



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
heinemann.jonas@gmx.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

Kurzfassung

Um in Zukunft unabhängiger von Importen zu sein und die Energieversorgung nachhaltiger zu gestalten, hat die Bundesregierung das Ziel für die Erzeugung von grünem Wasserstoff durch Elektrolyse von fünf auf zehn Gigawatt Leistung im Jahr 2030 angehoben. Davon sollen drei Gigawatt systemdienlich sein [6]. Dies zeigt, wie wichtig es ist, die Elektrolyse für zukünftige Szenarien vorzubereiten. Um darüber hinaus das Ziel rein erneuerbarer Energien im Stromnetz zu erreichen, ist es notwendig, die Anforderungen an größere Lasten zu verändern. Dies betrifft die Systemdienstleistungen, die bisher vor allem von zentralen Großkraftwerken erbracht werden. Zukünftig sollen in Deutschland Wasserstoff-Elektrolyseanlagen in der Leistungsklasse von mehreren Megawatt aufgebaut werden, die viele Möglichkeiten bieten, das Stromnetz durch Dynamik und Regelung 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 werden die relevanten Topologien auf den Integrated Active Filter (IAF) und Three-Phase Two-Phase-Clamped Boost-Buck Unity Power Factor Rectifier (B6-1/3-PWM) eingegrenzt, diese werden detailliert untersucht und durch Simulationsmodelle charakterisiert.

Zum abschließenden Vergleich der Modelle erfolgt eine Bewertung anhand des Bedarfs an induktiven und Halbleiterbauelementen sowie der Halbleiterverluste aus dem Simulationsmodell. Diese Größen werden in den einzelnen Kategorien normiert und über Gewichtungsfaktoren zu einer Gesamtbewertung zusammengefasst. Darüber hinaus wird ein Ausblick auf zukünftige Schritte wie die Optimierung der Halbleitermodelle durch Messungen und den Aufbau eines Demonstrators gegeben.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Abbildungsverzeichnis	IV
Tabellenverzeichnis	VII
Abkürzungsverzeichnis	VIII
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik	1
1.2 Ziel der Arbeit	4
2 Grundlagen	6
2.1 Wasserstoff-Elektrolyse	6
2.2 Stromrichter	7
2.2.1 Gleichrichter	8
2.2.2 DC-DC Wandler	9
2.2.3 Power Factor Correction (PFC)	11
2.2.4 Leistungshalbleiter	12
2.2.5 Induktive Komponenten	13
2.3 Integrated Active Filter Gleichrichter	13
2.4 B6-1/3-PWM PFC (+ Buck) Gleichrichter	14
2.5 Simulationssoftware	16
2.5.1 PLECS	16
3 Anforderungen	18
3.1 Stromnetz	18
3.1.1 Systemdienstleistungen	19
3.1.2 Fault-Ride-Through (FRT))	21
3.2 Elektrolyseur	22
3.3 Zusammenfassung	22

4 Vorauswahl	23
4.1 Mögliche Topologien	23
4.1.1 6-Switch Boost PFC Rectifier	23
4.1.2 6-Switch Buck PFC Rectifier	23
4.1.3 Trident Rectifier	25
4.1.4 Vienna Rectifier	25
4.1.5 Swiss Rectifier	25
4.1.6 2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier	27
4.1.7 Y-Rectifier	27
4.1.8 3-Level Neutral Point Clamped (NPC)	27
4.1.9 3-Level Active Neutral Point Clamped (ANPC)	29
4.1.10 Three-Level Flying Capacitor (FC) Boost-Type Rectifier System	29
4.1.11 Three-Level Flying Capacitor (FC + Tiefsetzsteller)	29
4.2 Auswahl der Topologien	31
5 Simulation	33
5.1 Randbedingungen	35
5.2 Tiefsetzsteller	36
5.2.1 Auslegung der Induktivität	36
5.2.2 Regelung	36
5.3 IAF	37
5.3.1 Auslegung der Induktivitäten	39
5.3.2 Regelung	40
5.4 B6-1/3-PWM PFC Buck	43
5.4.1 Auslegung der Netzinduktivität	44
5.4.2 Regelung	44
6 Auswertung	48
6.1 IAF	48
6.2 B6-1/3-PWM PFC	53
6.3 Bewertung	55
7 Zusammenfassung & Ausblick	57
Literatur	60
Anhang	64

Abbildungsverzeichnis

1-1	Systemkosten Proton Exchange Membrane bzw. Polymer Electrolyte Membrane (PEM) Elektrolyse links 10 MW pro Jahr, rechts 1 GW pro Jahr [14]	2
1-2	Elektrolyse Kapazität bis 2030	3
1-3	Aufbau eines Thyristor-Gleichrichters	3
2-1	Elektrolyseur Spannungseffizienz [24]	7
2-2	Diodengleichrichter für Dreiphasige Anwendungen	8
2-3	Strom und Spannungsverlauf des Dreiphasigen Diodengleichrichters	9
2-4	Tiefsetzsteller	10
2-5	Tiefsetzsteller mit Interleaving	11
2-6	Darstellung der in PLECS implementierten Ausschaltverluste [12]	12
2-7	IAF Gleichrichter Topologie mit Tiefsetzsteller	14
2-8	1/3 PWM PFC Topologie mit Tiefsetzsteller	15
2-9	Sektorenaufteilung und Schaltverhalten von IAF und B6 1/3 [8]	15
2-10	Tiefsetzsteller mit Effizienzbestimmung	17
3-1	Zulässiger Bereich des Verschiebungsfaktors $\cos \phi$ bei Wirkleistungsbezug	19
3-2	Mindestanforderungen an den quasistationären Betrieb (a) und Fault-Ride-Through (FRT) (b) [25]	20
3-3	Technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen Stand 2019	21
4-1	Six Switch Boost PFC Rectifier	24
4-2	Six Switch Buck PFC Rectifier	24
4-3	Trident Rectifier	25
4-4	Vienna Rectifier	26
4-5	Swiss Rectifier	26
4-6	2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier	27
4-7	Y Rectifier	28
4-8	3-Level Neutral Point Clamped	28

4-9	3-Level ANPC	29
4-10	Three Level Flying Capacitor Boost-Type	30
4-11	3L FC + Tiefsetzsteller	30
5-1	Übersicht der PLECS Simulation	33
5-2	Zusammenfassung der Simulationsoutputs	34
5-3	Regelung des Tiefsetzstellers des IAF	37
5-4	Simulationsaufbau der Halbleiter des IAF	37
5-5	Simulationsaufbau der Halbleiter des Tiefsetzstellers vom IAF	38
5-6	Simulationsaufbau der Halbleiter des IVS vom IAF	38
5-7	Struktur der Regelung des IAF [21]	40
5-8	PLECS Aufbau der Input Voltage Selector (IVS) Ansteuerung	41
5-9	Generierung der idealen Phasenströme	42
5-10	Bestimmung des Sollstroms der mittleren Phase	42
5-11	Regelung des Stroms in der mittleren Phase	42
5-12	PLECS Aufbau der B6 Leistungshalbleiter	43
5-13	PLECS Aufbau des Tiefsetzstellers der B6 Topologie	43
5-14	Regelung des B6-1/3-PWM [8]	45
5-15	PLECS Regelung der Ausgangsleistung als Sollgröße	45
5-16	PLECS Regelung der Netzimpedanz und Phasenabschnittserkennung	46
5-17	PLECS PWM Erzeugung des B6 Gleichrichters mit Power Factor Correction (PFC)	46
5-18	Regelung des Tiefsetzstellers beim B6-1/3-PWM	47
6-1	Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF ohne Phasenverschiebung	49
6-2	Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF mit Phasenverschiebung	50
6-3	Simulationsergebnisse des IAF ohne Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität	51
6-4	Simulationsergebnisse des IAF bei 30 Grad Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität	52
6-5	Temperaturverhalten der Halbleiter des B6 mit und ohne Phasenverschiebung	53
6-6	Eingangs- und Ausgangsgrößen ohne Phasenverschiebung	54
6-7	Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Phasenverschiebung	55
7-1	Doppelpulstestprüfstand	58
7-2	Strompfad im Fall eines Blitzeinschlags beim IAF	59

A1	Regelungsstruktur des B6-1/3-PWM nach Menzi et Al. [8]	65
----	--	----

Tabellenverzeichnis

1-1	Vergleich Thyristor-Gleichrichter und aktiver Gleichrichter	4
3-1	Anforderungen an den Gleichrichter Aktuell und in Zukunft	22
4-1	Topologievergleich zur Vorauswahl	32
6-1	Auflistung der Simulationsbetriebsparameter	48
6-2	Auflistung der Simulationsergebnisse und Bewertung	56
A1	Inhalt der CD	64
A2	Bewertungsmatrix der vier Simulierten Topologien	66

Abkürzungsverzeichnis

I_a	Ausgangstrom
P_a	Ausgangsleistung
R_{GV}	Gatevorwiderstand
S	Scheinleistung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung
U_{LL}	Leiterleiterspannung
U_a	Ausgangsspannung
U_e	Eingangsspannung
U_{pn}	Zwischenkreisspannung
W_L	Gespeicherte Energie in der Spule
\hat{I}	Scheitelwert des Stroms
f_{sw}	Schaltfrequenz
AEL	Alkalische Elektrolysetechnik
AFE	Active Front End
ANPC	Actice Neutral Point Clamped
B6-1/3-PWM	Three-Phase Two-Phase-Clamped Boost-Buck Unity Power Factor Rectifier
D	Tastverhältnis
DPT	Doppelpulstest
FRT	Fault-Ride-Through
HTEL	Hochtemperaturelektrolyse
IAF	Integrated Active Filter

IRENA	Internationale Organisation für Erneuerbare Energien
IVS	Input Voltage Selector
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistors
NPC	Neutral Point Clamped
PEM	Proton Exchange Membrane bzw. Polymer Electrolyte Membrane
PFC	Power Factor Correction
PLECS	PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation)
PWM	Pulsweitenmodulation
RoCoF	rate of change of frequency
SDL	Systemdienstleistungen
SiC	Silicon-Carbide
TAR	Technische Anschlussregeln
THD	Total Harmonic Distortion
THI	Third Harmonic Injection
VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik

1 Einleitung

Um die Klimaschutzziele zu erreichen, sind verschiedene Maßnahmen erforderlich, die nur im Zusammenspiel zum Erfolg führen können. Ein großes Problem bei der Nutzung erneuerbarer Energien ist deren Volatilität. Daher sind deutlich größere Speichermöglichkeiten erforderlich. Wasserstoff bietet ein Medium für die langfristige Speicherung und den Transport von Energie. Er kann auf unterschiedliche Weise gewonnen werden und bietet vielfältige Einsatzmöglichkeiten. In der Industrie wird Wasserstoff bereits heute in großem Umfang eingesetzt. In den meisten Fällen wird er jedoch durch Dampfreformierung direkt am Einsatzort aus Erdgas gewonnen. Zukünftig kann er durch den Einsatz von Elektrolysezellen mit erneuerbaren Energien nachhaltig erzeugt werden [23].

1.1 Stand der Technik

Die Entwicklung der Elektrolyse schreitet sehr schnell voran und in den nächsten Jahren sind Veränderungen zu erwarten, die auch die Stromversorgung betreffen. Insbesondere der Trend zu höheren Spannungsklassen ermöglicht eine Kostenreduktion auf Seiten der Leistungselektronik. Die optimale Auslegung der Elektrolyseanlage hängt jedoch von vielen anwendungsspezifischen Parametern wie z. B. der Betriebsführung ab. Insbesondere die Entwicklung des Strompreises und die Netzstabilität in der Zukunft können die Amortisation stark beeinflussen. Durch Gleichrichter, die das Netz unterstützen, anstatt es z. B. durch Blindleistungsbezug zu belasten, können Elektrolyseure ohne zusätzliche Kompensationsanlagen günstiger betrieben werden. Darüber hinaus kann durch Frequenzstabilisierung und andere Systemdienstleistungen (SDL) zusätzliche Vergütung generiert werden.

Die Internationale Organisation für Erneuerbare Energien (IRENA) hat in ihrem Bericht über die Kostenentwicklung der Elektrolyse im Jahr 2020 den Anteil der Kosten für die Stromversorgung für PEM-Elektrolyseure mit 29 bis 38 Prozent angegeben. Wobei die Elektrolysezellen selbst weniger als die Hälfte der Kosten ausmachen. Darüber hinaus werden als mögliche Faktoren zur Senkung der Gleichrichterkosten

Skaleneffekte, die Standardisierung von Komponenten sowie die Beteiligung von Unternehmen aus der Elektronikindustrie anstelle von Elektrolyseurherstellern genannt [14]. Die Abb. 1-2 zeigt zudem, dass der Ausbau der Elektrolyse in den letzten Jahren

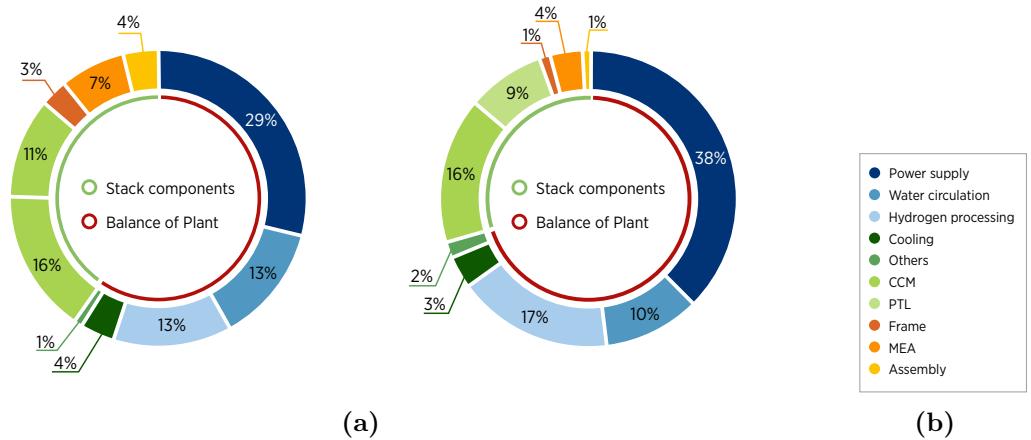


Abbildung 1-1: Systemkosten PEM Elektrolyse links 10 MW pro Jahr, rechts 1 GW pro Jahr [14]

enorm zugenommen hat und in Zukunft noch deutlich zunehmen wird. Die weltweite Leistung hat gerade den Gigawatt-Bereich erreicht und soll allein in Deutschland bis 2030 auf mindestens zehn Gigawatt ausgebaut werden.

Ein grundlegendes Unterscheidungsmerkmal für Gleichrichterschaltungen ist die Umsetzung als Dioden/Thyristor oder aktiver Gleichrichter. In Abbildung 1-3 ist ein Beispiel für einen 6-pulsigen Thyristor-Gleichrichter zu sehen . Thyristorgleichrichter haben aufgrund ihrer kompakten Bauform eine höhere Leistungsdichte als aktive Gleichrichter und können in großen Stückzahlen kostengünstig produziert werden. Zudem gibt es bereits zahlreiche Lösungen für unterschiedliche Anwendungen. Eine Übersicht mit Bewertung geeigneter Gleichrichter für den Einsatz in Elektrolyseanlagen wurde von Mengxing Chen et al. erstellt [7]. Um eine bessere Performance zu ermöglichen, können zusätzlich Zerhacker (Chopper) erforderlich sein. Um die Netzanschlussbedingungen zu erfüllen wird oft eine 12-pulsige Anordnung verwendet, wodurch der Aufbau des Netztransformators sich komplexer gestaltet [13]. Aufgrund der Blindleistung von Thyristorschaltungen benötigen sie meist zusätzliche STATCOM-Anlagen zur Kompensation am Netzanschlusspunkt. Aktive Gleichrichter zeichnen sich durch ihre Netzqualität aus, Sie können einen konstanten Leistungsfaktor erreichen und benötigen daher keine Kompensationsanlagen. Außerdem kann die Verzerrung Total Harmonic Distortion (THD) unter 5 % liegen, so dass der Filteraufwand geringer ist. Durch Multi-Level-Topologien können Halbleiter besser ausgenutzt und der Wirkungsgrad erhöht werden. Innovative Konzepte erfordern

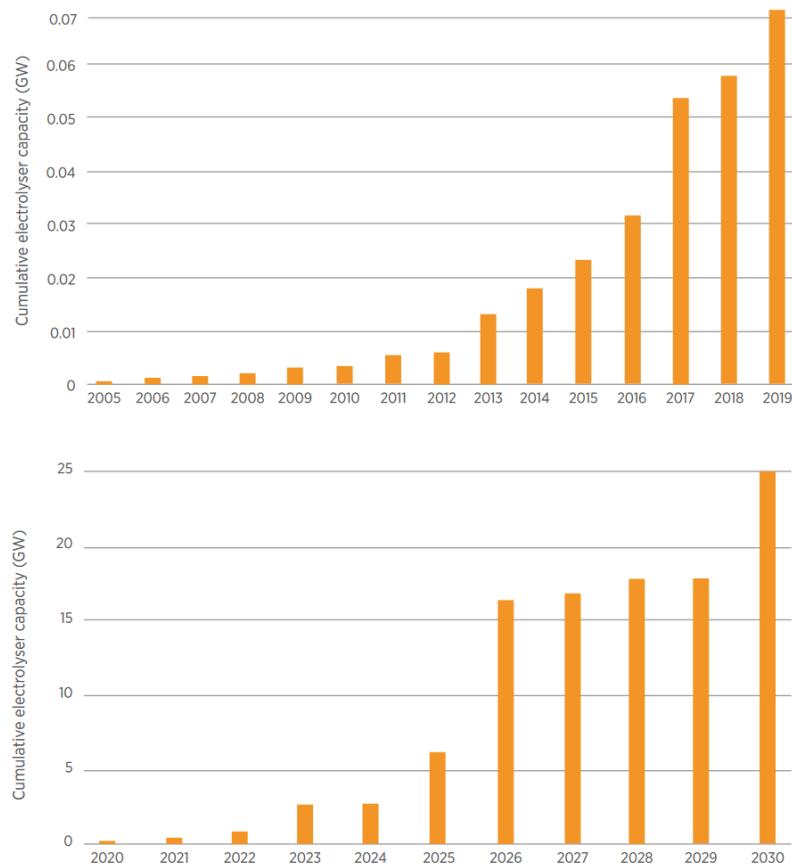


Abbildung 1-2: Elektrolysekapazität Stand 2020 mit Ausblick bis 2030 [14]

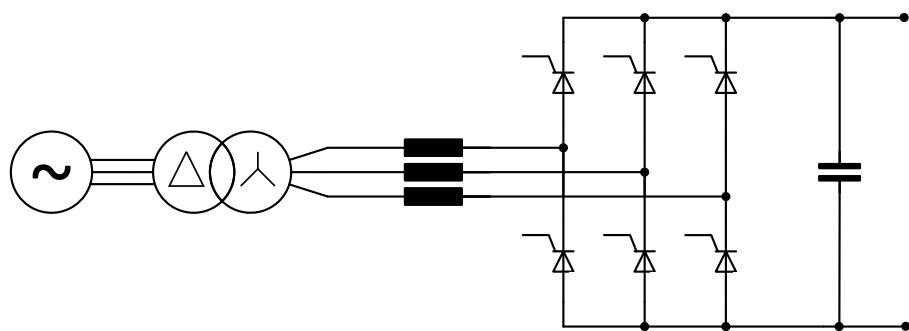


Abbildung 1-3: Aufbau eines Thyristor-Gleichrichters

Tabelle 1-1: Vergleich Thyristor-Gleichrichter und aktiver Gleichrichter

Thyristor Gleichrichter	Aktiver Gleichrichter
Hohe Leistungsdichte	Einheitlicher Leistungsfaktor
Geringe Halbleiterkosten	<5 % THD
Vorgefertigte Lösungen	Mehr Level Topologien
Benötigt STATCOM	SDL möglich
Zusätzlicher Zerhacker (Chopper) ggf nötig	Innovative Lösungen
Komplexer Transformator	Aufwändige Entwicklung

jedoch einen höheren Entwicklungsaufwand und die Zuverlässigkeit ist schwieriger zu gewährleisten. Einen Überblick über die Eigenschaften gibt die Tabelle 1-1. Für Gleichrichter im Megawattbereich sind Thyristorschaltungen die am häufigsten verwendete Lösung, da diese Halbleiter aufgrund ihrer langjährigen Entwicklung sehr zuverlässig und robust sind. Zur Optimierung von Blindleistung und THD werden meist 12-Puls-Schaltungen verwendet, dies wird durch Verschieben und Überlagern der einzelnen Schaltungen erreicht. Bei Reduzierung der Ausgangsleistung muss jedoch der Zündwinkel so weit vergrößert werden, dass eine externe Blindleistungskompensation erforderlich wird [7]. Daher sind diese Schaltungen nur für Anlagen geeignet, die die meiste Zeit mit hoher Leistung betrieben werden. Ein weiterer Nachteil ist, dass die Elektrolyseure mit gleicher Leistung und Ausgangsspannung betrieben werden müssen. Dadurch ist eine Wartung an einzelnen Stacks sowie der Austausch einzelner Stacks nicht möglich. Dies stellt bei großen Anlagen ein Problem dar, da die Spannung der Stacks über die Laufzeit ansteigt und ein neuer Stack eine andere Spannung benötigt.

Aktuelle Forschungsergebnisse zu Hochleistungsgleichrichtern für die Elektrolyse sind in [26] dargestellt. Hier zeigt sich, dass insbesondere bei höheren Ausgangsspannungen neue Konzepte mit integrierter Blindleistungskompensation wie der Vienna-Gleichrichter gut geeignet sind [26].

1.2 Ziel der Arbeit

Ziel ist es, die beiden ausgewählten Stromrichtertopologien (IAF und B6-1/3-PWM) anhand detaillierter Simulationen unter vorgegebenen Randbedingungen zu vergleichen, um eine eindeutige Bewertung vornehmen zu können. Dazu werden zunächst die Randbedingungen der Schnittstellen Elektrolyseur und Stromnetz definiert, um diese in einer Simulation mit Matlab und der Einbindung von PLECS abzubilden. Durch die Modellierung der Halbleiter kann die Verlustleistung und damit der Wirkungsgrad

und indirekt der Kühlauflaufwand abgeschätzt werden. Zusätzlich kann durch die in den magnetischen Komponenten gespeicherte Energie deren Größe und Kosten abgeschätzt werden, da diese den größten Anteil an den Gesamtkosten eines Umrichters ausmachen. Weitere Komponenten wie Treiberschaltungen und benötigte Kapazitäten spielen bei der Bewertung eine untergeordnete Rolle. Um die Bereitstellung von Systemdienstleistungen zu berücksichtigen, wird die Verlustleistung ohne und mit einer Phasenverschiebung von 30 Grad betrachtet. Anschließend erfolgt eine Gesamtbewertung durch Gewichtungsfaktoren der einzelnen Kategorien.

2 Grundlagen

Leistungselektronik befasst sich mit der Umwandlung und Steuerung elektrischer Energie, um sie effizient in verschiedenen Formen für elektronische Geräte und Systeme nutzbar zu machen. Insbesondere die Entscheidung zwischen Wechsel- und Gleichstrom in den Übertragungs- und Verteilungsnetzen bleibt eine Debatte. Mit der Weiterentwicklung der Halbleitertechnik zeigt sich, dass die Gleichstromtechnik auch bei langen Übertragungsstrecken Vorteile gegenüber der verbreiteten Wechselstromtechnik hat. Um die Anforderungen und Zusammenhänge verstehen zu können, werden Details zur Elektrolyse, zu Stromrichtern und Komponenten sowie zur verwendeten Simulationsumgebung vorgestellt.

