

Neuartige Gleichrichtersysteme für die Wasserelektrolyse

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik der
Universität Stuttgart zur Erlangung der
Würde eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von

Steffen Bintz

aus Backnang

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Jörg Roth-Stielow

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Peter Birke

Tag der mündlichen Prüfung: 21.04.2023

Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe
der Universität Stuttgart

2023

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	V
Formelzeichen und physikalische Größen	VIII
Indizes	XIII
Kurzfassung	1
Abstract	3
1 Einleitung	5
1.1 Wasserelektrolyse im Kontext der Energiewende	6
1.2 Problemstellung bei den Gleichrichtersystemen	7
1.3 Zielsetzung	8
2 Eigenschaften von Stromnetz und Wasserelektrolyse	9
2.1 Stromnetz	9
2.1.1 Spannungsänderung	10
2.1.2 Oberschwingungen	10
2.1.3 Grundschiwungsblindleistung	13
2.1.4 Netzstützung	13
2.1.5 Kompensationsanlagen	14
2.1.6 Erweiterte Anforderungen bei steigendem Leistungselektronik-Anteil	15
2.2 Elektrolyse	16
2.2.1 Chemischer Prozess	16
2.2.2 Elektrolysezelle	18
2.2.3 Elektrolyseur	22
2.2.4 Elektrische Modellierung	24
2.2.5 Wirkungsgrad-optimaler Betrieb	28
2.2.6 Weiterführende Eingriffsmöglichkeiten	31

3	Gleichrichter: Stand der Technik	33
3.1	Konventionelle Thyristor-Gleichrichter für Wasserelektrolyse	33
3.1.1	Grundschtaltung und anwendungsspezifische Eigenschaften	34
3.1.1.1	Arbeitsweise der sechspulsigen Brückenschaltung	35
3.1.1.2	Modifikationen bei Elektrolyse-Gleichrichtern	36
3.1.1.3	Regelung von Thyristor Gleichrichtern	38
3.1.2	Höherpulsige Gleichrichter	40
3.1.3	Sekundärseitig mehrstufige Gleichrichter	42
3.1.4	Gleichrichter mit primärseitigem Stellglied	43
3.2	Selbstgeführte Gleichrichter	47
3.2.1	Zweipunkt Gleich- und Wechselrichter	48
3.2.1.1	Schaltkombinationen und Raumzeigerebene	49
3.2.1.2	Regelstrecke und Netzwinkel	50
3.2.1.3	Konventionelle Eingangsstromregelung	51
3.2.1.4	Regelung auf Basis eines rotierenden Koordinatensystems	52
3.2.1.5	Regelung mit Ausnutzung der Netzperiodizität	54
3.2.1.6	Mehrpunktregelung	57
3.2.1.7	Regelungsaspekte bei Eingangsfiltern höherer Ordnung	58
3.2.1.8	Zwischenkreisregelung bei mehrstufigem Aufbau	59
3.2.2	Mehrpunkt-Wechselrichter	60
3.2.3	Selbstgeführte Stromzwischenkreis-Gleichrichter	61
3.2.4	Weitere selbstgeführte Gleichrichter	62
3.3	Hybrid-Gleichrichter Konzepte	63
3.3.1	Aktive Filter für Thyristor-Gleichrichter	64
3.3.2	Netzstromkorrektur durch Strom-Injektion	64
3.3.3	Parallele Teilgleichrichter	66
3.3.4	Hybrid-Gleichrichter in Umrichter-Systemen	67
4	Hybrid-Gleichrichter für Wasserelektrolyse	69
4.1	Parallel-Topologien	71
4.1.1	Topologie und Funktionsprinzip	71
4.1.1.1	Thyristor-Gleichrichter-Zweig	71
4.1.1.2	Paralleler selbstgeführter Gleichrichter	73
4.1.2	Betriebsstrategie	76

4.1.3	Führungs- und Regelverfahren	78
4.1.3.1	Regelung des Thyristor-Gleichrichters	79
4.1.3.2	Regelung des selbstgeführten Gleichrichters	80
4.1.3.3	Führungsgrößengenerierung	80
4.1.4	Topologie-Varianten des Thyristor-Gleichrichter-Zweigs	81
4.1.5	Topologie-Varianten des selbstgeführten Zweigs	82
4.1.5.1	Mehrstufig mit Tiefsetzsteller	82
4.1.5.2	Mehrstufig mit Durchflusswandler	87
4.2	Serien-Parallel-Topologie	90
4.2.1	Gleichrichtung und Spannungsvorverzerrung	91
4.2.1.1	Berechnung der notwendigen Spannungsaufschaltung	92
4.2.1.2	Erzeugung der Spannungsaufschaltung	94
4.2.1.3	Regelung der Spannungsaufschaltung	96
4.2.2	Netzstromkompensation und Speisung der Spannungsaufschaltung	98
4.2.3	Aspekte zum Einsatz des Serien-Parallel-Gleichrichters	98
5	Systemvergleich	100
5.1	Modellierung	102
5.1.1	Netzmodell	103
5.1.2	Modell des Elektrolyseurs	103
5.1.3	Trenntransformator	103
5.1.3.1	Basisparameter des Transformators	105
5.1.3.2	Magnetischer Kreis und Kernverluste	105
5.1.3.3	Zusatzverluste in den Wicklungen	107
5.1.4	Schalter der netzgeführten Gleichrichter	110
5.1.5	Schalter der selbstgeführten Gleichrichter	111
5.1.6	Kondensatoren	111
5.1.7	Drosseln	112
5.1.8	Freie Parameter und Optimierungsmöglichkeiten	113
5.2	Auswertung	114
5.2.1	Ein- und Ausgangsmetriken	114
5.2.2	Verluste und Wirkungsgrad	117
5.2.3	Größen und Aufwands-Vergleich	120
6	Funktionsnachweis mit Demonstratoren	124
6.1	Auslegung und Aufbau	124

