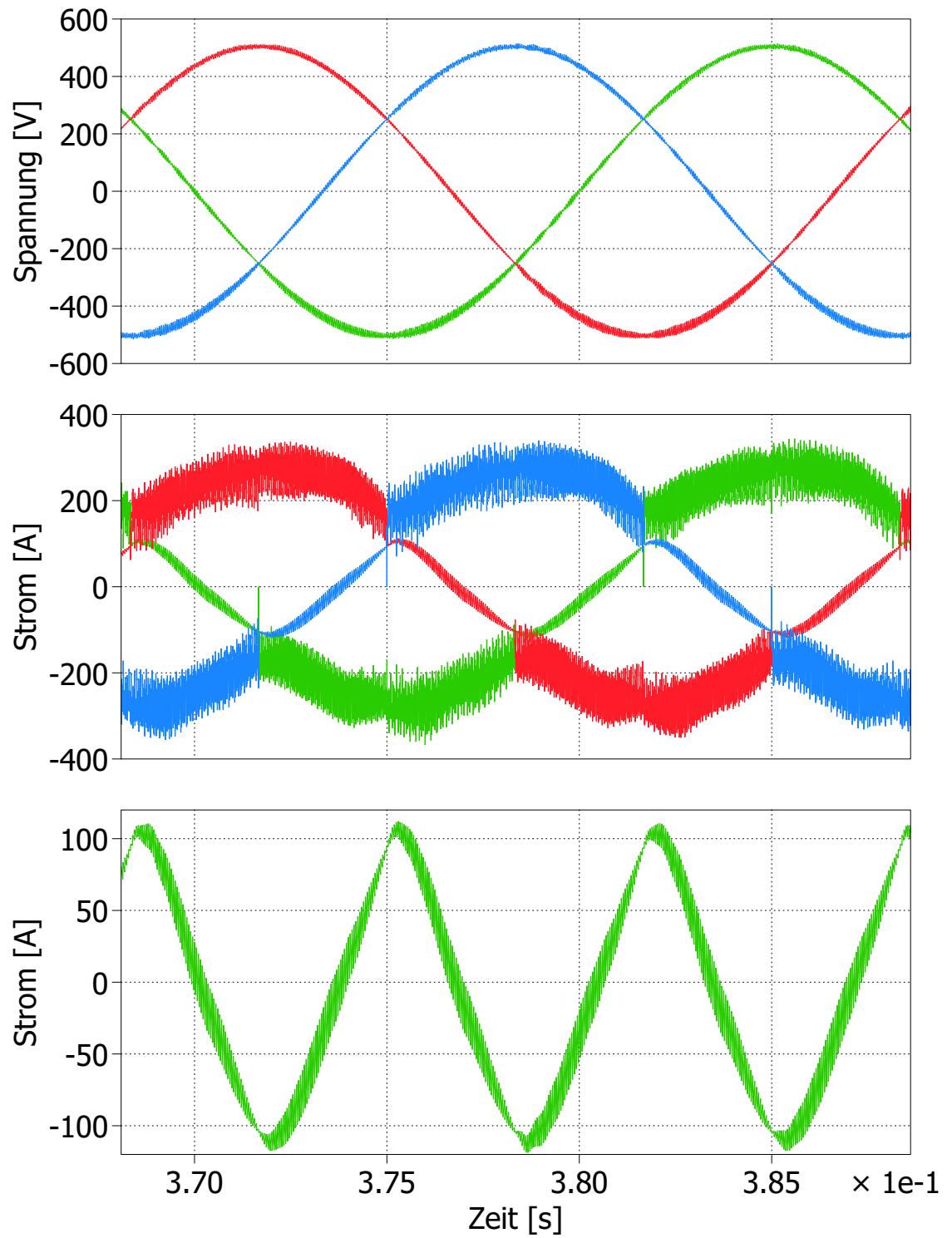


Abbildung 6.2-2

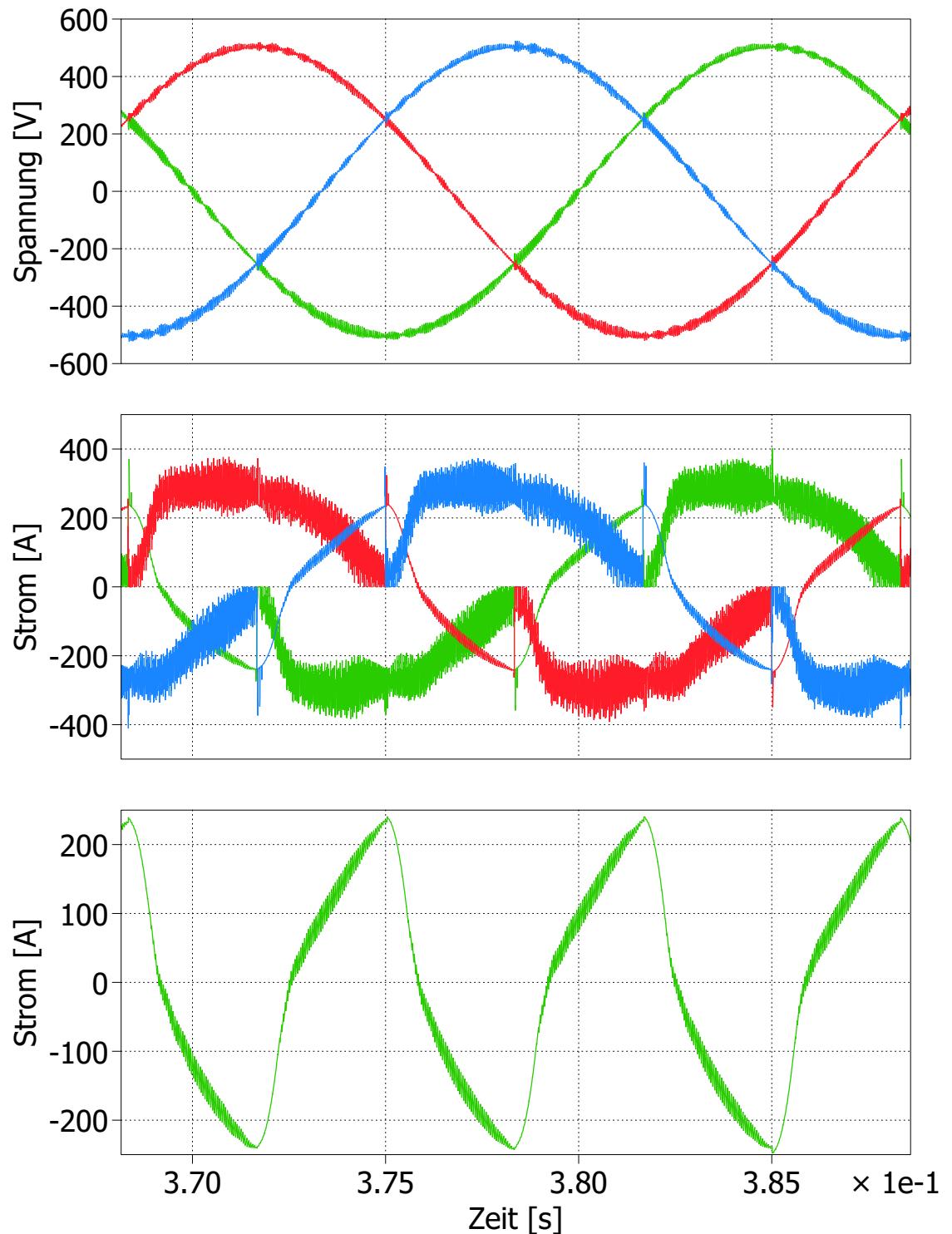


Abbildung 6.2-3: Simulationsergebnisse des IAF bei 30 Grad Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität

6 Auswertung

Aufgrund der Anforderung an Blindleistungsbereitstellung hat die Topologie durch den IVS einen Nachteil, da dieser sprunghafte Änderungen des Stromverlaufs verursacht. Diese starken Sprünge führen dazu, dass die THD des Stroms deutlich verschlechtert wird. Somit kann der IAF den Anforderungen nur sehr schwer gerecht werden, da weitere Filterstufen benötigt würden.

7 Zusammenfassung & Ausblick

Die Ergebnisse in Tabelle 6-2 geben eine gute Übersicht zum Vergleich mit weiteren Topologien, durch die Gewichtung und Normierung lassen sich weitere Angaben ergänzen. Der IAF schneidet in der Gesamtbewertung um etwa 0,2 Punkte besser ab, dies liegt hauptsächlich an der optimierten Platzierung der Drossel. Jedoch liegt in dieser Zusammenfassung auch der Nachteil der Schaltung im Falle von Phasenverschiebung. Daher kann diese Topologie nach aktuellen Erkenntnissen nicht für diesen Anwendungsfall empfohlen werden.

