



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

Master-Thesis

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

Vorgelegt von:

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

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

Troisdorf, den 20.01.2024

Erklärung zur Master-Thesis

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

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

Ort, Datum

Unterschrift

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 (1/3-PWM-PFC) 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	VI
Abkürzungsverzeichnis	VII
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Technik	1
1.2 Ziel der Arbeit	3
2 Grundlagen	4
2.1 Wasserstoff-Elektrolyse	4
2.2 Stromrichter	5
2.2.1 Gleichrichter	5
2.2.2 DC-DC Wandler	6
2.2.3 Power Factor Correction (PFC)	7
2.3 IAF Rectifier	8
2.4 1/3 PWM PFC Rectifier	9
2.5 Leistungshalbleiter	10
2.6 Induktive Komponenten	11
2.7 Simulationssoftware	11
2.7.1 PLECS	12
3 Anforderungen	13
3.1 Stromnetz	13
3.1.1 Systemdienstleistungen (SDL)	14
3.1.2 Fault-Ride-Through (FRT))	15
3.2 Elektrolyseur	16
3.3 Zusammenfassung	16
3.4 Bewertungskriterien	16
4 Vorauswahl	17
4.1 Mögliche Topologien	17
4.1.1 6-Switch Boost PFC Rectifier	17
4.1.2 Vienna Rectifier	18
4.1.3 6-Switch Buck PFC Rectifier	18
4.1.4 Swiss Rectifier	19
4.1.5 2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier	19
4.1.6 Trident Rectifier	20
4.1.7 Y-Rectifier	20
4.1.8 3-Level Neutral Point Clamped	21

4.1.9	3-Level Active Neutral Point Clamped	21
4.1.10	Three-Level Flying Capacitor (FC) Boost-Type Rectifier System . .	22
4.1.11	Three-Level Flying Capacitor (FC + Tiefsetzsteller)	23
4.2	Auswahl der Topologien	23
5	Simulation	25
5.1	Randbedingungen	27
5.2	Tiefsetzsteller	27
5.2.1	Auslegung der Induktivität	27
5.2.2	Regelung	28
5.3	IAF	28
5.3.1	Auslegung der Induktivitäten	28
5.3.2	Regelung	29
5.4	B6 1/3 PFC Buck	32
5.4.1	Auslegung der Netzinduktivität	33
5.4.2	Regelung	33
6	Auswertung	36
6.1	B6PFC	38
6.2	IAF	41
7	Zusammenfassung & Ausblick	45
Literatur		47
Inhalt der CD		49
Anhang		50

Abbildungsverzeichnis

1.1-1	Systemkosten PEM Elektrolyse	2
1.1-2	Elektrolyse Kapazität bis 2030	2
2.1-1	Elektrolyseur Spannungseffizienz	5
2.2.1-1	Diodengleichrichter (a) mit Strom und Spannungsverlauf (b)	6
2.2.2-1	Tiefsetzsteller	7
2.3-1	IAF Gleichrichter Topologie	8
2.4-1	1/3 PWM PFC Topologie mit Tiefsetzsteller	9
2.4-2	Sektorenaufteilung und Schaltverhalten von IAF und B6 1/3 [8]	10
2.5-1	Darstellung der Ausschaltverluste [10]	11
2.7.1-1	Tiefsetzsteller mit Effizienzbestimmung	12
3.1-1	Zulässiger Bereich des Verschiebungsfaktors $\cos \phi$ bei Wirkleistungsbezug	13
3.1-2	quasistationären Betrieb (a) und Fault-Ride-Through (FRT) (b)	14
3.1.1-1	Technischen Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen Stand 2019 .	15
4.1.1-1	Six Switch Boost PFC Rectifier	17
4.1.2-1	Vienna Rectifier	18
4.1.3-1	Six Switch Buck PFC Rectifier	19
4.1.4-1	Swiss Rectifier	19
4.1.5-1	2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier	20
4.1.6-1	Trident Rectifier	20
4.1.7-1	Y Rectifier	21
4.1.8-1	3-Level Neutral Point Clamped	21
4.1.9-1	3-Level ANPC	22
4.1.10-1	Three Level Flying Capacitor Boost-Type	23
4.1.11-1	3L FC + Tiefsetzsteller	23
5-1	Übersicht der PLECS Simulation	25
5-2	Zusammenfassung der Simulationsoutputs	26
5.3-1	Simulationsaufbau der Halbleiter des IAF	28
5.3-2	Simulationsaufbau der Halbleiter des IVS vom IAF	29
5.3.2-1	Regelung des Tiefsetzstellers des IAF	30
5.3.2-2	Struktur der Regelung des IAF [18]	30
5.3.2-3	PLECS Aufbau der Input Voltage Selector (IVS) Ansteuerung	31
5.3.2-4	Bestimmung des Sollstroms der mittleren Phase	31
5.3.2-5	Regelung des Stroms in der mittleren Phase	32
5.4-1	PLECS Aufbau der B6 Leistungshalbleiter	32
5.4-2	PLECS Aufbau des Tiefsetzstellers der B6 Topologie	33
5.4.2-1	Regelung des 1/3-PWM-PFC	34
5.4.2-2	PLECS Regelung der Ausgangsleistung als Sollgröße	34
5.4.2-3	PLECS Regelung der Netzimpedanz und Phasenabschnittserkennung .	35
5.4.2-4	PLECS PWM Erzeugung des B6 Gleichrichters	35

Abbildungsverzeichnis

6.1-1	Temperaturverhalten der Halbleiter des B6 mit (voll dargestellt) und ohne (schwach dargestellt) Phasenverschiebung	38
6.1-2	Eingangs- und Ausgangsgrößen ohne Phasenverschiebung	39
6.1-3	Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Phasenverschiebung	40
6.2-1	Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF ohne (a) und mit (b) Phasenverschiebung	42
6.2-2	Simulationsergebnisse des IAF ohne Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität	43
6.2-3	Simulationsergebnisse des IAF bei 30 Grad Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität	44
7-1	Doppelpulstestprüfstand	45
7-2	Strompfad im Fall eines Blitzeinschlag beim IAF	46

Tabellenverzeichnis

3.3-1	Anforderungen an den Gleichrichter Aktuell und in Zukunft	16
4.2-1	Topologievergleich zur Vorauswahl	24
6-1	Auflistung der Simulationsbetriebsparameter	36
6-2	Auflistung der Simulationsergebnisse und Bewertung	37

Abkürzungsverzeichnis

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

1 Einleitung

Um die Klimaschutzziele zu erreichen, wird eine Vielzahl von Maßnahmen notwendig sein, 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. Ein Medium für die langfristige Speicherung und den Transport von Energie bietet Wasserstoff, der auf unterschiedliche Weise gewonnen werden kann und vielfältige Einsatzmöglichkeiten bietet. 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 [19].

1.1 Stand der Technik

Aktuelle Ansätze für Hochleistungsgleichrichter für die Elektrolyse sind in [22] dargestellt, beschränken sich aber auf einzelne Anwendungsfälle. 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 proton Exchange Membrane bzw. Polymer Electrolyte Membrane (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 [11].

Die Abb. 1.1-2 zeigt zudem, dass der Ausbau der Elektrolyse in den letzten Jahren 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.

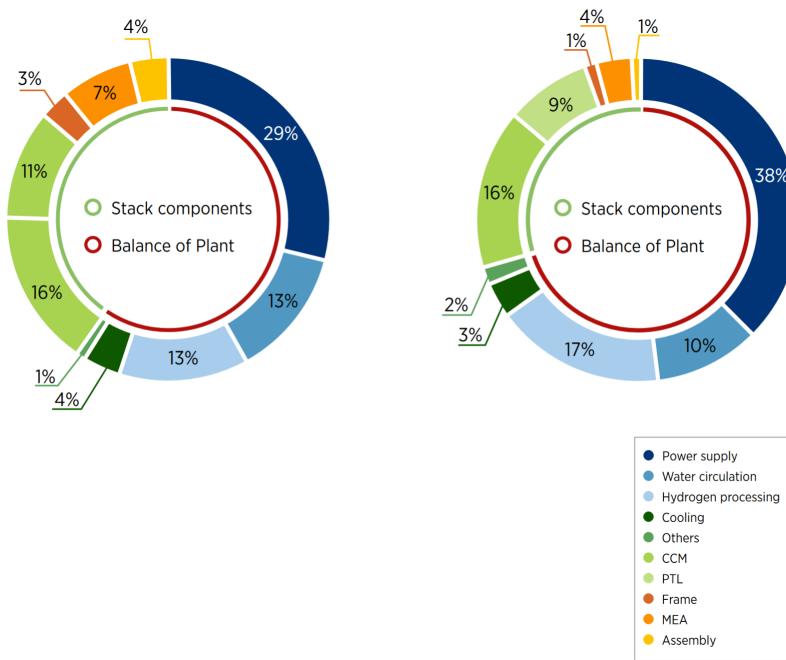


Abbildung 1.1-1: Systemkosten PEM Elektrolyse links 10 MW pro Jahr, rechts 1 GW pro Jahr [11]

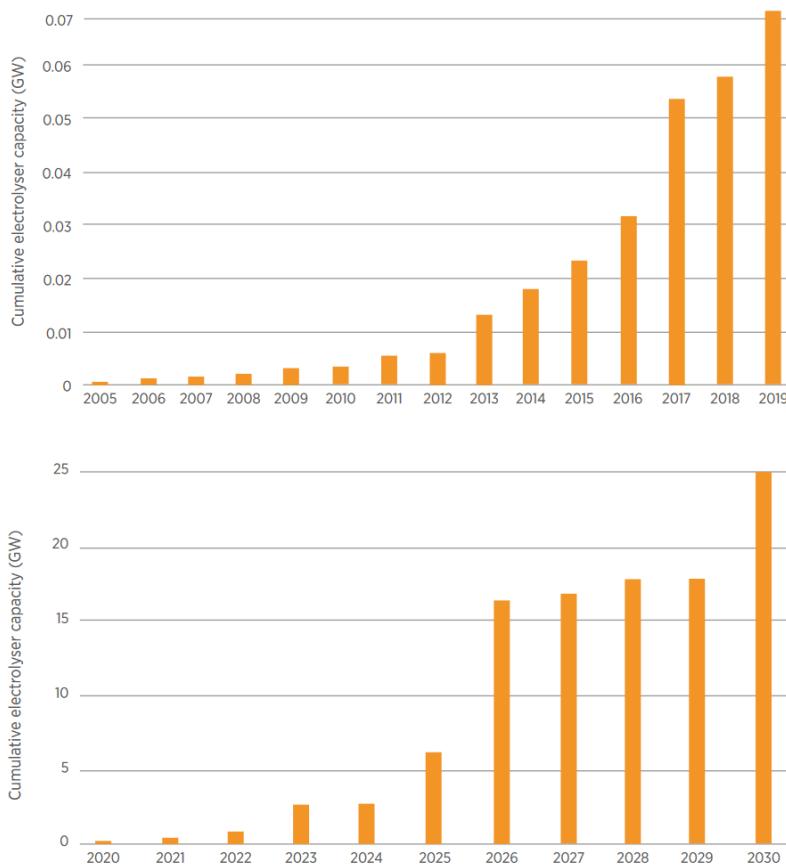


Abbildung 1.1-2: Elektrolysekapazität Stand 2020 mit Ausblick bis 2030 [11]

1.2 Ziel der Arbeit

Ziel ist es, die beiden ausgewählten Stromrichtertopologien (IAF und 1/3-PWM-PFC) 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 Erweiterung PLECS abzubilden. Durch die Modellierung der Halbleiter kann die Verlustleistung und damit der Wirkungsgrad und indirekt der Kühllaufwand 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 bei einer Phasenverschiebung von 30 Grad und 0 Grad betrachtet. Anschließend erfolgt eine Gesamtbewertung durch Gewichtungsfaktoren der einzelnen Kategorien.

2 Grundlagen

Die Leistungselektronik ist ein komplexes Thema, das im Grunde mit den Anfängen der Elektrizität beginnt, wobei die Umwandlung und Übertragung von Strom die ersten großen Hürden darstellen. Insbesondere die Entscheidung zwischen Wechsel- und Gleichstrom in den Übertragungs- und Verteilungsnetzen war eine erste große Debatte. Mit der Weiterentwicklung der Halbleitertechnik zeigte sich, dass die Gleichstromtechnik vor allem 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 alkalischen Elektrolysetechnik (AEL) ist, im Gegensatz zur neueren PEM, Elektrolyse, bereits seit langem bekannt und optimiert. Die AEL benötigt in der Regel eine wässrige KOH-Lauge 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 [20].

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 durch Einsparung von Kompressoren. Optimierungsbedarf besteht jedoch noch bei der Lebensdauer der Membranen und den benötigten Edelmetallen [20].

Die Hoch Temperatur Elektrolyse (HTEL) nutzt die Vorteile höherer Temperaturen, die thermodynamische Vorteile für den elektrischen Wirkungsgrad bringen, jedoch hohe Anforderungen an die verwendeten Materialien stellen. Daher befindet sich die Festoxidelektrolyse 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.

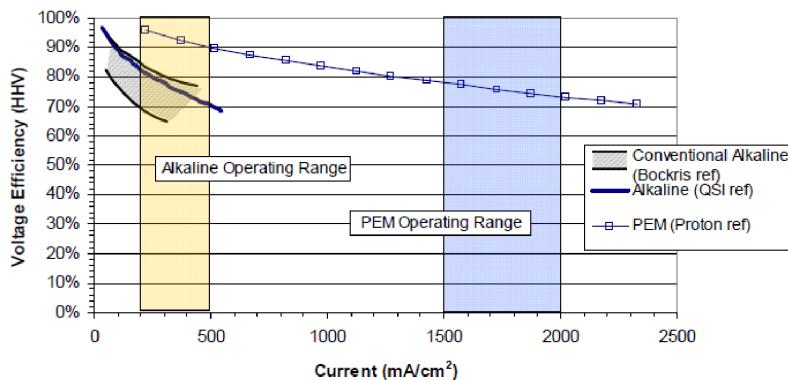


Abbildung 2.1-1: Elektrolyseur Spannungseffizienz [20]

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, netzgesteuert und ungesteuert unterschieden werden, sowie die Implementierung einer Power Factor Correction (PFC) betrachtet werden [17].

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 Diodengleichrichter ist jedoch nur bedingt für einen gewünschten Stromverlauf geeignet. In Abbildung 2.2.1-1 ist der Diodengleichrichter mit Netzspannung und Strom dargestellt. Der Stromverlauf zeigt starke Sprünge und der gewünschte sinusförmige Verlauf ist nur schwer erkennbar. Außerdem ist es mit dieser Schaltung nicht möglich, die Ausgangsspannung oder den Strom zu variieren.