6.2	Funktionsnachweis	127
6.3	Gegenüberstellung Demonstrator und Simulationsmodell	129
6.3.1	Ein- und Ausgangsmetriken	129
6.3.2	Verlustleistung	132
7	Zusammenfassung und Ausblick	135
A	Ergänzungen zu Kapitel 3	137
B	Auswertung verschiedener Hybrid-Gleichrichtervarianten aus der Simulationsplattform	138
C	Erweiterte Daten und Ergebnisse zu Gleichrichter-Demonstratoren	153
	Literatur	162

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Beschreibung
2PWR	Zweipunkt Gleich- und Wechselrichter
4P-PWR	vierphasiger Pulswechselrichter
A/D	Analog-Digital
ASP	Anodensammelpunkt
B12	Kurzzeichen für zwölfpulsigen Thyristor-Gleichrichter (B6C)2P; vgl. Tabelle B.1
B12+	Kurzzeichen für zwölfpulsigen Thyristor-Gleichrichter (B6C)2P mit seriellem TSS; vgl. Tabelle B.1
B6C	gesteuerte sechspulsige Brückenschaltung
B6U	ungesteuerte sechspulsige Brückenschaltung
BSB	Blockschaltbild
DC	Gleichstrom („direct current“)
DFT	diskrete Fourier-Transformation
EIS	elektrochemische Impedanzspektroskopie
ESB	Ersatzschaltbild
ESR	equivalenter Serien-Widerstand („Equivalent Series Resistance“)
eZDSZÄ	erweiterte zeitdiskrete Schaltzustandsänderung (Modulationsverfahren für 2PWR)
FACT	flexibles Drehstromübertragungssystem („Flexible AC Transmission“), Sammelbegriff für Systeme zur Leistungsfaktorkorrektur und Leistungsflussbeeinflussung in Übertragungssystemen
FE	Finite Elemente (Modellierungsansatz für numerische Lösungsverfahren)
FPGA	programmierbarer Logikbaustein („Field-Programmable Gate Array“)

Abkürzung	Beschreibung
GDFW	Gegentakt-Durchflusswandler
GTO	über den Steueranschluss abschaltbarer Thyristor („Gate Turn Off Thyristor“)
IGBT	Transistor mit isolierter Gate-Elektrode und bipolarem Leitungsmechanismus („Insulated Gate Bipolar Transistor“)
IGCT	GTO mit integrierter Abschaltel Elektronik („Integrated Gate Commutated Thyristor“)
ILEA	Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe
IPV	Institut für Photovoltaik, Abteilung Speichersysteme
KOH	Kalium-Hydroxid (alkalisches Elektrolyt)
KSP	Kathodensammelpunkt
LMG	Leistungsmessgerät
LTI	linear, zeit-invariant („linear time-invariant“)
M	Messung
MIMO	Bezeichnung von Systemen mit mehreren Ein- und Ausgängen („Multiple-Input-Multiple-Output“)
MMC	modularer Multilevel Konverter
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter Feldeffekt-Transistor
NElo	Neuartige Konzepte für Wasserelektrolyse (Projekt von ILEA und IPV mit Förderung der Vector-Stiftung)
NZZP	natürlicher Zündzeitpunkt
P1a	Kurzzeichen für Parallel-Gleichrichter bestehend aus B6C und parallelem sG; vgl. Tabelle B.1
P3b	Kurzzeichen für Parallel-Gleichrichter bestehend aus zwölfpulsigem Thyristor-Gleichrichter (B6C)2P und parallel angeordnetem sG mit seriellem GDFW; vgl. Tabelle B.1
PEM	Protonen Austausch-Membran („Protonen Exchange Membrane“)

Abkürzung	Beschreibung
PFC	Leistungsfaktor-Korrektur („Power Factor Correction“)
PHIL	„Power Hardware in the Loop“ (Leistungselektronik in Testumgebung)
PI-Regler	Proportional-Integral-Regler
PLL	Phasenregelschleife („phase-locked-loop“)
PRC	RC mit speziellem Auslegungsverfahren („Prototype Repetitive Control“)
PWM	Puls-Weiten-Modulation
RC	Regelverfahren für periodische Probleme („Repetitive Control“)
RMS	Effektivwert („root-mean-square value“)
S	Simulation
sG	selbstgeführter Gleichrichter
SiC	Siliziumcarbid
SP	Serien-Parallel-(Gleichrichter)
SR	(Thyristor-)Stromrichter
SST	Leistungselektronik-basiertes Transformatorsystem (Solid State Transformer)
STATCOM	stationäre Kompensationsanlage
TAB	technische Anschlussbedingungen
TSE	Träger-Speicher-Effekt
TSS	Tiefsetzsteller
UPFC	universeller Leistungsflussregler („Unified Power Flow Controller“), vgl. FACT
W3m	mehrstufiger Wechselstromsteller