2.1 Wasserstoff-Elektrolyse

Das Prinzip der Alkalische Elektrolysetechnik (AEL) ist, im Gegensatz zur neueren PEM Elektrolyse, bereits seit langem bekannt und optimiert. Die AEL benötigt in der Regel eine wässrige Kalilauge und kann durch Reihenschaltung der Zellen Wasserstoff und Sauerstoff unter erhöhtem Druck von z. B. 30 bar bereitstellen. Die Entwicklung und insbesondere die Steigerung der Stromdichte und des Wirkungsgrades haben in den letzten Jahren keine großen Veränderungen gebracht. Der Spannungswirkungsgrad liegt zwischen 62 und 82 Prozent [24]. Der Spannungswirkungsgrad bei der Elektrolyse von Wasserstoff bezieht sich auf das Verhältnis zwischen der tatsächlich benötigten elektrischen Spannung und der theoretisch erforderlichen Spannung, um Wasser in Wasserstoff und Sauerstoff zu spalten. Dieser kann im Verhältnis zur Stromdichte aufgetragen werden und bietet damit eine Übersicht über die Effizienz und Stromdichte, siehe Abbildung 2-1. Die Stromdichte ist eine Vergleichsgröße für die benötigte Elektrodenfläche, den Platzbedarf und die benötigten Materialmengen. Die PEM-Elektrolyse bietet Vorteile durch erhöhte Stromdichte, bei größeren Anlagen spart dies unter anderem Platz, außerdem ist zu erwarten, dass Druckelektrolyse bis 100 bar möglich wird. Dies erhöht den Gesamtwirkungsgrad, da die Elektrolyseure den hohen Druck für die Lagerung oder den Transport generieren und somit Kom-

pressoren eingespart werden können. Optimierungsbedarf besteht jedoch noch bei der Lebensdauer der Membranen und den benötigten Edelmetallen [24].

Die Hochtemperaturrelektrolyse (HTEL) nutzt die Vorteile höherer Temperaturen von oft über 500 °C, die thermodynamische Vorteile für den elektrischen Wirkungsgrad bringen, jedoch hohe Anforderungen an die verwendeten Materialien stellen. Sie wird auch als Hochtemperatur-Wasserstoff-Festoxid-Elektrolysezelle (SOEC) bezeichnet. Der Name "Festoxid" bezieht sich auf die Art der Elektrolyten in der Zelle. In SOECs werden feste keramische Materialien als Elektrolyten verwendet, typischerweise aus Zirkonoxid (ZrO_2) oder Yttrium-stabilisiertem Zirkonoxid (YSZ). Die Technologie der Festoxidelektrolyse befindet sich noch im Stadium der Grundlagenforschung im Labor. Da fast alle Festoxidzellen reversible Eigenschaften besitzen, ist das Interesse an ihnen besonders groß, da dies eine direkte Rückverstromung des Wasserstoffs ermöglicht. Allerdings sind auch hier noch Materialoptimierungen und Verbesserungen der Langzeiteigenschaften notwendig.

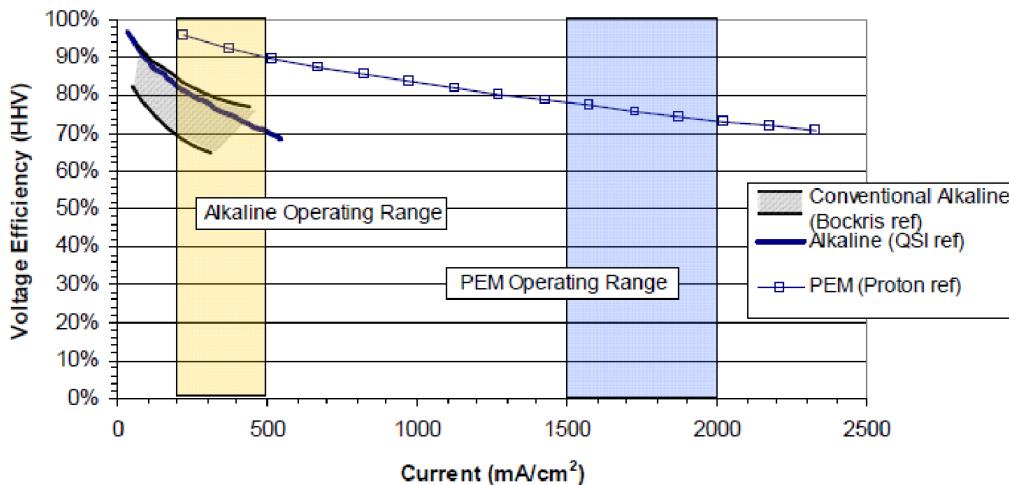


Abbildung 2-1: Elektrolyseur Spannungseffizienz [24]

2.2 Stromrichter

Allgemein kann jede Schaltung zur Strom- und Spannungsversorgung als Stromrichter bezeichnet werden, wobei zwischen AC- und DC-Varianten unterschieden wird. Weiterhin kann bei Netzanwendungen zwischen geregelt, netzgeführt und ungesteuert unterschieden werden, sowie die Implementierung einer PFC betrachtet werden [20].

2.2.1 Gleichrichter

Ein Gleichrichter wird genutzt, 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. Allerdings würde so nur die halbe Periode des Sinus am Ausgang zur Verfügung stehen, da die Diode nur während der positiven Halbwelle leitet. Dies kann durch die Ergänzung eines Brückengleichrichters mit vier Dioden für einphasige Anwendungen und sechs Dioden für dreiphasige Anwendungen erreicht werden. Der Dreiphasige Diodengleichrichter findet sich in Abbildung 2-2. Der Diodengleichrichter ist jedoch nur bedingt für einen gewünschten Stromverlauf geeignet. In Abbildung 2-3 ist der Netzspannungs und Stromverlauf des Diodengleichrichter dargestellt. Der Stromverlauf zeigt starke Sprünge und der gewünschte sinusförmige Verlauf ist nur schwer erkennbar, dies kann durch Ergänzung von Kondensatoren und Spulen zur Filterung teilweise korrigiert werden. Außerdem ist es mit dieser Schaltung nicht möglich, die Ausgangsspannung oder den Strom zu variieren. Dioden- sowie Thyristorgleichrichter lassen sich in großen Leistungsklassen zentral aufbauen, bieten jedoch oft nicht die nötige Flexibilität. Für Elektrolyseanlagen mit mehreren Megawatt Leistung und gewünschter Netzdienlichkeit ist eine Parallelisierung der Leistungshalbleiter notwendig, da bei Spannungen bis 1000 V die Ströme für einzelne Halbleiter zu hoch sind. Beispielsweise Infineon bietet derzeit in der 2000 Volt Silicon-Carbide (SiC)-Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistors (MOSFET) Reihe Module mit einem Nennstrom bis 400 Ampere an. Dies reicht bei einer Ausgangsleistung von einem Megawatt und einer Ausgangsspannung von 1 kV nicht aus, um die benötigten 1 kA zu erreichen. Mit thyristorbasierten Schaltungen können große Leistungen effizient umgesetzt werden, allerdings führen sie zu deutli-

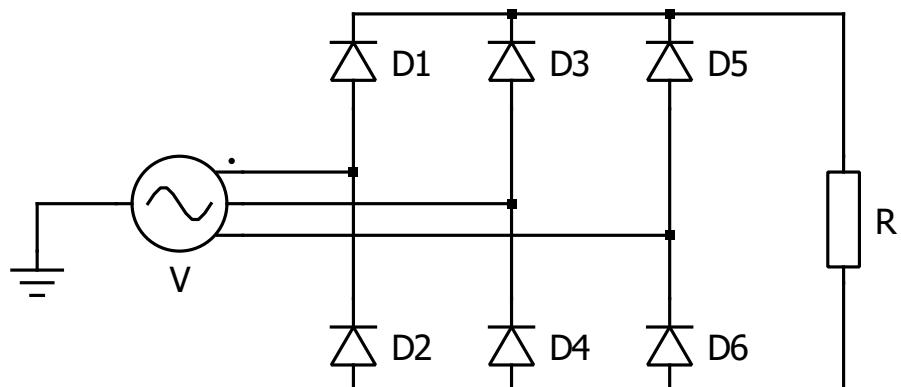


Abbildung 2-2: Diodengleichrichter für Dreiphasige Anwendungen

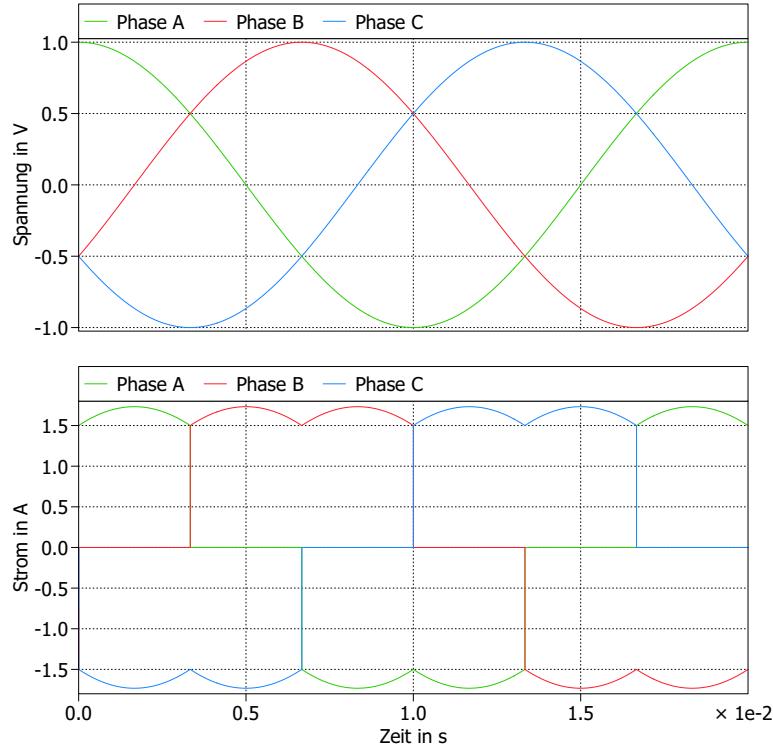


Abbildung 2-3: Strom und Spannungsverlauf des Dreiphasigen Diodengleichrichters

chen Verzerrungen im Stromverlauf und zu einem schlechteren Leistungsfaktor. Sie erfordern daher passive oder aktive Filter, die die Systemkosten erhöhen [7]. Die Parallelisierung durch Interleaving und Phasenverschiebung bietet deutliche Vorteile durch geringere Verzerrung und damit weniger Filteraufwand.

Als Alternative werden Active Front End (AFE) Gleichrichter eingesetzt, die wesentlich geringere Verzerrungen und Freiheit bei der Regelung des Eingangsstroms bieten. Filter fallen deutlich kleiner aus und auf Blindleistungskompensation kann in diesem Fall verzichtet werden [7].

2.2.2 DC-DC Wandler

Der Hochsetzsteller (Boost-Converter) und der Tiefsetzsteller (Buck-Converter) sind grundlegende Topologien, die im Wesentlichen aus zwei Halbleitern und einer Induktivität bestehen. In Abb. 2-4 ist die Schaltung eines Tiefsetzstellers dargestellt. Über das Tastverhältnis (D) des Schalters kann die Ausgangsspannung (U_a) eingestellt werden, wobei die Parameter Eingangsspannung (U_e), Lastimpedanz sowie der Wert der Induktivität relevant sind. Die Ausgangsspannung kann für den kontinuierlichen Betrieb über die Beziehung $U_a = D \cdot U_e$ berechnet werden [17]. Die Speicherdiode

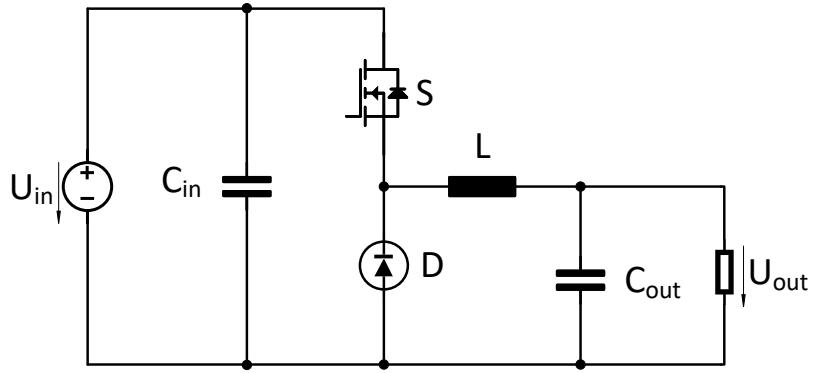


Abbildung 2-4: Tiefsetzsteller

des Tiefsetzstellers kann nach der Formel 2-1 ausgelegt werden, wobei der gewünschte Stromripple ΔI in der Drossel auf maximal 30 Prozent des Ausgangstrom (I_a) festgelegt wird [17]. Ein Stromripple von 30 % erweist sich als guter Kompromiss zwischen dem Induktivitätswert und der Größe der Rippelamplitude. Durch steile Amplituden können Störungen durch elektromagnetische Felder verursacht werden und der Filterbedarf am Ein- und Ausgang steigt [10] [22].

$$L = \frac{U_{e,max} - U_a}{f \cdot \Delta I} \cdot D = \frac{U_{e,max} - U_a}{f \cdot 0,3 \cdot I_a} \cdot \frac{U_a}{U_{e,max}} \quad (2-1)$$

Wird die Eingangsspannung durch einen dreiphasigen Diodengleichrichter, wie in Abb. 2-2 dargestellt, implementiert, so kann die Eingangsspannung mit $U_{LL} \cdot \sqrt{2}$ berechnet werden. Die Spannung zwischen den Außenleitern Leiterleiterspannung (U_{LL}) wird als Effektivwert (RMS) Wert angegeben, daraus kann über den Faktor $\sqrt{2}$ der Spitzenwert bestimmt werden. Daraus ergibt sich die Formel 2-2 bezogen auf die Phasenspannungen.

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

Zusätzlich besteht die Option des Interleavings, das die Verflechtung von Schaltungen impliziert, also die Integration mehrerer Schaltungen zu einer einzigen Einheit, wie in der Abbildung 2-5 dargestellt. Die Taktung der Halbleiter wird versetzt ausgeführt und benötigt eine gekoppelte Steuerung. Dadurch können einerseits die Drosseln besser ausgenutzt und andererseits die Welligkeit des Ausgangstroms halbiert werden.

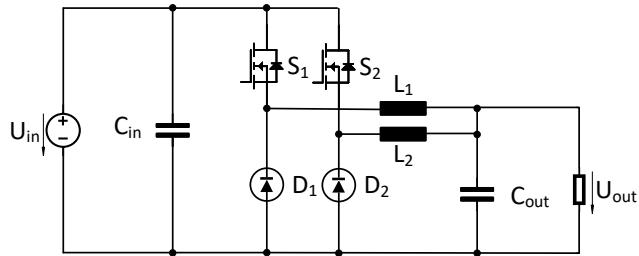


Abbildung 2-5: Tiefsetzsteller mit Interleaving

2.2.3 Power Factor Correction (PFC)

Die PFC ist eine notwendige Maßnahme, um den Blindleistungsanteil im Netz zu reduzieren und ist daher in heutigen Geräten standardmäßig implementiert. Ein Beispiel aus der Industrie, bei dem eine einfache Blindleistungskompensation bereits realisiert wurde, sind Leuchten mit Halogenlampen. Diese waren mit einem Transformator zur Erzeugung der notwendigen Spannung ausgestattet, der jedoch Blindleistung verursachte, was durch einfaches Hinzufügen eines Kondensators optimiert werden konnte.

In herkömmlichen 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 erfolgt in der Regel entkoppelt, wobei der Gleichrichter sinusförmige Netzströme aufnimmt und der nachfolgende DC/DC-Wandler die Spannung an die erforderliche Ausgangsspannung anpasst. Das Streben nach kompakten und leichten Systemen erfordert hohe Schaltfrequenzen, die jedoch zu erhöhten Schaltverlusten und verringertem Wandlerwirkungsgrad führen können. Um dieses Problem zu lösen, können fortgeschrittene Modulationstechniken wie die Einfügung der dritten Harmonischen und Raumzeigermodulation eingesetzt werden. Alternativ kann die diskontinuierliche Pulsweitenmodulation (DPWM) als Methode zur Reduzierung der Schaltverluste in dreiphasigen PFC-Gleichrichtern eingesetzt werden, um sinusförmige Eingangsströme und eine konstante Gleichspannung zu gewährleisten. Im Gegensatz dazu müssen einstufige Umrichtersysteme beide Anforderungen gleichzeitig erfüllen, während zweistufige Systeme eine konstante Ausgangsspannung trotz niederfrequenter Spannungsschwankungen im Gleichspannungszwischennetz gewährleisten können.

2.2.4 Leistungshalbleiter

Halbleiter sind im einfachsten Fall Bauelemente mit einem PN-Übergang; können sie größere Leistungen schalten, werden sie als Leistungshalbleiter bezeichnet. Dabei sind für die verwendete Topologie neben der klassischen Diode vor allem MOSFET relevant. Diese verdrängen derzeit in der Leistungselektronik häufig den verbreiteten Insulated-Gate-Bipolar-Transistor (IGBT) aufgrund der preiswerter gewordenen Variante aus Siliziumkarbid [2]. Die Vorteile dieser neuen Technologie liegen in der Ermöglichung höherer Schaltfrequenzen, wodurch wiederum die in den induktiven Bauelementen zu speichernde Energie reduziert und somit Kosten eingespart werden können.

Zur Auswahl der am besten geeigneten Halbleiter werden unter anderem Schaltungssimulationen eingesetzt, diese erfordern eine Nachbildung der Halbleiter. Um die Modelle der Leistungshalbleiter zu erstellen und ggf. vorhandene Modelle zu validieren, können Messungen im Doppelpulstest (DPT) durchgeführt werden. Ein Beispiel für die in PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation) (PLECS) implementierten Ausschaltverluste eines Halbleiters zeigt Abb. 2-6. Es ist zu erkennen, dass die Punkte nur für den Betriebspunkt von 600 Volt zur Verfügung stehen, für andere Betriebsbereiche muss das Verhalten approximiert werden. Außerdem ist der Gatevorwiderstand (R_{GV}) nur für einen begrenzten Bereich dargestellt und die Gate-Source-Spannung (U_{GS}) nur auf einen Wert beschränkt. Dies kann in der späteren Anwendung zu deutlichen Abweichungen führen.

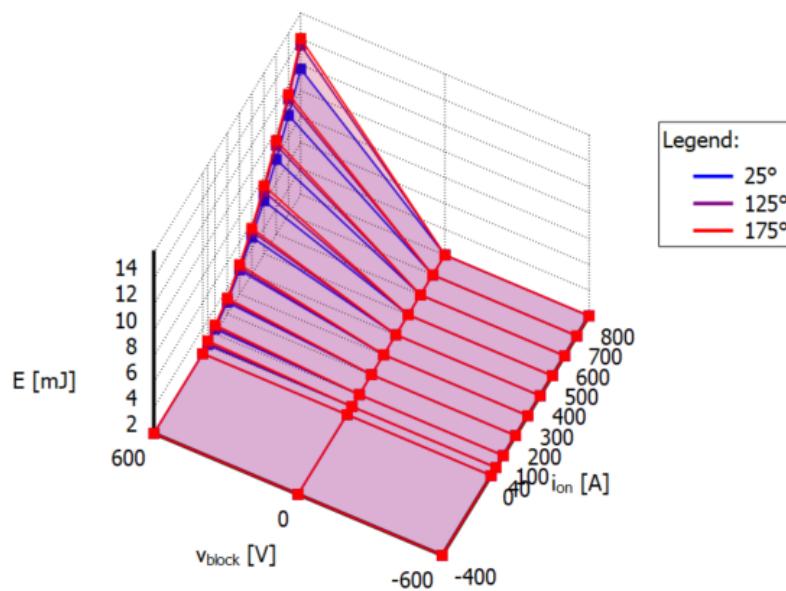


Abbildung 2-6: Darstellung der in PLECS implementierten Ausschaltverluste [12]

2.2.5 Induktive Komponenten

Induktive Bauelemente sind in der Regel Spulen und Transformatoren, die zur Speicherung und Übertragung von Energie dienen. Transformatoren bieten zusätzlich die Möglichkeit der galvanischen Entkopplung von Stromkreisen. Für die Dimensionierung von Induktivitäten wird das Delta des Stromes in der Spule, der sogenannte Stromrippel, benötigt. Dieser Strom wird hier mit 30 Prozent des Scheitelwert des Stroms (\hat{I}) ausgelegt. Für Drehstromsysteme kann der Rippelstrom nach der Formel 2-3 ermittelt werden. Dabei sind Scheinleistung (S) und U_{LL} die Spannungen zwischen den Außenleitern. [3].

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

Außerdem kann über die Gespeicherte Energie in der Spule (W_L) eine Aussage über die Größe und damit indirekt über die Kosten und den Platzbedarf getroffen werden. Die Energie W_L kann mit der Formel 2-4 berechnet werden. Dazu wird der Wert der Induktivität und der Strom benötigt [3].

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \hat{I}^2 \quad (2-4)$$

2.3 Integrated Active Filter Gleichrichter

Der IAF Gleichrichter wurde erstmals 1997 in [16] für den Einsatz in Photovoltaikanwendungen vorgestellt. Er besteht aus einem Diodengleichrichter für den Hauptleistungspfad. Um sinusförmige Ströme in allen drei Phasen einzuprägen, wird dieser durch ein Netzwerk aus bidirektional sperrenden Leistungshalbleitern mit einer Induktivität und einer Halbbrücke, der sogenannten Third Harmonic Injection (THI)-Schaltung, ergänzt. Durch die Integration des Filters in den Leistungspfad ist keine externe Blindleistungskompensation erforderlich und die Filter können kleiner dimensioniert werden. Aufgrund des ungesteuerten Diodengleichrichters ist jedoch eine nachträgliche Spannungsregelung durch einen Tiefsetzsteller erforderlich [19]. Das Netzwerk aus bidirektionalen Schaltern, auch Input Voltage Selector (IVS) genannt, ermöglicht das Umschalten zwischen den einzelnen Phasen, in die durch die Induktivität und die Halbbrücke der gewünschte sinusförmige Stromverlauf eingeprägt wird. Dazu schaltet die Halbbrücke hinter der Induktivität entweder auf das positive oder auf das negative Potential der Zwischenkreisspannung (U_{pn}). Da der

Diodengleichrichter immer nur aus zwei Phasen Strom bezieht, prägt die Schaltung ohne Phasenverschiebung nur in die jeweils dritte Phase Strom ein. Der IVS schaltet mit Netzfrequenz und benötigt bidirektionale Schalter, um den Stromfluss während der gesamten Sinusperiode steuern zu können. Bei der Blindleistungsbereitstellung kommt es aufgrund der Phasenverschiebung zu einer Verschiebung zwischen Phasenstrom und Spannung. Dadurch ändert sich der Stromverlauf in der Drossel von einer Dreiecksfunktion ohne Blindleistung zu einer gekrümmten Funktion.

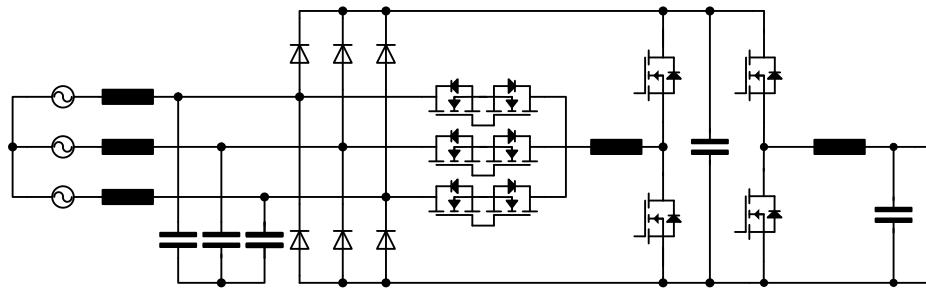


Abbildung 2-7: IAF Gleichrichter Topologie mit Tiefsetzsteller

2.4 B6-1/3-PWM PFC (+ Buck) Gleichrichter

Diese Topologie ist eine weit verbreitete B6-Topologie, die aus drei Halbbrücken besteht, die jeweils an eine Phase angeschlossen sind. Durch ein adaptives Modulationsverfahren unter Verwendung von Induktivitäten auf der Netzseite werden die Schaltverluste und Systemdienstleistungen (SDL) reduziert. Das Verfahren wurde von Menzi, Bortis und Kolar [8] ausführlich beschrieben. Zur Regelung der Ausgangsspannung wird ein entkoppelter Tiefsetzsteller verwendet.