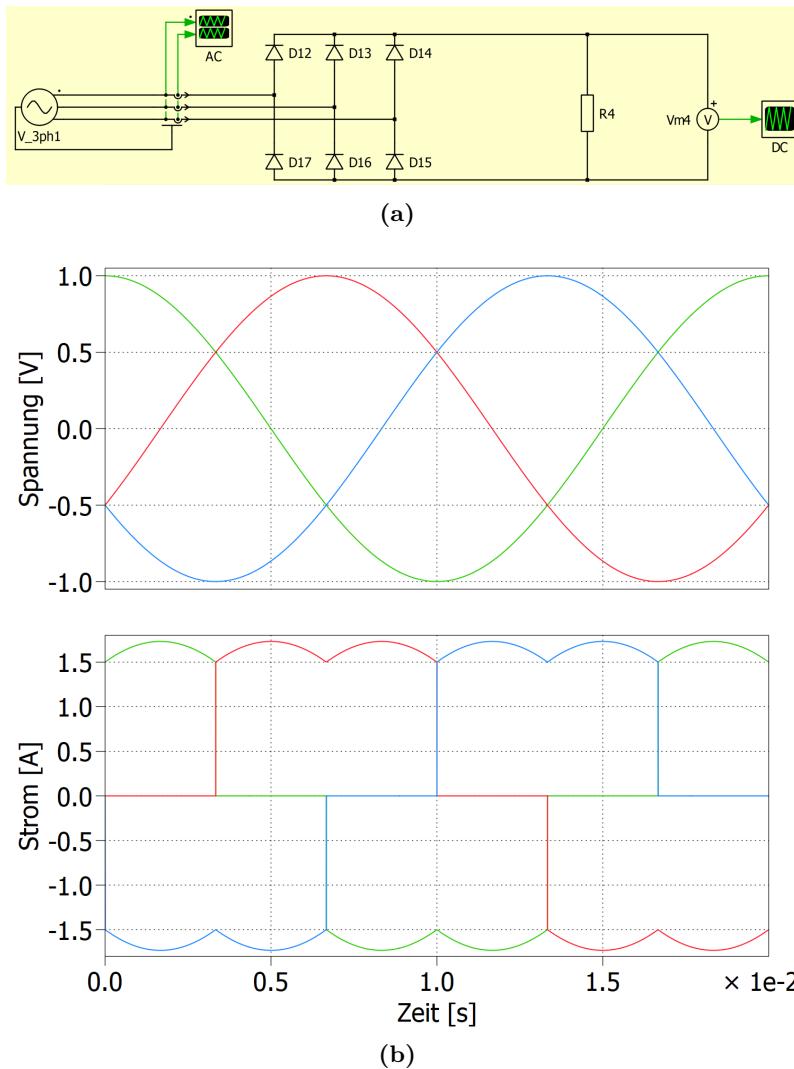


Abbildung 2.2.1-1: Diodengleichrichter (a) mit Strom und Spannungsverlauf (b)

Für Elektrolyseanlagen mit mehreren Megawatt Leistung ist eine Parallelisierung der Leistungshalbleiter notwendig, da bei Spannungen bis 1000 V die Ströme für einzelne Halbleiter zu hoch sind. Außerdem bietet die Parallelisierung durch Interleaving und Phasenverschiebung deutliche Vorteile bei der Verzerrung und damit der Filterung. Mit thyristorbasierten Schaltungen können große Leistungen effizient umgesetzt werden, allerdings führen sie zu deutlichen Verzerrungen im Stromverlauf und zu einem schlechteren Leistungsfaktor. Sie erfordern daher passive oder aktive Filter, die die Systemkosten erhöhen [7]. Als Alternative werden active front end (AFE) Gleichrichter eingesetzt, die wesentlich geringere Verzerrungen und völlige Freiheit bei der Regelung des Eingangsstroms bieten. Auf Filter und Blindleistungskompensation kann in diesem Fall verzichtet werden [7].

2.2.2 DC-DC Wandler

Der Hochsetzsteller und der Tiefsetzsteller sind grundlegende Topologien, die im Wesentlichen aus zwei Halbleitern und einer Induktivität bestehen. In Abb. 2.2.2-1 ist die Schaltung eines Tiefsetzstellers dargestellt. Über die 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 Betrieb ohne Unterbrechung über die Beziehung $U_{out} = D \cdot U_{in}$ berechnet werden [14].

Die Speicherdiode des Tiefsetzstellers kann nach der Formel 2.2.2-1 ausgelegt werden,

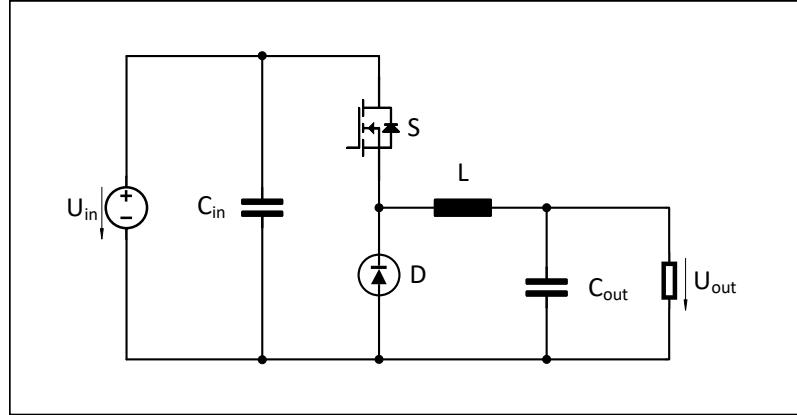


Abbildung 2.2.2-1: Tiefsetzsteller

wobei der gewünschte Stromrippel beispielhaft auf maximal 30 Prozent des Ausgangstrom (I_a) festgelegt wird [14].

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

Wird die Eingangsspannung durch einen dreiphasigen Diodengleichrichter, wie in Abb. 2.2.1-1 dargestellt, implementiert, so kann die Eingangsspannung mit $U_{LL} \cdot \sqrt{2}$ berechnet werden. Daraus ergibt sich die Formel 2.2.2-2 bezogen auf die Phasenspannungen.

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

Eine weitere Optimierungsmöglichkeit bietet das Interleaving, bei dem zwei Kreise parallel betrieben werden und die Regelung so gekoppelt ist, dass sie abwechselnd schaltet. Dadurch können einerseits die Drosseln besser ausgenutzt und andererseits die Welligkeit des Stroms halbiert werden.

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 Netz-

ströme 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 Gleichspannungzwischennetz gewährleisten können.

2.3 IAF Rectifier

Der IAF Gleichrichter wurde erstmals 1997 in [13] 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 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 [16]. Das Netzwerk aus bidirektionalen Schaltern, auch 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. Durch die Verschiebung muss ein größerer Strom zwischen den Halbleitern kommutieren.

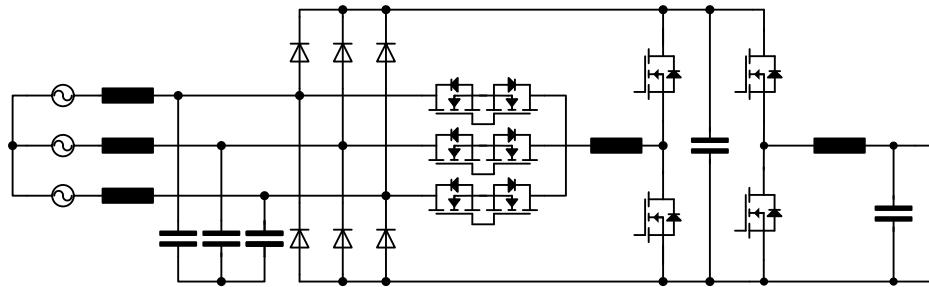


Abbildung 2.3-1: IAF Gleichrichter Topologie mit Tiefsetzsteller

2.4 1/3 PWM PFC Rectifier

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 SDL reduziert. Das Verfahren wurde von Menzi, Bortis und Kolar [8] ausführlich beschrieben. Zur Regelung der Ausgangsspannung wird ein entkoppelter Tiefsetzsteller verwendet.

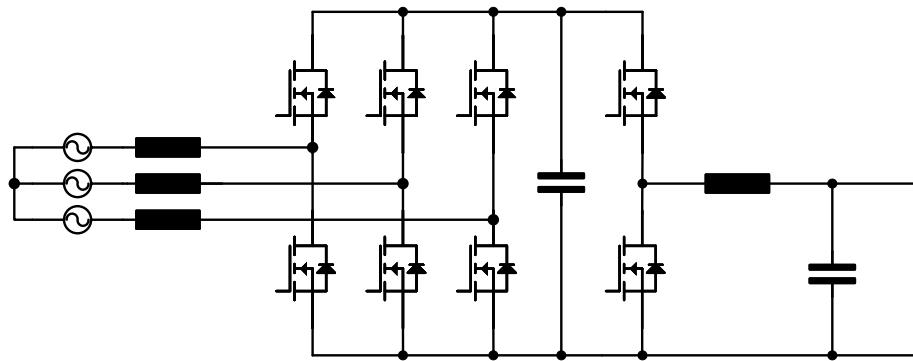


Abbildung 2.4-1: 1/3 PWM PFC Topologie mit Tiefsetzsteller

Die Besonderheit der Regelung besteht darin, dass die Phase, die gerade keinen Strom führt, weil sie die niedrigste Spannung hat, durch Pulsweiten Modulation (PWM) Ansteuerung 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. 2.4-2. Im hervorgehobenen Abschnitt ist die 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 Potential und -1 die Verbindung mit dem negativen Potential des Zwischenkreises U_{pn} darstellt [8].

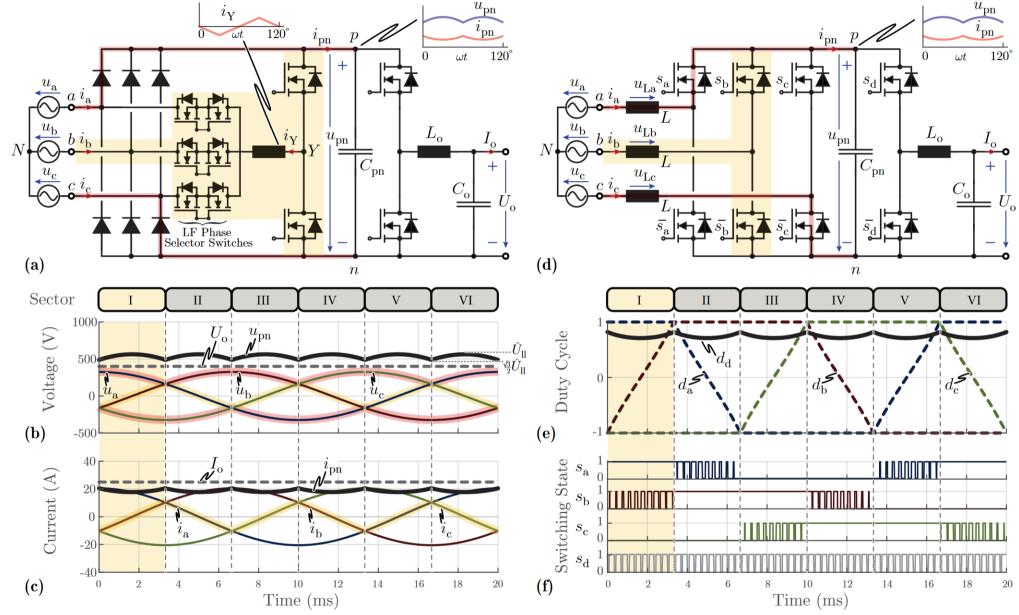


Abbildung 2.4-2: Sektorenaufteilung und Schaltverhalten von IAF und B6 1/3 [8]

2.5 Leistungshalbleiter

Halbleiter sind prinzipiell alle Bauelemente mit mindestens 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 Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistors (MOSFET) relevant. Diese verdrängen derzeit in der Leistungselektronik häufig den verbreiteten 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) dargestellten Ausschaltverluste eines Halbleiters zeigt Abb. 2.5-1. 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.

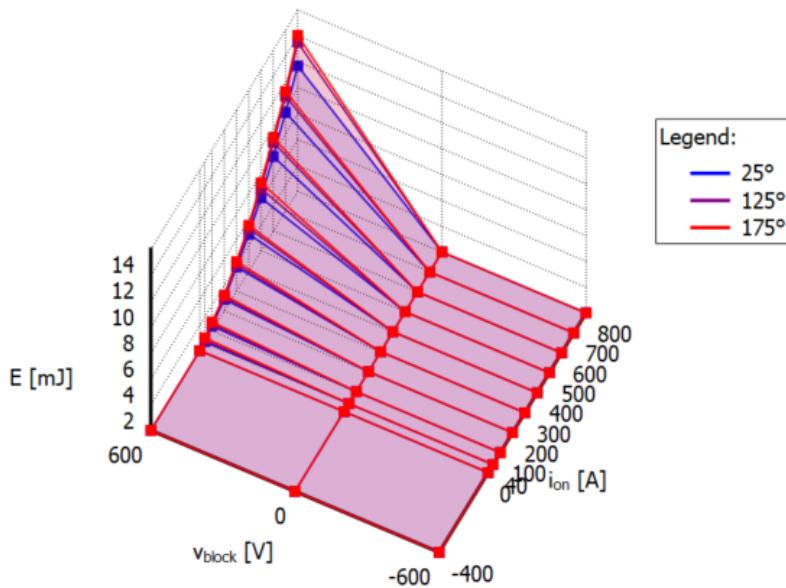


Abbildung 2.5-1: Darstellung der Ausschaltverluste [10]

2.6 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 in der Regel mit 30 Prozent des Effektivstroms ausgelegt. Für Drehstromsysteme kann der Ripplestrom nach der Formel 2.6-1 ermittelt werden. Dabei sind Scheinleistung (S) und Leiterleiterspannung (U_{LL}) die Spannungen zwischen den Außenleitern. [3].

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

Außerdem kann über die Gespeicherte Energie in der Spule (W_L) eine Aussage über die Größe und damit indirekt über die Kosten und den Platzbedarf getroffen werden. Die Energie W_L kann mit der Formel 2.6-2 berechnet werden. Dazu wird der Wert der Induktivität und der Effektivwert des Stroms I_{RMS} benötigt [3].

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

2.7 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.

2.7.1 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. 2.7.1-1 zu sehen, die thermische Kette muss aus Datenblättern o.ä. der Kühlkörper bekannt sein. 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.