Formelzeichen und physikalische Größen

Physikalische Größen in Großbuchstaben bilden zeitunveränderliche Größen wie Gleich-, Effektiv- oder Mittelwerte ab. Zeitabhängige Größen werden in Kleinbuchstaben dargestellt, wobei die Kennzeichnung der Zeitabhängigkeit (z.B. $x(t)$) zur Übersichtlichkeit entfällt, falls dies aus dem Kontext hervorgeht. Weiterhin werden Kleinbuchstaben für physikalische Größen in regelungstechnischem Kontext für normierte Größen verwendet; dort entfällt aufgrund der Normierung jeweils die Einheit. Die explizite Kennzeichnung von Mittelwerten erfolgt durch einen Querstrich über der jeweiligen Größe. Analog werden Spitzenwerte mit einem „Dach“ und mikroskopische Mittelwerte mit einem „Flachdach“ gekennzeichnet. Formelzeichen, welche sich auf alle Netzphasen beziehen, sind mit einem Vektorpfeil gekennzeichnet. Allgemeine physikalische Größen, Formelzeichen und Indizes, aus deren Kombination die meisten verwendeten Größen abgeleitet werden können, sind um spezielle Zuordnungen ergänzt, die eine festgelegte Bedeutung aufweisen. Indizes, die bereits durch das Abkürzungsverzeichnis abgedeckt sind, werden nicht gesondert gelistet.


Symbol	Einheit	Beschreibung
A	mm^2	Fläche
α	$^\circ$	Zündverzögerungswinkel bei Thyristorstromrichtern
a_{Si}	mm^2/A	spezifische Leistungshalbleiter-Chipfläche
B	T	magnetische Flussdichte
C	F	Kapazität
C_{D}	F	Doppelschicht-Kapazität im Elektrolysemodell
$\cos(\varphi)$		Grundschwingungsleistungsfaktor
Cu		Kupfer
Δ		Abweichung bzw. Differenz
$\Delta_{\text{R}}G_{\text{m}}$	kJ/mol	molare freie Reaktionsenthalpie; entspricht der reversiblen Energie einer chemischen Bindung (Bei Wasser: $\Delta_{\text{R}}G_{\text{H}_2\text{O}}^0 = -237 \text{ kJ/mol}$)
$\Delta_{\text{R}}H_{\text{m}}$	kJ/mol	thermoneutrale molare Reaktionsenthalpie; entspricht Energie zum Aufspalten von Molekülen, bei der Druck und Temperatur konstant bleiben (Bei Wassermolekülen $\Delta_{\text{R}}H_{\text{H}_2\text{O}}^0 = 286 \text{ kJ/mol}$)

Symbol	Einheit	Beschreibung
ΔS	$\text{kJ}/(\text{mol K})$	Entropie-Änderung für thermoneutrale Aufspaltung von Wasser
δ_{Skin}	mm	äquivalente Leitschichtdicke bei Stromverdrängungs-, bzw. Skin-Effekt
e		Elementarladung ($e = 1,602176634 \cdot 10^{-19} \text{ C}$)
W	J	Energie
η		Wirkungsgrad
F	C/mol	Faradaykonstante ($F = 96485 \text{ C}/\text{mol}$)
F		Übertragungsfunktion, z.B. eines Regelsystems
f	Hz	Frequenz
Fe		Eisen
$F(K \cdot l_{\text{dk}})$		Korrekturfunktion bei der Abschätzung von frequenzabhängigen Wicklungszusatzverlusten, vgl. Abschnitt 5.1.3
F_S		Übertragungsfunktion einer Regelstrecke; darstellbar durch Zähler- und Nennerpolynom $F_S = B_S/A_S$
Γ		Generatorpolynom, siehe RC in Abschnitt 3.2.1.5
g_{Cu}		Kupferfüllfaktor einer Wicklung
H	A/m	magnetische Feldstärke
I, i	A	Strom
J, j	A/mm^2	Stromdichte
β		Ladungsträgerkoeffizienten, Beiwert bei der Beschreibung der Reaktionskinetik am Elektroden-Elektrolyt-Übergang
K		Einstellparameter eines Regelsystems

Symbol	Einheit	Beschreibung
k		Parameter einer Regelstrecke, i.d.R. verwendet bei der zeitdiskreten Darstellung mit den Indizes k_{nn} für Parameter, die Kopplungen innerhalb der Strecke beschreiben und k_{yn} , die Kopplungen vom Eingang in die Strecke beschreiben
L	H	Induktivität
l	m	Länge
λ		Leistungsfaktor
L_G	H	Glättungsdrossel in der Stromrichtertechnik
L_h	H	Hauptinduktivität (Transformator)
L_S	H	Saugdrossel in der Stromrichtertechnik
L_σ	H	Streuinduktivität (Transformator)
L_Z	H	Zuleitungsinduktivität im Elektrolysemodell
m	g	Masse
$\max(\)$		Maximum des Arguments
M_H	g/mol	molare Masse von Wasserstoff ($M_H = 1,00784$ g/mol)
$\min(\)$		Minimum des Arguments
μ	H/m	magnetische Permeabilität
N		feste Ganzzahl, z.B. Anzahl Abtastschritte, Arbeitspunkte oder Windungszahl
n		allgemeine ganzzahlige Zählvariable
$nRMSE$		normierter effektiver Fehler („normalized root-mean-square error“), vgl. $RMSE$
n_{Tr}		Übersetzungsverhältnis (Transformator)
O		Sauerstoff
ω	1/s	Kreisfrequenz ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$)
P, p	W	Wirkleistung
p	1/s	Laplace-Variable