Die Besonderheit der Regelung besteht darin, dass die Phase, die gerade keinen Strom führt, weil sie die niedrigste Spannung hat, durch Pulsweitenmodulation (PWM) der entsprechenden Halbbrücke einen entsprechenden Stromfluss erhält. Die beiden anderen Halbbrücken werden jeweils wie ein Diodengleichrichter geschaltet. Dieser Vorgang ist prinzipiell der gleiche wie beim IAF und kann daher zum besseren Verständnis gemeinsam betrachtet werden, siehe Abb. 2-9. Im hervorgehobenen Abschnitt ist das Potential der Phase b am niedrigsten und man sieht im Bereich (f), dass nur eine Halbbrücke durch PWM angesteuert wird. In Bereich (e) ist der Tastgrad D dargestellt, wobei der Wert 1 die permanente Verbindung mit dem positiven

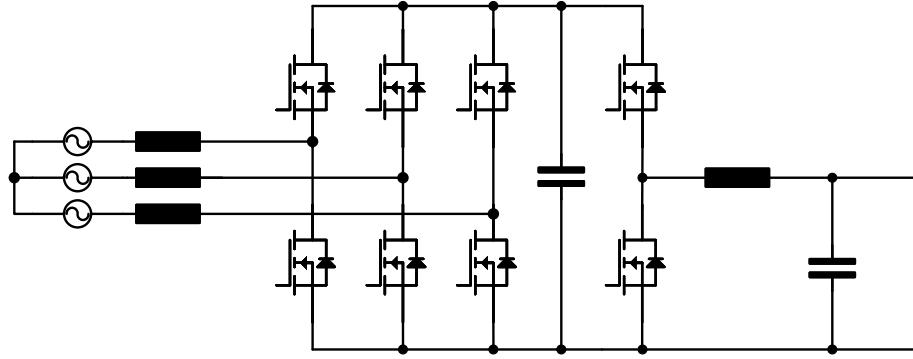


Abbildung 2-8: 1/3 PWM PFC Topologie mit Tiefsetzsteller

Potential und -1 die Verbindung mit dem negativen Potential des Zwischenkreises U_{pn} darstellt [8].

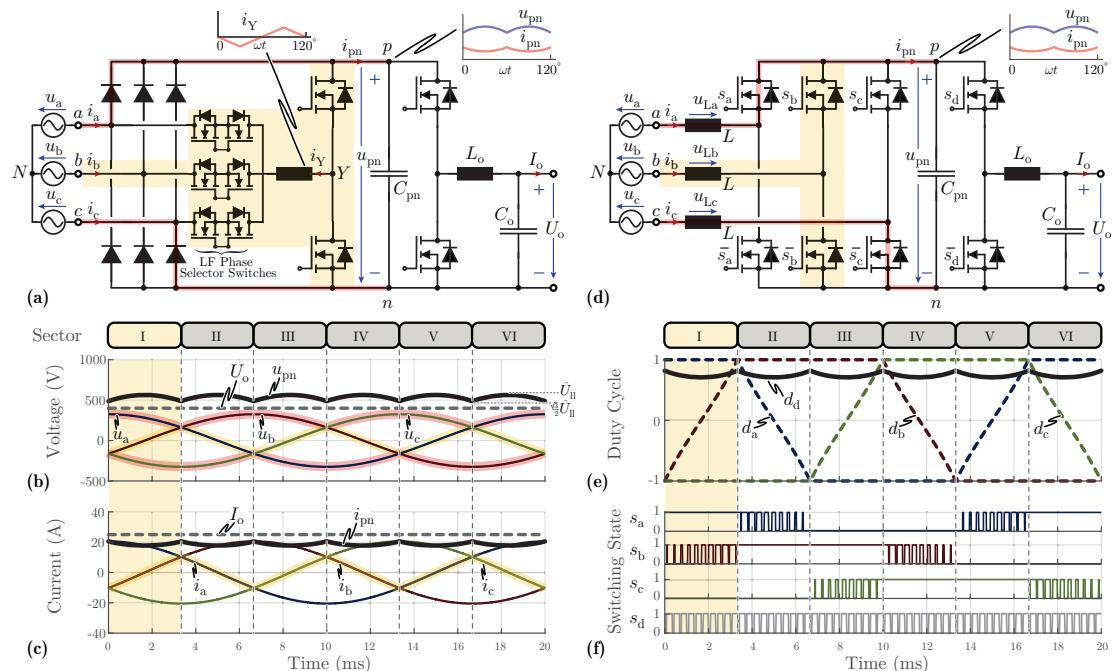


Abbildung 2-9: Sektorenaufteilung und Schaltverhalten von IAF und B6 1/3 [8]

2.5 Simulationssoftware

Um die Machbarkeit von Topologien bewerten und untersuchen zu können, ist es notwendig, diese in einer Gesamtsimulation zu betrachten. Dies ermöglicht es, die Funktionalität und den Einfluss der Parameter im direkten Zusammenspiel zu untersuchen. Insbesondere das Verhalten für Systemdienstleistungen, wie die Phasenverschiebung und die dadurch beeinflusste Verteilung der Verlustleistungen, soll als Entscheidungsgrundlage dienen.

Es wird die Version R2022a von Matlab mit Simulink Version 10.5 und Plecs Version 4.6.8 verwendet.

2.5.1 PLECS

Die Software PLECS der Firma PLEXIM wird als Integration in MATLAB mit Simulink verwendet. Sie ermöglicht die Modellierung von Schaltungen unter Berücksichtigung des thermischen Verhaltens durch elektrische Verlustleistungsmodelle. Dazu wird die Energie im Schaltvorgang sowie im durchgeschalteten Zustand in der Schaltung berücksichtigt. Dies ermöglicht die Betrachtung der Verlustleistung innerhalb des Halbleiters und damit den Aufwand für die Kühlung und eine Abschätzung des Wirkungsgrades der Schaltung. Ein Beispiel der Funktionen ist in Abb. 2-10 zu sehen, die thermische Kette muss aus Datenblättern o. ä. der Kühlkörper bekannt sein. Um die Leitverluste zu bestimmen, werden periodische Mittelwerte der Verlustleistung im Halbleiter gebildet, um eine Aussage über die gesamte Periode zu bilden. Für die Schaltverluste werden die periodischen Impulsmittelwerte gebildet, da die Schaltvorgänge im Modell nur sehr steile Impulse sind. Für Halbleiter werden thermische Modelle benötigt, die ebenfalls aus Datenblättern erstellt oder vom Hersteller zur Verfügung gestellt werden können. Allerdings gibt es nicht für alle Halbleiter ausreichende Informationen und die tatsächliche Verlustleistung hängt von vielen Parametern ab. Daher ist es oft notwendig, eigene Messungen durchzuführen, um die spätere Anwendung bestmöglich simulieren zu können. In den verwendeten Modellen der Leistungshalbleiter wird die Thermische Kette bereits im Modell berücksichtigt und muss daher nicht als externer Block wie in Abbildung 2-10 berücksichtigt werden. Außerdem werden die Zeitlichen Konstanten in den Modellen verringert, um schneller einen eingeschwungenen Zustand zu erreichen.

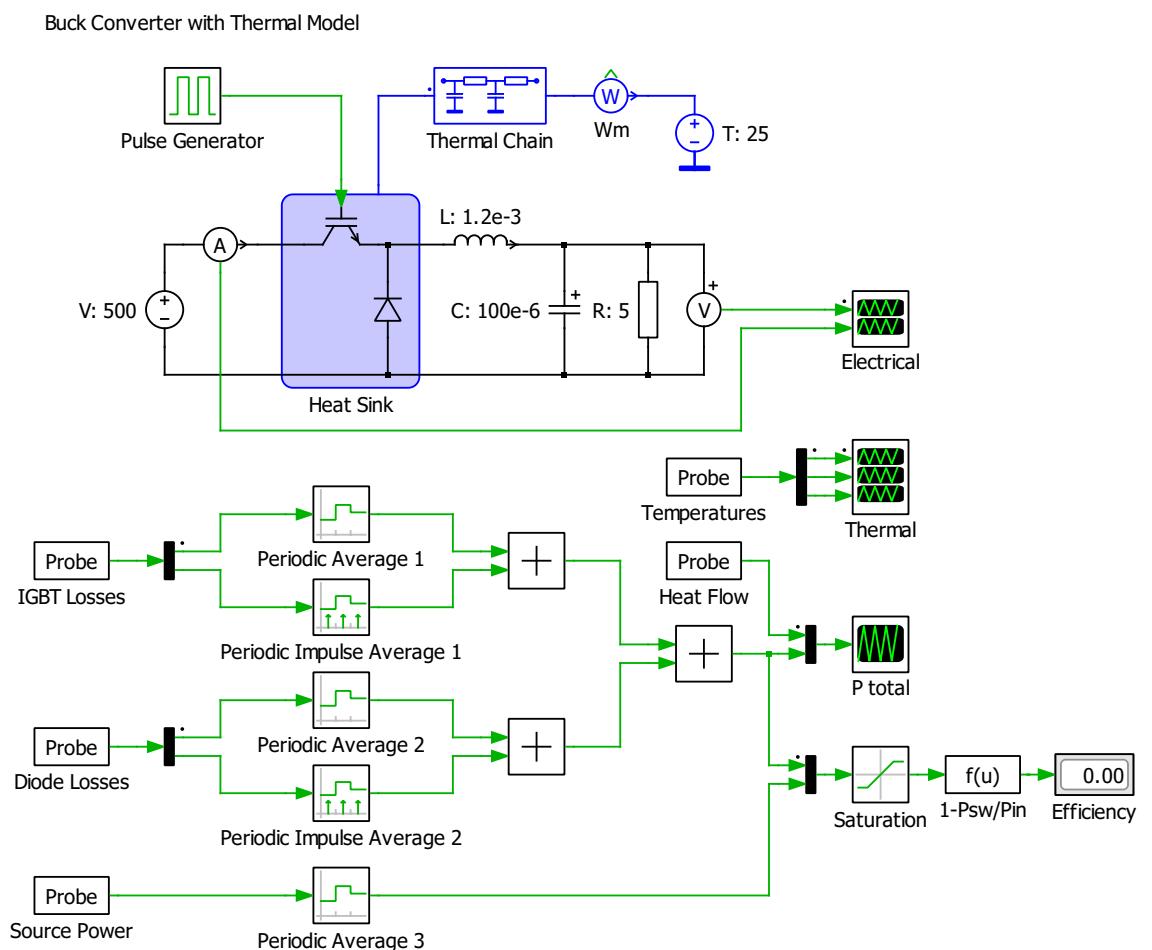


Abbildung 2-10: Tiefsetzsteller mit Effizienzbestimmung

3 Anforderungen

In diesem Kapitel werden die Anforderungen an den Elektrolysegleichrichter von beiden Seiten beschrieben. Auf der einen Seite fordert der Netzbetreiber die Einhaltung der Richtlinien für den Netzanschluss, welche vom Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (VDE) definiert werden. Die andere Seite wird durch den Hersteller des Elektrolyseur-Stacks definiert, für den es nach heutigem Stand keine Normen gibt.

3.1 Stromnetz

In Deutschland sind die Anforderungen an den Netzanschluss von Anlagen durch den VDE festgelegt. Je nach Anschlussleistung, Standort und Betriebsverhalten wird eine unterschiedliche Netzspannungsklasse gewählt, die leicht abweichende Anschlussrichtlinien besitzt. Aufgrund der Skalierbarkeit zu höheren Leistungsklassen und den zu erwartenden steigenden Anforderungen wird die Hochspannungsklasse gewählt. Dies ist die VDE-AR-N 4120 "Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Hochspannung)" [25]. Dies beinhaltet u. a. die Anforderung an die Phasenverschiebung, bei Wirkleistungsbezug darf eine maximale Verschiebung von $\cos(\phi) = 0,95$ auftreten, was einem Winkel von ca. 18 Grad entspricht, vgl. Abbildung 3-1. Der Netzbetreiber kann jedoch mit dem Anlagenbetreiber gesonderte Vereinbarungen treffen, die es ermöglichen, Netzdienstleistungen anzubieten. Daraus ergibt sich die Anforderung an die Topologie, eine Phasenverschiebung von mindestens 18 Grad zu ermöglichen.

Als quasistationärer Betrieb werden auch zeitlich begrenzte Frequenz- und Spannungsänderungen definiert, die auftreten können. Die Netzspannung darf im Bereich von +/- 15 Prozent schwanken, die Frequenz von 50 Hertz zwischen 47,5 und 51,5 vgl. Abb. 3-2 (a). Innerhalb dieses Bandes muss die Anlage im Regelbetrieb bleiben. Dies setzt einen Gradienten von <5 % im Spannungsband und <0,5 % pro Minute im Frequenzband voraus.

Im Fehlerfall durch Blitzeinschlag oder Kurzschluss muss die Anlage kurzzeitig

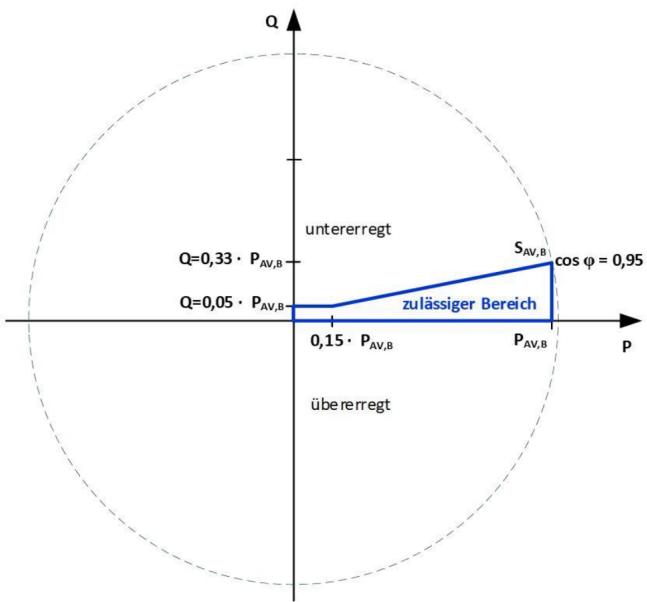


Abbildung 3-1: VDE TAR4120: Zulässiger Bereich des Verschiebungsfaktors [25]

deutlich größere Spannungsschwankungen ertragen. Diese Anforderung wird als Fault-Ride-Through (FRT) bezeichnet und kann die Spannung für bis zu 100 Millisekunden um 25 Prozent erhöhen, siehe Abbildung 3-2 (b). Durch einen Kurzschluss kann die Spannung auf 15 Prozent der eigentlichen Netzspannung absinken. Dies stellt für Verbraucheranlagen eine große Herausforderung dar, da die zu betreibenden Systeme in der Regel eine Mindestspannung benötigen.

3.1.1 Systemdienstleistungen

Generell ist die Bundesnetzagentur für die Regulierung und Überwachung aller Dienstleistungen und Aktivitäten im deutschen Netz zuständig. Dazu gehört auch die Bereitstellung und Sicherstellung von Blindleistung, die effizient, transparent und diskriminierungsfrei am Markt zu beschaffen ist. Hierfür bieten sich in Zukunft große Verbrauchseinrichtungen wie Elektrolyseure neben Erzeugungsanlagen an und diese Dienstleistungen können die Wirtschaftlichkeit der Wasserstoffherzeugung erhöhen. Die Systemdienstleistungen werden nach VDE-ARN 4141-1 in vier Kategorien unterteilt: Frequenz- und Spannungshaltung, Netzwiederaufbau und Betriebsführung. Die Technische Anschlussregeln (TAR) definiert diese und stellt Anforderungen an den Nachweis und die Ausschreibung von SDL. Eine Übersicht über die technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen in den verschiedenen Spannungsklassen zeigt Abb. 3-3. Frequenzschwankungen stellen für stromrichterbasierte Elektrolysean-

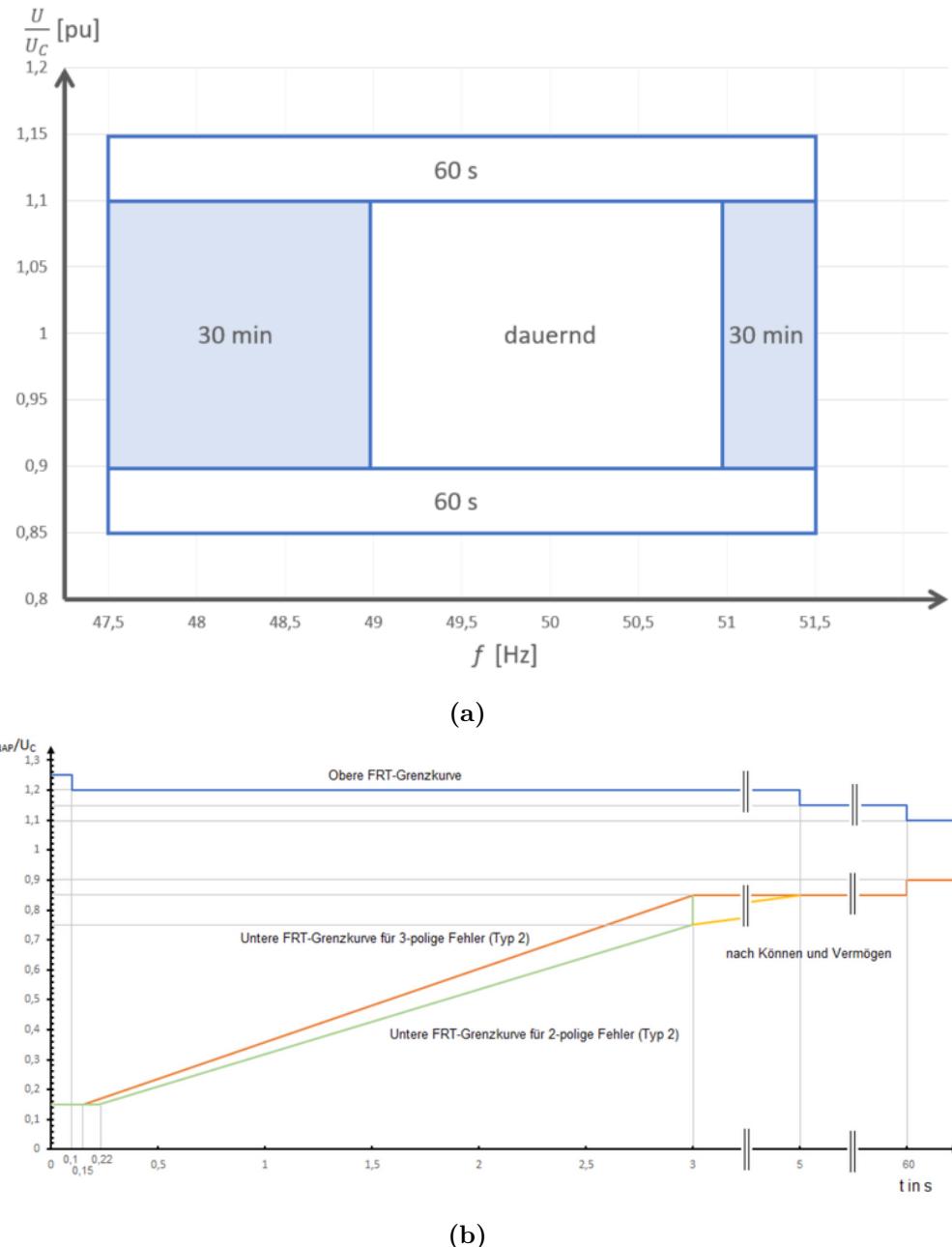


Abbildung 3-2: Mindestanforderungen an den quasistationären Betrieb (a) und FRT (b) [25]

lagen kaum eine Herausforderung dar, diese können durch Regelvorgänge kompensiert und Netzstützung, wie bei rate of change of frequency (RoCoF) erforderlich, bereitgestellt werden. Bei RoCoF handelt es sich um schnelle Frequenzänderungen, wie sie bei einer Netztrennung oder -wiederverbindung auftreten. Primärregelleistung, statische Spannungshaltung und dynamische Netzstützung können ebenfalls durch Regelverhalten realisiert werden, jedoch begrenzt durch die Dynamik und den Leistungsbezug des Elektrolyseurs. Netzrückwirkungen sind ebenfalls zu berücksichtigen und können durch entsprechende Filter kompensiert werden. Die Schwarzstartfähigkeit ist in diesem Fall schwierig und kann nur durch eine Leistungsbegrenzung während des Wiederaufbaus unterstützt werden.

	NS	MS	HS	HöS
Unterfrequenz	✓	✓	✓	✓
Überfrequenz	✓	✓	✓	✓
Momentanreserve	✗	✗	✗	✗
RoCoF	✓	✓	✓	✓
Primärregelleistung	✗	✗	✓	✓
Statische Spannungshaltung	✓	✓	✓	✓
Dynamische Netzstützung	✓	✓	✓	✓
Netzrückwirkungen	✓	✓	✓	✓
Schwarzstartfähigkeit	✗	✗	(✓)	(✓)

Abbildung 3-3: Technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen Stand 2019 [4]

3.1.2 Fault-Ride-Through (FRT)

Aufgrund von Netzfehlern oder Blitzeinschlägen kann es zu einer kurzzeitigen Erhöhung der Netzspannung kommen, die als Überspannung bezeichnet wird. Diese Spannungserhöhung kann zu Fehlfunktionen bis hin zur Zerstörung von Anlagenteilen führen. Um die Anlage innerhalb der Norm betreiben zu können, müssen Schutzmaßnahmen getroffen werden, die einen Ausfall der Anlage und den Schutz der nachgeschalteten Komponenten gewährleisten.

Insbesondere bei Spannungseinbrüchen ist es wichtig, dass der Wirkleistungsbezug nach dem Fehler möglichst schnell wieder auf das Niveau vor dem Fehler zurückkehrt, falls diese reduziert wurde. Dies wird von den vier in Deutschland zuständigen Übertragungsnetzbetreibern gefordert [1].

3.2 Elektrolyseur

Für die Elektrolyse wird eine Gleichspannung benötigt, die aufgrund von Alterungsprozessen in der Zellmembran mit der Zeit ansteigt [7]. Außerdem wird zu Beginn der Elektrolyse eine niedrige Spannung benötigt, um den Prozess zu starten. Daher ist ein Bereich von 0 bis zu einigen 100 Volt erforderlich. Um die gewünschte Leistung umsetzen zu können, ist es für die Wirtschaftlichkeit relevant, den Strom so weit wie möglich zu reduzieren, was eine höhere Spannung zur Folge hat. Dies wird durch den modularen Zellaufbau unterstützt, der eine flexible Systemspannung ermöglicht. Um den Wirkungsgrad und die Lebensdauer des Elektrolyseurs nicht zu verringern, wird ein maximaler Stromrippel vorgegeben. Dieser liegt für Anlagen bis drei Megawatt zwischen fünf und zehn Prozent, für größere Leistungen und zukünftige Anwendungen soll er unter drei Prozent liegen [26].

3.3 Zusammenfassung

Die Anforderungen an den Gleichrichter sind in Tabelle 3-1 zusammengefasst, für die Umsetzung sind die Zukünftigen Anforderungen relevant.

Tabelle 3-1: Anforderungen an den Gleichrichter Aktuell und in Zukunft

	Aktuell	Zukünftig
Leistungsfaktor stationär	>0.95	>0.99
Netzspannungsschwankung	15 %	15 %
Leistungsfaktor als Systemdienstleistung	keine Angabe	+/- 30°
Ausgangsstromrippel	<5 %	<5 %
Ausgangsspannung	0..1000 V	0..1500 V

4 Vorauswahl

Um die möglichen Optionen einzugrenzen, werden im Folgenden die Topologien aufgelistet und die Auswahl anhand einfacher Kriterien eingegrenzt. Einen guten Überblick über Schaltungen für dreiphasige Gleichrichter mit Blindleistungskompensation geben die Präsentationen von Dominik Bortis et al. [5] und Johann W. Kolar [15]. Dabei handelt es sich um Systeme mit aktiver Leistungsfaktorkorrektur. Aufgrund der gewünschten Systemdienstleistungen, wie z. B. Blindleistungsbereitstellung, sind Systeme mit hybrider Kompensation nicht ausreichend.