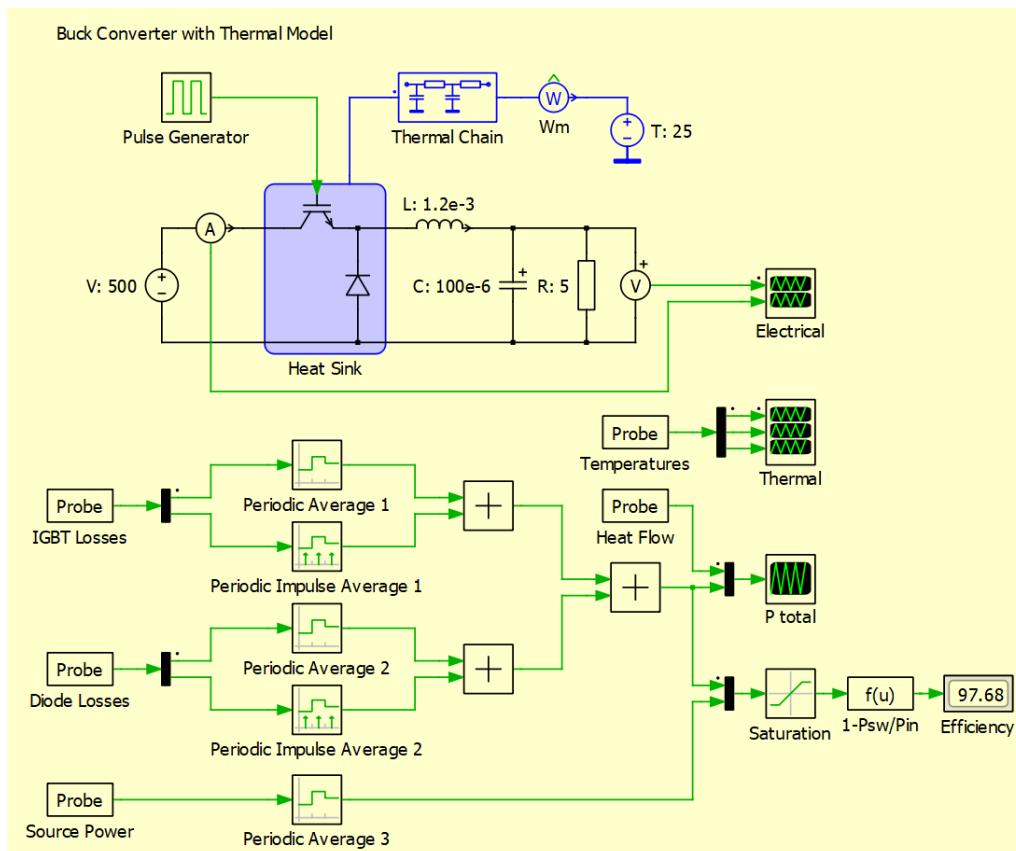


Abbildung 2.7.1-1: Tiefsetzsteller mit Effizienzbestimmung

3 Anforderungen

In diesem Kapitel werden die Anforderungen an den Elektrolyseur von beiden Seiten beschrieben. Auf der einen Seite fordert der Netzbetreiber u.a. die Einhaltung der Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik (VDE) Richtlinien für den Netzanschluss. 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 die 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)" [21]. 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 3.1-1. 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.

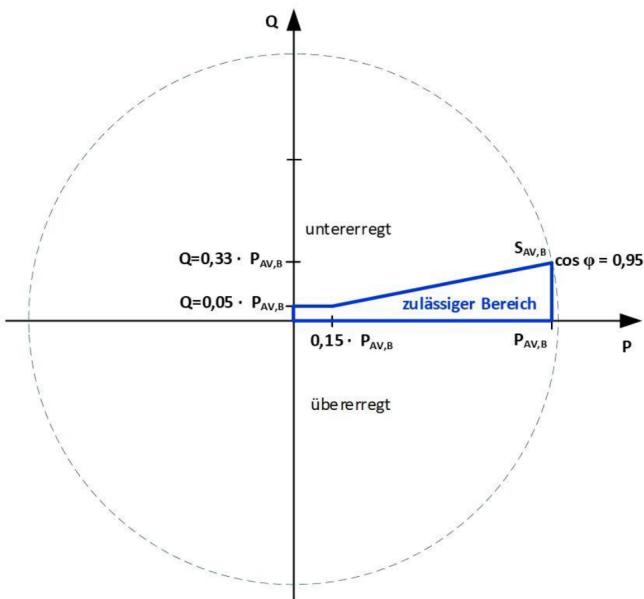
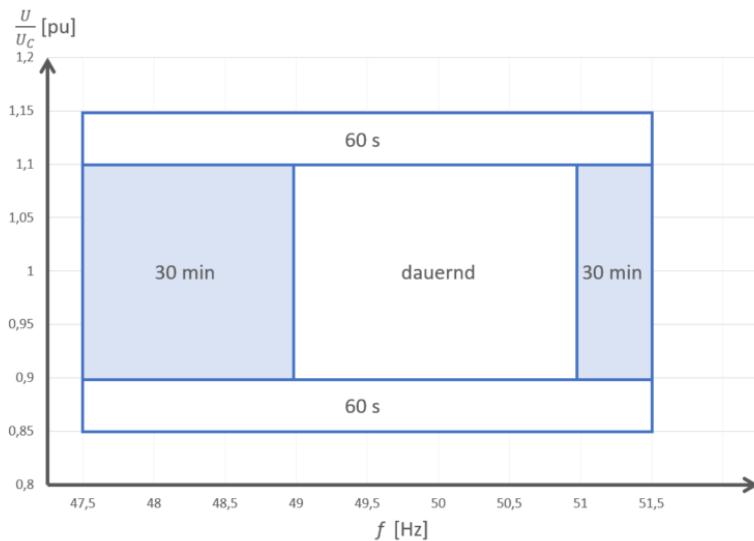
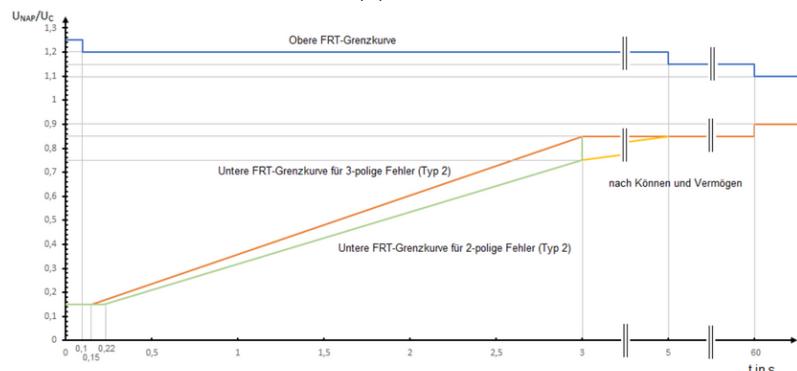


Abbildung 3.1-1: VDE TAR4120: Zulässiger Bereich des Verschiebungsfaktors [21]

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. 3.1-2 (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 Blitzschlag oder Kurzschluss muss die Anlage kurzzeitig deutlich größere Spannungsschwankungen ertragen. Diese Anforderung wird als FRT bezeichnet und kann die Spannung für bis zu 100 Millisekunden um 25 Prozent erhöhen, siehe Abbildung 3.1-2 (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.



(a)



(b)

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

3.1.1 Systemdienstleistungen (SDL)

Generell ist die Bundesnetzagentur für die Regulierung und Überwachung aller Dienstleistungen und Aktivitäten im deutschen Netz zuständig. Dazu gehört auch die Bereitstellung und Sicherstellung von Blindleistung neben der Wirkleistung, die effizient, transparent

und diskriminierungsfrei am Markt zu beschaffen ist. Hierfür bieten sich zukünftig große Verbrauchseinrichtungen wie Elektrolyseure neben Erzeugungsanlagen an und diese Dienstleistungen können die Wasserstofferzeugung wirtschaftlicher machen.

Die Systemdienstleistungen werden nach VDE-ARN 4141-1 in vier Kategorien unterteilt: 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. 3.1.1-1. Frequenzschwankungen stellen für stromrichterbasierte Elektrolyseanlagen 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.

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

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

3.1.2 Fault-Ride-Through (FRT))

Aufgrund von Netzfehlern oder 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 [22].

3.3 Zusammenfassung

Die Anforderungen an den Gleichrichter sind in Tabelle 3.3-1 zusammengefasst, für die Umsetzung sind die Zukünftigen Anforderungen relevant.

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

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

3.4 Bewertungskriterien

Die Kriterien für die endgültige Auswahl der Topologie setzen sich aus der Erfüllung der Anforderungen und der Bewertung der Hardware zusammen. Die grundsätzlichen Anforderungen von Seiten des Stromnetzes und des Elektrolyseurs wurden bereits in der Vorauswahl berücksichtigt und können nun im Detail anhand von Total Harmonic Distortion (THD) und Ripplegrößen betrachtet werden. Die Quantifizierung der Hardware erfolgt zum einen über die Verlustleistung in den Halbleitern, die indirekt auch den Kühlungsaufwand abbildet, zum anderen über die Größe und den Aufwand der Komponenten.

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 [12]. 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 Basistopologie, die der Vollständigkeit halber aufgeführt wird, 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 Dioden durch Schalter ersetzt, siehe Abbildung 4.1.1-1. Dies ermöglicht im Zusammenspiel mit den Eingangsimpedanzen ein Boost-Verhalten und die Modulation der Eingangsströme über verschiedene PWM-Verfahren zum gewünschten sinusförmigen Eingangsstrom.

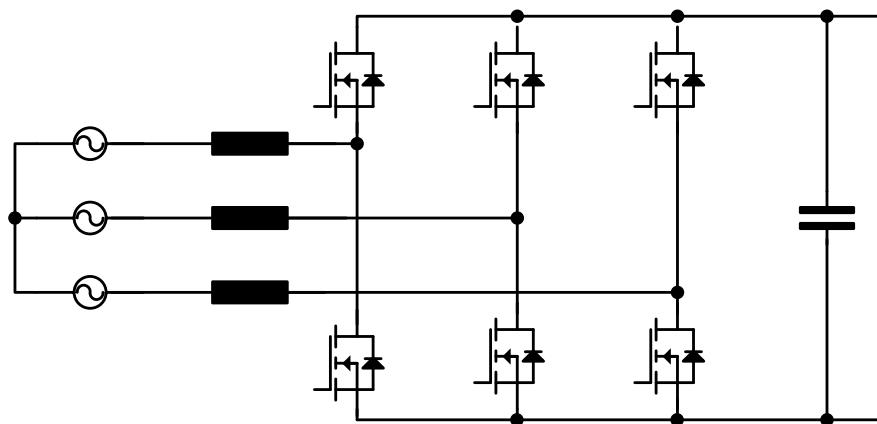


Abbildung 4.1.1-1: Six Switch Boost PFC Rectifier

4.1.2 Vienna Rectifier

Hierbei handelt es sich ebenfalls um eine Hochsetzstellentopologie. 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 4.1.2-1. Durch diese 3-Level Struktur kann eine bessere Form des Eingangsstroms erreicht werden als bei der 2-Level 6-Switch Boost PFC Topologie. Außerdem kann aus dem gleichen Grund die Induktivität kleiner sein.

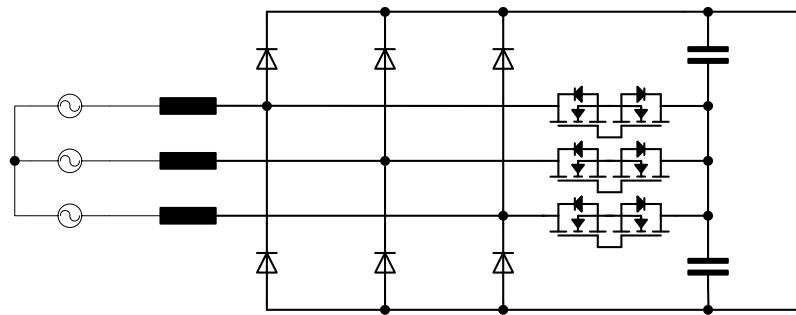


Abbildung 4.1.2-1: Vienna Rectifier

4.1.3 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. Aus diesem Grund werden die Schalter durch Dioden ergänzt, wie in Abbildung 4.1.3-1 dargestellt.

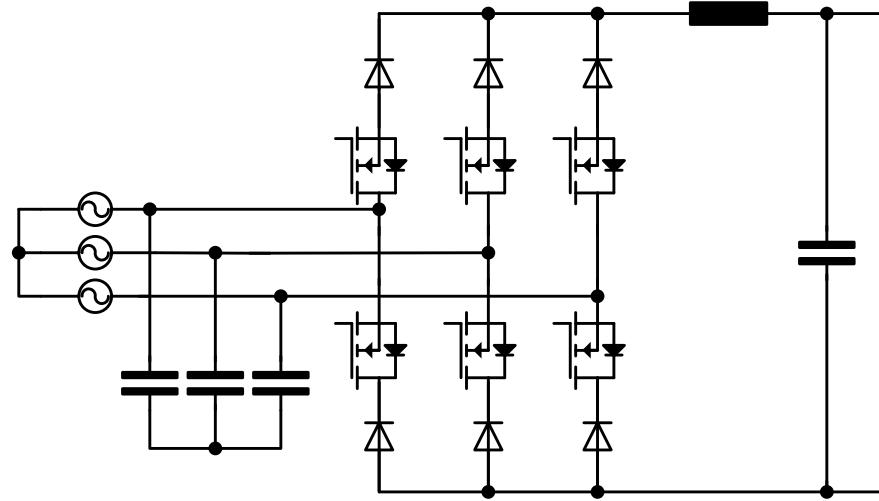


Abbildung 4.1.3-1: Six Switch Buck PFC Rectifier

4.1.4 Swiss Rectifier

Diese Topologie integriert den Tiefsetzsteller in die Schaltung des IAF. 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 4.1.4-1 zu finden, während der IAF bereits in Abbildung 2.3-1 dargestellt wurde. Durch die Einsparung des Schalters kann die Effizienz gesteigert werden.

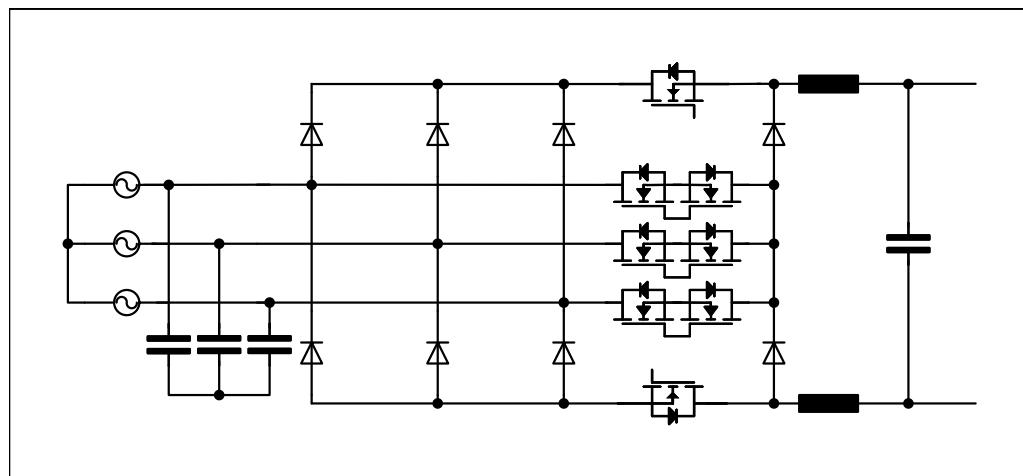


Abbildung 4.1.4-1: Swiss Rectifier

4.1.5 2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier

Um einen größeren Bereich an Ausgangsspannungen abdecken zu können, wird der 6-Switch Buck durch einen Hochsetzsteller am Ausgang erweitert. Dies zeigt die Abbildung 4.1.5-1.

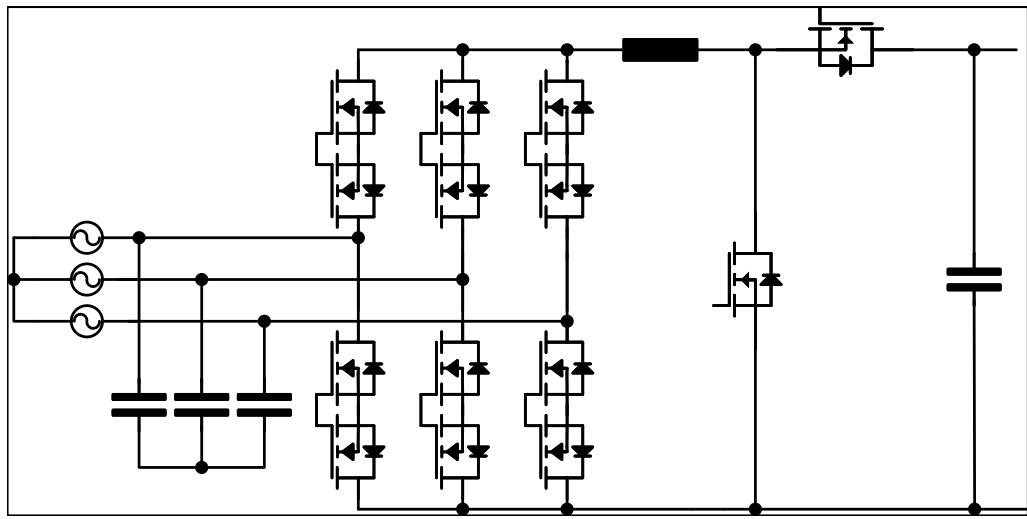


Abbildung 4.1.5-1: 2/3 PWM Buck & Boost Current Source Rectifier

4.1.6 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 4.1.6-1).