Symbol	Einheit	Beschreibung
φ	°	Winkel, i.d.R. im Kontext der Netzfrequenz
ϕ	Wb	magnetischer Fluss
π		Kreiszahl ($\pi = 3,141\dots$)
pV	W/mm ³	spezifische Verluste
Q	C	Ladung
R	J/mol K	allgemeine Gaskonstante ($R \approx 8,312$ J/mol K)
R	Ω	Widerstand
R_1	Ω	Serienwiderstand der Doppelschicht im Elektrolysemodell
R_2	Ω	Parallelwiderstand der Doppelschicht im Elektrolysemodell
RMSE		effektiver Fehler („root-mean-square error“)
ρ	$\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$	spezifischer Widerstand
S	VA	Scheinleistung
Si		Silizium
s, q		Kennzahlen bei Thyristorstromrichtern: s = serielle Kommutierungsgruppen; q = Anzahl Kommutierungen je Netzperiode
SZW		Schaltzustandswunsch, über Regelalgorithmus zu ermittelnder geforderter Schaltzustand einer Halbbrücke, vgl. Abschnitt 3.2.1.6
ϑ	°C	Temperatur
T		Thyristor
T, τ	s	Zeitintervall, bzw. Zeitkonstante
t	s	Zeit
T_A	s	Abtastzeit zeitdiskreter Regelsysteme
THD_i		gesamte harmonische Stromverzerrung („total harmonic distortion of current“)

Symbol	Einheit	Beschreibung
THD_{i40}		harmonische Stromverzerrung über die ersten 40 Netzfrequenz-harmonischen, vgl. THD_i
Θ_k		Winkeldifferenz zwischen Netzphasen, ggf. zuzüglich gemeinsamem Offsetwinkel ($\Theta_k = (k - 1) \cdot 120^\circ + Offset$)
T_I	s	Zeitkonstante eines Integralreglers
U, u	V	Spannung
U_0	V	Spannungsquelle, bzw. -senke im Elektrolysemodell; fasst U_{rev} und den linear wirkenden Teil der Überspannungen an den Grenzschichten zusammen
U_d, u_d	V	Gleichspannung am Ausgang eines Thyristor-Stromrichters, entspricht U_{di} , u_{di} abzüglich seriellen Spannungsabfällen im Stromrichter
U_{di}, u_{di}	V	ideelle Gleichspannung am Ausgang eines Thyristor-Stromrichters
\ddot{u}	s	Überlappung, bzw. Dauer der Kommutierung
u_k		relative Kurzschlussspannung, bezeichnet bei Transformatoren relative Eingangsspannung, die notwendig ist, um bei sekundärseitigem Kurzschluss den Nennstrom einzuprägen
U_{rev}	V	reversible Spannung, entspricht der mindesten anzulegenden Spannung, um Wassermoleküle auftrennen zu können
U_{T0}	V	Schleusenspannung eines Halbleiterschalters, z.B. Thyristor oder IGBT
U_{tn}	V	thermoneutrale Spannung; entspricht der notwendigen Spannung zur Auftrennung von Wassermolekülen bei konstanter Temperatur und konstantem Druck
V		Ventil: ein- und ausschaltbares leistungselektronisches Bauelement

Symbol	Einheit	Beschreibung
v_{SR}		Aufteilungsfaktor des Ausgangsstroms; der Thyristor-Gleichrichter soll $v_{SR} \cdot I_{EI}$ des Ausgangsstroms bereitstellen
w		Welligkeit
X	Ω	Blindwiderstand
X_k		Kurzschlussimpedanz, vgl. u_k
y		Stellgröße; allgemeine Bezeichnung für Eingangsgröße einer Regelstrecke
Z	Ω	Impedanz
z		Variable der z-Transformation
z_e		Anzahl Elementarladungen je chemischer Reaktion
φ_*	V	Sternpunktpotential
		Symbol für ein- und auschaltbares Einwegventil, wird bei der technischen Realisierung z.B. durch einen IGBT oder MOSFET ersetzt

Indizes

Index	Beschreibung
1, 2, 3	Größe einer der drei Netzphasen
k, l, m	Größe einer der drei Netzphasen, allgemeine Darstellung, wobei $k, l, m \in \{1, 2, 3\}$; $k \neq l \neq m$ gilt
ac	explizite Kennzeichnung einer reinen Wechselgröße
An	Anode
AP	Arbeitspunkt
br, dk	Kennzeichnung geometrischer Ausdehnungen (Breite, Dicke)
c	„central“, Größen im Kontext zeitdiskreter Reglerdimensionierung
DC	explizite Kennzeichnung einer Gleichgröße
d, q	Größen eines rotierenden, kartesischen Koordinatensystems
E	Größe am Eingang einer Komponente