4.1 Mögliche Topologien

Die als Vergleichstopologie verwendete ist der bereits im Abschnitt 2.2.1 vorgestellte dreiphasige Diodengleichrichter. Die anderen Topologien sind nachfolgend aufgeführt.

4.1.1 6-Switch Boost PFC Rectifier

Bei der ersten Topologie wurden im Prinzip beim Diodengleichrichter die Diode durch Schalter ersetzt, siehe Abbildung 4-1. Dies ermöglicht im Zusammenspiel mit den Eingangsimpedanzen ein Boost-Verhalten und die Modulation der Eingangsströme über verschiedene PWM-Verfahren zum gewünschten sinusförmigen Eingangsstrom.

4.1.2 6-Switch Buck PFC Rectifier

Durch das Verschieben der Drossel auf die Ausgangsseite entsteht aus dem 6-Switch Boost eine Tiefstellende Topologie. Allerdings wird ein sperrendes Verhalten in beide Richtungen benötigt, um die Ausgangsspannung und den Eingangsstrom in die gewünschte Form zu bringen. Durch die Schalter wird der Tiefsetzende Strompfad ermöglicht. Aus diesem Grund werden die Schalter durch Dioden ergänzt, wie in Abbildung 4-2 dargestellt.

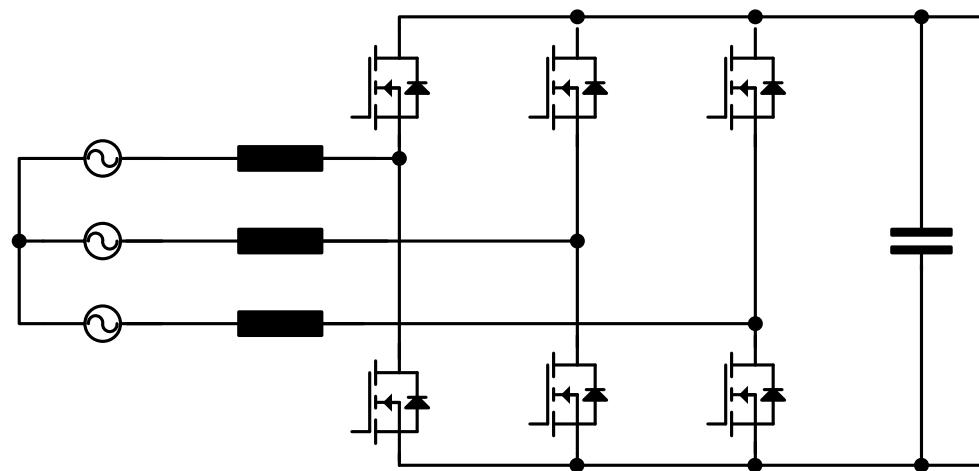


Abbildung 4-1: Six Switch Boost PFC Rectifier

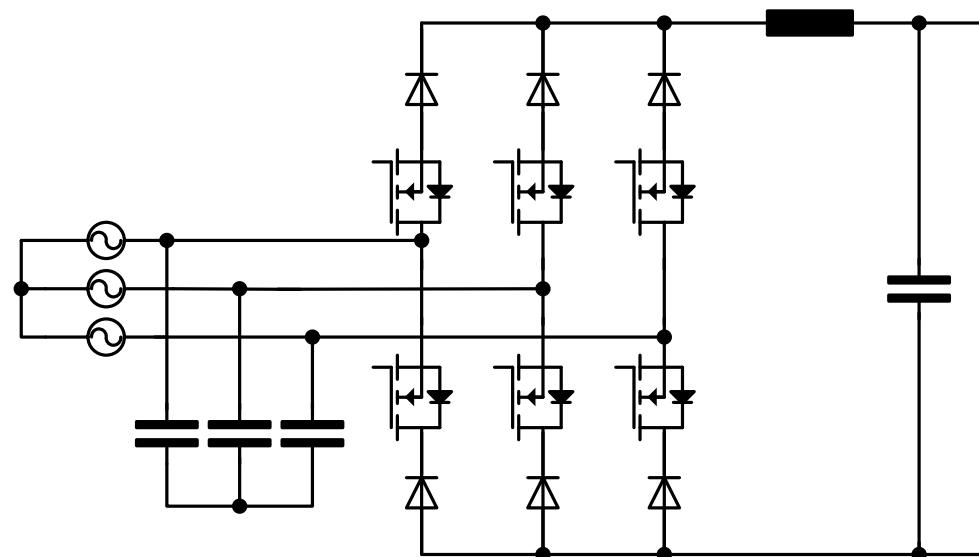


Abbildung 4-2: Six Switch Buck PFC Rectifier

4.1.3 Trident Rectifier

Diese Topologie basiert auf dem 6-Switch Boost Rectifier. An jeder Phasenhalbbrücke ist ein eigener Tiefsetzsteller angeschlossen. Dadurch besitzt jede Phase einen unabhängigen, identischen parallelen Aufbau zwischen AC- und DC-Pfad (siehe Abbildung 4-3). Dies ermöglicht kontinuierliche Ein- und Ausgangsströme und durch die Wahl des Hoch- oder Tiefsetzenden Strompfades verringern sich die Schaltverluste.

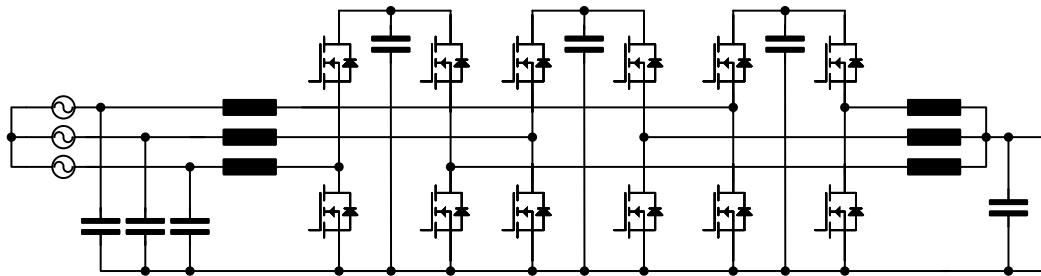


Abbildung 4-3: Trident Rectifier

4.1.4 Vienna Rectifier

Hierbei handelt es sich ebenfalls um eine hochsetzstellende Topologie. Sie besteht aus einem Diodengleichrichter mit Eingangsinduktivitäten und wird durch einen IVS ergänzt, an dem Kapazitäten zur Erzeugung der Ausgangsspannung zugeschaltet werden können. Siehe Abbildung 4-4. Durch diese 3-Level Struktur kann eine bessere Form des Eingangsstroms erreicht werden als bei der 2-Level 6-Switch Boost PFC Topologie. Durch das weitere Spannungslevel, kann in feineren Stufen geschaltet und somit präziser die gewünschte Stromform eingestellt werden. Außerdem kann aus gleichem Grund die Induktivität kleiner ausfallen.

4.1.5 Swiss Rectifier

Diese Topologie integriert den Tiefsetzsteller in die Schaltung des IAF, siehe Abschnitt 2.3. Dazu wird die Induktivität im IVS-Pfad mit der des Tiefsetzstellers kombiniert und der Schalter des Tiefsetzstellers durch eine Diode ersetzt. Die Schaltung ist in Abbildung 4-5 zu finden. Durch die Einsparung des Schalters kann die Effizienz gesteigert werden.

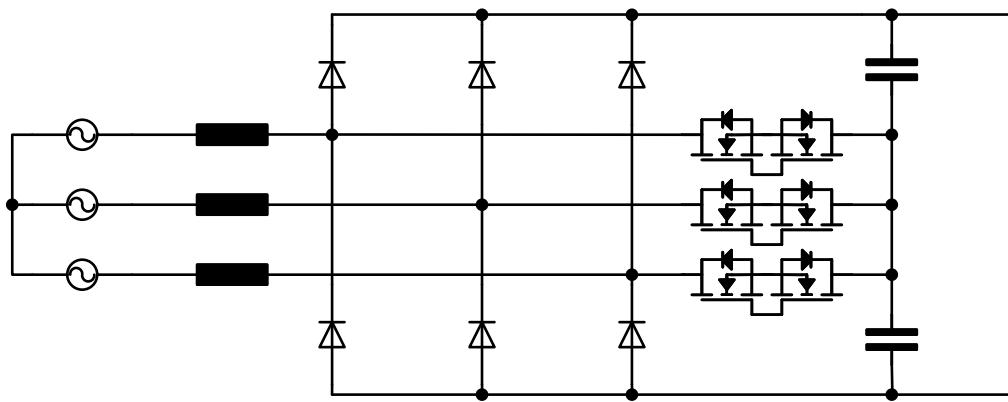


Abbildung 4-4: Vienna Rectifier

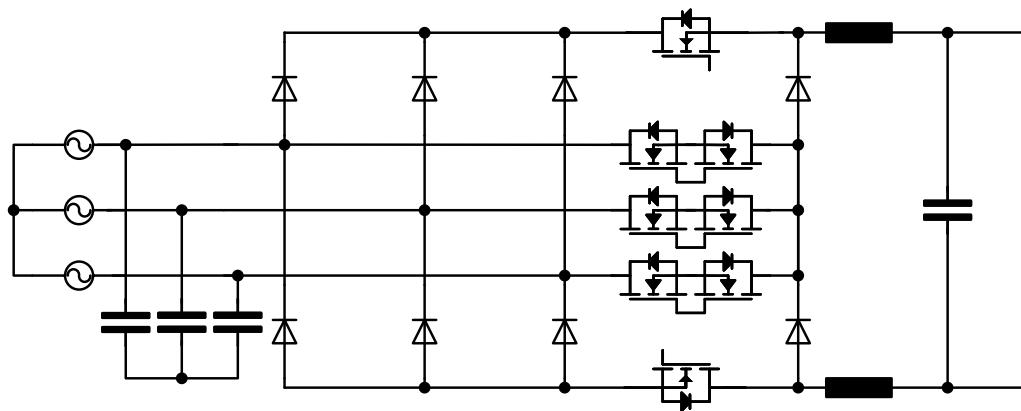


Abbildung 4-5: Swiss Rectifier

4.1.6 2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier

Um einen größeren Bereich an Ausgangsspannungen abdecken zu können, wird der 6-Switch Buck mit Bidirektionalen Schaltern und durch einen Hochsetzsteller am Ausgang erweitert. Dies zeigt die Abbildung 4-6.

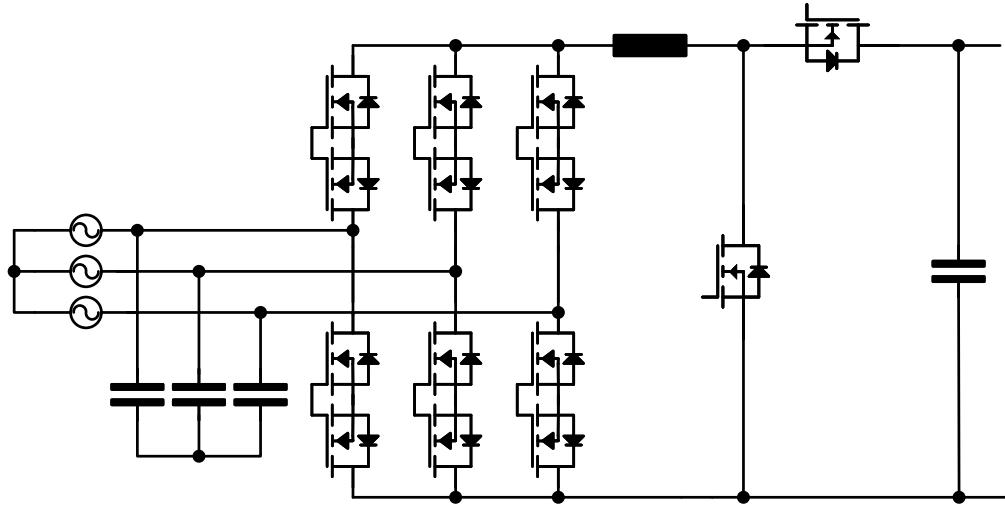


Abbildung 4-6: 2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier

4.1.7 Y-Rectifier

Anstelle der Topologie aus 4.1.6 mit Hoch- und Tiefsetzsteller wird hier die umgekehrte Variante mit Tief- und Hochsetzsteller verwendet. Dies ermöglicht kontinuierliche Ein- und Ausgangsspannungen. Außerdem sinken die Schaltverluste, da jeweils nur der Hoch- oder Tiefsetzende Pfad geschaltet wird. Die Schaltung ist in Abbildung 4-7 gezeigt.

4.1.8 3-Level Neutral Point Clamped (NPC)

Die 3L-Neutral Point Clamped (NPC)-Schaltung ist eine langjährig entwickelte Topologie, die durch verschiedene Ansteuerverfahren unterschiedliche Eigenschaften erzeugt. Unter anderem kann die Reduzierung der Oberschwingungen im Netzstrom und der Rechenaufwand durch optimierte Ansteuerungen verbessert werden [27]. Die Schaltung benötigt insgesamt 12 Schalter und 6 Dioden sowie eine dreiphasige Drossel. Der vereinfachte Aufbau der Schaltung ist in Abbildung 4-8 dargestellt.

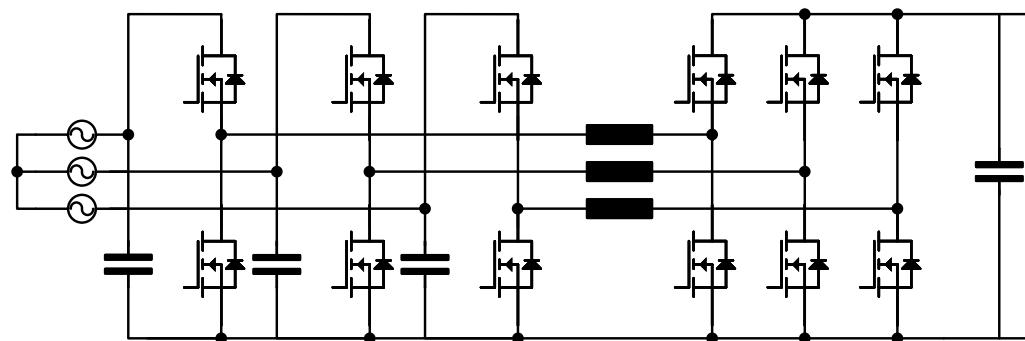


Abbildung 4-7: Y Rectifier

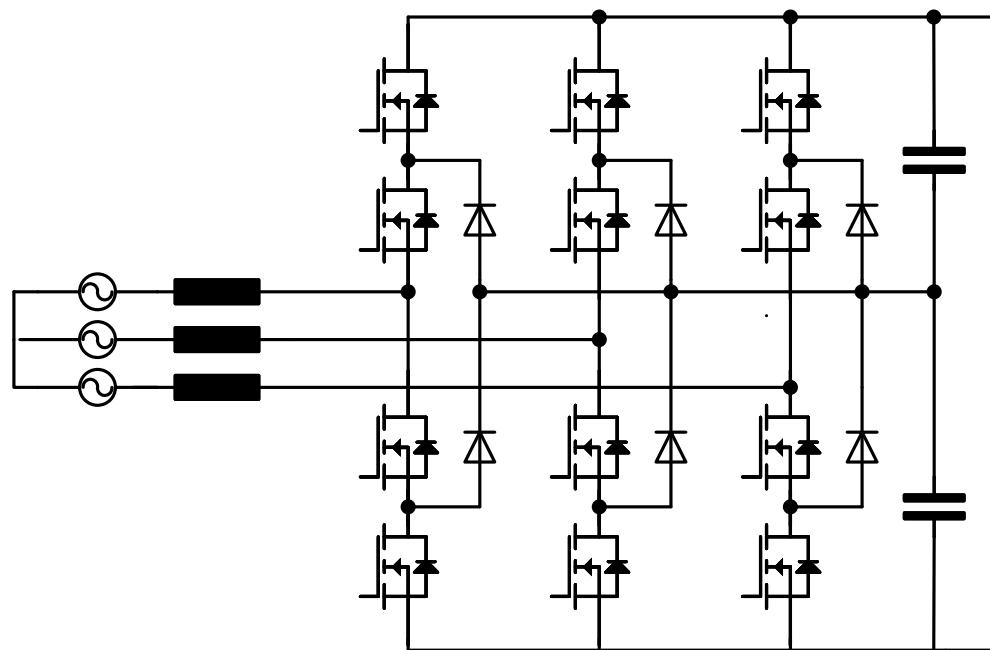


Abbildung 4-8: 3-Level Neutral Point Clamped

4.1.9 3-Level Active Neutral Point Clamped (ANPC)

Bei der Active Neutral Point Clamped (ANPC)-Schaltung werden die Dioden der NPC-Schaltung durch Schalter ersetzt, um den Sternpunkt kontrollieren zu können, siehe Abbildung 4-9. Auch hier gibt es verschiedene PWM-Strategien, die unterschiedliche Schwerpunkte setzen, außerdem ist die Verteilung der Verlustleistung in den Halbleitern nicht trivial [9].

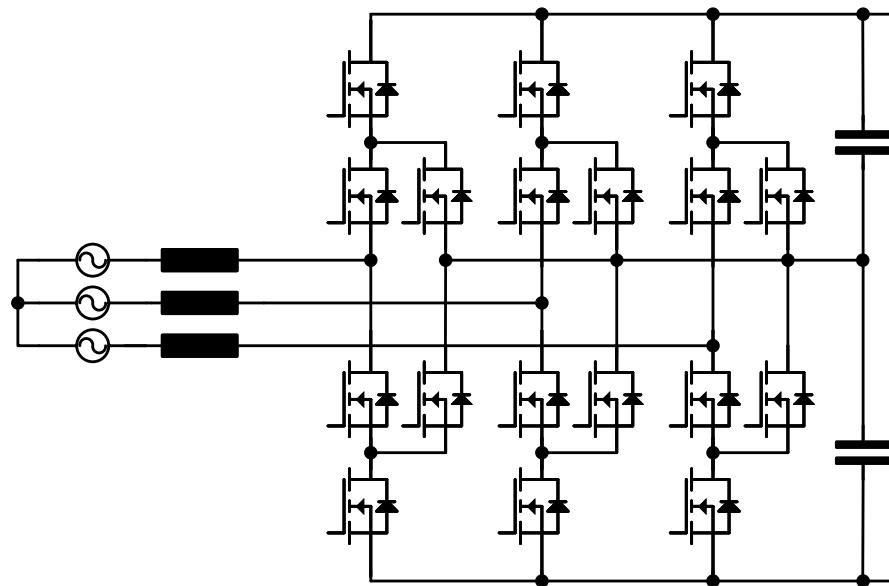


Abbildung 4-9: 3-Level ANPC

4.1.10 Three-Level Flying Capacitor (FC) Boost-Type Rectifier System

Diese Topologie benötigt Kondensatoren für jede Phase, die ein größeres Volumen besitzen, benötigt jedoch weniger Schalter für die drei Level. Die Schaltung ist in Abbildung 4-10 dargestellt und besitzt ein hochstellendes Verhalten.

4.1.11 Three-Level Flying Capacitor (FC + Tiefsetzsteller)

Um den gewünschten niedrigen Ausgangsspannungsbereich generieren zu können, wird die zuvor beschriebene FC-Topologie durch einen Tiefsetzsteller ergänzt. Dadurch erhöht sich die Anzahl der benötigten Schalter von 12 auf 14.

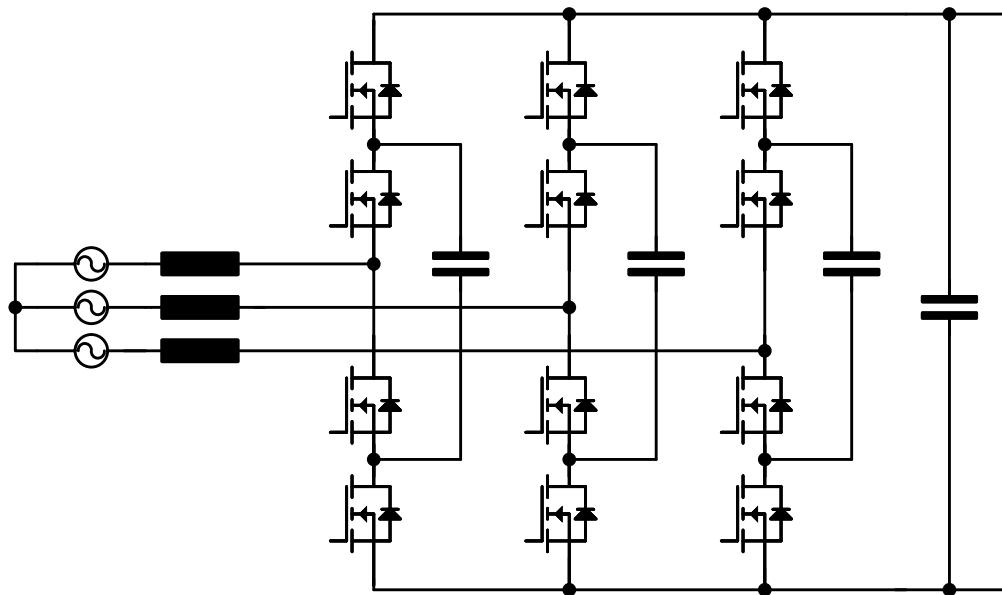


Abbildung 4-10: Three Level Flying Capacitor Boost-Type

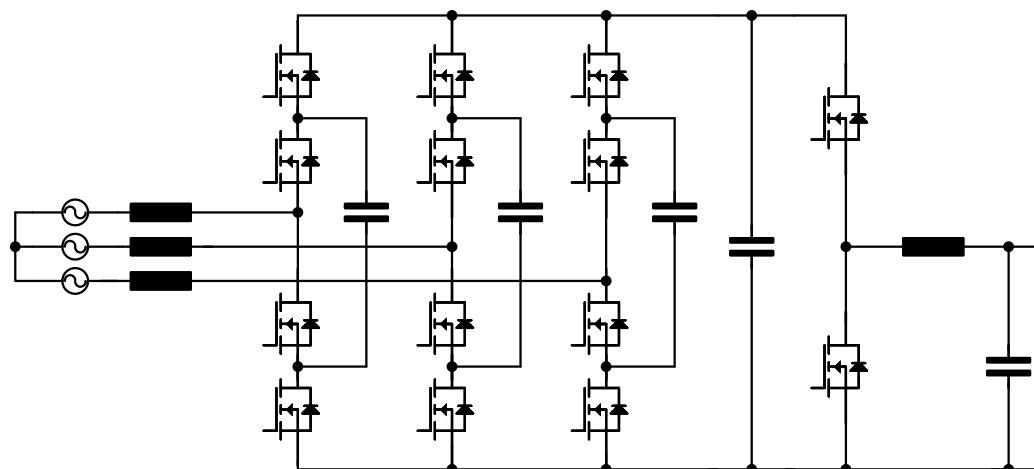


Abbildung 4-11: 3L FC + Tiefsetzsteller

4.2 Auswahl der Topologien

Zur Eingrenzung des Lösungsraums wird zunächst eine Auflistung der möglichen Schaltungstopologien zum Anschluss an das dreiphasige Stromnetz erstellt, vergleiche Tabelle 4-1. Die 15 aufgelisteten Topologien, beginnend mit dem in Abbildung 2-2 dargestellten Diodengleichrichter, werden anhand der benötigten Induktivitäten, Dioden, Schalter und Stufen, sowie der Funktionen hoch- bzw. tiefstellend bewertet. Aufgrund ihres simpleren Aufbaus sind Dioden günstiger als Leistungsschalter und fallen daher nicht so stark ins Gewicht.

Daher ist der Swiss Rectifier trotz seiner 8 Dioden aber lediglich benötigter 8 Schalter von Interesse. Reine hochsetzende (Boost) Topologien kommen für die Anwendung nicht infrage, da eine niedrige Spannung als Anforderung gestellt wird um den Elektrolyseur hochzufahren.