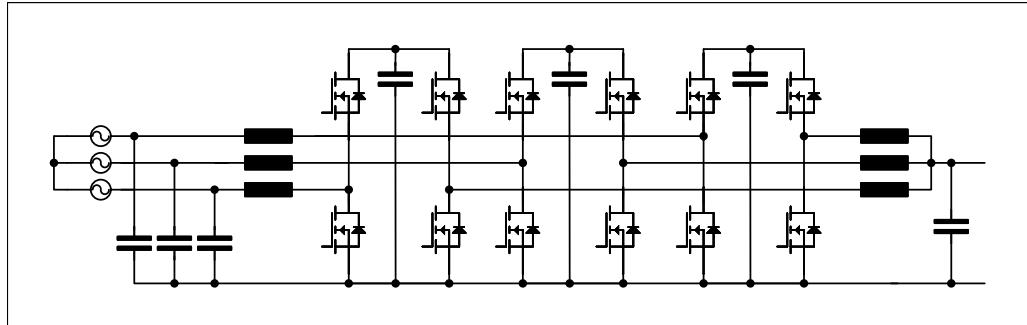


Abbildung 4.1.6-1: Trident Rectifier

4.1.7 Y-Rectifier

Anstelle der Topologie mit Hoch- und Tiefsetzsteller wird hier die umgekehrte Variante mit Tief- und Hochsetzsteller verwendet. Es wird lediglich eine dreiphasige Drossel benötigt, welche zwischen den beiden Stellgliedern platziert wird. Die Schaltung ist in Abbildung 4.1.7-1 gezeigt.

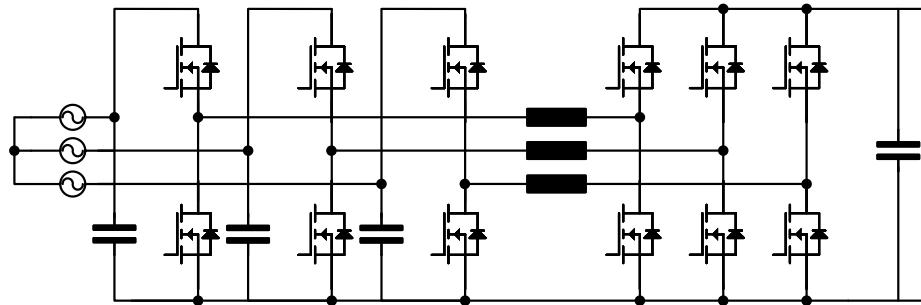


Abbildung 4.1.7-1: Y Rectifier

4.1.8 3-Level Neutral Point Clamped

Die 3L-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 alternative Ansteuerungen optimiert werden [23]. Die Schaltung benötigt insgesamt 12 Schalter und 6 Dioden sowie eine dreiphasige Drossel. Der Aufbau der Schaltung ist in Abbildung 4.1.8-1 dargestellt.

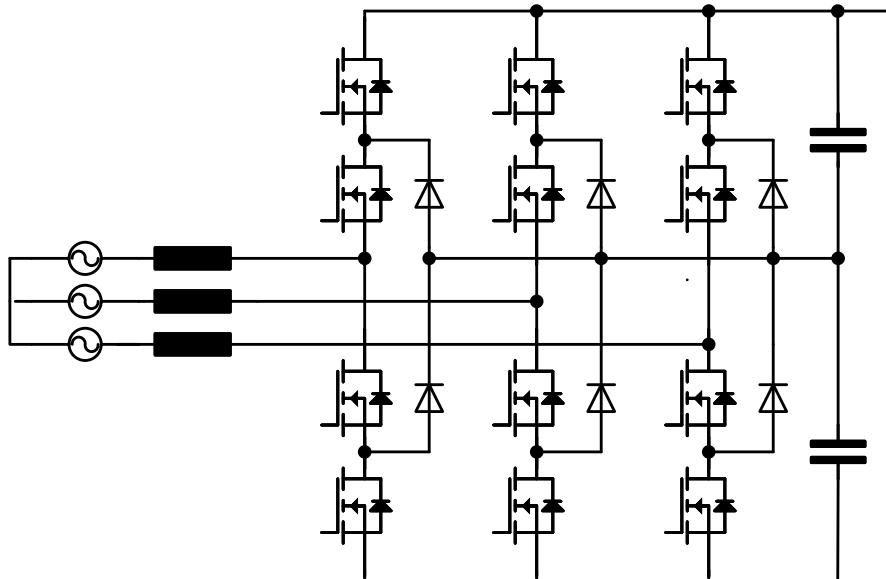


Abbildung 4.1.8-1: 3-Level Neutral Point Clamped

4.1.9 3-Level Active Neutral Point Clamped

Bei der ANPC-Schaltung werden die Dioden der NPC-Schaltung durch Schalter ersetzt, um den Sternpunkt kontrollieren zu können, siehe Abbildung 4.1.9-1. Auch hier gibt es

verschiedene PWM-Strategien, die unterschiedliche Schwerpunkte setzen, außerdem ist die Verteilung der Verlustleistung in den Halbleitern nicht trivial [9].

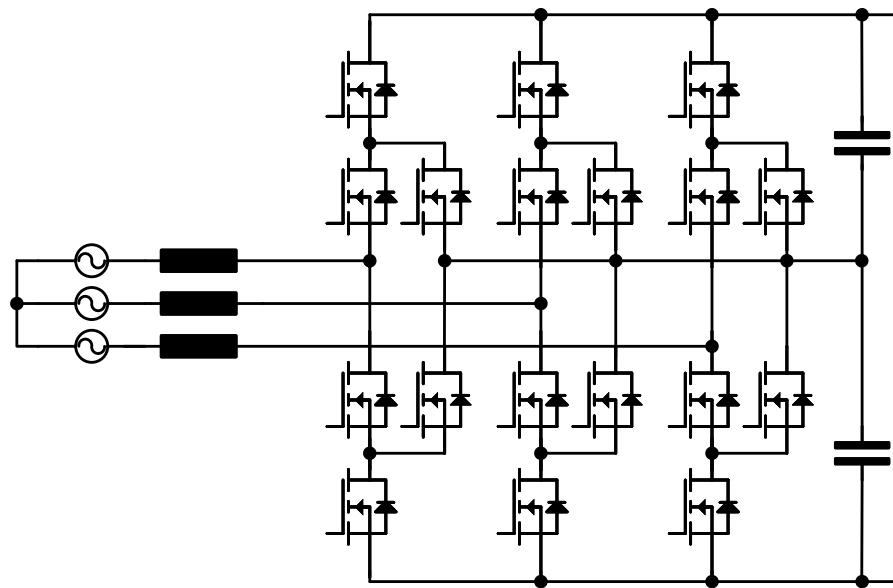


Abbildung 4.1.9-1: 3-Level ANPC

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 4.1.10-1 dargestellt und besitzt ein Hochstellendes Verhalten.

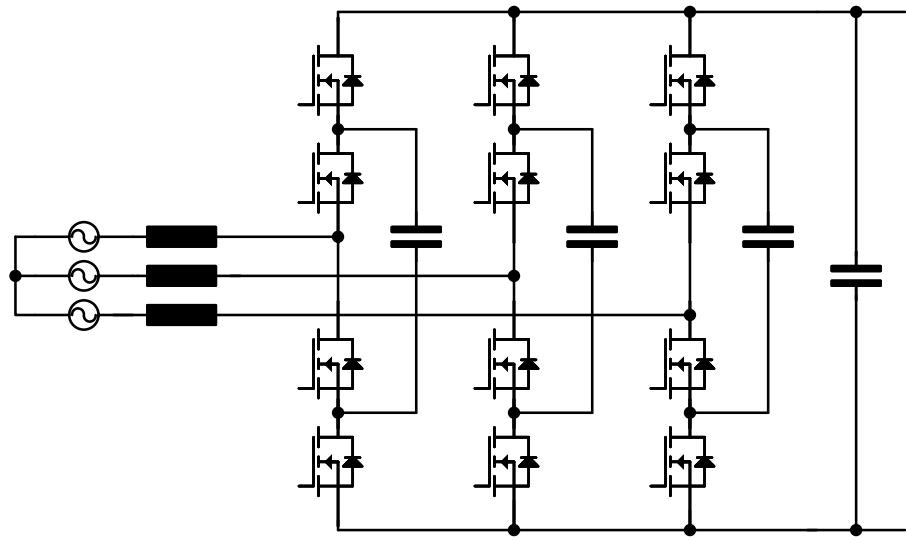


Abbildung 4.1.10-1: Three Level Flying Capacitor Boost-Type

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.

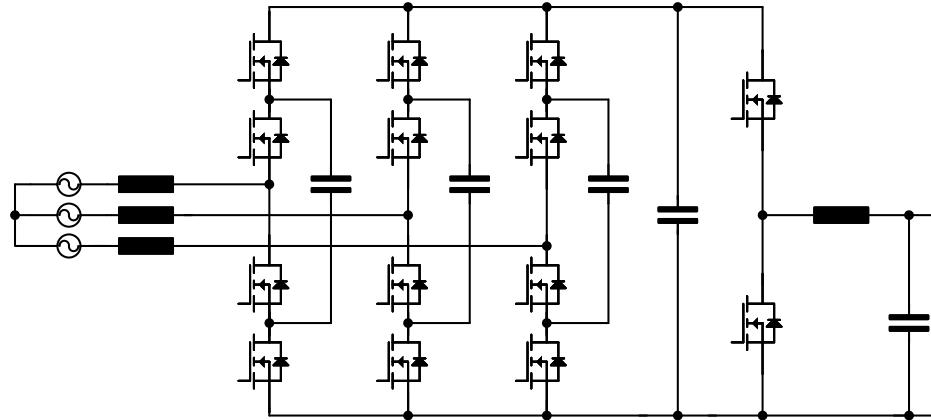


Abbildung 4.1.11-1: 3L FC + Tiefsetzsteller

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

4.2-1. Die 15 aufgelisteten Topologien, beginnend mit dem in Abbildung 2.2.1-1 dargestellten Diodengleichrichter, werden anhand der benötigten Induktivitäten, Dioden, Schalter und Stufen, sowie der Funktionen Hoch- bzw. Tiefstellend bewertet.

Die Tabelle 4.2-1 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. Aufgrund ihres simpleren Aufbaus sind Dioden günstiger als Leistungsschalter und fallen daher nicht so stark ins Gewicht. Die beiden anderen Topologien, 6-Switch Buck und Swiss Rectifier, werden in einer anderen Arbeit betrachtet.

Aufgrund der Komplexität der Schaltungen und benötigten Regelungen werden in dieser Arbeit das IAF und das B6PFC betrachtet und die Ergebnisse für eine finale Bewertung aufbereitet.

Tabelle 4.2-1: Topologievergleich zur Vorauswahl

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

5 Simulation

Die Simulationen 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.

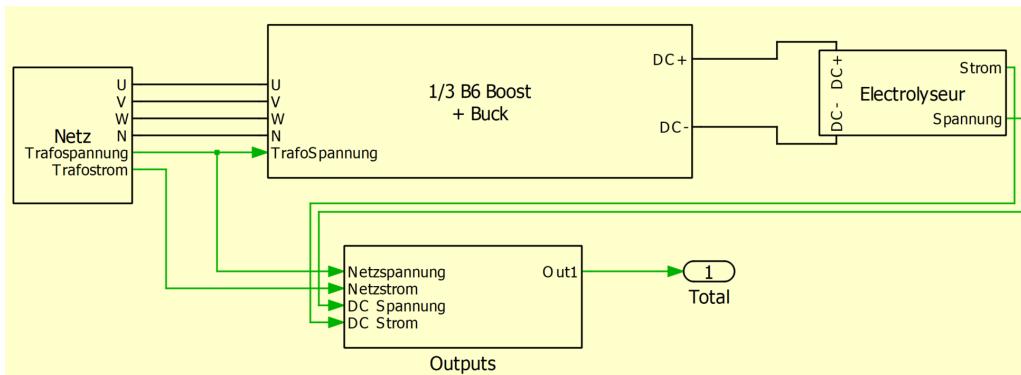


Abbildung 5-1: Übersicht der PLECS Simulation

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 einige Widerstände verwendet, um die Schaltung in PLECS berechenbar zu machen, da sonst beim Einschaltvorgang durch Kapazitäten unendlich hohe Ströme entstehen würden und in der realen Anlage immer parasitäre Widerstände vorhanden sind.

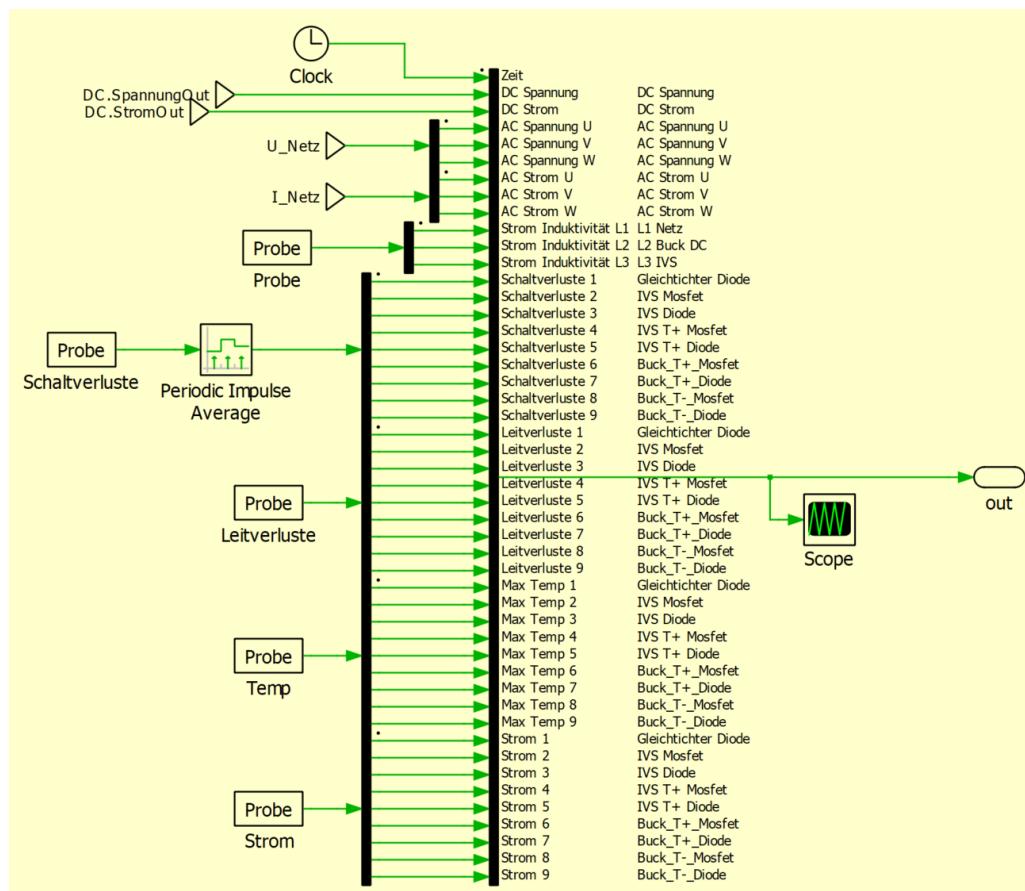


Abbildung 5-2: Zusammenfassung der Simulationsoutputs

5.1 Randbedingungen

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

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

Die Regler werden in den Simulationen nur im eingeschwungenen Zustand betrachtet, da dies für den Vergleich in festen Betriebspunkten ausreichend ist. Dies erleichtert die Auslegung der Regler, die Parameter werden so gewählt, dass ein stabiler Zustand erreicht wird und keine Schwingungen oder ähnliches auftreten. Außerdem wird für die Auswertung die letzte Periode der Simulation verwendet, 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, so dass eine getrennte Stabilitätsbetrachtung und Optimierung möglich ist.