Wie in Kapitel 2 erwähnt, sind die Halbleiter Modelle ein essenzieller Teil, daher sollen diese optimiert und in die Simulation zurück geführt werden. Die für diese Schaltung ausgewählten Halbleiter können dazu beschafft und im Prüfstand vermessen werden. Der Messaufbau dazu ist in Abb. 7-1 dargestellt, er beinhaltet die Schaltzelle mit Mess- und Versorgungsgeräten sowie einer Sicherheitssteuerung. Die Messwerterfassung wird über ein Oszilloskop umgesetzt, welches die automatisierten Messpunkte erfasst und speichert. Anhand dieser Messdaten kann das Modell validiert sowie ergänzt und die Simulationsergebnisse somit optimiert werden.

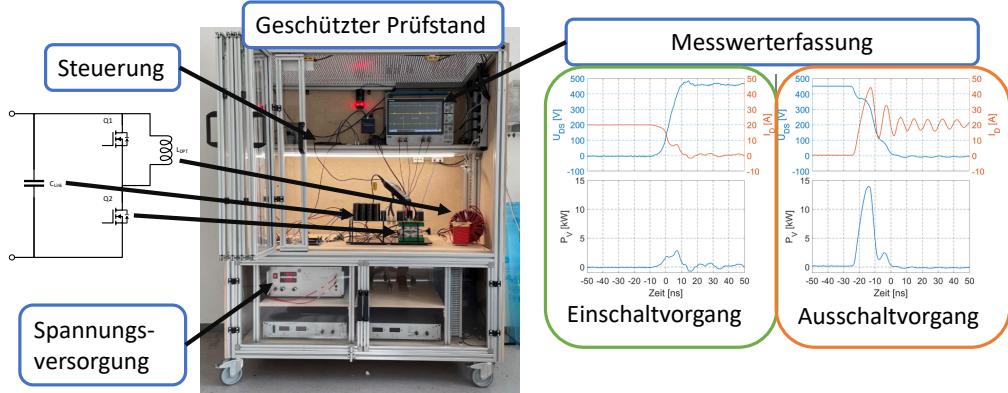


Abbildung 7-1: Doppelpulstestprüfstand

Für den Aufbau eines Demonstrators der finalen Topologie, kann die Auslegung der Halbleiter und Drosseln verwendet werden. Die Regelungen können als Grundlage genutzt werden, müssen aber um Sicherheitsfunktionen ergänzt und insbesondere die Stabilität im Gesamtsystem muss sichergestellt werden. Außerdem erfordert die Implementierung auf Hardwarecontrollern weitere Optimierungen. Die Schaltungen können außerdem durch Parallelbetrieb mit Interleaving am Ausgang, oder bei entkoppelter Versorgung als Ausgangsseitige Reihenschaltung betrieben werden, um eine höhere Ausgangsspannung zu erzielen.

Literatur

- [1] 4 UeNB. *4-UENB-Positionspapier zu Fault-Ride-Through- und Modell- anforderungen an Elektrolyseanlagen*. 2023. URL: https://www.netztransparenz.de/xspproxy/api/staticfiles/ntp-relaunch/dokumente/%C3%BCber%20uns/studien%20und%20positionspapiere/frt-anforderungen/4-u%CC%88nb-papier_zu_elektrolyse_frt_anforderungen.pdf (besucht am 27.12.2023).
- [2] Adan, Alberto O. and Tanaka, Daisuke and Burgyan, Lajos and Kakizaki, Yuji. *The Current Status and Trends of 1,200-V Commercial Silicon-Carbide MOSFETs: Deep Physical Analysis of Power Transistors From a Designer's Perspective*. 2019. URL: <https://doi.org/10.1109/MPEL.2019.2909592> (besucht am 21.11.2023).
- [3] Wolfgang Böge. *Vieweg Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker ; mit 281 Tabellen*. 4., überarbeitete Auflage. Wiesbaden: Vieweg, 2007. DOI: 10.1007/978-3-8348-9217-1.
- [4] Bohn, Thoralf. *Von statischer Spannungshaltung bis Kurzschlussstrom – Blindleistung für einen sicheren Systembetrieb dena-Workshop „Beschaffung von Systemdienstleistungen“*. 2019. URL: https://www.dena.de/fileadmin/dena/SDL_Symposium/6_Bohn_FNN.pdf (besucht am 27.12.2023).
- [5] Bortis, Dominik. *Advanced Three-Phase PFC-Rectifiers*. 2019. URL: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/workshop_publications/_ECPE_Seminar_Augsburg_3ph_PFC_rectifiers_210519_final_V3.pdf (besucht am 17.12.2023).
- [6] Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz (BMWK). *Fortschreibung der Nationalen Wasserstoffstrategie NWS 2023*. URL: https://www.bmbf.de/SharedDocs/Downloads/de/2023/230726-fortschreibung-nws.pdf?__blob=publicationFile&v=1 (besucht am 02.11.2023).
- [7] Bundesnetzagentur. *Diskussionspapier Blindleistungsbereitstellung für den Netzbetrieb*. 2018. URL: https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Energie/Unternehmen_Institutionen/NetzentwicklungUndSmartGrid/SmartGrid/Blindleistungspapier.pdf?__blob=publicationFile&v=1 (besucht am 12.01.2024).
- [8] Chen, Mengxing and Chou, Shih-Feng and Blaabjerg, F. and Davari, Pooya. *Overview of Power Electronic Converter Topologies Enabling Large-Scale Hydrogen Production via Water Electrolysis*. 2022. URL: [10.3390/app12041906](https://doi.org/10.3390/app12041906) (besucht am 20.11.2023).
- [9] David Menzi, Dominik Bortis and Johann W. Kolar. *Three-Phase Two-Phase-Clamped Boost-Buck Unity Power Factor Rectifier Employing Novel Variable DC Link Voltage Input Current Control*. Zurich: IEEE, 2018.
- [10] Infineon. *Datasheet FF2MR12W3M1H B11 EasyPACK module*. 2022. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF2MR12W3M1H_B11-DataSheet-v01_10-DE.pdf?fileId=8ac78c8c80027ecd0180f12eb1075411 (besucht am 29.12.2023).