Die Tabelle 4-1 zeigt, dass sich die vier Topologien, die grün hervorgehoben sind, für eine engere Betrachtung eignen, da sie im Vergleich zu anderen Topologien weniger Induktivitäten und Halbleiter benötigen. Die Anzahl der Halbleiter beeinflusst die Kosten und Effizienz der Schaltung und spielen daher eine essentielle Rolle. Anhand der Anzahl an Induktivitäten im Hauptstrompfad wird der Einfluss dieser verglichen. Aufgrund der Komplexität der Schaltungen und benötigten Regelungen werden in dieser Arbeit der IAF und B6-1/3-PWM betrachtet und die Ergebnisse für eine finale Bewertung aufbereitet. Die beiden anderen Topologien, 6-Switch Buck und Swiss Rectifier, werden in der Arbeit von Steffen Isfort betrachtet.

Tabelle 4-1: Topologievergleich zur Vorauswahl

	Induktivitäten	Dioden	Schalter	Buck/-Boost	Stufen
3-Φ Diode 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
B6-1/3-PWM	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 sind vom Grundaufbau her wie folgt implementiert: Sie bestehen aus einem Konfigurationsskript, das die Parameter für das eigentliche Modell in den Matlab Workspace lädt und die Automatisierung der Simulationsläufe implementiert. Das Modell wird in Simulink über das PLECS Blockset aufgebaut und die Daten werden über eine Ausgabe als gebündelte Schnittstelle an Matlab zurückgegeben. Die Rückführung der Daten erfolgt einheitlich für die Simulationen in einer festgelegten Reihenfolge, siehe Abb. 5-2. Dies ermöglicht eine einheitliche Auswertung und Speicherung der Daten, zur Begrenzung der Datenmenge wird die Anzahl der Messpunkte auf die letzte Sinusperiode begrenzt. Die Schaltung und die zugehörige Steuerung befinden sich in jeweils eigenen PLECS-Systemen, für das Netz und den Elektrolyseur ist ein eigenes Subsystem vorgesehen, siehe Abbildung 5-1.

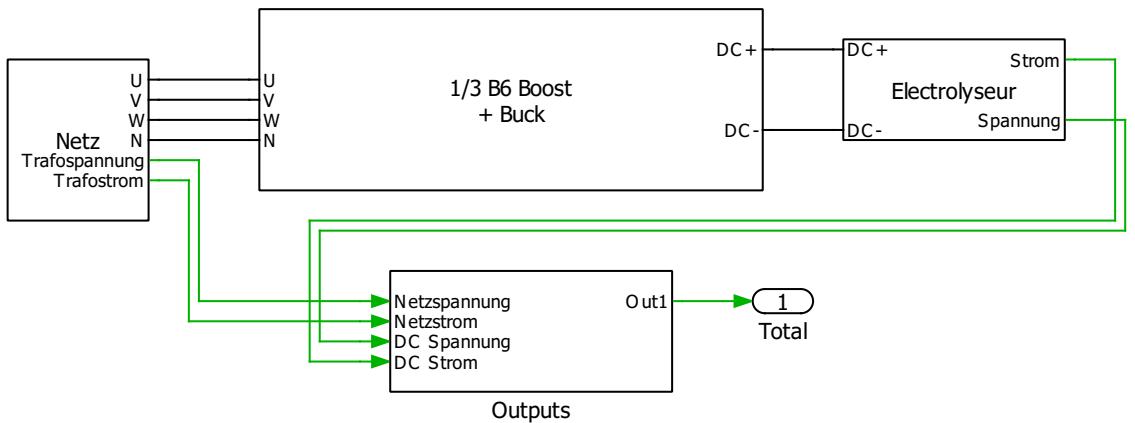


Abbildung 5-1: Übersicht der PLECS Simulation

Das Netz wird durch eine einfache Drehstromquelle dargestellt und kann in späteren Schritten durch Netzimpedanzen und Fehlerszenarien ergänzt werden. Der Elektrolyseur besteht der Einfachheit halber aus einem geeigneten Lastwiderstand, der im Betriebspunkt die gemäß Skript eingestellte Leistung aufnimmt. Zusätzlich werden Widerstände eingesetzt, um die Schaltung in PLECS berechenbar zu machen, da sonst beim Einschaltvorgang durch Kapazitäten unendlich hohe Ströme entstehen würden. In der realen Anwendung treten diese als parasitäre Widerstände auf.

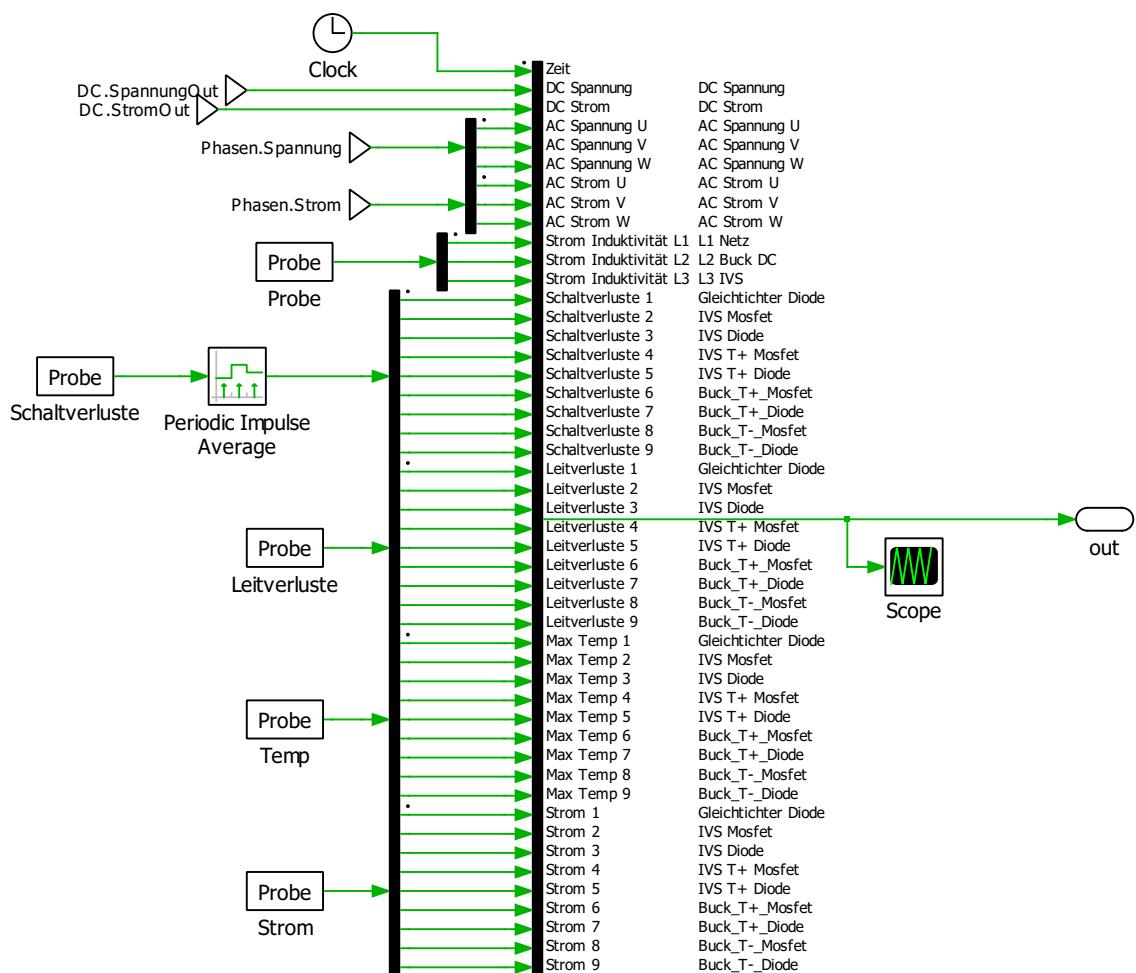


Abbildung 5-2: Zusammenfassung der Simulationsoutputs

5.1 Randbedingungen

Für den Gleichrichter werden grundlegende Parameter festgelegt, um die Auslegung für die Simulation durchführen zu können. Die Leistung von 200 kW wird als Grundlage festgelegt, da aufgrund der Halbleitermodule und thermischen Belastung höhere Ströme in einem Gerät Probleme bei der Umsetzung bereiten würden. Halbleitermodule die aktuell industriell für Platinen-basierte Stromrichter eingesetzt werden, können Ströme von maximal 200 A führen. Höhere Ströme würden die Stromtragfähigkeit gängiger Platinen übersteigen und damit die Kosten übermäßig steigern. Die Ausgangsspannung von maximal 680 V ergibt sich aufgrund der Spannungsfestigkeit der Halbleitermodule, welche 1200 V beträgt. Diese muss aufgrund von Spannungsspitzen bei Schaltvorgängen der Halbleiter weiter begrenzt werden. Aufgrund der Abschätzung der Kommutierungsinduktivität, die beim Schaltvorgang zu Überspannungen führt, welche die Lebensdauer der Halbleiter beeinträchtigen können, wird ein größerer Abstand zur Halbleiterspannung gewählt. Es wird sich für diese Spannungsklasse entschieden, da diese bereits etabliert und in breiter Masse verfügbar ist. Die Netzfrequenz sowie das Spannungsband wird anhand der Anforderungen für stationären Betrieb im deutschen Stromnetz definiert. Die Spannungsschwankung wird auf $\pm 10\%$ der Netznennspannung reduziert da kurzfristige Änderungen und entsprechende Kompensationen später betrachtet werden.

- Ausgangsleistung (P_a): 200 kW bei $\varphi = 0^\circ$
- Ausgangsspannung U_a : 482-680 V
- Ausgangstrom I_a : 295 A
- Netzspannung U_{LL} : 617 V
- Netzfrequenz: 50 Hz
- Filterblindleistung: 3 %
- Schaltfrequenz (f_{sw}): 20 kHz
- Netzspannungsschwankung: 10 %

Für die Auswertung wird der eingeschwungene Zustand des Systems betrachtet. Dies erleichtert die Auslegung der Regler, die Parameter werden so gewählt, dass ein stabiler Zustand erreicht wird und keine Schwingungen auftreten. Außerdem wird für

die Auswertung die letzte Periode der Simulation verwendet, da hier der thermische Vorgang eingeschwungen ist. Dieser Abschnitt wird für eine spätere Betrachtung gespeichert.

5.2 Tiefsetzsteller

Der Tiefsetzsteller kann in den beiden Kreisen entkoppelt betrachtet werden, was für die Auslegung der Induktivität von Vorteil ist. Die Regelung kann ebenfalls entkoppelt erfolgen, sodass eine getrennte Stabilitätsbetrachtung und Optimierung möglich ist.

5.2.1 Auslegung der Induktivität

Die Speicherdrossel wird nach der Formel 2-1 ausgelegt, wobei die Netzspannung maximal $U_{LLmaxPeak} = 1,1 \cdot 617 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 959,8 \text{ V}$ und die Ausgangsspannung U_{amin} bei mindestens 482 V. Daraus ergeben sich die maximalen Parameter, die der Tiefsetzsteller realisieren muss. Es ergibt sich eine Induktivität von 134,16 µH, siehe Formel 5-1. Die Energie beträgt 7,78 Joule bei einem Ausgangstrom von 295 A.

$$L_T = \frac{U_{LLmaxPeak} - U_{amin}}{f_{sw} \cdot \Delta I} \cdot D = \frac{959,8 \text{ V} - 482 \text{ V}}{20 \text{ kHz} \cdot 0,3 \cdot 295 \text{ A}} \cdot \frac{482 \text{ V}}{959,8 \text{ V}} = 134,16 \mu\text{H} \quad (5-1)$$

$$E = \frac{1}{2} \cdot L_T \cdot I_a^2 = \frac{1}{2} \cdot 134,16 \mu\text{H} \cdot 294 \text{ A} = 7,78 \text{ J} \quad (5-2)$$

5.2.2 Regelung

Die Regelung kann mit den im Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Eingangsspannungsverhältnissen ausgelegt werden. Der Tastgrad (Duty Cycle D) ist das Verhältnis von Eingangsspannung zu Ausgangsspannung. Aufgrund der sechspulsigen Zwischenkreisspannung schwankt der Duty Cycle D geringfügig, da eine feste Ausgangsspannung gewünscht ist, kann die Regelung mit einem PI-Regler realisiert werden.

Der Tiefsetzsteller wird durch einen PI-Regler zur Fehlerkorrektur angesteuert, wobei der ideale Tastgrad aus der gewünschten Ausgangsspannung und der Zwischenkreisspannung U_{pn} als Vorsteuerung dient. Die gewünschte Ausgangsspannung U_a wird durch den Sollstrom und den bekannten Lastwiderstand generiert. Der Tast-

grad D wird dann einem PWM-Generator zugeführt, der das Steuersignal mit der gewünschten Schaltfrequenz von 20 kHz erzeugt. Um die Schaltverluste und die Leistungsverluste beim Kommutieren in den Dioden zu berücksichtigen, wird eine Totzeit von 500 ns eingestellt, siehe Abbildung. 5-3.

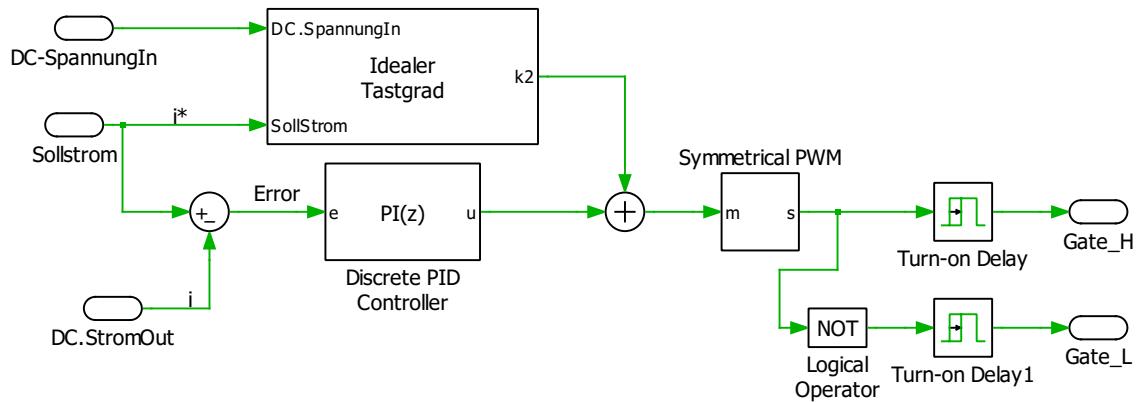


Abbildung 5-3: Regelung des Tiefsetzstellers des IAF

5.3 IAF

Der Schwerpunkt der Simulation liegt auf den Leistungshalbleitern, deren Anordnung in Abbildung 5-4, 5-5 und 5-6 zu entnehmen ist. Zur Bestimmung der Verlustleistung werden Modelle von Infineon verwendet, wobei für die Dioden und den IVS ein gemeinsames Modul mit $5 \text{ m}\Omega$ SiC MOSFET ausgewählt wird. Die Halbbrücke an der Induktivität wird aus einem Modul mit $13 \text{ m}\Omega$ aufgebaut. Alle Halbleiter haben eine Spannungsfestigkeit von 1200 V.

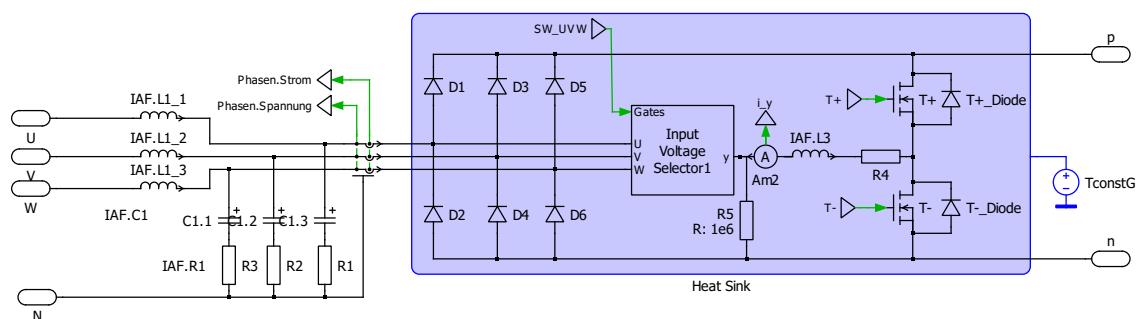


Abbildung 5-4: Simulationsaufbau der Halbleiter des IAF

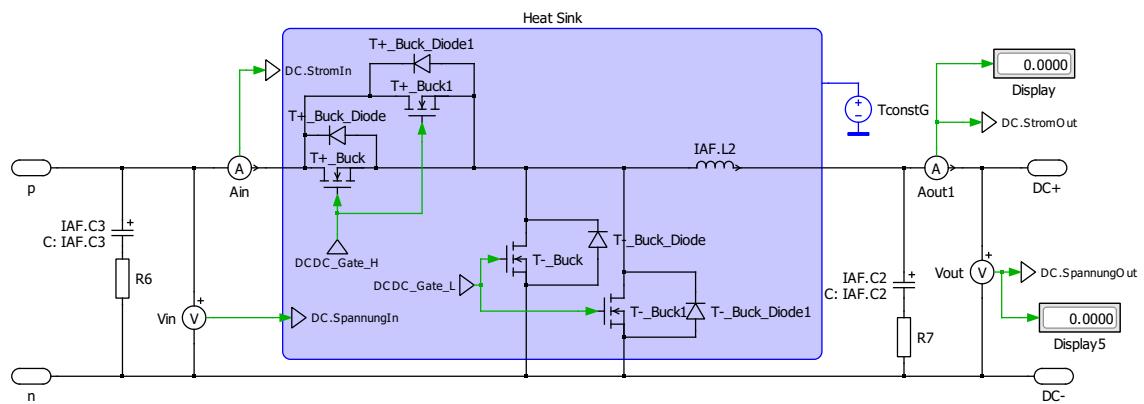


Abbildung 5-5: Simulationsaufbau der Halbleiter des Tiefsetzstellers vom IAF

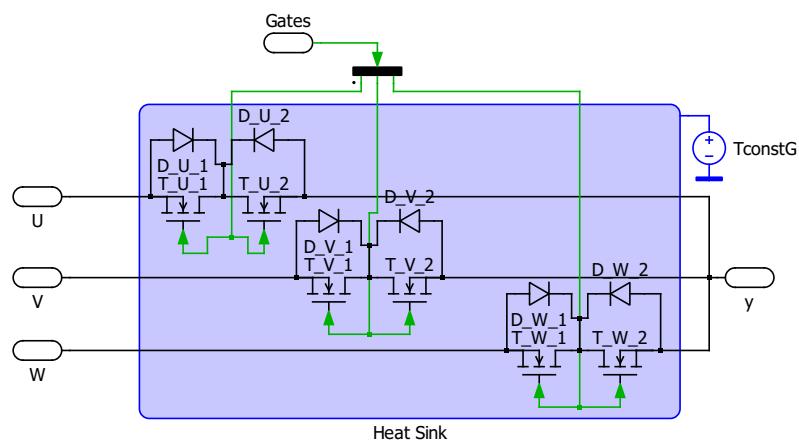


Abbildung 5-6: Simulationsaufbau der Halbleiter des IVS vom IAF

5.3.1 Auslegung der Induktivitäten

Zur Auslegung der Induktivität wird vom Nennbetrieb ohne Phasenverschiebung ausgegangen. Dazu wird der \hat{I}_{max} gebildet siehe Formel 5-3, welcher durch Netzsspannungsabfall um 10 Prozent maximal wird und somit 294,07 Ampere beträgt. Ohne Phasenverschiebung muss dieser bis 30 Grad der Sinuswelle in der Drossel bereitgestellt werden, siehe Formel 5-4. Somit ergibt sich ein Spitzennennstrom I_{IAF0° von 147,04 Ampere.

$$\hat{I}_{max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P}{\sqrt{3} \cdot U_{LLrms} \cdot 0,9} = \frac{\sqrt{2} \cdot 200 \text{ kW}}{\sqrt{3} \cdot 617 \text{ V} \cdot 0,9} = 294,07 \text{ A} \quad (5-3)$$

$$I_{IAF0^\circ} = \sin(30^\circ) \cdot \hat{I}_{max} = \sin(30^\circ) \cdot 294,07 \text{ A} = 147,04 \text{ A} \quad (5-4)$$

Der Rippelstrom wird auf 30 % des Nennstroms ausgelegt. Daher muss die Induktivität einen Wert von 272 μH haben, siehe Formel 5-5. Zur Bewertung der Induktiven Komponenten wird die gespeicherte Energie in der Drossel verwendet, diese berechnet sich nach Formel 5-6

$$L_{IVS0^\circ} = \frac{U_{LLmaxPeak}}{4 \cdot f_{sw} \cdot 0,3 \cdot I_{IAF0^\circ}} = \frac{959,8 \text{ V}}{4 \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 0,3 \cdot 147,04 \text{ A}} = 272 \mu\text{H} \quad (5-5)$$

$$W_{L-IVS0^\circ} = \frac{1}{2} \cdot L_{IVS} \cdot I_{IAF0^\circ}^2 = \frac{1}{2} \cdot 272 \mu\text{H} \cdot (147,04 \text{ A})^2 = 2,94 \text{ J} \quad (5-6)$$

Bei der Betrachtung der Energie ist zu beachten, dass der Strom in der Drossel bei Blindleistung ansteigt und somit die Energie im quadratischen Verhältnis zunimmt. Bei Phasenverschiebung von 30 Grad ändert sich die Amplitude auf $\sin(60^\circ)$ und damit der Strom auf etwa 255 Ampere.

$$I_{IAF30^\circ} = \sin(60^\circ) \cdot \hat{I}_{max} = \sin(60^\circ) \cdot 294,07 \text{ A} = 254,68 \text{ A} \quad (5-7)$$

Die in der Drossel gespeicherte Energie, welche eine relevante Größe für die Bewertung darstellt, beträgt 8,82 Joule (siehe Formel 5-8).

$$W_{L-IVS30} = \frac{1}{2} \cdot L_{IVS} \cdot I_{IAF30^\circ}^2 = \frac{1}{2} \cdot 272 \mu\text{H} \cdot (254,68 \text{ A})^2 = 8,82 \text{ J} \quad (5-8)$$

Zusätzlich wird eingangsseitig eine Filterinduktivität L_{IAF-N} mit dem Wert 1 μH eingesetzt. Zur Bewertung der Induktiven Komponenten wird die gespeicherte Energie in der Drossel verwendet, dazu wird der Scheitelwert des Stroms \hat{I}_{max} benötigt, siehe Formel 5-3. Die Netzdrossel hat somit eine gespeicherte Energie von 0,1 Joule, siehe Formel 5-9. Aufgrund der dreiphasigen Anwendung wird der Wert direkt mit dem Faktor 3 multipliziert.

$$W_{L-IAF-N} = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{IAF-N} \cdot (\hat{I}_{max})^2 = \frac{3}{2} \cdot 1 \mu\text{H} \cdot (294,07 \text{ A})^2 = 0,13 \text{ J} \quad (5-9)$$

5.3.2 Regelung

Die Regelung des Stroms des IVS wird anhand der Struktur von Soeiro et al. umgesetzt (vgl. Abb. 5-7) [21]. Die Umschaltung zwischen den Phasen erfolgt mithilfe

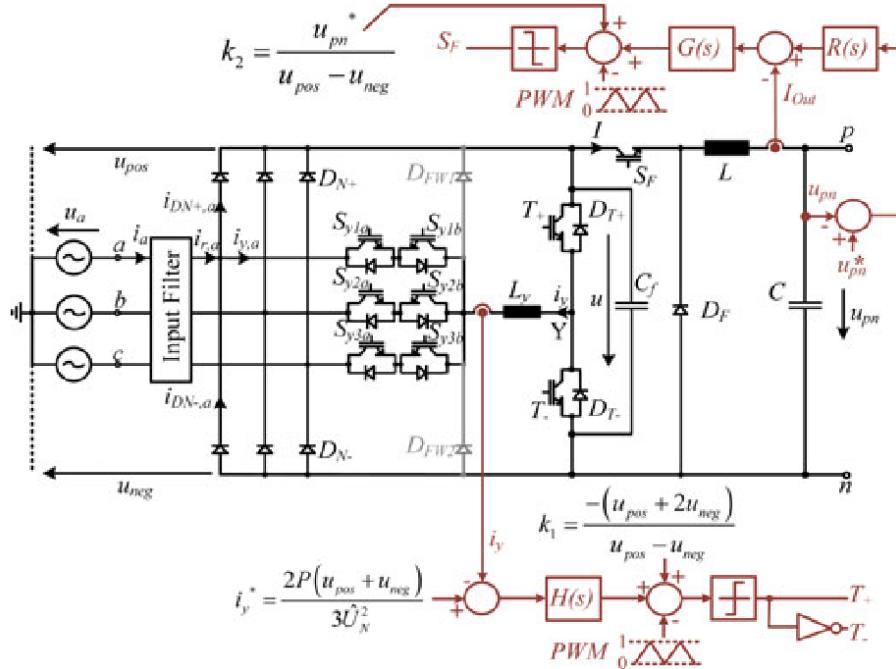


Abbildung 5-7: Struktur der Regelung des IAF [21]

einer vorhandenen PLL in PLECS zur Winkelbestimmung und anschließenden Sektorbestimmung. Die Sektorenzuweisung wird anhand des Phasenwinkels nach dem Schema aus Abbildung 2-9 umgesetzt. Die Auswahl der entsprechenden Schalter wird

über ein C-Skript implementiert (siehe Abbildung 5-8). Der optimale Tastgrad K1

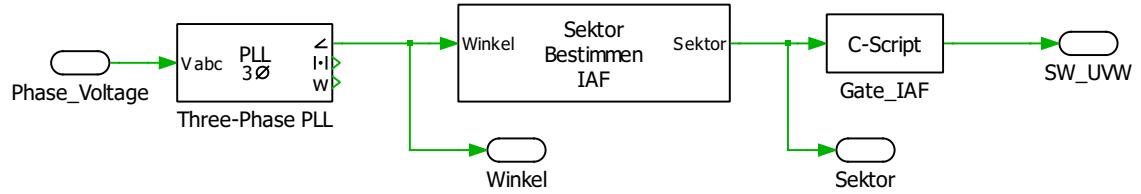


Abbildung 5-8: PLECS Aufbau der IVS Ansteuerung

für den Strom in der Drossel wird über das Verhältnis der Spannungen durch den formelmäßigen Zusammenhang in Gleichung 5-10 bestimmt.

$$K1 = \frac{U_{mid} - U_{low}}{U_{high} - U_{low}} \quad (5-10)$$

Der Strom in der Drossel wird durch den idealen Stromverlauf der mittleren Phase bestimmt. Der aktuelle Phasenwinkel der Spannung wird dazu durch die PLL erfasst und kann mit einer einstellbaren Phasenverschiebung verändert werden. Die Stromamplitude \hat{I} wird über die Netzspannung und die gewünschte Ausgangsleistung bestimmt (siehe Formel 5-11). Der sinusförmige Strom wird durch die Amplitude und den entsprechenden Winkel mit jeweils 120° bzw. $\frac{2}{3}\pi$ Phasenversatz gebildet, siehe Abb. 5-9. Die mittlere Phase wird über die Sektorenzuweisung ausgewählt. Siehe Abbildung 5-10.

$$\hat{I} = \frac{\sqrt{2} \cdot P}{\sqrt{3} \cdot \cos(\varphi) \cdot U_{LLrms}} \quad (5-11)$$

Die Stromregelung erfolgt mithilfe eines diskreten PI-Reglerblocks aus der PLECS-Bibliothek. Die Signale zur Gate-Ansteuerung werden durch einen PWM-Generator erzeugt und anschließend durch eine Einschaltverzögerung zur Totzeit-Implementierung verzögert. Dieser Aufbau ist in Abbildung 5-11 dargestellt.