5.2.1 Auslegung der Induktivität

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

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

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

5.2.2 Regelung

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

5.3 IAF

Der Schwerpunkt der Simulation liegt auf den Leistungshalbleitern, deren Anordnung in Abbildung 5.3-1 und 5.3-2 zu entnehmen ist. Zur Bestimmung der Verlustleistung werden Modelle von Infineon verwendet, wobei für die Dioden und den IVS ein gemeinsames Modul mit $5 \text{ m}\Omega$ Silicon-Carbide (SiC) MOSFET. Die Halbbrücke an der Induktivität wird aus einem Modul mit einem Nennstrom von 45 A aufgebaut. Alle Halbleiter haben eine Spannungsfestigkeit von 1200 V.

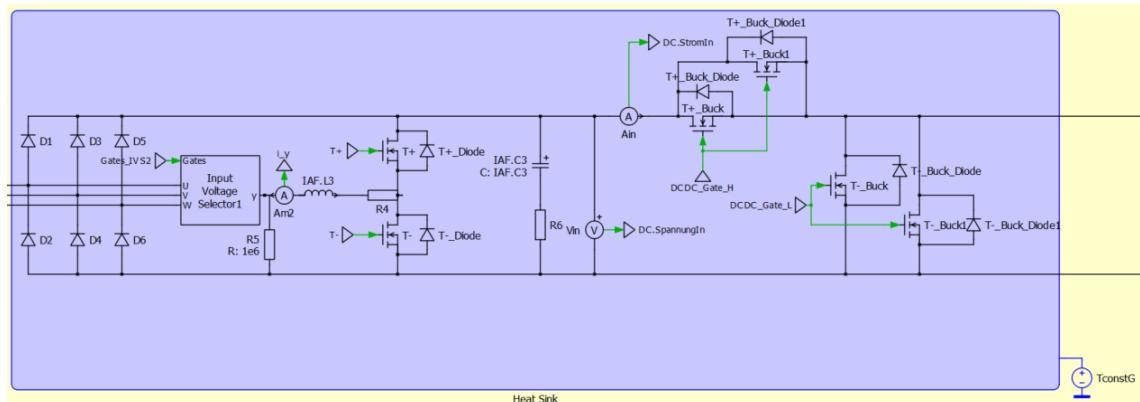


Abbildung 5.3-1: Simulationsaufbau der Halbleiter des IAF

5.3.1 Auslegung der Induktivitäten

Der maximale Rippelstrom ergibt sich aus der Leistung und der minimalen Netzspannung und beträgt 44,1 A, siehe Formel 5.3.1-1. Der Rippelstrom ist wiederum auf 30 % des Nennstroms ausgelegt. Daher muss die Induktivität einen Wert von 272 μH haben, siehe Formel 5.3.1-2.

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

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

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. Der Strom bei einer Phasenverschiebung von 30 Grad wird über den Faktor $\sin(30) = 0,5$

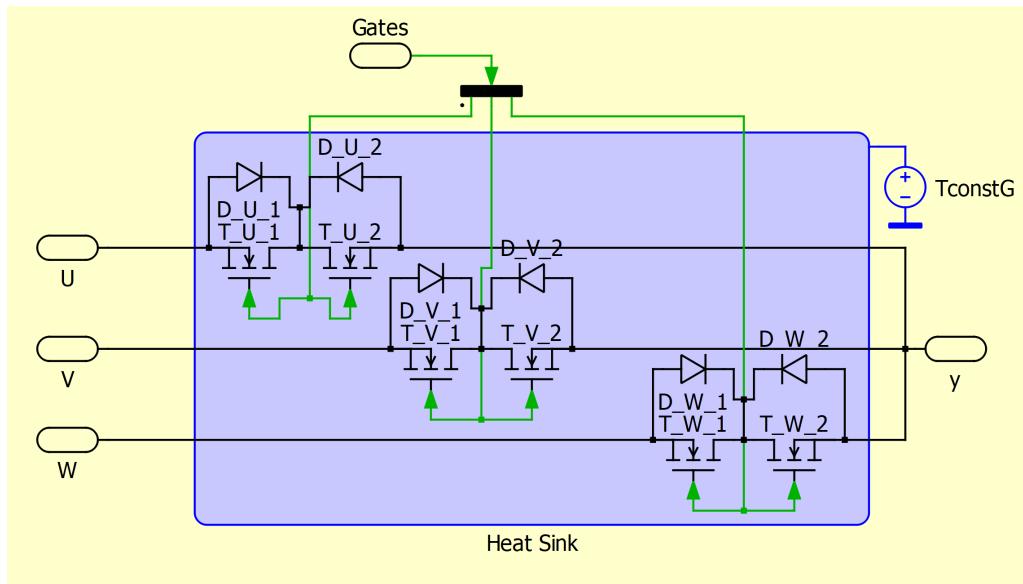


Abbildung 5.3-2: Simulationsaufbau der Halbleiter des IVS vom IAF

berechnet und ergibt sich somit zu 132,33 A (siehe Formel 5.3.1-3).

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

Die in der Drossel gespeicherte Energie, welche eine relevante Größe für die Bewertung darstellt, beträgt 2,38 Joule (siehe Formel 5.3.1-4).

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

Zusätzlich wird eingangsseitig eine Filterinduktivität mit dem Wert 1 μH eingesetzt, diese hat eine gespeicherte Energie von 0,1 Joule, siehe Formel 5.3.1-5. Aufgrund der dreiphasigen Anwendung wird der Wert direkt mit dem Faktor 3 multipliziert.

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

5.3.2 Regelung

Der Tiefsetzsteller wird durch einen PI-Regler zur Fehlerkorrektur angesteuert, wobei der ideale Tastgrad aus der gewünschten Ausgangsspannung, die durch den Sollstrom und den bekannten Lastwiderstand erzeugt wird, und der Zwischenkreisspannung U_{pn} bestimmt wird. Das Tastverhältnis wird dann einem PWM-Generator zugeführt, der das Signal mit der gewünschten Schaltfrequenz von 20 kHz erzeugt. Um die Schaltverluste und insbesondere die Leitungsverluste beim Kommutieren in den Dioden zu berücksichtigen, wird eine Totzeit von 500 ns eingestellt, siehe Abbildung 5.3.2-1.

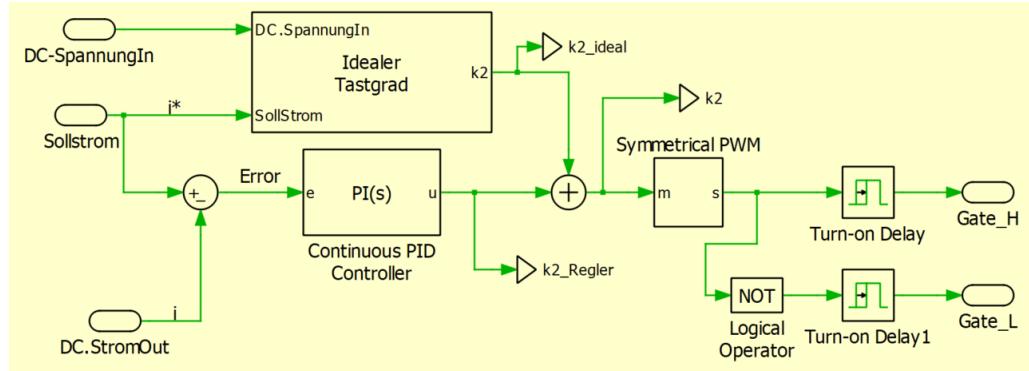


Abbildung 5.3.2-1: Regelung des Tiefsetzstellers des IAF

Die Regelung des Stroms des IVS wird anhand der Struktur von Soeiro et al. umgesetzt (vgl. Abb. effig:iafpapercontrol) [18].

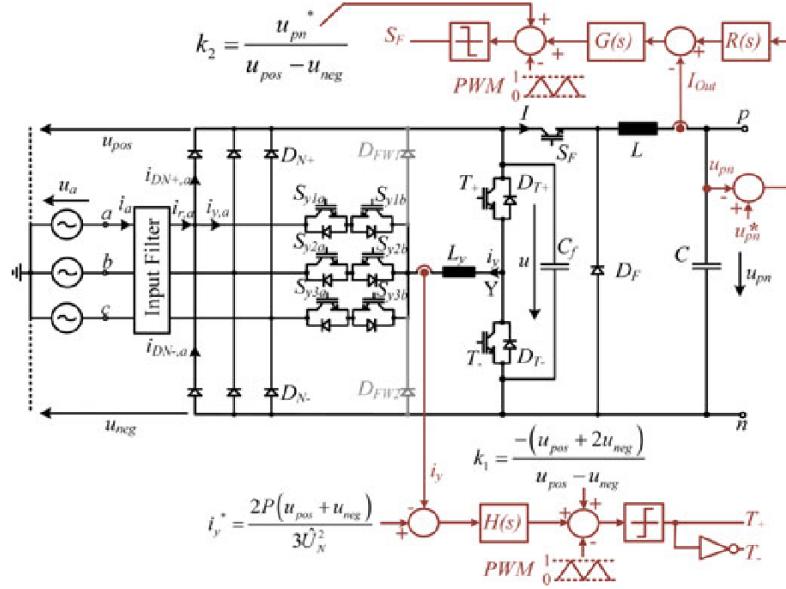


Abbildung 5.3.2-2: Struktur der Regelung des IAF [18]

Die Umschaltung zwischen den Phasen erfolgt mithilfe einer vorhandenen PLL in PLECS zur Winkelbestimmung und anschließenden Sektorbestimmung anhand des Winkels. Die Auswahl der entsprechenden Schalter wird über ein C-Skript implementiert (siehe Abbildung 5.3.2-3).

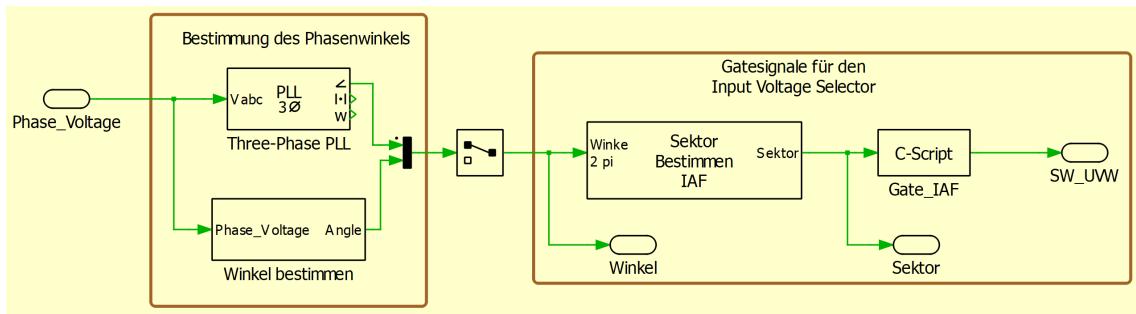


Abbildung 5.3.2-3: PLECS Aufbau der IVS Ansteuerung

Der optimale Tastgrad K_1 für den Strom in der Drossel wird über das Verhältnis der Spannungen durch den formelmäßigen Zusammenhang in Gleichung 5.3.2-1 bestimmt.

$$K_1 = \frac{U_{mid} - U_{low}}{U_{high} - U_{low}} \quad (5.3.2-1)$$

Der Strom in der Drossel wird durch den aktuellen Phasenwinkel der Spannung erzeugt, welcher in der Ansteuerung des IVS durch die PLL erfasst wird und mit einer einstellbaren Phasenverschiebung verändert werden kann. Die Stromamplitude wird dabei über die Netzspannung und die gewünschte Ausgangsleistung bestimmt (siehe Formel 5.3.2-2). Der sinusförmige Strom wird durch die Amplitude und den entsprechenden Winkel erzeugt. Die mittlere Phase wird über die Sektorenzuweisung ausgewählt. Siehe Abbildung 5.3.2-4.

$$\hat{I} = \frac{\text{sqrt}2P}{\sqrt{3}\cos(\varphi)U_{LLrms}} \quad (5.3.2-2)$$

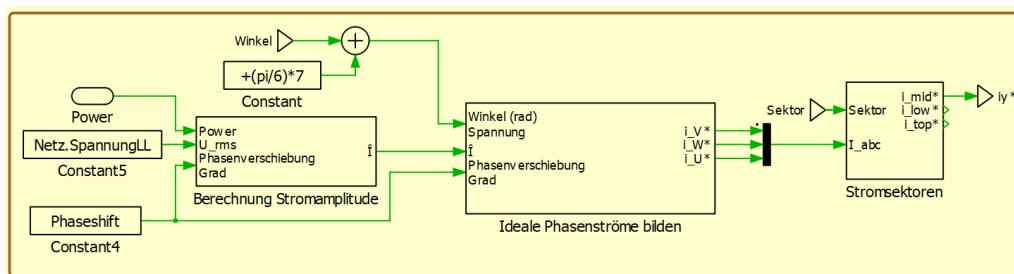


Abbildung 5.3.2-4: Bestimmung des Sollstroms der mittleren Phase

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 5.3.2-5 dargestellt.