Index	Beschreibung
El	auf elektrische Eingangsgrößen des Elektrolyseurs bezogen
Energ	energetisch
F	Faraday
Fi	Filter
f, s	fallend, (an)steigend
h	Harmonische einer Größe
Ho	oberer Heizwert
B	Freilaufband, vgl. eZDSZÄ in Abschnitt 3.2.1.6
hyst	Hysterese, vgl. eZDSZÄ in Abschnitt 3.2.1.6
H ₂ O	Wasser (als chemische Summenformel)
I, i	auf Strom bezogen
K	Größe im Bezug auf Kommutierungsvorgänge, i.d.R. im Kontext mit Thyristor-Gleichrichtern
Ka	Kathode
kN	Kurzschluss-Nennwert; Größe bei der Bemessung von Netzmitteln
L	verkettete Größe
N	Nennwert einer Größe, wird auch zur Normierung im regelungstechnischen Kontext verwendet
0 – PE	Größe zwischen Mittelpunkt des Elektrolyseurs und Erde
Ω	auf Ohm'schen Anteil bezogen
o, u	Kennzeichnung, ob oberes (o) oder unteres (u) Ventil einer Halbbrücke leitet
p	kennzeichnet physikalische Größe, falls sonst nicht eindeutig (z.B. in Gleichungen zur Normierung physikalischer Größen)
+PE, –PE	Größe zwischen positivem (+) bzw. negativem (-) Ausgang eines Gleichrichters und Erde
rr	„reverse recovery“, vgl. TSE
S1, S2	Kennzeichnung der schaltbaren Spannungsübersetzungsstufen beim W3m, vgl. Abschnitt 3.1.4
Zk	Zwischenkreis, bezeichnet Größen nach dem netzseitigen leistungselektronischen Stellglied (i. Allg. Größen zwischen zwei leistungselektronischen Stellgliedern)
s	Stranggröße

Index	Beschreibung
ser	seriell
Tr	Transformator
U, u	auf Spannung bezogen
V	Größen im Zusammenhang mit Verlusten, bzw. Verlustwärme
vor	Vorsteuerung
Wirbel	Größe in Bezug auf Wirbelströme
Zelle	auf einzelne (Elektrolyse-) Zelle bezogen
#	mit Modell berechnete Größe
0	Kennzeichnung von Normalbedingungen im Bereich chemischer Reaktionen (Temperatur = 25 °C und Druck 100 kPa)
soll	Vorgabe- bzw. Sollwert, den ein Regelsystem einstellen soll
'	Kennzeichnung von Transformator-sekundärseitigen Größen

Kurzfassung

Die Wasserelektrolyse stellt als Speichertechnologie einen wichtigen Baustein zur Verstärkung volatiler regenerativer elektrischer Energiequellen wie Photovoltaik oder Windenergie dar. Großes Potential bringt die Erzeugung von Wasserstoff für eine Sektorenkopplung verschiedener Wirtschafts- bzw. Industriezweige bezüglich deren Bedarf chemischer Energieträger, der bisher aus fossilen Quellen bedient wird.

Unter Voraussetzung einer angestrebten Integration von Wasserelektrolysesystemen in bestehende Infrastruktur, werden geeignete Gleichrichtersysteme benötigt, welche eine effiziente Elektrolyse-Prozessführung ermöglichen und sich günstig in das bestehende Wechsel- bzw. Drehspannungsnetz einfügen und gleichzeitig einen hohen Wirkungsgrad aufweisen. Die Anforderungen des Netzes für Gleichrichter ergeben sich aus Richtlinien zum Betrieb von Bezugs- bzw. Erzeugungsanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren zu erwartende Entwicklung. Neben Anforderungen, welche für alle betrachteten Gleichrichtervarianten als konstruktiv und regelungstechnisch erfüllbar einzustufen sind, wie z.B. kurzzeitige Spannungseinbrüche oder Flicker, ergeben sich als Topologie-spezifische Eigenschaften der Grundswingungsleistungsfaktor und die harmonische Stromverzerrung, mit denen die Netzbelastung bewertet werden kann. Bezüglich des Elektrolyse-Prozesses muss zunächst die Wechselwirkung von Prozess und Gleichrichter abgebildet werden. Dazu wird ausgehend von der chemischen Reaktion zur Aufspaltung von Wassermolekülen und dessen Nutzbarmachung im Elektrolyseur das elektrische Verhalten abgeleitet. Eine hierfür ausreichende Beschreibung ist durch ein RC-Doppelschichtmodell mit serieller Spannungsquelle gegeben, aus dessen ohmsch-kapazitivem Verhalten auf eine hohe Sensitivität gegenüber Spannungsschwankungen geschlossen werden kann. Darauf aufbauend werden Anforderungen an Qualität bzw. Welligkeit des dem Elektrolyseur zuzuführenden Gleichstroms abgeleitet. Durch Auswertung von Prozessuntersuchungen wird eine anzustrebende maximale Welligkeit definiert, welche geringen Energiebedarf und hohe Gasqualität bzw. Reinheit des produzierten Wasserstoffs gewährleistet.

Um Gleichrichtersysteme auf Eignung zur Erfüllung der abgeleiteten Anforderungen untersuchen zu können, wird der Stand der Technik steuerbarer Hochstromgleichrichter, ausgehend von der sechspulsigen Thyristor-basierten Brückenschaltung als einfachstem

Gleichrichter mit symmetrischer Netzbelastung, analysiert. Darauf aufbauend werden Varianten mit erhöhter Pulszahl, sowie zusätzlichen seriellen Wechsel- und Gleichspannungsteilern betrachtet. Im Kontext volatiler Energiequellen wird für Elektrolysesysteme ein Teillastbetrieb gefordert, bei dem die konventionellen Hochstromgleichrichter Netz- und Prozessanforderungen nicht ohne Zusatzaufwand erfüllen können. Entsprechend werden zusätzlich selbstgeführte Gleichrichter und bestehende Hybridkonzepte zur Kombination von Thyristor-basierten netzgeführten Gleichrichtern mit selbstgeführten Gleichrichtern vorgestellt. Diese versprechen aufgrund der Eigenschaft von selbstgeführten Gleichrichtern, Netz- und Ausgangsstrom weitestgehend frei einstellen zu können, bessere Ergebnisse bei der Erfüllung von Netz- und Prozessanforderungen.