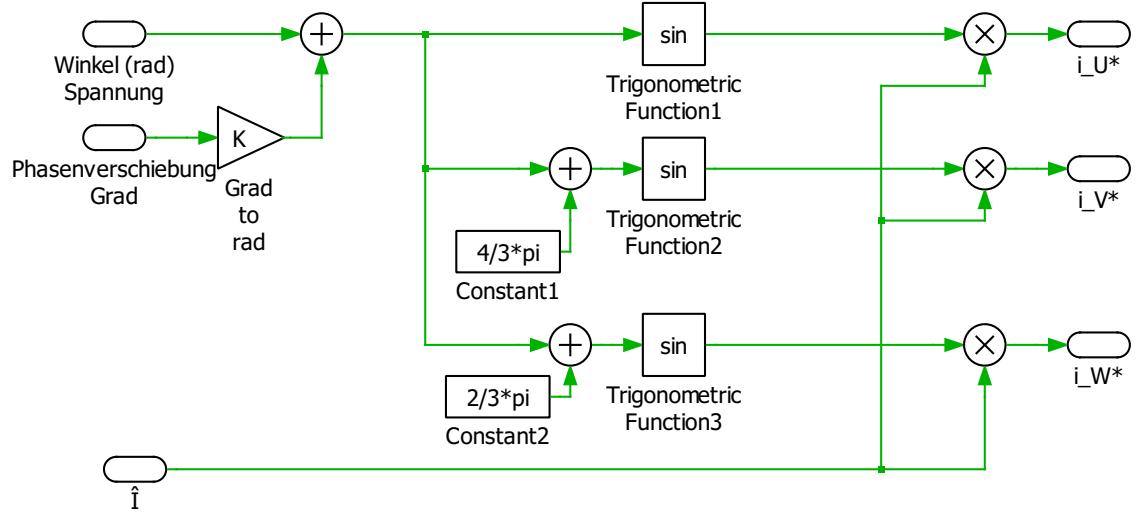


Abbildung 5-9: Generierung der idealen Phasenströme

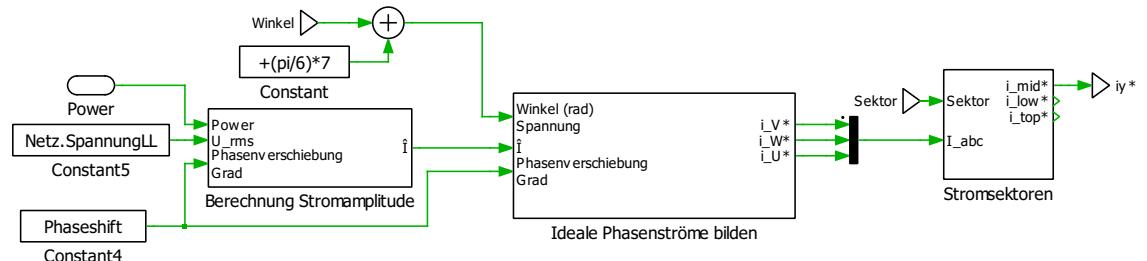


Abbildung 5-10: Bestimmung des Sollstroms der mittleren Phase

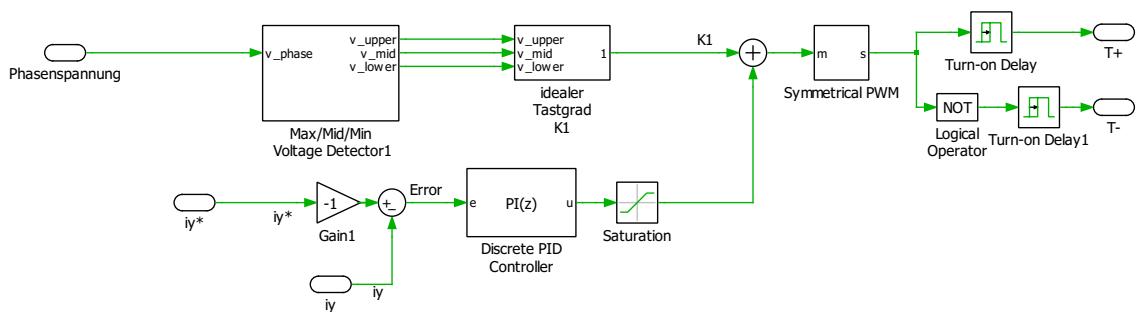


Abbildung 5-11: Regelung des Stroms in der mittleren Phase

5.4 B6-1/3-PWM PFC Buck

Die in Kapitel 2.4 beschriebene Schaltung wird mit insgesamt drei Halbbrückenmodulen der Firma Infineon realisiert, siehe Abb. 5-12. Es handelt sich dabei um weit verbreitete 1200 V Module, die einen nominellen Einschaltwiderstand von $2 \text{ m}\Omega$ haben und Spitzenströme bis zu 800 A schalten können [12].

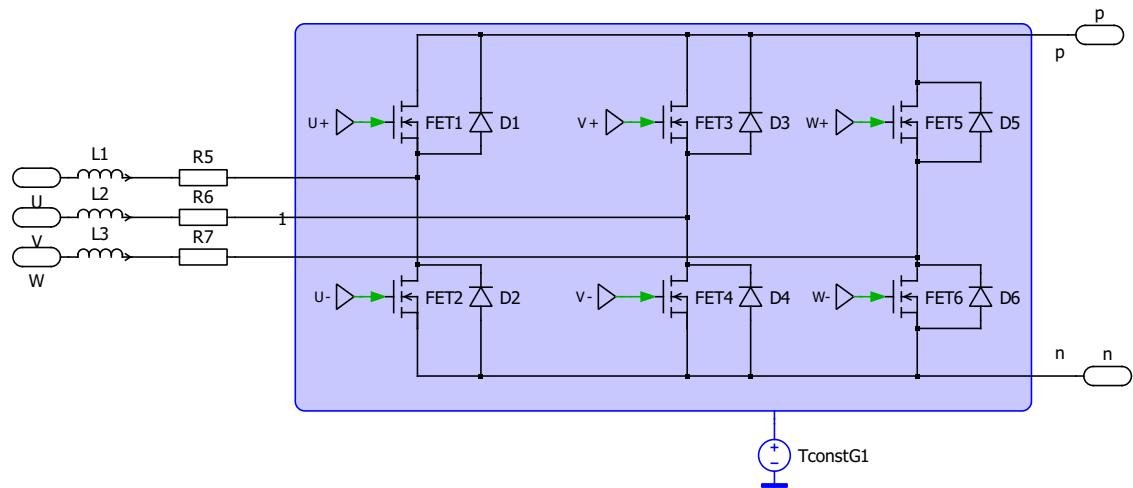


Abbildung 5-12: PLECS Aufbau der B6 Leistungshalbleiter

Um den gewünschten Ausgangstrom bereitzustellen zu können sind für den Tiefsetzsteller zwei Halbbrückenmodule vorgesehen. Die Schaltung ist in Abbildung 5-13 zu finden. Es ist erkennbar, dass der Tiefsetzsteller durch die Kondensatoren am Eingang von der B6-Struktur entkoppelt ist.

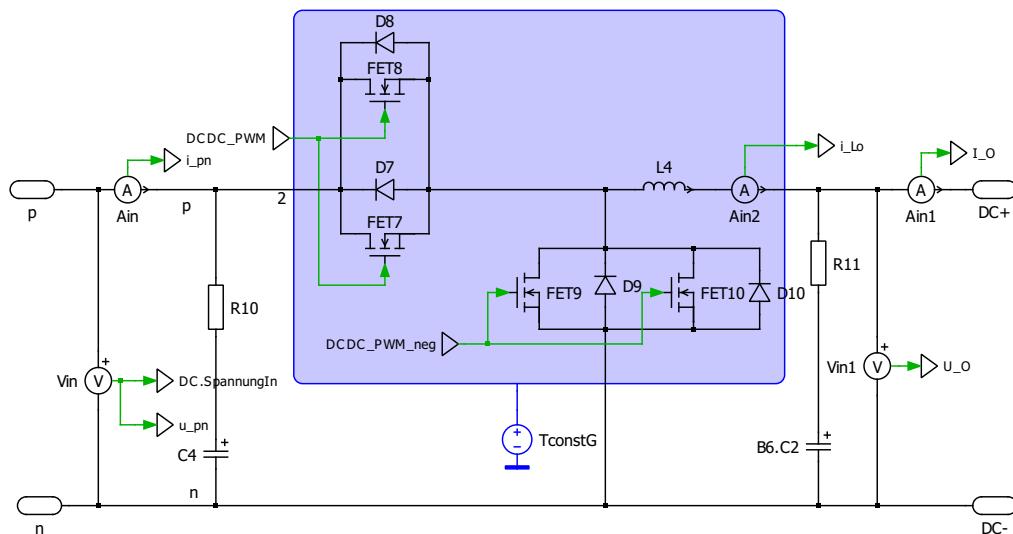


Abbildung 5-13: PLECS Aufbau des Tiefsetzstellers der B6 Topologie

5.4.1 Auslegung der Netzinduktivität

Die Eingangsdrossel wird für den Normalbetrieb ausgelegt. Daher muss im Falle von Blindleistung die Wirkleistung reduziert werden. Wie bereits in Abschnitt 3.1 erläutert, ist dies vom Netzbetreiber gestattet. Der Rippelstrom in der Drossel wird wie zuvor auf 30 % der Grundschwingung ausgelegt, siehe Formel 5-3. Der Rippelstrom beträgt somit 88,2 Ampere, siehe Formel 5-12.

$$I_{\Delta maxB6} = 0,3 \cdot \hat{I}_{max} = 0,3 \cdot 294,07 \text{ A} = 88,2 \text{ A} \quad (5-12)$$

Die Induktivität kann nach der gleichen Beziehung wie für den IAF-IVS berechnet werden und beträgt 136 μH , siehe Formel 5-13.

$$L_{B6} = \frac{U_{LLmaxPeak}}{4 \cdot f_{sw} \cdot I_{\Delta maxB6}} = \frac{959,8 \text{ V}}{4 \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 88,2 \text{ A}} = 136 \mu\text{H} \quad (5-13)$$

Die in der Induktivität gespeicherte Energie wird ebenfalls durch den Zusammenhang zwischen Netzspannung und Ausgangsleistung definiert, erhöht sich jedoch nicht durch die Bereitstellung von Blindleistung. Die gespeicherte Energie pro Phase beträgt 5,88 Joule nach Formel 5-14 und muss aufgrund der dreiphasigen Ausführung mit dem Faktor drei multipliziert werden. Somit ergibt sich eine Gesamtenergie von 17,64 Joule für die Netzinduktivität der Topologie.

$$W_{LB6} = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot L_{B6} \cdot (\hat{I}_{max})^2 = \frac{3}{2} \cdot 136 \mu\text{H} \cdot (294,07 \text{ A})^2 = 17,64 \text{ mJ} \quad (5-14)$$

5.4.2 Regelung

Die Regelung besteht aus einer vierstufigen Kaskadenstruktur, siehe Abbildung 5-14 (groß im Anhang A1). Die erste Stufe ist die Ausgangsspannungsregelung, die aus Sollleistung und Netzspannung die gewünschte äquivalente Phasenimpedanz als Eingangsgröße für die Phasenstromregelung bildet. Die drei Regler für die Phasenströme bilden die zweite Stufe.

In der dritten Stufe wird die Phase mit der mittleren Spannung ausgewählt und anhand der Phasenlage die Zwischenkreisspannung U_{pn} bestimmt. Die Zwischenkreisspannung ergibt sich 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 spannungsproportionalen Strom ein. Somit ist 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 der Tiefsetzsteller mit Reglern für den Eingangsstrom und die Ausgangsspannung.

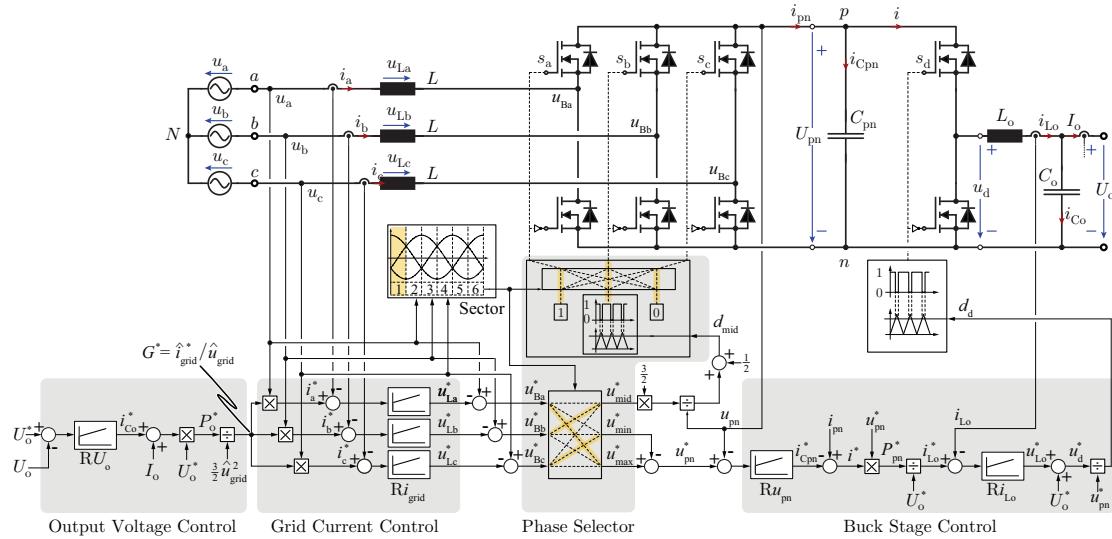


Fig. 3: Cascaded 1/3 rectifier output voltage control with the required measurements and indicated phase assignment for sector I.

Abbildung 5-14: Regelung des B6-1/3-PWM [8]

Die Ausgangsleistungsregelung in PLECS besteht aus einem PI-Regler (siehe Abbildung 5-15), der die nominale Netzspannung mit der äquivalenten Netzimpedanz multipliziert und dann durch die aktuelle Netzspannung in die Soll-Phasenströme umwandelt. Um die Phasenverschiebung zu implementieren, wird der Sollstrom entsprechend des Phasenwinkels verzögert an die Regelung der B6-Ansteuerung weitergegeben.

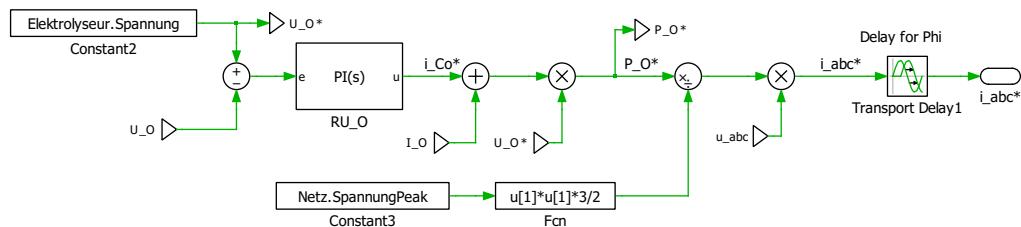


Abbildung 5-15: PLECS Regelung der Ausgangsleistung als Sollgröße

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

Regler implementiert. Die Erkennung der Phasenabschnitte wird mittels PLL und C-Skript umgesetzt. Siehe Abbildung 5-16.

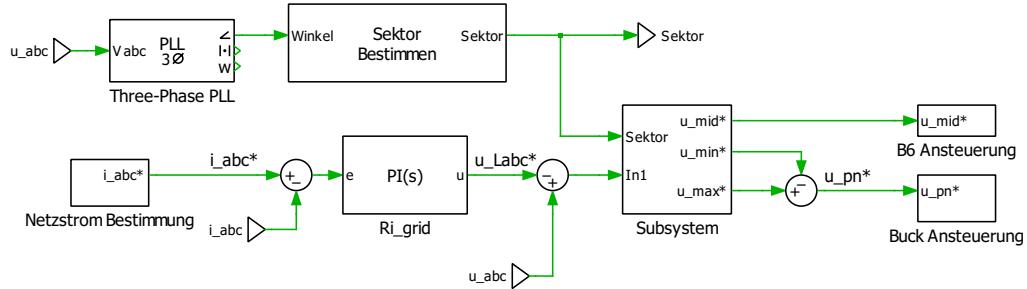


Abbildung 5-16: PLECS Regelung der Netzimpedanz und Phasenabschnittserkennung

Der Ausgang dieses Blocks dient einerseits mit der Sollgröße für die Zwischenkreisspannung u_{pn}^* als Eingang für den Tiefsetzsteller und andererseits wird die Sollgröße der mittleren Spannung u_{mid}^* als Eingang für die PWM-Erzeugung des B6-1/3-PWM Gleichrichters verwendet.

Die Sollspannung der Mittenphase U_{mid}^* dient als Eingangsgröße zur Erzeugung des PWM-Signals für die MOSFETs. Dieses wird wiederum von einem PWM-Generator erzeugt und mit Hilfe eines C-Codes werden die Signale den entsprechenden Phasen im Sektor zugeordnet. Die Einschaltverzögerung dient der Totzeit-Implementierung, siehe Bild 5-17.

Die Ansteuerung des Tiefsetzstellers, siehe Abb. 5-18, wird hier wie in der Vorlage

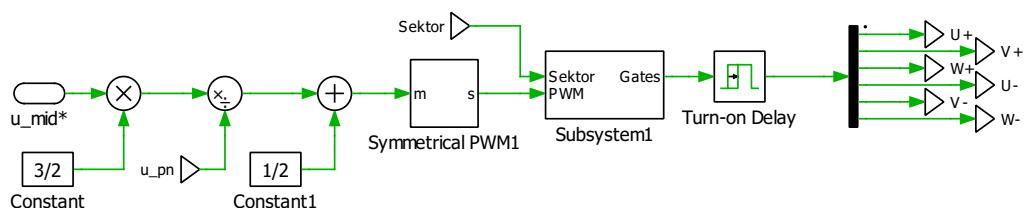


Abbildung 5-17: PLECS PWM Erzeugung des B6 Gleichrichters mit PFC

(in Abbildung 5-14 dargestellt) durch zwei PI-Regler realisiert. Im Gegensatz zur Variante des IAF wird hier die Zwischenkreisspannung U_{pn} berücksichtigt. Als zusätzlicher Schritt wird das PWM-Signal erzeugt und die Totzeit der Halbleiter durch Verzögerungsfunktionen umgesetzt.

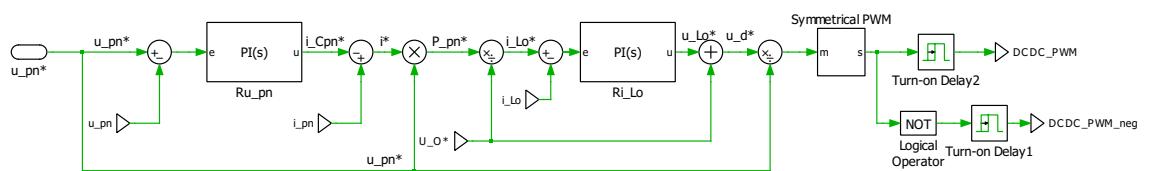


Abbildung 5-18: Regelung des Tiefsetzstellers beim B6-1/3-PWM

6 Auswertung

In diesem Kapitel werden die Simulationsergebnisse dargestellt und zur Bewertung in Vergleichsparameter zusammengefasst. Für die Simulation werden die in Tabelle 6-1 aufgeführten Betriebsparameter verwendet. Die beiden Topologien werden verglichen, um die beste Lösung zu finden, dabei wird um den Einfluss der Systemdienstleistungen zu berücksichtigen bei einem Phasenversatz von 0° und 30° der Eingangsströme betrachtet. Um die Eingangsströme bei Phasenverschiebung gleich zu halten wird die Ausgangsleistung reduziert um den Faktor $\cos(30^\circ)$. Die Kühlplattentemperatur von 80°C wird aufgrund der Wahl einer Wasserkühlung für den Demonstrator gewählt.