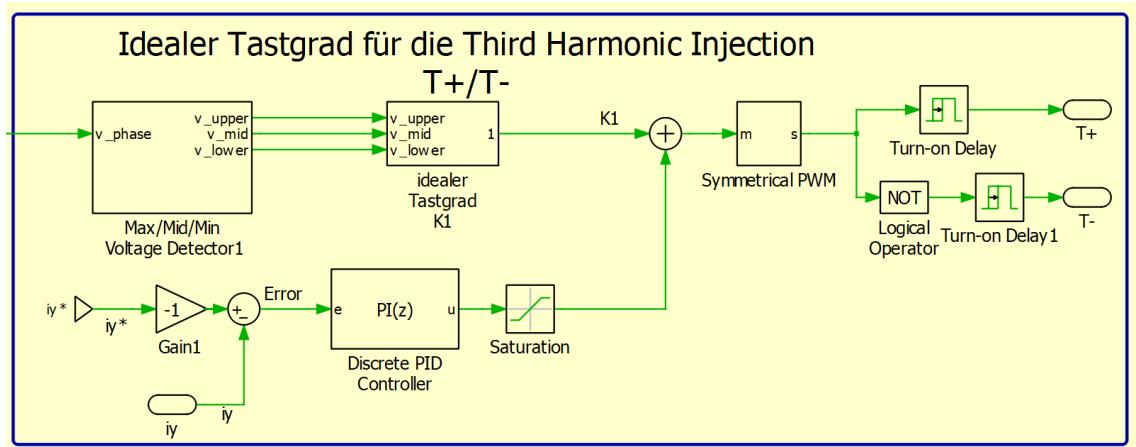


Abbildung 5.3.2-5: Regelung des Stroms in der mittleren Phase

5.4 B6 1/3 PFC Buck

Die in Kapitel 2.4 beschriebene Schaltung wird mit Halbbrückenmodulen vom Typ FF2MR12W3M1H_B11 der Firma Infineon realisiert, siehe Abb. 5.4-1. 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 [10].

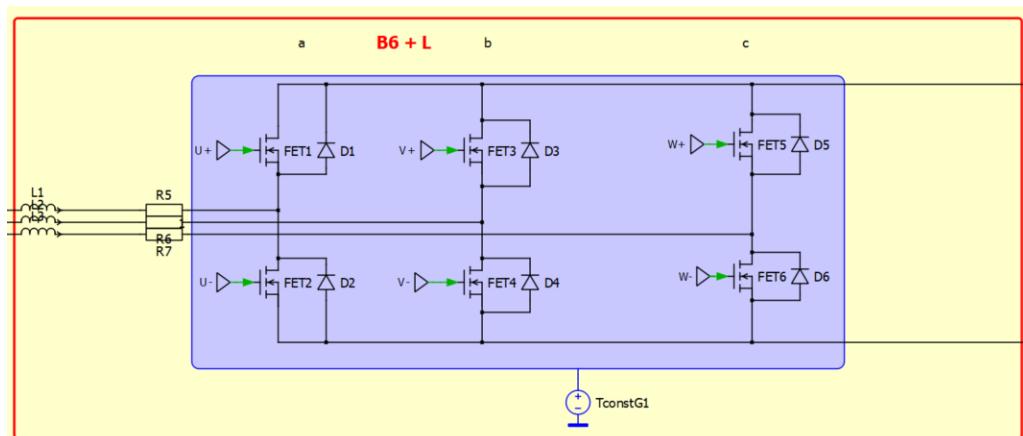


Abbildung 5.4-1: PLECS Aufbau der B6 Leistungshalbleiter

Um die Ausgangsleistung auch bei geringerer Spannung bereitzustellen und ein späteres Interleaving zu ermöglichen, sind für den Tiefsetzsteller zwei Halbbrücken vorgesehen. Die Schaltung ist in Abbildung effig:plecsb6buck zu finden. Es ist direkt erkennbar, dass der Tiefsetzsteller durch die Kondensatoren am Eingang von der B6-Struktur entkoppelt ist.

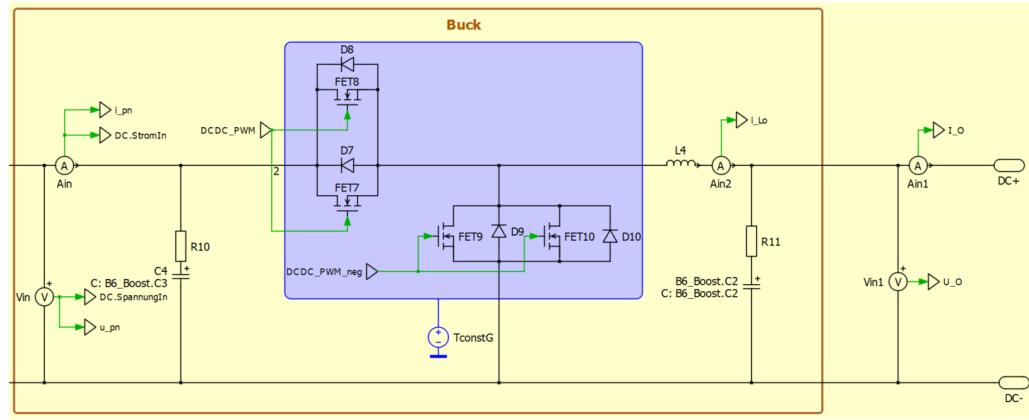


Abbildung 5.4-2: PLECS Aufbau des Tiefsetzstellers der B6 Topologie

5.4.1 Auslegung der Netzinduktivität

Aufgrund der Begrenzung des Eingangsstroms muss die Drossel effizient ausgelegt werden, was zu einer Reduzierung der Ausgangsleistung bei Blindleistungsbereitstellung führt. Wie bereits in Abschnitt efsec:AnfStromnetz erläutert, ist dies vom Netzbetreiber gestattet. Der Rippelstrom in der Drossel wird wie zuvor auf 30 % des Effektivstroms ausgelegt. Dieser erreicht bei einem Spannungseinbruch sein Maximum. Der Rippelstrom beträgt somit 88,2 Ampere, siehe Formel 5.4.1-1.

$$I_{\Delta maxB6} = \frac{0,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 200\text{kW}}{\sqrt{3} \cdot 617\text{V} \cdot 0,9} = 88,2\text{A} \quad (5.4.1-1)$$

Die Induktivität kann nach der gleichen Beziehung wie für den IAF-IVS berechnet werden und beträgt 136 μH , siehe Formel 5.4.1-2.

$$L_{B6} = \frac{U_{LLmaxPeak}}{4 \cdot f \cdot I_{\Delta maxB6}} = 136\text{uH} \quad (5.4.1-2)$$

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 4,76 Joule nach Formel 5.4.1-3 und muss aufgrund der dreiphasigen Ausführung mit dem Faktor drei multipliziert werden. Somit ergibt sich eine Gesamtenergie von 14,28 Joule für die Hauptinduktivität der Topologie.

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

5.4.2 Regelung

Die Regelung besteht aus einer vierstufigen Kaskadenstruktur, siehe Abbildung 5.4.2-1. Die erste Stufe ist die Ausgangsspanningsregelung, die aus Sollleistung und Netzspannung die gewünschte äquivalente Phasenimpedanz als Eingangsgröße für die Phasenstromregelung

bildet.

In der dritten Stufe wird die Phase mit der mittleren Spannung ausgewählt und 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.

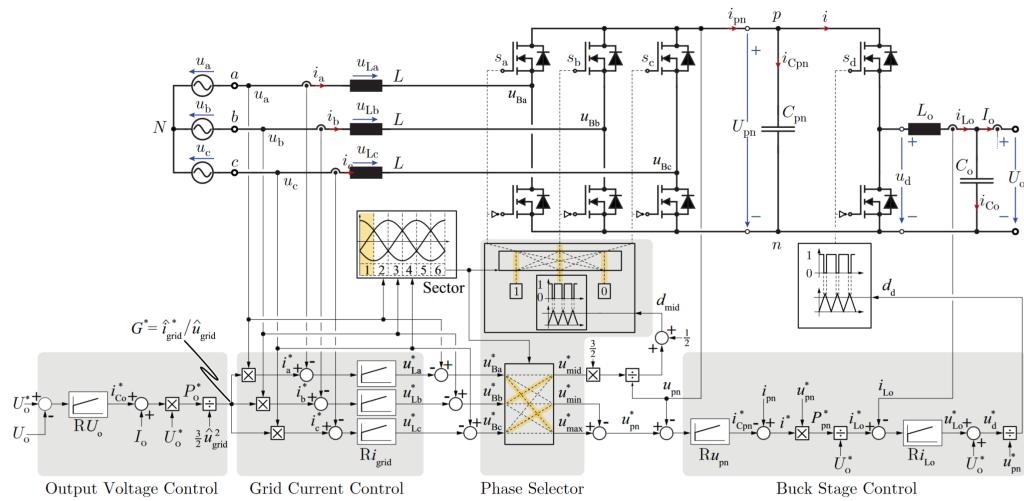


Abbildung 5.4.2-1: Regelung des 1/3-PWM-PFC [8]

Die Ausgangsleistungsregelung in PLECS besteht aus einem PI-Regler (siehe Abbildung 5.4.2-2), der die nominale Netzspannung mit der äquivalenten Netzimpedanz multipliziert und dann durch die aktuelle Netzspannung in die Soll-Phasenströme umgewandelt wird. Um die Phasenverschiebung zu implementieren, wird der Sollstrom entsprechend des Phasenwinkels verzögert an die Regelung der B6-Ansteuerung weitergegeben.

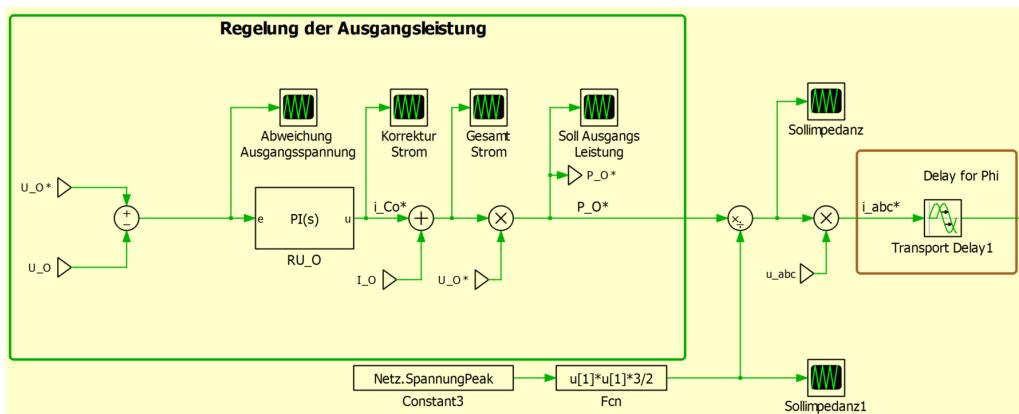


Abbildung 5.4.2-2: PLECS Regelung der Ausgangsleistung als Sollgröße

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 5.4.2-3.

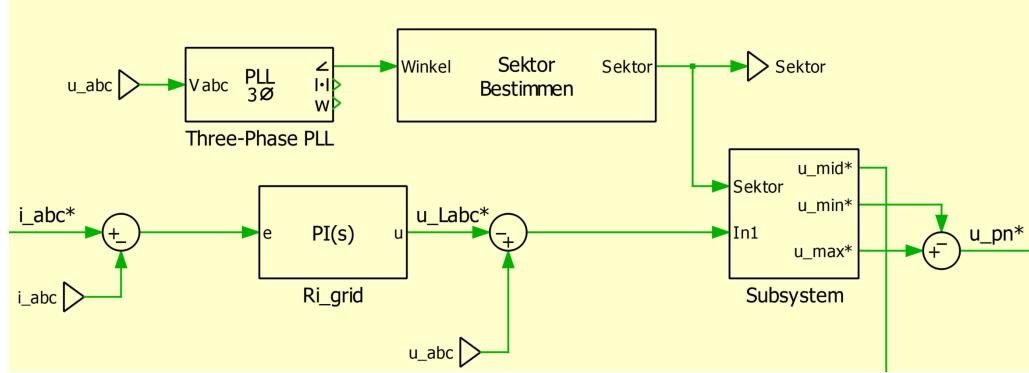


Abbildung 5.4.2-3: PLECS Regelung der Netzimpedanz und Phasenabschnittserkennung

Der Ausgang dieses Blocks dient einerseits mit U_{pn} als Eingang für den Tiefsetzsteller und andererseits wird die mittlere Spannung als Eingang für die PWM-Erzeugung von B6 verwendet. Die Ansteuerung des Tiefsetzstellers erfolgt wie in Abbildung 5.4.2-1 dargestellt, aus zwei PI-Reglern, die auf einen PWM-Generator geführt werden. Die Totzeit wird durch eine Einschaltverzögerung ergänzt.

Zum anderen dient die Spannung der Mittenphase als Eingangsgröße zur Erzeugung des PWM-Signals für den MOSFET an der Mittenphase. 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 wiederum der Totzeit-Implementierung, siehe Bild. 5.4.2-4.

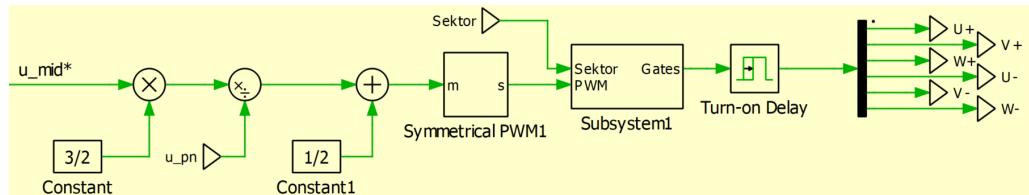


Abbildung 5.4.2-4: PLECS PWM Erzeugung des B6 Gleichrichters

6 Auswertung

Die Ergebnisse der Gesamtbewertung sind in Tabelle 6-2 aufgeführt. Diese Tabelle enthält Informationen über die Hardware, die hauptsächlich durch die Induktivitäten beeinflusst wird, sowie über die Kapazitäten, Halbleiter und Treiber. Zusätzlich werden die Ergebnisse der Simulation anhand der Verlustleistung der Halbleiter bewertet. Für die Simulation werden die in Tabelle 6-1 aufgeführten Betriebsparameter verwendet. Die beiden Topologien werden verglichen, um den Einfluss der Systemdienstleistungen bei einem Phasenversatz von 0° und 30° zu betrachten. Zur Durchführung eines Vergleichs der Kategorien und einer Gesamtbewertung werden die Einzelkategorien zwischen null und eins normiert und mit einem Gewichtungsfaktor summiert. Da die Drosseln einen großen Einfluss haben, werden sie mit 50 Prozent gewichtet. Die Kapazitäten haben nur einen sehr geringen Einfluss auf das Gesamtsystem und werden daher nur mit fünf Prozent bewertet. Die restlichen 45 Prozent entfallen auf die Halbleiter in Form der Chipfläche (über den RDSON), die Anzahl der Treiber und die Verlustleistung. Eine niedrigere Punktzahl führt zu einer besseren Bewertung.