Da bestehende Gleichrichtersysteme nur bedingt in der Lage sind, Netz- und Prozessanforderungen über einen weiten Betriebsbereich bei hohem Wirkungsgrad in der angestrebten Anwendung zu erfüllen, werden neue Hybridgleichrichterkonzepte vorgestellt, welche auf die Elektrolyse-Anwendung mit ihren hohen Strömen bei vergleichsweise geringen Spannungen angepasst sind. Kern bildet hier die parallele Anordnung sechs- oder höherpulsiger Thyristor-basierter Gleichrichter mit gleichstromseitig parallelgeschalteten ein- oder mehrstufigen selbstgeführten Gleichrichtern, wodurch eine konstante Momentanleistungsübertragung erreicht werden kann. Die wechsellspannungsseitige Kopplung erfolgt über zusätzliche Wicklungsgruppen im aus Sicherheitsgründen geforderten Trenntransformator. Ergänzt ist eine Hybrid-Gleichrichtervariante, welche die Sicherheitsanforderungen einer Wasserstoffprozessierung auf Erd-Potential ohne Trenntransformator ermöglicht.

Zum Vergleich verschiedener Gleichrichtersysteme ist eine Simulationsmethodik entwickelt worden, die mit Hilfe von Datenblattwerten einzusetzender Komponenten parametrierbar ist und damit bereits im Entwurfsprozess von Gleichrichtersystemen zum Einsatz kommen kann. Die Genauigkeit der mit der Simulationsmethodik gewonnenen Ergebnisse wird anhand der zur Funktionsüberprüfung der neuen Hybridgleichrichter entworfenen 10 kW-Gleichrichter-Demonstratoren nachgewiesen.

Im Ergebnis zeigt sich, dass Hybrid-Gleichrichter netz- und prozessseitige Anforderungen über weite Betriebsbereiche im Gegensatz zu nur thyristorbasierten Gleichrichtern erfüllen; der Wirkungsgrad dabei jedoch im Gegensatz zu vollständig selbstgeführten Gleichrichtersystemen nur geringfügig abfällt.

Abstract

Water-electrolysis is an emerging storage-technology to help continuing volatile energy-generation systems such as wind or photovoltaic. Using the produced hydrogen for sector-coupling hereby has great potential to supply the need of chemical energy carriers in economy- and industry-branches currently driven mostly by fossil energy carriers. Assuming the integration of water-electrolysis systems into existing infrastructure, rectifier systems will be needed for grid integration which fulfill grid and process demands as well to achieve low grid distortion and high gas quality at less possible energy consumption. Grid demands are derived from standards for coupling large loads respectively generation systems to the medium voltage grid and consideration of their development. Besides demands which can be addressed directly by construction or control, such as sudden voltage drops or flicker, there are topology-specific properties, like the fundamental power factor and total harmonic distortion of the currents, drawn from the grid. Concerning the process, firstly the interaction between electrolysis process and rectifier is derived by analyzing the electrical behavior of the electrolyzer, originating from the chemical reaction needed for water-decomposition and its utilization in an electrolyzer. The resulting model consists of a RC-double-layer structure with a serial voltage source forming an ohmic capacitive behavior highly sensitive to voltage deviations. Based on this model, a demand for the DC-current quality is derived. Analyzing further process investigations concerning energy demand and gas-quality, respectively gas purity depending on DC-current quality, allows defining a permissible DC-current ripple.

For evaluation of rectifier systems concerning the derived demands, firstly the state of the art of high current rectifiers is analyzed. Starting from the six pulse thyristor-based bridge rectifier (SCR) as the most simple topology with symmetrical grid burdening, higher pulse count rectifiers as well as rectifiers with additional AC- and DC-stages are considered. As those conventional thyristor-based rectifiers are only hardly able to fulfill the grid and process demands, especially under partial load conditions occurring in context with volatile generation, self controlled rectifiers, as well as known thyristor-transistor hybrid structures, are taken into account. Hereby the ability of self-controlled topologies to freely shape grid and process currents over a wide operation range becomes relevant as

this promises to fulfill grid and process demands.

However, as existing rectifier-systems are only partly able to fulfill all grid and process demands at reasonable efficiencies for the eletrolysis application, new hybrid rectifiers are presented, addressing the high current demand at the relatively low voltages typically occurring in the water-electrolysis application. Herein the basic new hybrid rectifier-system connects a thyristor-based rectifer in parallel with an one or multistage self-controlled rectifier (e.g. VSI), while the AC side is coupled using additional winding groups in the isolation transformer, which is needed anyway for safety reasons, thus enabling constant momentous power flow. In advance, for low voltage grid-connected systems, a hybrid rectifier with a structure similar to Flexible-AC-Transmission systems, but with a different control scheme is introduced, which enables the for safety reasons demanded hydrogen processing on ground-earth potential without isolation transformer.