Tabelle 6-1: Auflistung der Simulationsbetriebsparameter

Netzspannung U_{LL}	617 V
Ausgangsspannung U_a	680 V
Scheinleistung	200 kW
Phasenverschiebung	$0 / 30$ Grad
Kühlplattentemperatur	80°C
Schaltfrequenz	20 kHz

6.1 IAF

Für die Auswertung werden die Simulationen für eine Dauer von einer Sekunde durchgeführt, da zu diesem Zeitpunkt ein eingeschwungener Zustand erreicht ist. Wie in Abbildung 6-1 zu erkennen ist, ist die Kühlplattentemperatur als Startpunkt auf 80°C festgelegt. Die Temperatur der Dioden des Gleichrichters, welche den Hauptstrom führen, sind in grün dargestellt und ändern sich nur minimal aufgrund der Blindleistungsbereitstellung, siehe Abbildung 6-2. Die Temperatur beträgt knapp über 120°C und liegt somit unterhalb der erlaubten Maximaltemperatur von 175°C [12]. Die Temperatur der T+/- Halbbrücke wird in Pink dargestellt und steigt bei Blindleistungsbereitstellung auf knapp 160°C und bietet damit 15°C Abstand zur zulässigen Maximaltemperatur. Diese hohe Temperatur führt zwar nicht zu einem

direkten Ausfall der Halbleiter, hat aber einen starken Einfluss auf die Lebensdauererwartung. Die Anzahl der Temperaturzyklen bei Temperaturen über 150 °C führt zu einem wahrscheinlichen Ausfall bei weniger als 10 000 Zyklen [11]. Daher sollte eine Erhöhung der Chipfläche für die Halbbrücke am IVS überlegt werden. Die Temperatur des Tiefsetzstellers wird in Rot dargestellt und sinkt aufgrund der Reduzierten Ausgangsleistung bei Blindleistungsbereitstellung.

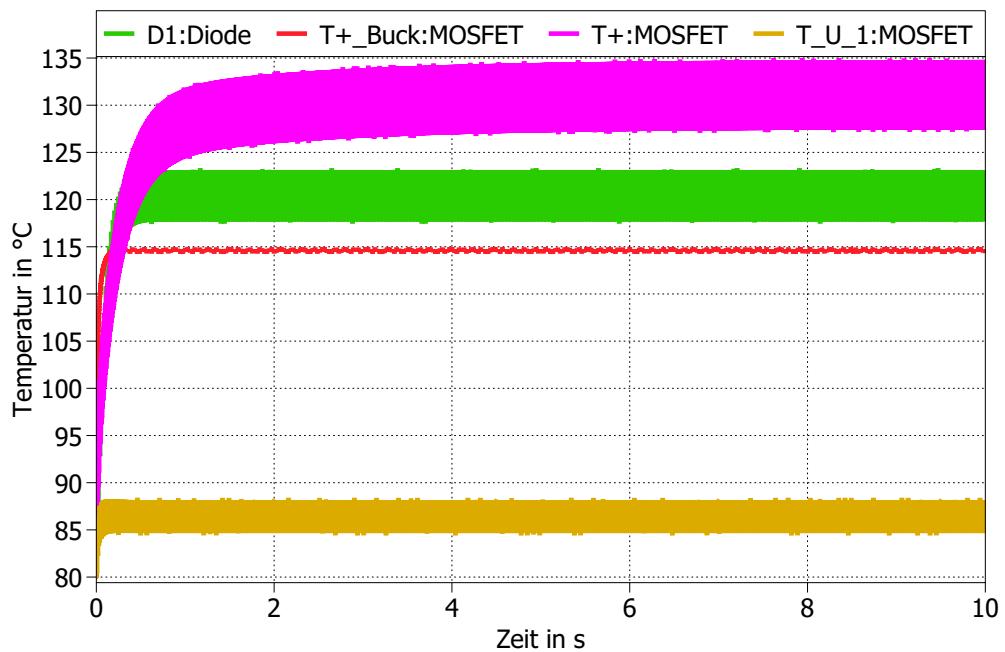


Abbildung 6-1: Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF ohne Phasenverschiebung

Die Simulationsergebnisse zeigen den erwarteten Strom- und Spannungsverlauf für die Induktivität mit einer Dreiecksform, siehe Abbildung. 6-3. Zusätzlich ist dem Eingangsstrom ein hochfrequenter Anteil überlagert, der durch die Schaltfrequenz des Tiefsetzstellers erklärt werden kann. Beim Schaltvorgang des IVS treten starke Sprünge im Stromverlauf auf, da der Strom in der Induktivität zwischen den Phasen wechselt. Aufgrund der Eigenschaft der Spule, den gespeicherten Stromfluss aufrecht erhalten zu wollen, führt dies zu Sprüngen im Stromverlauf, da die Phasenströme zu diesem Zeitpunkt unterschiedlich sind und die Schaltvorgänge durch Totzeiten verzögert werden. Der Schaltpunkt liegt beim Maximum des Stromes in der Induktivität. In Abb. 6-4 wird dieses Problem durch den höheren Strom welcher in der Drossel des IVS Pfades gespeichert und umgeschaltet werden muss noch verstärkt. Außerdem wird dadurch mehr Verlustleistung erzeugt. Dies ist auch in der Temperaturkurve in Abb. 6-2 dargestellt. Es werden nur die höchsten Temperaturen dargestellt, dies sind

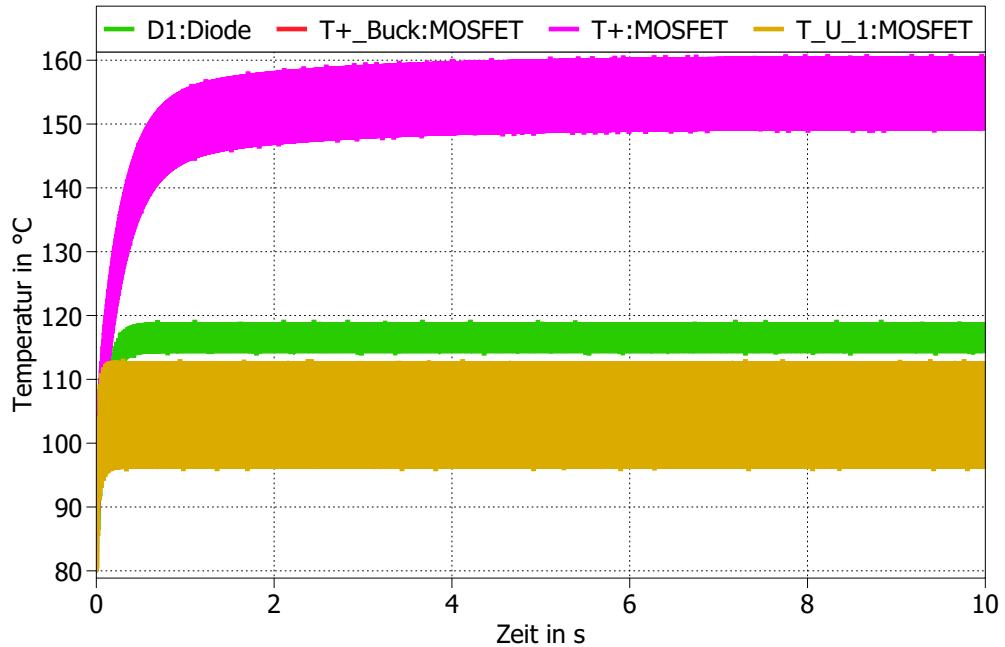


Abbildung 6-2: Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF mit Phasenverschiebung

die Eingangsdioden, beispielhaft an D1 in grün dargestellt sowie die MOSFETs des T+ in pink (der Halbbrücke am IVS), der IVS in Gelb sowie des Tiefsetzstellers in rot. In (a) ist die Temperatur des IVS unter 90 °C und in (b) durch den höheren Strom aufgrund der Phasenverschiebung deutlich angestiegen. Um den Sinusverlauf im Mittel besser erkennen zu können, ist in Abbildung 6-4 der Stromverlauf nach einer Tiefpassfilterung für die Schaltfrequenzanteile dargestellt. Dadurch ist die Phasenverschiebung besser ersichtlich, siehe Verlauf A Filter. Die Topologie hat aufgrund der Anforderung an Blindleistungsbereitstellung einen Nachteil durch den IVS, da dieser sprunghafte Änderungen des Stromverlaufs verursacht. Diese starken Sprünge führen dazu, dass die THD des Stroms deutlich verschlechtert wird. Die THD liegt bereits ohne Phasenverschiebung bei etwa 15 %, und mit Phasenverschiebung verdoppelt sich dieser Wert auf etwa 32 %. Dies ist proportional zum vom IVS geschalteten Drosselstrom, der sich ebenfalls etwa verdoppelt. Somit kann der IAF den Anforderungen nur schwer gerecht werden, da weitere Filterstufen benötigt würden. Dies lässt sich auch gut anhand der Arbeit von Schrittwieser et al. sehen, welche den SWISS und IAF mit 8 kW Leistung beschreibt. Bei ihrem Prototyp macht der EMI-Filter knapp 5% mehr des Volumens aus als beim SWISS Rectifier [18].

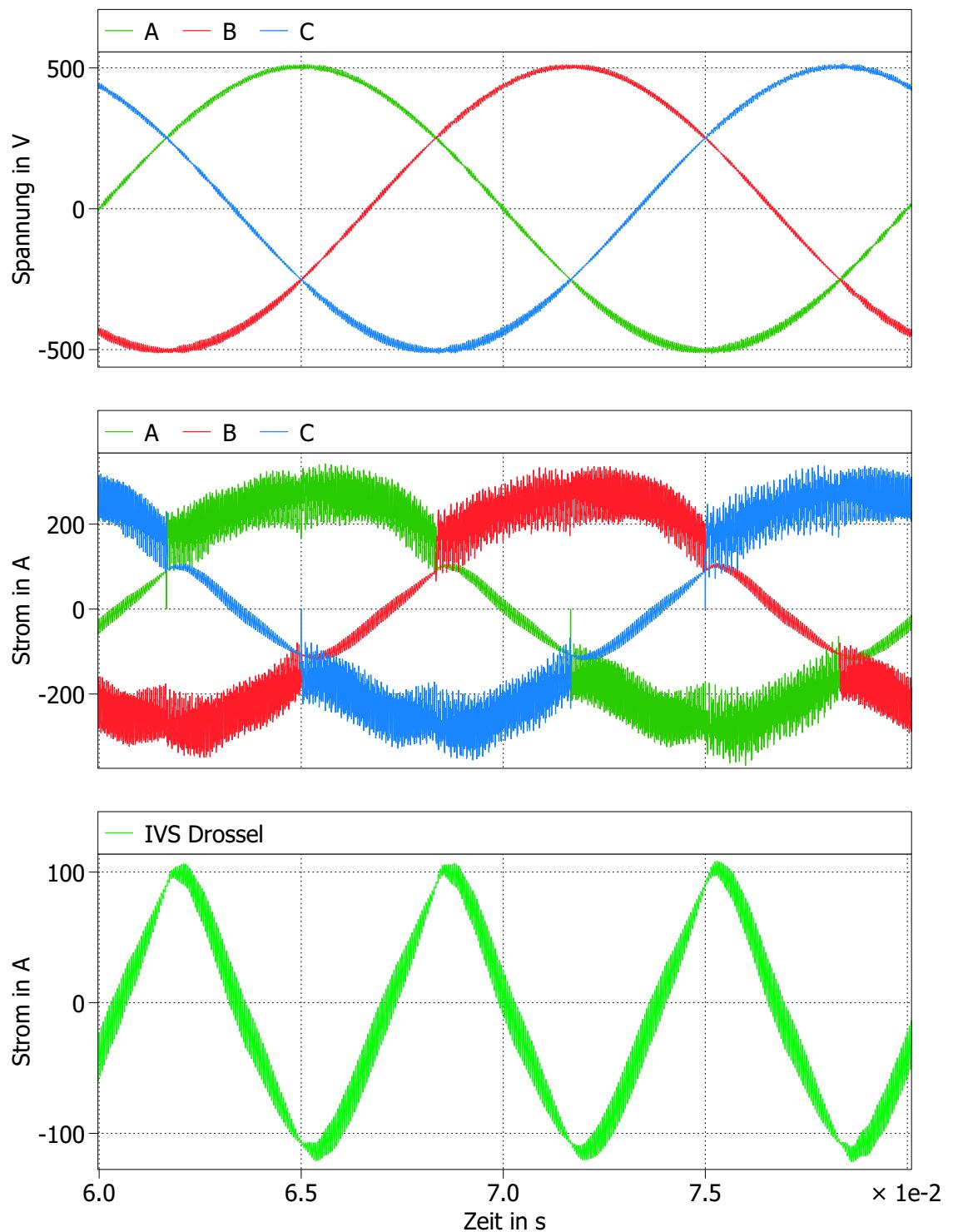


Abbildung 6-3: Simulationsergebnisse des IAF ohne Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität

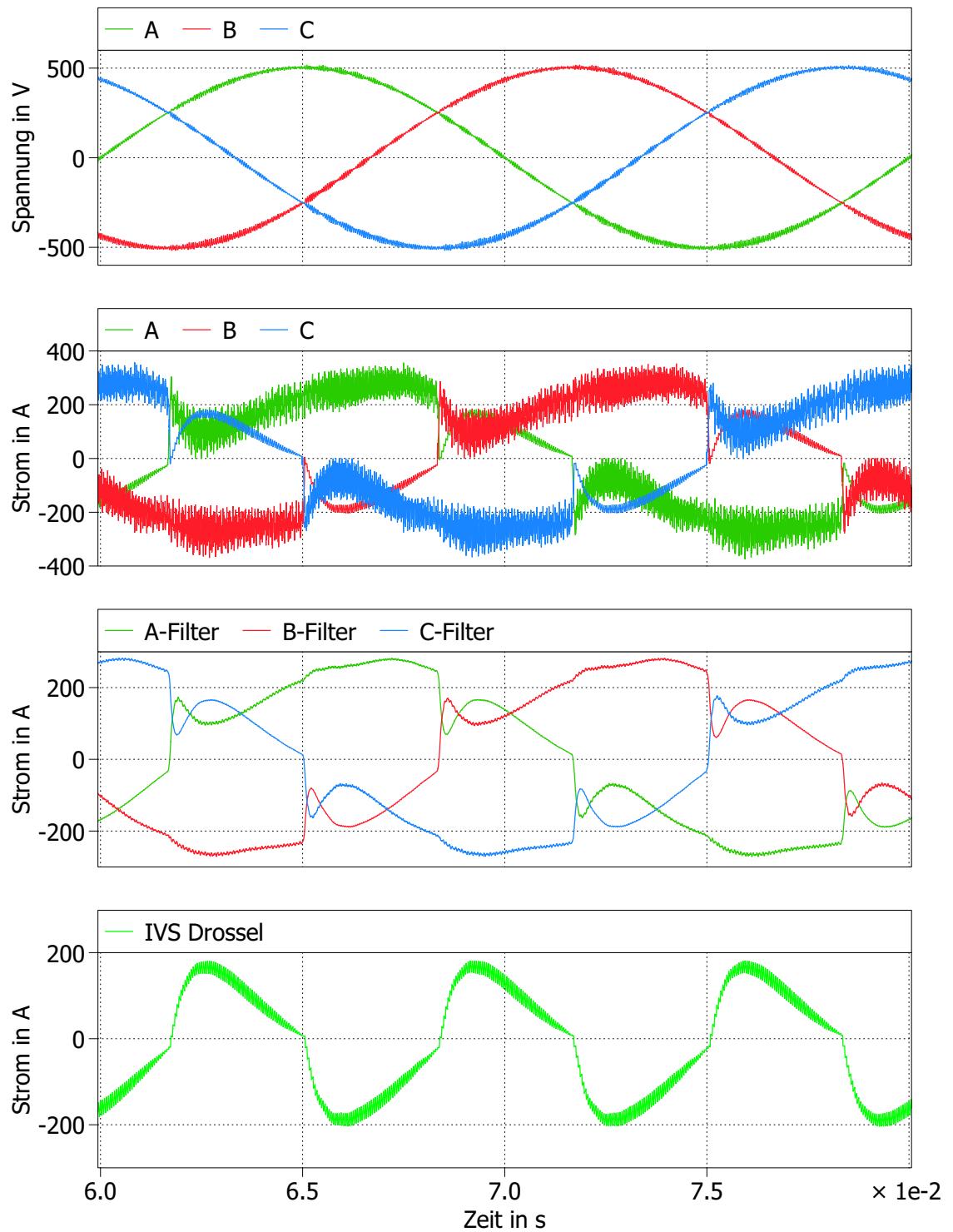


Abbildung 6-4: Simulationsergebnisse des IAF bei 30 Grad Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität

6.2 B6-1/3-PWM PFC

Es zeigt sich, dass der B6-1/3-PWM deutliche Nachteile bei den Induktivitäten und damit bei den Hardwarekosten hat. Die erforderliche dreiphasige Drossel führt dazu, dass der IAF in dieser Kategorie um mehr als 50% besser abschneidet. Anders sieht es in den anderen Kategorien aus, wo weniger Kondensatoren benötigt werden. Die erforderliche B6-Schaltung enthält mehr MOSFET, dafür aber keine Dioden. Bei der Verlustleistung zeigt sich der klare Vorteil der Topologie bei der Bereitstellung von SDL, da sie fast keinen Einfluss auf die Verluste in den Halbleitern hat. Dies lässt sich anhand des Temperaturverhaltens in Abb. 6-5 bestätigen, durch die Reduzierung der Ausgangsleistung ist die Temperatur im MOSFET FET7 des Tiefsetzstellers etwas niedriger, rosa dargestellt. Bei den Halbleitern der B6-Brücke ist praktisch kein Unterschied zu erkennen. Die Eingangsströme sind lediglich durch die Schaltimpulse leicht verrauscht und der Sinusverlauf folgt der Eingangsspannung wie gewünscht, siehe Abbildung 6-6. Der Stromverlauf weist eine THD von nur etwa 5,8 % auf.

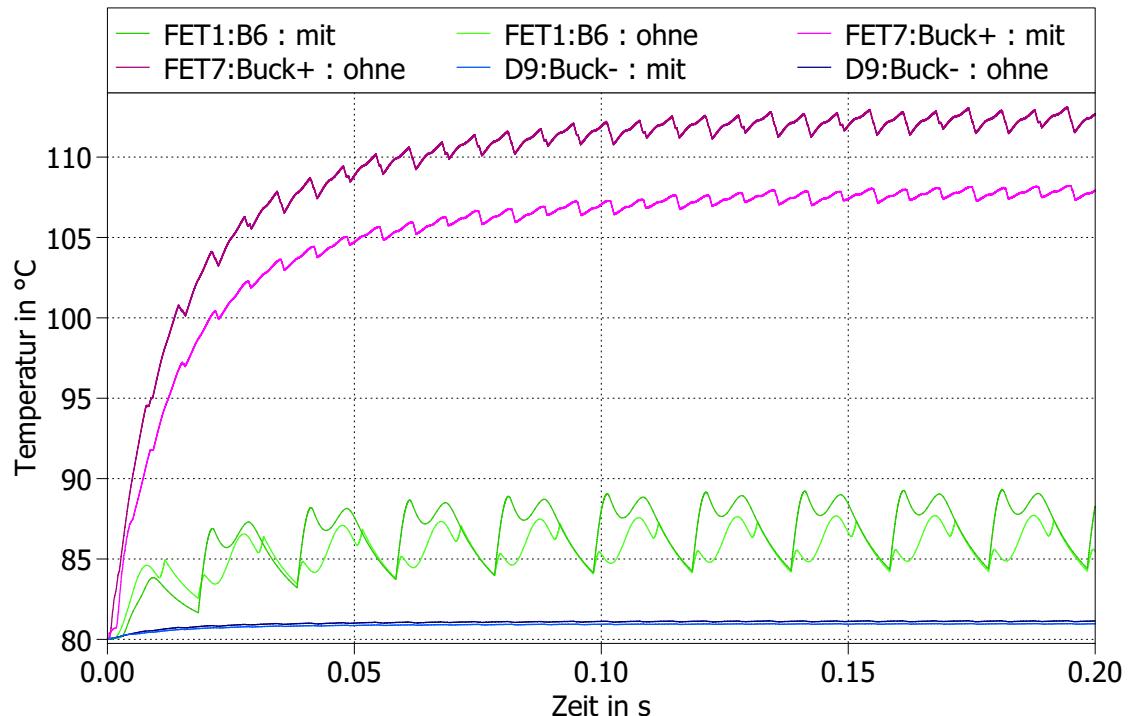


Abbildung 6-5: Temperaturverhalten der Halbleiter des B6 mit und ohne Phasenverschiebung

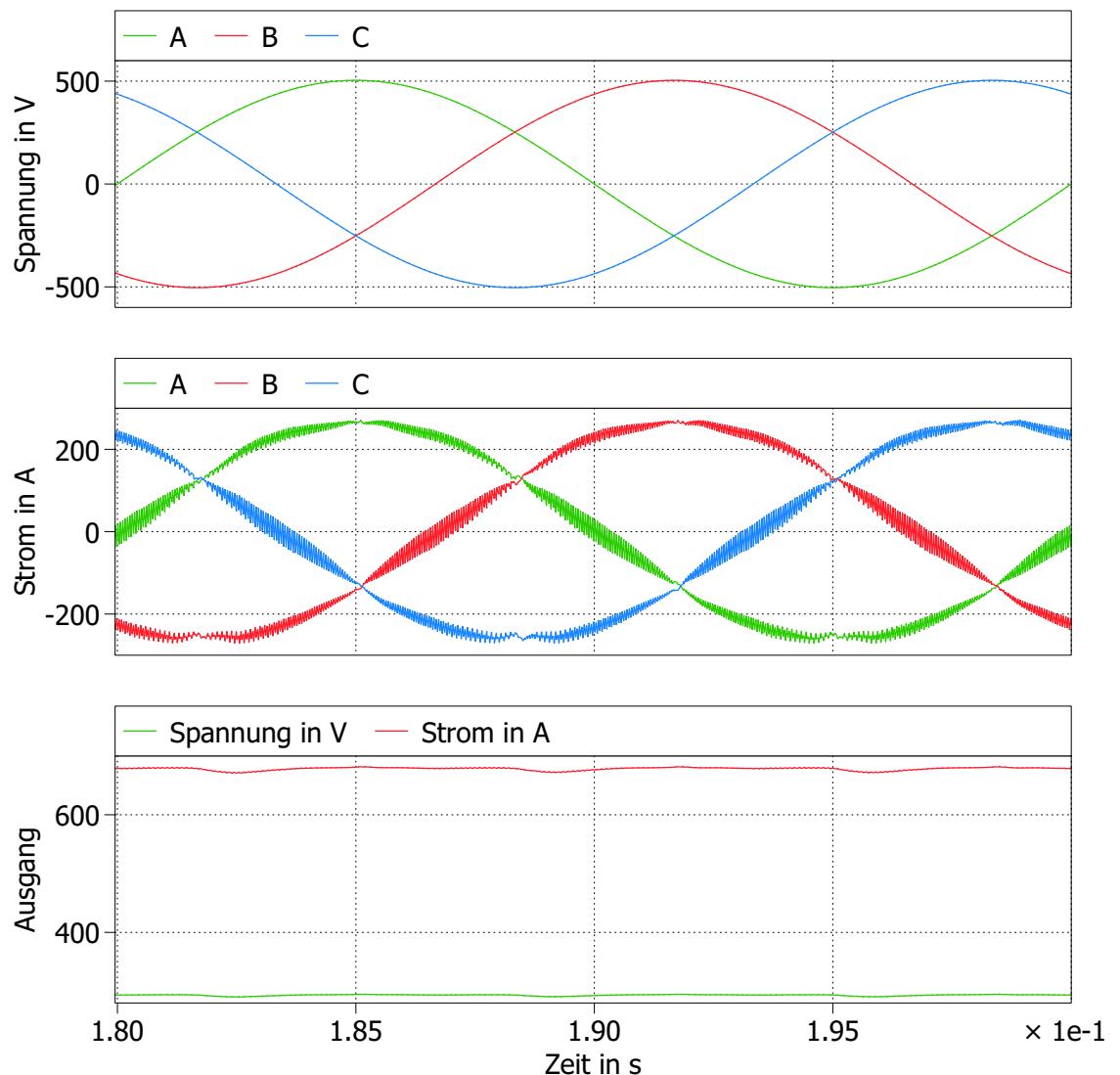


Abbildung 6-6: Eingangs- und Ausgangsgrößen ohne Phasenverschiebung

Mit einer Phasenverschiebung von 30 Grad sieht das Verhalten ähnlich aus, siehe Abbildung 6-7. Der Stromverlauf weist eine etwas höhere THD von 7,1 % auf, die jedoch durch geeignete Filter ausgeglichen werden kann.