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

Tabelle 6-1: Auflistung der Simulationsbetriebsparameter

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

Tabelle 6-2: Auflistung der Simulationsergebnisse und Bewertung

6.1 B6PFC

Es zeigt sich, dass der 1/3-PWM-PFC deutliche Nachteile bei den Induktivitäten und 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. 6.1-1 bestätigen, durch die Reduzierung der Ausgangsleistung ist die Temperatur im Tiefsetzsteller etwas niedriger, rosa dargestellt. Bei den Halbleitern der B6-Brücke ist praktisch kein Unterschied zu erkennen. Die Eingangsströme sind lediglich durch die

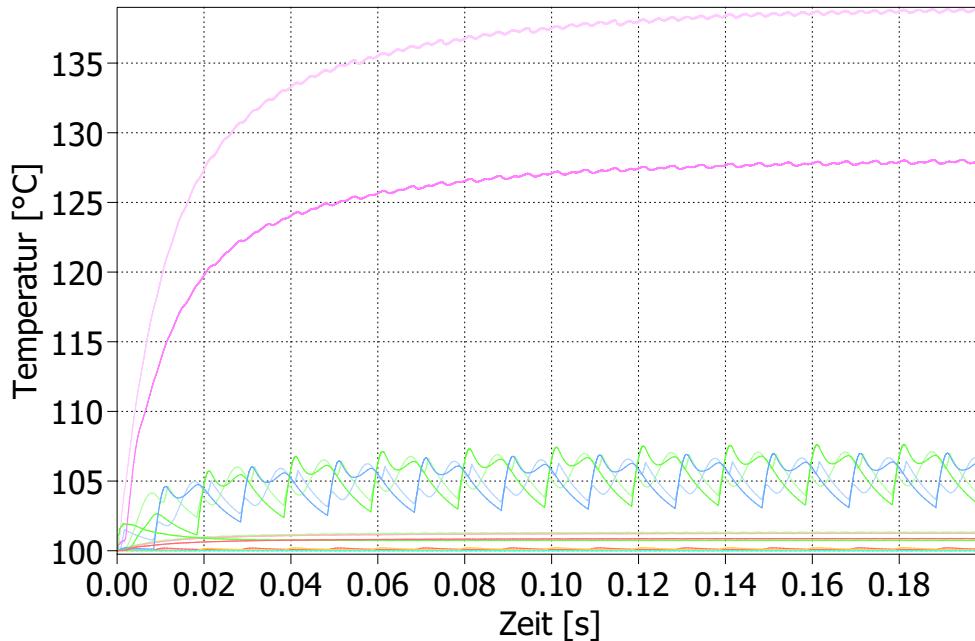


Abbildung 6.1-1: Temperaturverhalten der Halbleiter des B6 mit (voll dargestellt) und ohne (schwach dargestellt) Phasenverschiebung

Schaltimpulse leicht verrauscht und der Sinusverlauf folgt der Eingangsspannung wie gewünscht, siehe Abbildung 6.1-2. Der Stromverlauf weist eine THD von nur etwa 5,8 % auf.

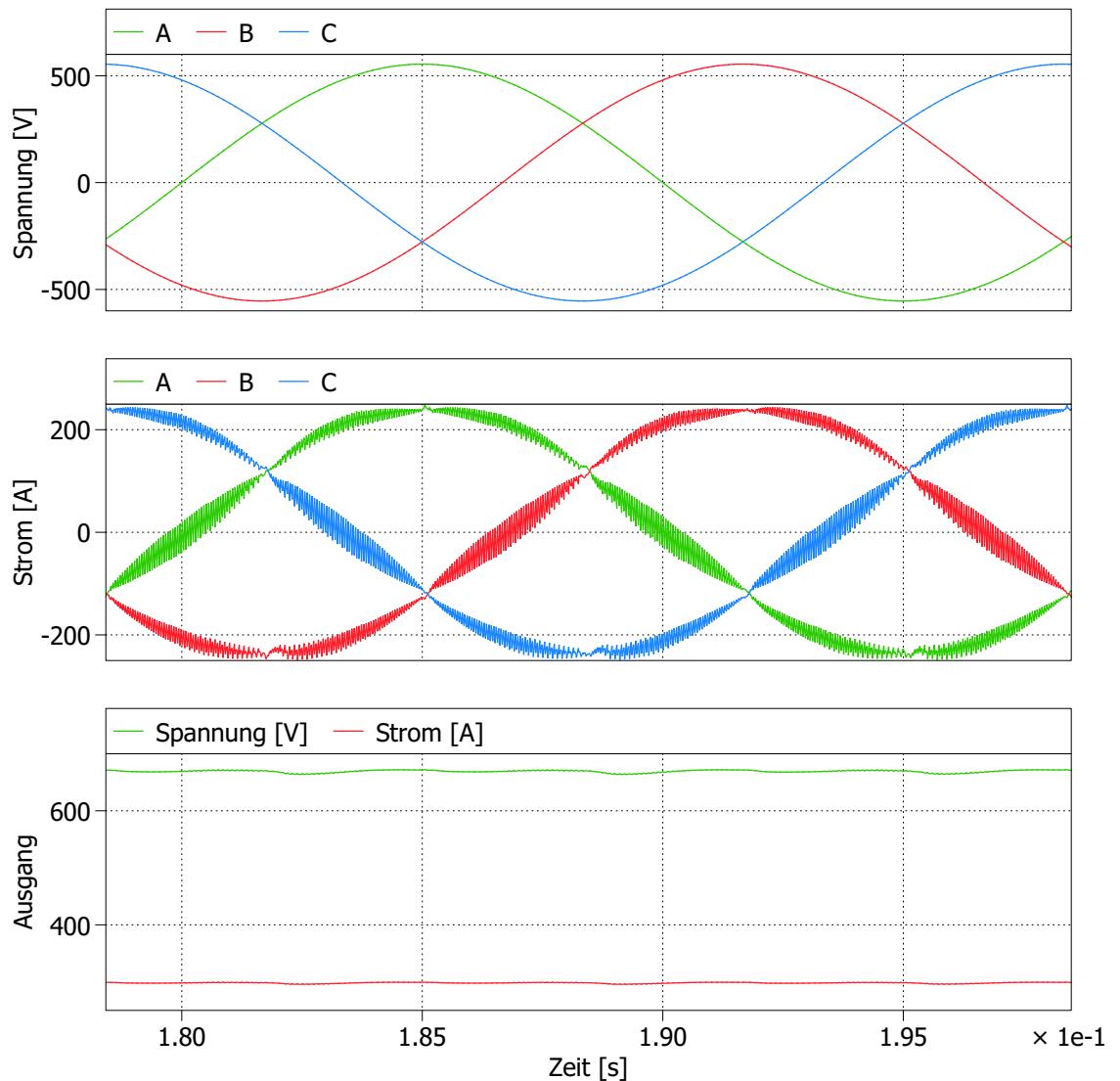


Abbildung 6.1-2: Eingangs- und Ausgangsgrößen ohne Phasenverschiebung

Mit einer Phasenverschiebung von 30 Grad sieht das Verhalten ähnlich aus, siehe Abbildung 6.1-3. Der Stromverlauf weist eine etwas höhere THD von 7,1 % auf, die jedoch durch geeignete Filter ausgeglichen werden kann.

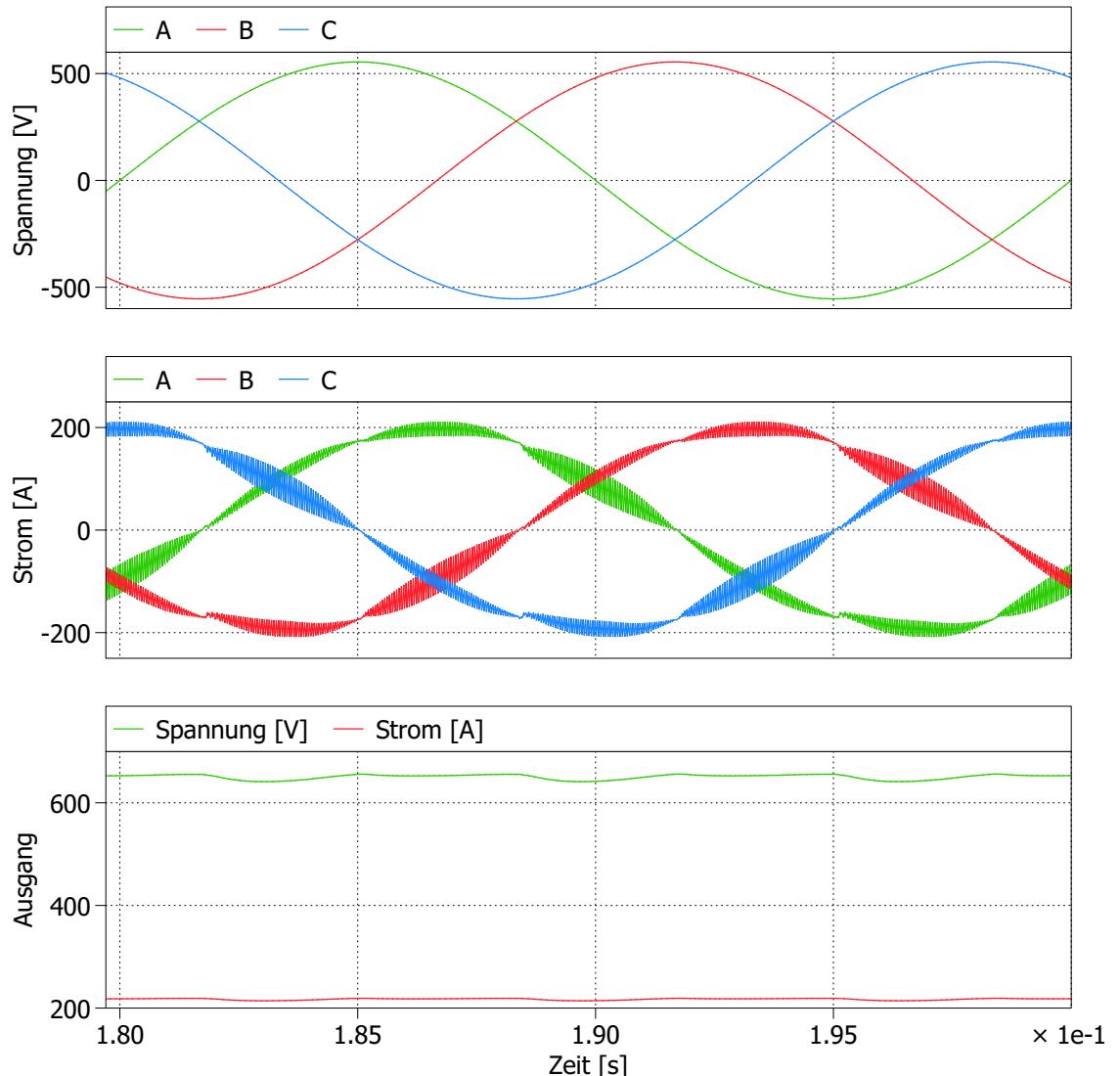


Abbildung 6.1-3: Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Phasenverschiebung

6.2 IAF

Für die Auswertung werden die Simulationen für eine Dauer von 0,4 Sekunden durchgeführt, da zu diesem Zeitpunkt ein eingeschwungener Zustand erreicht ist. Das Temperaturverhalten der Halbleiter ist in Abbildung 6.2-1 dargestellt. Wie in Abbildung 6.2-1 dargestellt, ist die Kühlplattentemperatur als Startpunkt auf 100 °C festgelegt. Die Dioden des Gleichrichters, welche den Hauptstrom führen, sind in grün dargestellt und haben die höchste Temperatur, wie in (a) zu sehen ist. Die Temperatur beträgt knapp über 140 °C und liegt somit unterhalb der erlaubten Maximaltemperatur. Die Temperatur der T+/- Halbbrücke wird in Pink dargestellt und steigt ebenfalls bei Blindleistungsbereitstellung. Die Temperatur des Tiefsetzstellers wird in Rot dargestellt und ist unabhängig von der Blindleistung.

Die Simulationsergebnisse zeigen den erwarteten Strom- und Spannungsverlauf für die Induktivität mit einer Dreiecksform, siehe Abbildung. 6.2-2. Zusätzlich ist dem Eingangstrom ein hochfrequenter Anteil überlagert, der durch die Schaltfrequenz des Tiefsetzstellers erklärt werden kann. Außerdem treten beim Schaltvorgang des IVS starke Sprünge im Stromverlauf auf, da der Strom in der Induktivität zwischen den Phasen schalten muss. In Abb. 6.2-3 wird dieses Problem durch die starken Spannungsunterschiede zwischen den Phasen bei Phasenverschiebung noch verstärkt. Außerdem muss der IVS mehr Strom führen und erzeugt dadurch mehr Verlustleistung. Dies ist auch an der Temperatur des in Abb. 6.2-1 dargestellten Kurven erkennbar. In (a) ist die Temperatur des IVS in grün unter 110 °C und in (b) durch den höheren Strom aufgrund der Phasenverschiebung deutlich angestiegen, bleibt aber unter den zulässigen 175 °C für die Sperrsichttemperatur.

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 %. Somit kann der IAF den Anforderungen nur schwer gerecht werden, da weitere Filterstufen benötigt würden. Dies lässt sich auch gut anhand der Arbeit von Schrittweiser et al. sehen. Bei ihrem Prototyp macht der Filter knapp ein Viertel des Volumens aus [15].

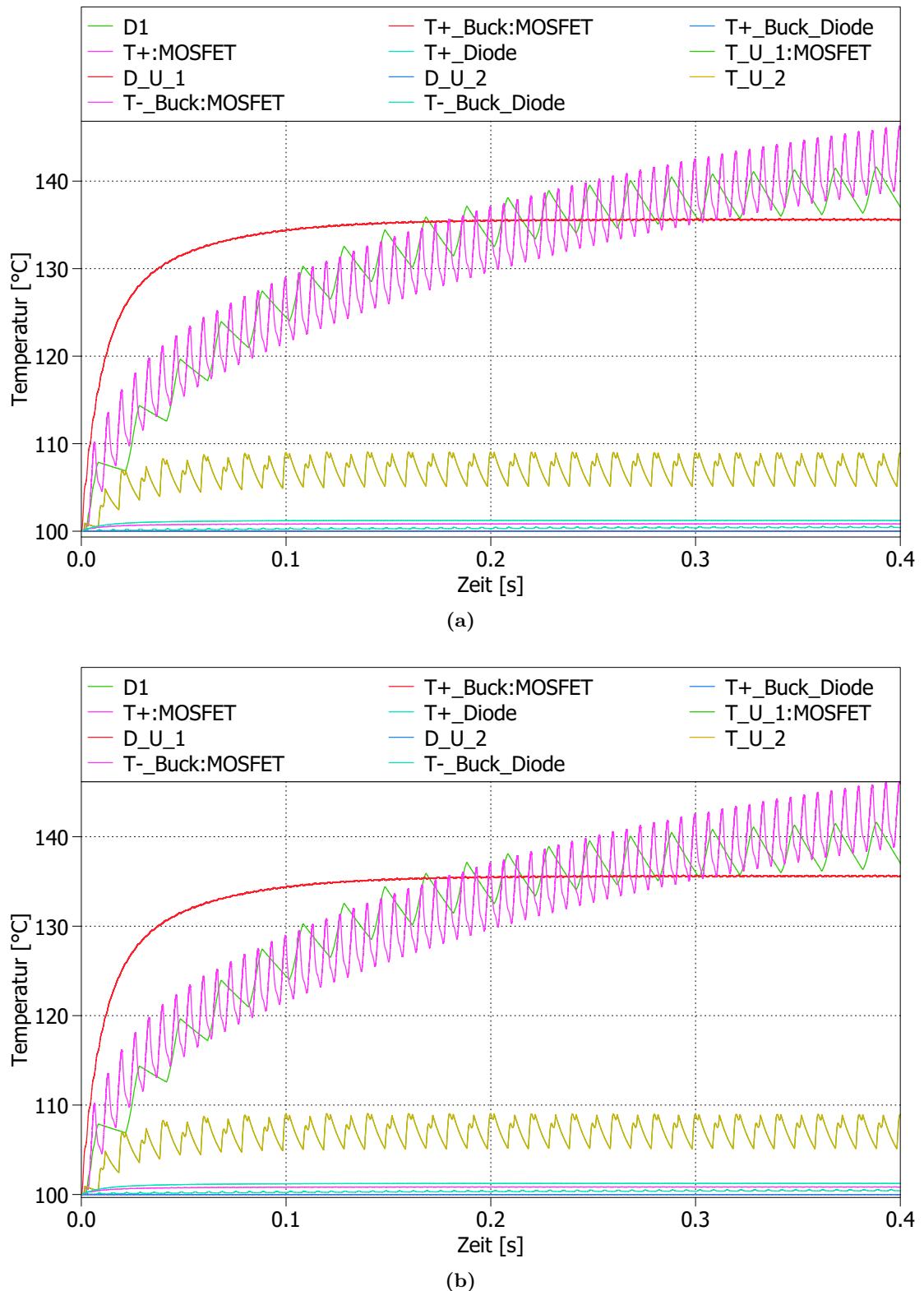


Abbildung 6.2-1: Temperaturverhalten der Halbleiter des IAF ohne (a) und mit (b) Phasenverschiebung