To enable comparison already at early design stage of the broad range of different rectifier systems, a simulation methodology based on datasheet-values of used components has been developed. Herein, the accuracy of the simulation methodology is validated by applying it on the 10 kW rectifier-demonstrators initially designed for prove-of-concept of the new hybrid rectifiers.

In conclusion, the hybrid rectifiers enable fulfilling grid- and process-demands over a wide operation range with only slightly worse efficiency compared to thyristor-only rectifiers and significantly better efficiency compared to transistor-only based rectifier systems.

1 Einleitung

Mit der Energiewende bekommt die Wasserelektrolyse eine verstärkte Bedeutung als Bindeglied in der gesamten energetischen Erzeugungs- und Bezugskette. Auf der Seite der Erzeugung, beziehungsweise Wandlung zu nutzbarer Energie kann mit Photovoltaik- und Windenergieanlagen elektrische Energie in großem Maßstab bereitgestellt werden. Herausforderung ist hierbei die fluktuierende Verfügbarkeit dieser regenerativen Energien, welcher einerseits durch Speicherung und andererseits durch ausreichenden Zubau von Erzeugungsanlagen zu einer hohen Deckung des elektrischen Leistungsbedarfs begegnet werden muss. An dieser Stelle greift das Potential von Wasserelektrolyse zur Sektorenkopplung: Energie, welche nicht durch den elektrischen Leistungsbedarf benötigt wird, kann in einen speicherbaren und in anderen Sektoren verwendbaren chemischen Energieträger gebunden werden. Abbildung 1.1 illustriert hierzu eine mögliche Integration von Elektrolysesystemen in bestehende Versorgungsinfrastrukturen. Dabei stellt der Anschluss an bestehende Wechselspannungs- bzw. Drehstromnetze mittels geeigneter Gleichrichtersysteme, die den für die Elektrolyse benötigten Gleichstrom bereitstellen, einen zielführenden Ansatz dar.

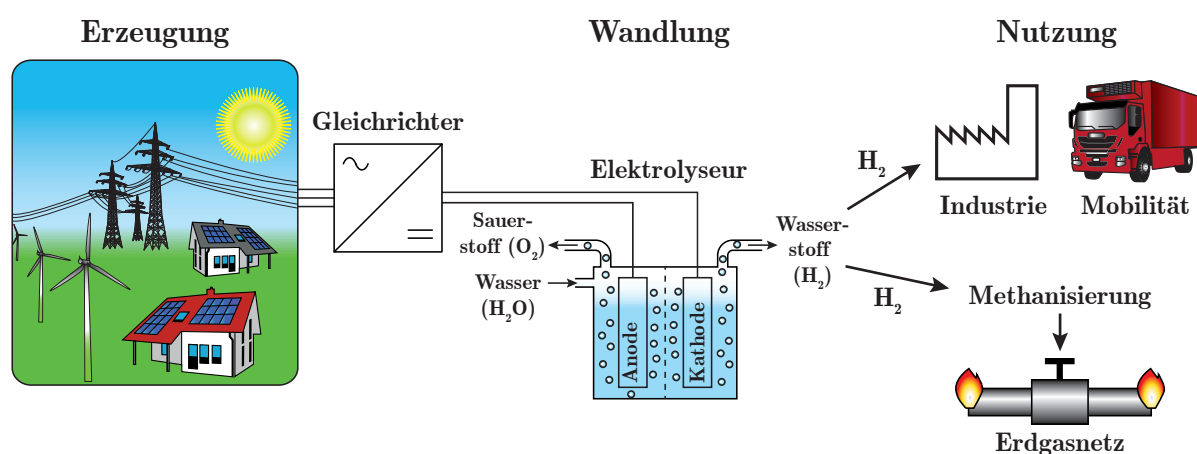


Abbildung 1.1: Einbindung von Elektrolysesystemen im Kontext der Energiewende

1.1 Wasserelektrolyse im Kontext der Energiewende

Ziel der Energiewende ist die Deckung von einem größtmöglichen Teil des Bedarfs durch regenerative Quellen. Dabei hat zum Stand 2019 die Transformation im Sektor der elektrischen Energie den größten Fortschritt mit einem regenerativen Anteil von ca. 42 % am Bedarf [1]. Die Sektoren Wärme und Mobilität weisen hier deutlich geringere Anteile mit $< 15\%$, bzw. $< 6\%$ gemessen am Gesamtbedarf auf, wobei hier der regenerative Anteil zu großen Teilen biogenen Ursprungs ist.

Diesen Zahlen folgend ist insbesondere im Mobilitätsbereich eine Verschiebung hin zu regenerativen Quellen noch eine Herausforderung. Im Bereich des Individualverkehrs kann der Wandel durch Batterie-elektrische Fahrzeuge mit inzwischen für viele Anwendungen ausreichender Reichweite erfolgen. Im Schwerlastverkehr über große Entfernungen wird jedoch aufgrund von benötigter Energie und gefordertem geringen Leergewicht der Fahrzeuge ein chemischer Energieträger aufgrund hoher erreichbarer gravimetrischer Energiedichte notwendig. Insbesondere Brennstoffzellen-elektrische Fahrzeuge, welche mit Wasserstoff betrieben werden, stellen nach den Studien [2] und [3] eine ausbaufähige, klimafreundliche und im Vergleich zu Biomasse effiziente Lösung dar.