- [11] IRENA. *GREEN HYDROGEN COST REDUCTION SCALING UP ELECTROLYSERS TO MEET THE 1.5°C CLIMATE GOAL*. Abu Dhabi: International Renewable Energy Agency, 2020.
- [12] Martin Jantsch and Cornelis Wilhelmus Verhoeve. *Inverters with three phase output and without electrolyte capacitor for improved lifetime, efficiency and costs of grid connected systems*. 1997. URL: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:51795249> (besucht am 13.10.2023).
- [13] Schmidt, Walter. *Abwaertswandler*. 2023. URL: http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smps/abw_hilfe.html (besucht am 28.12.2023).
- [14] Schrittwieser, Lukas. *99 Efficient Three-Phase Buck-Type SiC MOSFET PFC Rectifier Minimizing Life Cycle Cost in DC Data Centers*. 2017. URL: <https://doi.org/10.24295/CPSSTPEA.2017.00006> (besucht am 13.10.2023).
- [15] Schrittwieser, Lukas. *Ultra-Efficient Three-Phase Buck-Type PFC Rectifier Systems*. 2018. URL: <https://doi.org/10.3929/ethz-b-000311863> (besucht am 23.11.2023).
- [16] Schroeder, Dierk and Marquardt, Rainer. *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018.
- [17] Thiago B. Soeiro, Florian Vancu und Johann W. Kolar. *Hybrid Active Third-Harmonic Current Injection Mains Interface Concept for DC Distribution Systems*. 2013. URL: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2012.2209897> (besucht am 06.01.2024).
- [18] thyssenkrupp. *Eines der größten grünen Wasserstoffprojekte der Welt: thyssenkrupp unterzeichnet Vertrag über 2GW Elektrolyse-Anlage für Air Products in NEOM*. URL: <https://www.thyssenkrupp.com/de/newsroom/pressemeldungen/pressedetailseite/eines-der-grossten-grunen-wasser-stoffprojekte-der-welt--thyssenkrupp-unterzeichnet-vertrag-uber-2gw-elektrolyse-anlage-fur-air-products-in-neom-124583> (besucht am 13.10.2023).
- [19] Toepler, Johannes and Lehmann, Jochen. *Wasserstoff und Brennstoffzelle: Technologien und Marktperspektiven*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017.
- [20] Tom Smolinka, Martin Günther (Fraunhofer ISE) und Jürgen Garche (FCBAT). *NOW-Studie „Stand und Entwicklungspotenzial der Wasserelektrolyse zur Herstellung von Wasserstoff aus regenerativen Energien“*. URL: <https://www.now-gmbh.de/wp-content/uploads/2020/09/now-studie-wasserelektrolyse-2011.pdf> (besucht am 03.11.2023).
- [21] VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V. *VDE-ARN 4120:2018-11 Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Hochspannung)*. Berlin: VDE VERLAG GMBH, 2018.
- [22] Zhiyu Cao and Peter Wallmeier. *High-Power Rectifier Technologies for Hydrogen Electrolysis*. Warstein: IEEE, 2023.

Inhalt der CD

- Master-Thesis
- Simulationsdaten
- Halbleitermodelle

Anhang

Hier sind wichtige Dinge enthalten bla...