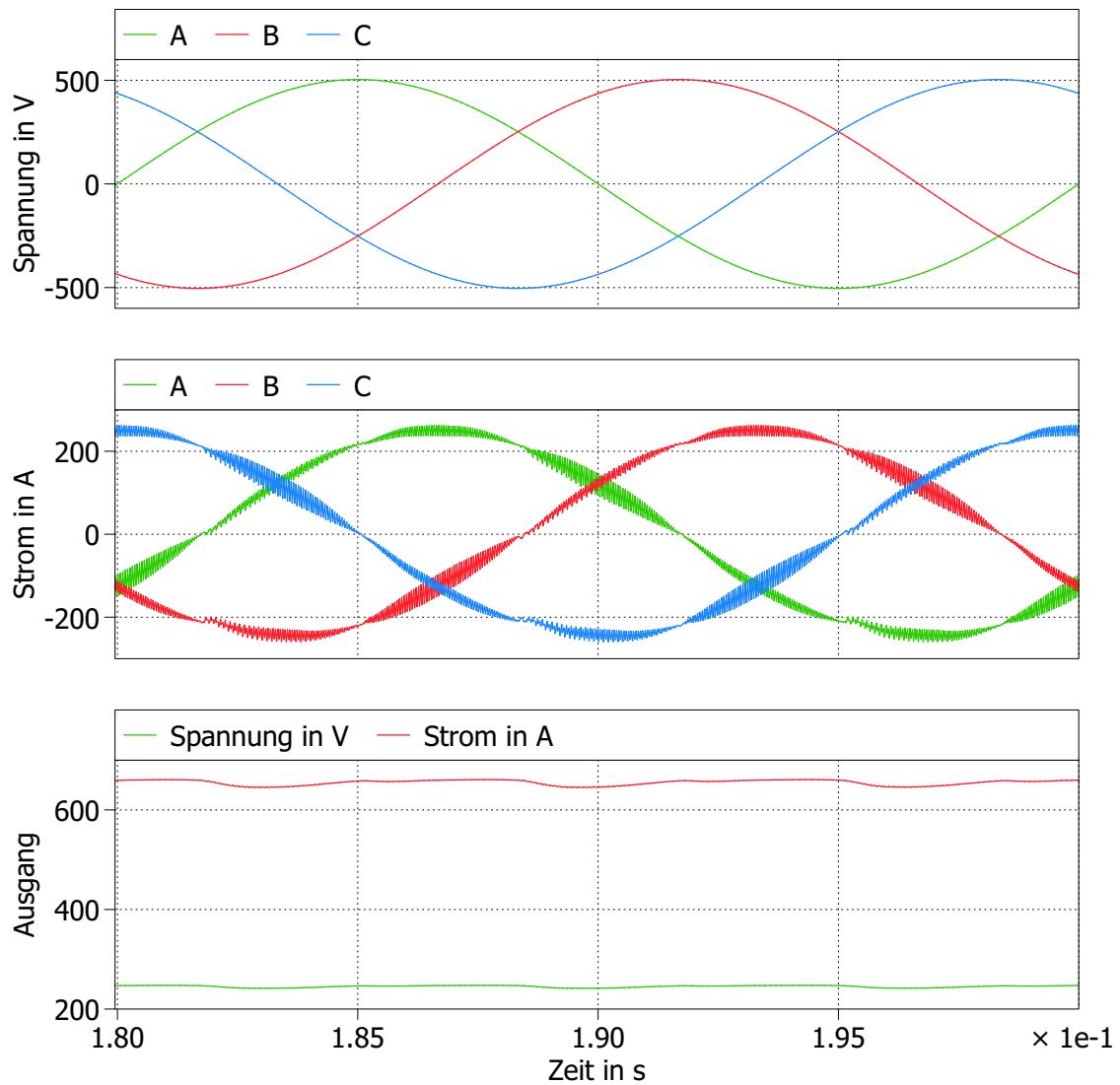


Abbildung 6-7: Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Phasenverschiebung

6.3 Bewertung

Die Ergebnisse der Gesamtbewertung sind in Tabelle 6-2 aufgeführt. Diese Tabelle enthält Informationen über die Hardware, insbesondere die Induktivitäten, sowie über die Kapazitäten, Halbleiter und Treiber. Zusätzlich werden die Ergebnisse der Simulation anhand der Verlustleistung der Halbleiter bewertet. Zur Durchführung

eines Vergleichs der Kategorien und einer Gesamtbewertung werden die Einzelkategorien zwischen null und eins normiert und mit einem Gewichtungsfaktor summiert. Die Kapazitäten haben nur einen vergleichsweise geringen Einfluss auf die Gesamtsystemkosten und werden daher nur mit fünf Prozent bewertet. Da die Drosseln einen größeren Einfluss haben, werden sie mit 50 Prozent gewichtet. Die restlichen 45 Prozent entfallen auf die Halbleiter in Form der Chipfläche (über den RDSON), die Anzahl der Treiber und die Verlustleistung. Die jeweiligen Punkte sind proportional zu erwartenden Systemkosten und Volumen. Daher stellt eine niedrigere Punktzahl eine bessere Bewertung dar.

Tabelle 6-2: Auflistung der Simulationsergebnisse und Bewertung

	Topologie	B6-Buck	IAF	Gewichtung:
Induktivitäten	L1 Netzinduktivität μH	136	1	
	Gespeicherte Energie J	17,6	0,1	
	L2 DC Induktivität μH	136	136	
	Gespeicherte Energie J	7,8	7,8	
	L3 IVS Induktivität μH	-	302,2	
	Gespeicherte Energie J	-	8,82	
	Induktivität normiert:	1	0,66	50%
Kapazitäten	C1 Netzkapazität μF	-	50	
	C2 DC Ausgang mF	1	1	
	C3 DC Zwischenkreis μF	25	50	
	Kapazität normiert:	0,26	1	5%
Halbleiter	SiC 4 $\text{m}\Omega$	0	2	
	SiC 2 $\text{m}\Omega$	10	4	
	SiC 5 $\text{m}\Omega$	0	6	
	MOSFET normiert:	1	0,64	15%
Treiber	Dioden	0	6	
	Dioden normiert	0	1	5%
	Treiberanzahl	8	7	
Verluste W	Treiber normiert:	1	0,88	5%
	Schaltverluste 30 Grad	567	503	
	Leitverluste 30 Grad	254	1311	
	30 Grad Gewichtung:	75%	75%	
	Schaltverluste 0 Grad	554	511	
	Leitverluste 0 Grad	326	748	
	0 Grad Gewichtung:	25%	25%	
Gesamt	Verluste normiert:	0,5	1	20%
		0,77	0,74	

7 Zusammenfassung & Ausblick

Die Ergebnisse in Tabelle 6-2 geben einen Überblick zum Vergleich der beiden Topologien, durch Gewichtung und Normierung können weitere Angaben ergänzt werden. Der IAF schneidet in der Gesamtbewertung um etwa 3 Prozent besser ab, was auf die optimierte Platzierung der Drossel und geringeren Halbleitereinsatz zurückzuführen ist. Der B6-1/3-PWM kann durch seine geringeren Halbleiterverluste die Punkte etwas ausgleichen. In der Tabelle ist jedoch der Nachteil des IAF bei Blindleistungsbereitstellung nicht direkt abgebildet. Daher kann diese Topologie nach derzeitigem Kenntnisstand für diesen Anwendungsfall nicht empfohlen werden. Da der Strom in der Drossel zwischen den einzelnen Phasen umgeschaltet werden muss, kommt es zu starken Sprüngen im Eingangsstrom, was zu einem deutlich erhöhten Bedarf an Netzfiltern führt. Alternative Ansteuerverfahren zur Vermeidung der Sprünge durch die Phasenverschiebung können gegebenenfalls eine Optimierung bringen, konnten aber bisher nicht erfolgreich umgesetzt werden. Der B6-1/3-PWM bietet eine weit verbreitete Topologie, die bereits gut entwickelt ist. Aufgrund der großen Netzdrosseln hat sie jedoch höhere Anschaffungskosten und ein größeres Volumen.

Anhand der Bewertungsmatrix konnte die Finale Entscheidung über alle vier simulierten Topologien für den in Abschnitt 4.1.2 dargestellten 6-Switch Buck Gleichrichter getroffen werden. Dieser bietet ähnlich wie der B6-1/3-PWM durch sechs Schalter Flexibilität für die Regelung des Eingangsstroms und optimiert gleichzeitig den Bedarf an Induktivitäten durch eine Ausgangsseitige Drossel. Jedoch bringt diese Schaltung einige Herausforderungen, da die Drossel einen konstanten Stromfluss benötigt und somit ein Stromzwischenkreis anstelle eines gängigeren Spannungszwischenkreises entsteht. Eine Tabelle der Bewertung über alle vier Topologien findet sich im Anhang, siehe Tabelle A2. Es ist zu sehen, dass der Six Switch Buck um über 20 % besser abschneidet als der IAF und ebenfalls um 5 Prozent besser als der Swiss Gleichrichter.

Für den Aufbau eines Demonstrators der endgültigen Topologie kann das Design der Halbleiter und Drosseln verwendet werden. Die Regler können als Basis verwendet werden, müssen aber um Sicherheitsfunktionen ergänzt werden und insbesondere muss die Stabilität des Gesamtsystems sichergestellt werden. Die Performance der

gewählten Regler sowie die Stabilität über alle Betriebspunkte sollte betrachtet werden. Die Filter müssen entsprechend der benötigten Dämpfung im Bereich der Schaltfrequenzen für die Ein- und Ausgangsströme dimensioniert werden. Im System können Schwingungen durch das Schaltverhalten angeregt werden, insbesondere zwischen den Filterstufen und Hauptinduktivitäten. Darüber hinaus erfordert die Implementierung auf Hardware-Controllern weitere Optimierungen, um Abtastrate und Reglerverhalten zu definieren. Für SDL und bei Netzfehlern wie Frequenzschwankungen sind entsprechende Stabilisierungsverhalten zu implementieren.

Wie im Kapitel 2 erwähnt, sind die Halbleitermodelle ein essentieller Teil. Daher sollten sie optimiert und in die Simulation zurückgeführt werden. Die für diese Schaltung ausgewählten Halbleiter können beschafft und in einem Prüfstand vermessen werden. Der prinzipielle Versuchsaufbau ist in Abbildung 7-1 dargestellt. Er beinhaltet die Schaltzelle mit Mess- und Versorgungsgeräten sowie einer Sicherheitssteuerung. Die Messwerterfassung erfolgt über ein Oszilloskop, das automatisierte Messpunkte erfasst und speichert. Anhand dieser Messdaten kann das Modell validiert, ergänzt und die Simulationsergebnisse optimiert werden.

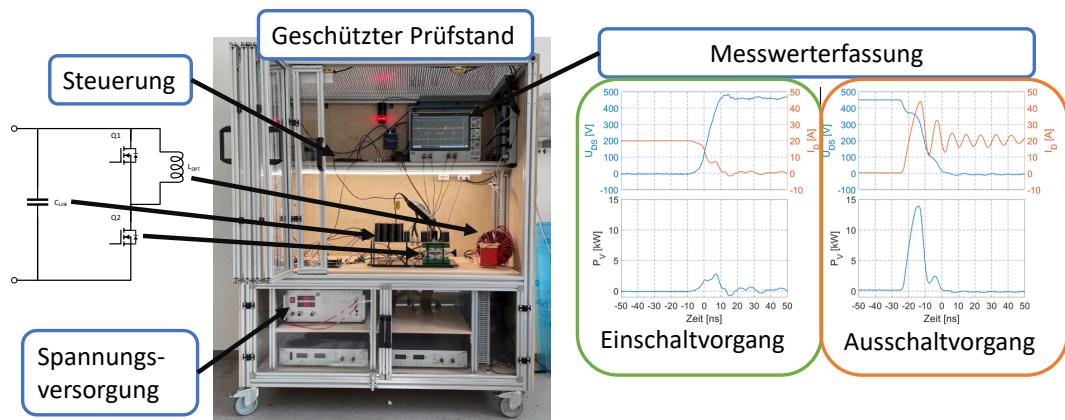


Abbildung 7-1: Doppelpulstestprüfstand

Ein weiterer Punkt ist der direkte Blitzeinschlag in das Stromnetz, der zu einer Spannungserhöhung führt. Entsprechende Funktionen und Spannungsgeneratoren können in die Simulation eingebaut werden, um die auftretenden Überspannungen an den Halbleitern zu ermitteln. Bei der Betrachtung fällt auf, dass bei beiden Topologien aufgrund des Aufbaus immer ein leitender Pfad über die Dioden gewährleistet ist. Die Energie kann somit im Zwischenkreiskondensator aufgenommen werden, wobei auf die Dimensionierung und die auftretenden Überspannungen an den Halbleitern zu achten ist. Der Strompfad über die Dioden in den Kondensator ist in Abbildung 7-2 dargestellt und ist identisch mit dem des B6-1/3-PWM.

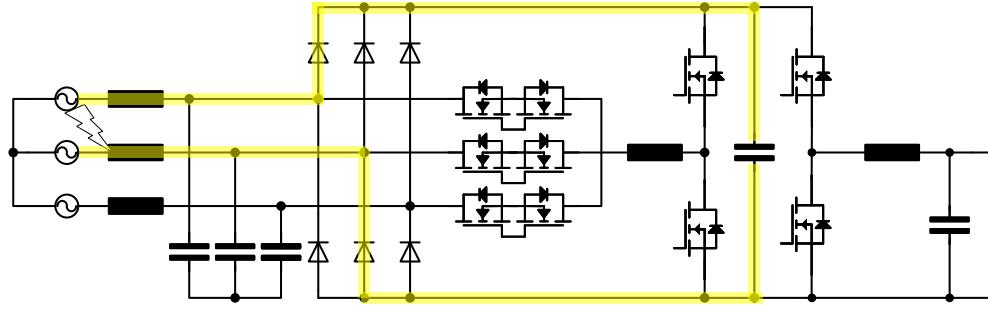


Abbildung 7-2: Strompfad im Fall eines Blitzeinschlags beim IAF

Die Schaltungen können außerdem durch Parallelbetrieb mit Interleaving am Ausgang oder bei entkoppelter Versorgung (durch getrennte Wicklungen am Netztransformator) als ausgangsseitige Reihenschaltung betrieben werden, um eine höhere Ausgangsspannung zu erzielen. Dabei sind weitere Regelungsparameter und Tests zur Betrachtung der Stabilität sowie des Auftretens unerwünschter Ausgleichsströme nötig. Um das Ziel einer Multimegawatt-Elektrolyseanlage zu erreichen, müssen mehrere Gleichrichter parallel betrieben werden. Daher ist die direkte Parallelisierung ein interessanter Aspekt für zukünftige Betrachtungen. Dies kann zunächst anhand von Simulationen durchgeführt werden, was den Rechenaufwand deutlich erhöht, um spätere Hardwaretests durchzuführen. Des Weiteren kann der Hardwareaufbau in Kombination mit Echtzeitsystemen und Nachbildungen von Netz und Elektrolyseur durch Leistungsverstärker unter realen Bedingungen getestet werden.

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] Chen, Mengxing and Chou, Shih-Feng and Blaabjerg, F. and Davari, Pooya. *Overview of Power Electronic Converter Topologies Enabling Large-Scale Hy-*

- drogen Production via Water Electrolysis.* 2022. URL: 10.3390/app12041906 (besucht am 20.11.2023).
- [8] 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.
 - [9] D. Floricau, E. Floricau und G. Gateau. *Three-level active NPC converter: PWM strategies and loss distribution.* 2008. URL: 10.1109/IECON.2008.4758494 (besucht am 20.01.2024).
 - [10] Frederik Dostal, Texas Instruments Incorporated. *Selecting the Right Inductor Current Ripple.* 2023. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/selecting-the-right-inductor-current-ripple.pdf> (besucht am 16.02.2024).
 - [11] Felix Hoffmann, Stefan Schmitt und Nando Kaminski. *Lifetime Modeling of SiC MOSFET Power Modules During Power Cycling Tests at Low Temperature Swings.* 2023. URL: 10.1109/ISPSD57135.2023.10147533 (besucht am 18.02.2024).
 - [12] Infineon Technologies AG. *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).
 - [13] Infineon Technologies AG. *Green Hydrogen: Efficient electrolysis through comprehensive power conversion solutions.* 2023. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Green_Hydrogen-Efficient_electrolysis_through_comprehensive_power_conversion_solutions-ApplicationPresentation-v01_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c88ae21230188af562ae204f6&da=t (besucht am 22.01.2024).
 - [14] IRENA. *GREEN HYDROGEN COST REDUCTION SCALING UP ELECTROLYSERS TO MEET THE 1.5°C CLIMATE GOAL.* Abu Dhabi: International Renewable Energy Agency, 2020.
 - [15] Johann W. Kolar. *The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems.* 2012. URL: https://www.pes-publications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/_IECON_2012_Tutorial_3ph_PFC_Rectifiers_FINAL_as_sent_280912.pdf (besucht am 20.01.2024).

- [16] 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).
- [17] Schmidt, Walter. *Abwaertswandler*. 2023. URL: http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smps/abw_hilfe.html (besucht am 28. 12. 2023).
- [18] Schrittewieser, 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).
- [19] Schrittewieser, 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).
- [20] Schroeder, Dierk and Marquardt, Rainer. *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018.
- [21] 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).
- [22] Texas Instruments Incorporated. *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*. 2015. URL: https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1708062625586&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F (besucht am 16. 02. 2024).
- [23] Toepler, Johannes and Lehmann, Jochen. *Wasserstoff und Brennstoffzelle: Technologien und Marktperspektiven*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017.
- [24] 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).
- [25] VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V. *VDE-AR-N 4120:2018-11 Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Hochspannung)*. Berlin: VDE VERLAG GMBH, 2018.

- [26] Zhiyu Cao and Peter Wallmeier. *High-Power Rectifier Technologies for Hydrogen Electrolysis*. Warstein: IEEE, 2023.
- [27] Dehong Zhou u. a. *Vector Shifted Model Predictive Power Control of Three-Level Neutral-Point-Clamped Rectifiers*. 2019. URL: [10.1109/TIE.2019.2946549](https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2946549) (besucht am 20.01.2024).

Anhang

Tabelle A1: Inhalt der CD

- Master-Thesis
- Simulationsmodelle
 - IAF.slx
 - config.m für den IAF
 - B6_Buck.slx
 - config.m für den B6 Buck
- Halbleitermodelle

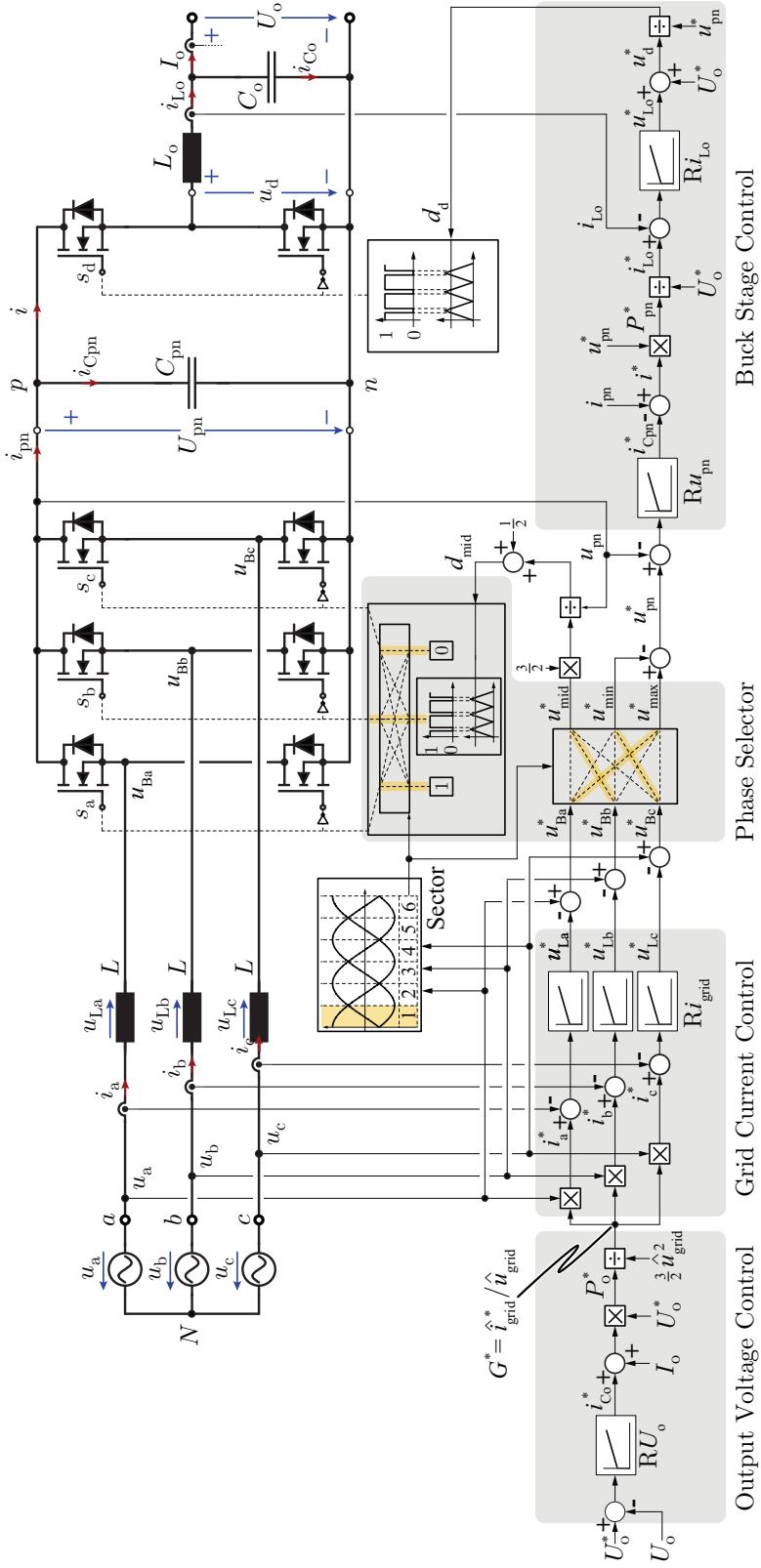


Fig. 3: Cascaded 1/3 rectifier output voltage control with the required measurements and indicated phase assignment for sector I.

Abbildung A1: Regelungsstruktur des B6-1/3-PWM nach Menzi et Al. [8]

Tabelle A2: Bewertungsmatrix der vier Simulierten Topologien

Topologie	B6-1/3-PWM	Swiss	IAF	6-Switch Buck	%
L1 Netzinduktivität	136	17,5	1	17,5	
Gespeicherte Energie	17,6	1,8	0,1	1,8	
L2 DC Induktivität	136	136	136	136	
Ripplestrom absolut	88,5	88,5	88,5	88,5	
Gespeicherte Energie	7,8	7,8	7,8	7,8	
L3 IAF IVS Induktivität	-	-	302,2	-	
Gespeicherte Energie	0	0	8,82	0	
Summe:	225,52	9,6	16,8	9,6	
Induktivität normiert:	1	0,38	0,66	0,38	50
C1 Netzkapazität	-	50	50	50	
C2 am Elektrolyseur	1	1	1	1	
C3 DC Zwischenkreis	25	-	50	-	
Kapazität normiert:	0,26	0,5	1	0	5
SiC 4mOhm	0	0	2	0	
SiC 2mOhm	10	8	4	12	
Vienna SiC 5mOhm	0	6	6	0	
SiC normiert:	0,83	0,87	0,53	1	15
Vienna Diode	0,0	6,0	6,0	0,0	
Dioden normiert	0,0	1	1	0	5
Treiberanzahl	8	7	7	12	
Treiber normiert:	0,67	0,58	0,58	1,00	5
Schaltverluste 30 Grad	567	215	503	303	
Leitverluste 30 Grad	254	1121	1311	543	
Gewichtung 30 Grad	75%	75%	75%	75%	
Schaltverluste 0 Grad	554	243	511	399	
Leitverluste 0 Grad	326	781	748	722	
Gewichtung 0 Grad	25%	25%	25%	25%	
Verluste normiert:	0,50	0,75	1,00	0,55	20
Gesamt	0,77	0,57	0,74	0,52	