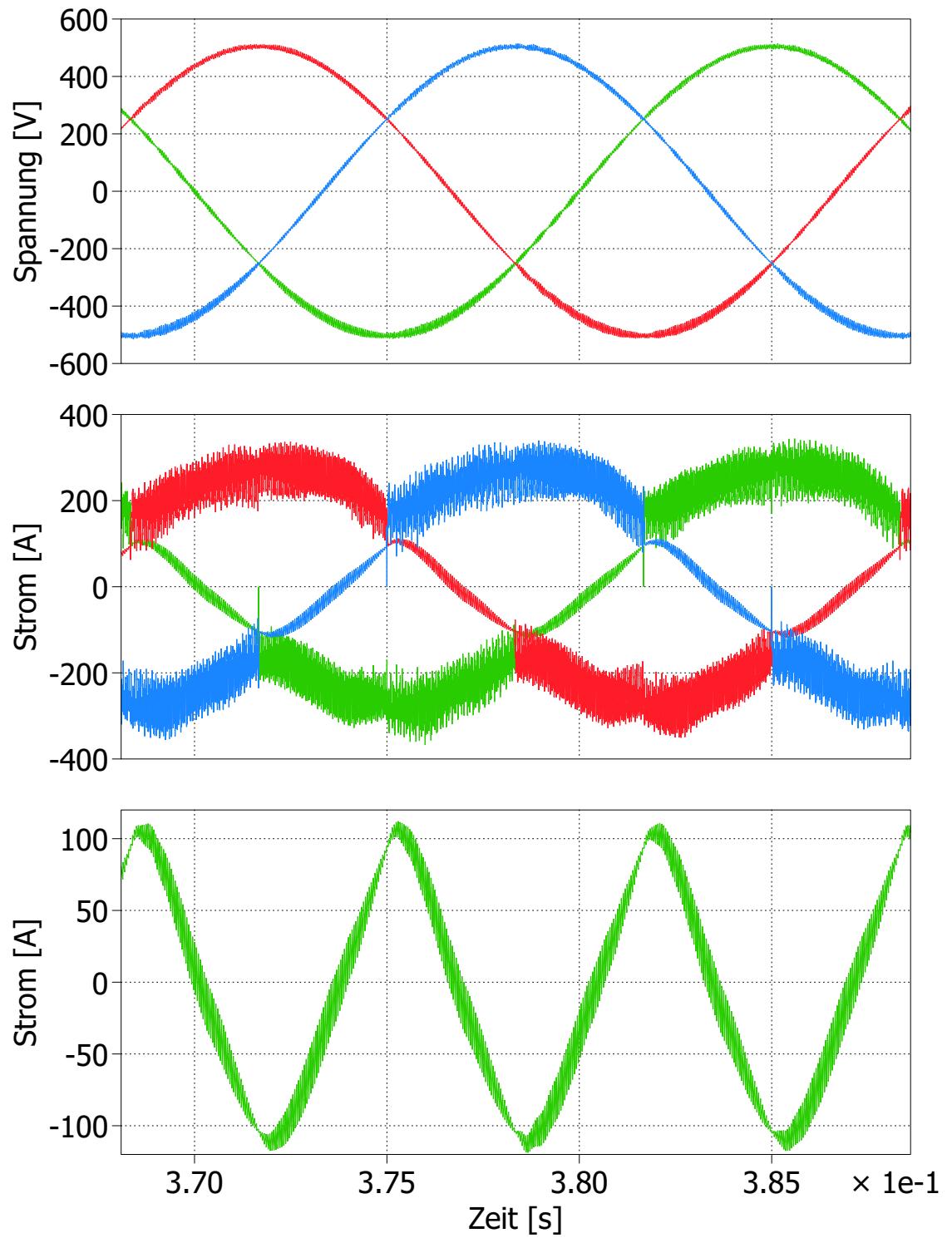


Abbildung 6.2-2

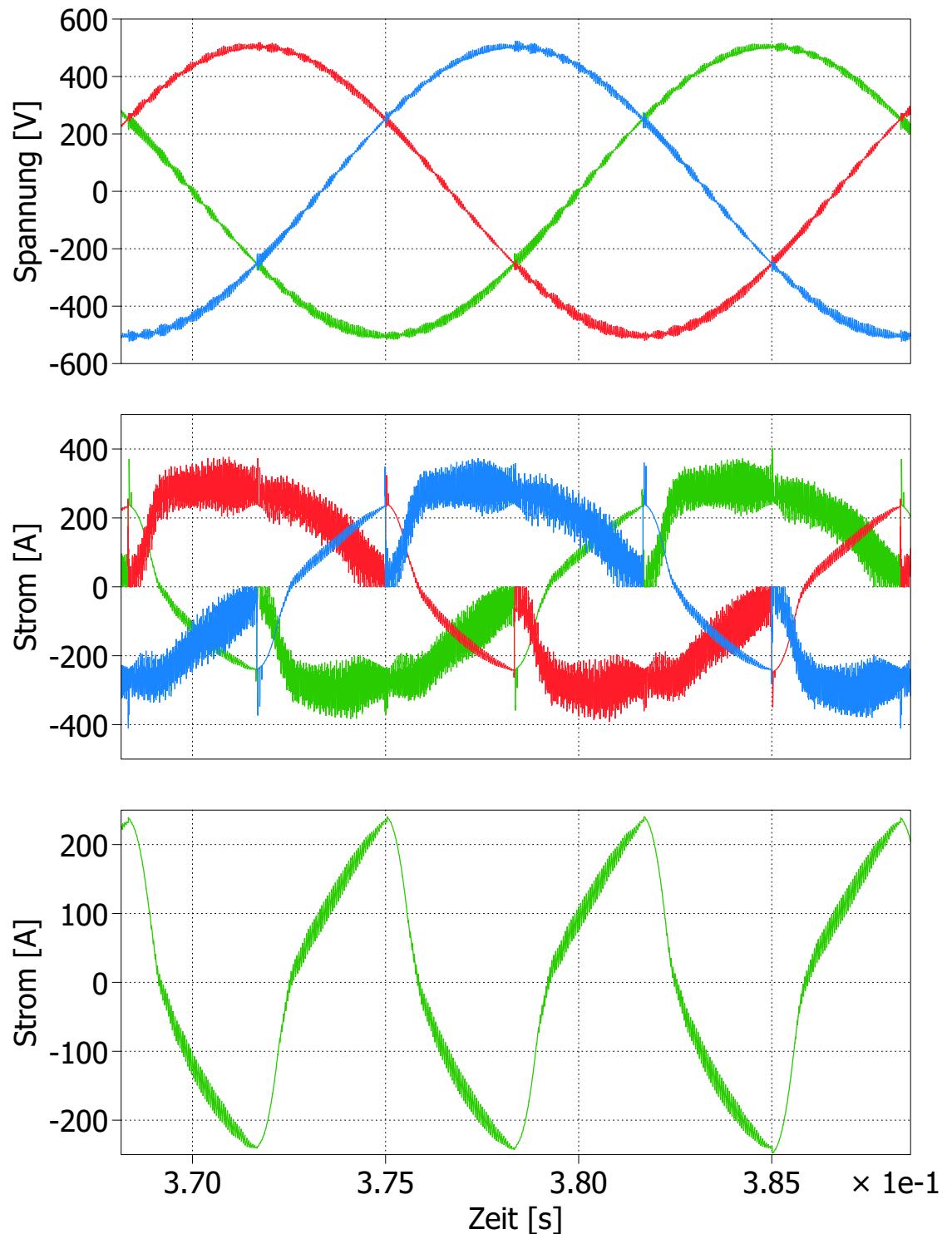


Abbildung 6.2-3: Simulationsergebnisse des IAF bei 30 Grad Phasenverschiebung, Eingangsspannung und Ströme, Strom in der IVS Induktivität

7 Zusammenfassung & Ausblick

Die Ergebnisse in Tabelle 6-2 geben einen Überblick zum Vergleich mit anderen Topologien, durch Gewichtung und Normierung können weitere Angaben ergänzt werden. Der IAF schneidet in der Gesamtbewertung um etwa 0,2 Punkte besser ab, was hauptsächlich auf die optimierte Platzierung der Drossel zurückzuführen ist. In dieser Zusammenfassung liegt aber auch der Nachteil der Schaltung bei Phasenverschiebung. 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 ebenfalls eine Optimierung bringen, konnten aber bisher nicht erfolgreich umgesetzt werden. Der 1/3-PWM-PFC bietet eine weit verbreitete Topologie, die bereits gut entwickelt ist. Aufgrund der großen Netzdrosseln hat sie jedoch höhere Anschaffungskosten und ein größeres Volumen.

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 im Prüfstand vermessen werden. Der Messaufbau 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.

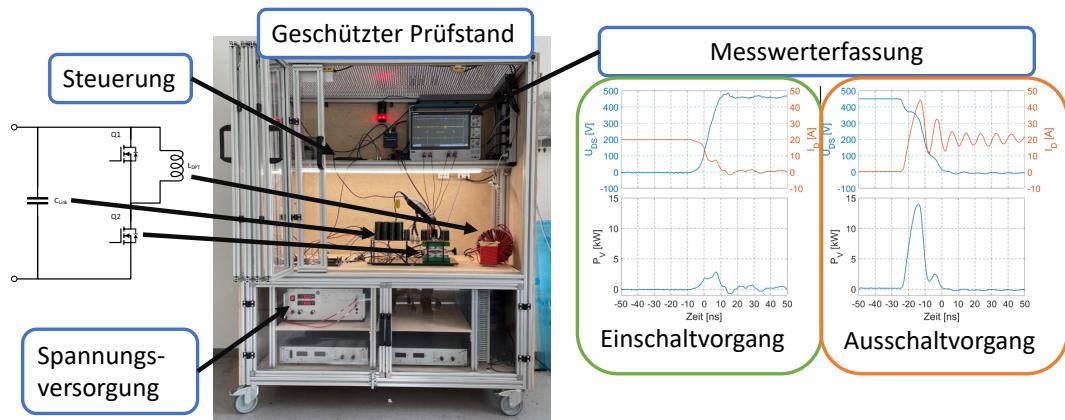


Abbildung 7-1: Doppelpulstestprüfstand

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 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 Abtastraten und Reglerverhalten zu definieren. Für SDL und bei Netzfehlern wie Frequenzschwankungen sind entsprechende Stabilisierungsverhalten zu implementieren.

Ein weiterer Punkt ist der direkte Blitzzeinschlag in das Stromnetz, der zu einer Spannungsverhöhung 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 1/3-PWM-PFC.

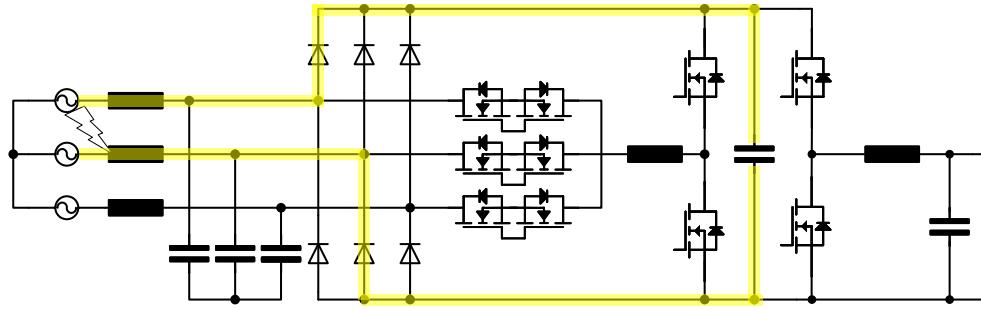


Abbildung 7-2: Strompfad im Fall eines Blitzzeinschlag beim IAF

Die Schaltungen können außerdem durch Parallelbetrieb mit Interleaving am Ausgang oder bei entkoppelter Versorgung als ausgangsseitige Reihenschaltung betrieben werden, um eine höhere Ausgangsspannung zu erzielen. 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.

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 Hydrogen Production via Water Electrolysis*. 2022. URL: [10.3390/app12041906](https://doi.org/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](https://doi.org/10.1109/IECON.2008.4758494) (besucht am 24.01.2024).
- [10] Infineon. *Datasheet FF2MR12W3M1H B11 EasyPACK module*. 2022. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF2MR12W3M1H_B11-DataSheet-v01_10-DE.pdf?fileId=8ac78c8c80027ecd0180f12eb1075411 (besucht am 29.12.2023).
- [11] IRENA. *GREEN HYDROGEN COST REDUCTION SCALING UP ELECTROLYSERS TO MEET THE 1.5°C CLIMATE GOAL*. Abu Dhabi: International Renewable Energy Agency, 2020.

- [12] 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 24.01.2024).
- [13] 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).
- [14] Schmidt, Walter. *Abwaertswandler*. 2023. URL: http://schmidt-walter-schaltnetzteile.de/smmps/abw_hilfe.html (besucht am 28.12.2023).
- [15] Schrittwieser, Lukas. *99 Efficient Three-Phase Buck-Type SiC MOSFET PFC Rectifier Minimizing Life Cycle Cost in DC Data Centers*. 2017. URL: <https://doi.org/10.24295/CPSSTPEA.2017.00006> (besucht am 13.10.2023).
- [16] Schrittwieser, Lukas. *Ultra-Efficient Three-Phase Buck-Type PFC Rectifier Systems*. 2018. URL: <https://doi.org/10.3929/ethz-b-000311863> (besucht am 23.11.2023).
- [17] Schroeder, Dierk and Marquardt, Rainer. *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2018.
- [18] 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).
- [19] Toepler, Johannes and Lehmann, Jochen. *Wasserstoff und Brennstoffzelle: Technologien und Marktperspektiven*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2017.
- [20] Tom Smolinka, Martin Günther (Fraunhofer ISE) und Jürgen Garche (FCBAT). *NOW-Studie „Stand und Entwicklungspotenzial der Wasserelektrolyse zur Herstellung von Wasserstoff aus regenerativen Energien“*. URL: <https://www.now-gmbh.de/wp-content/uploads/2020/09/now-studie-wasserelektrolyse-2011.pdf> (besucht am 03.11.2023).
- [21] VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V. *VDE-ARN 4120:2018-11 Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Hochspannung)*. Berlin: VDE VERLAG GMBH, 2018.
- [22] Zhiyu Cao and Peter Wallmeier. *High-Power Rectifier Technologies for Hydrogen Electrolysis*. Warstein: IEEE, 2023.
- [23] 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 24.01.2024).

Inhalt der CD

- Master-Thesis
- Simulationsdaten
- Halbleitermodelle

Anhang

Hier sind wichtige Dinge enthalten bla...