Zusätzlich ergibt sich für Wasserstoff zukünftig ein steigender Bedarf in Industrien, die andere Energieträger substituieren oder benötigten Wasserstoff aus regenerativen Quellen zur Dekarbonisierung nutzen können, wie Stahl- und Chemieindustrie. Insgesamt kann Wasserstoff sehr vielseitig eingesetzt werden, direkt als Brennstoff oder als Eingangsmedium eines Syntheseprozesses für weitere chemische Verbindungen wie zum Beispiel Ammoniak, Methan, Methanol und Kraftstoffe mit länger-kettigen Verbindungen.

Die nationale Wasserstoffstrategie [4] nennt hier als Bedarfsprognosen ein Energieäquivalent von 90...100 TWh bis 2030, von denen zu diesem Zeitpunkt über Elektrolyseanlagen mit 5 GW Anschlussleistung ca. 14 TWh regenerativ gedeckt werden sollen. Zunächst soll das bisher weit verbreitete Verfahren der Gasreformierung von Erdgas die Differenz abdecken; der sukzessive Zubau von Elektrolysesystemen, auch in anderen Ländern, soll die Deckungslücke langfristig schließen.

Die Wasserelektrolyse stellt damit einen elementaren Baustein für eine vollständige Energiewende über alle Sektoren dar, die bisher mit fossilen Energieträgern betrieben werden. Zusätzlich kann mit Elektrolysesystemen einem Problem beim Ausbau der elektrischen Energieerzeugung begegnet werden, indem diese zur Aufnahme der Erzeugung-zu-Bedarfs-Differenz eingesetzt werden. Müssen zu Zeiten mit hoher Erzeugung Anlagen abgeregelt werden oder drohen Netzknoten zu überlasten, können Elektrolysesysteme die

Differenz aufnehmen und so zur Verstetigung des Energietransports bei insgesamt höherem nutzbarem Ertrag beitragen.

1.2 Problemstellung bei den Gleichrichtersystemen

Die Erzeugung von regenerativem, beziehungsweise sogenanntem „grünen“ Wasserstoff mittels Elektrolyse ist ein auch industriell weitgehend erprobtes Verfahren. Insbesondere alkalische Elektrolyseure, die ohne teure Materialien wie Platin gebaut werden können, sind seit mehreren Jahrzehnten in großtechnischem Einsatz.

Eine Herausforderung für den Betrieb von Elektrolyseuren ist die Bereitstellung der notwendigen Gleichströme, wobei größere Anlagen Ströme im Kilo-Ampere erreichen. In konventionellen Elektrolysesystemen ist zur Amortisierung der Investitionskosten ein dauerhafter Betrieb nahe der Nennleistung angestrebt worden. Zur Bereitstellung des Prozessstroms sind möglichst einfache Gleichrichter mit insgesamt hohem Wirkungsgrad im Einsatz, welche in konventionellen Netzstrukturen zulässige Rückwirkungen im angestrebten Nennbetriebsbereich aufweisen.

Im Kontext der Energiewende kommt den Elektrolysesystemen zusätzliche Bedeutung zur Netzstabilisierung zu. Notwendig wird hierbei eine Möglichkeit zum Betrieb in Teillast, um Erzeugungs- und Bedarfsschwankungen ausregeln zu können. Diese Forderung kombiniert sich mit abnehmender Toleranz der Versorgungsnetze gegenüber Rückwirkungen durch die Gleichrichter wie verzerrte Ströme und Blindleistungsbedarf. Beim Elektrolyseprozess auf der anderen Seite sind Lastwechsel zwar sehr schnell möglich, jedoch muss über den gesamten Betriebsbereich ein ausreichend gut geglätteter Elektrolysestrom gewährleistet sein.

Insbesondere den Forderungen zu Netz-Rückwirkungen und Ausgangsglättung können konventionelle, auf Thyristoren basierende Gleichrichter nur unter erheblichen Aufwand gerecht werden.

Alternative Gleichrichterkonzepte, welche in kleineren Leistungsbereichen aufgrund der üblicherweise strengeren Anforderungen an deren Anschlusspunkten bereits verbreitet sind, erreichen geringere Netz-Rückwirkungen bei geringer Ausgangsstromwelligkeit. Jedoch sind diese mit höheren Verlusten behaftet, in der erforderlichen Strom- und Spannungs-klasse wenig erprobt oder erreichen den benötigten Stellbereich nicht ohne Zusatzkomponenten.

1.3 Zielsetzung

Angestrebt ist ein möglichst umfassender Vergleich von aktuellen und zukünftig möglichen neuen Gleichrichtersystemen für die Wasserelektrolyse unter Berücksichtigung der Anforderungen als Bindeglied in der Sektorenkopplung.

Zunächst müssen dazu die Anforderungen der Versorgungsnetze an Elektrolyseanlagen bekannt sein und eine Abschätzung von deren Entwicklungsrichtung vorgenommen werden. Als weitere Grundlage sind die Eigenschaften der Elektrolyse-Prozessseite notwendig, für die, ausgehend vom chemischen Prozess und dessen Nutzung im Elektrolyseur, ein elektrisches Ersatzschaltbild entwickelt wird. Daran anschließend werden die Anforderung an den Prozessstrom durch Auswertung weitergehender Untersuchungen aufgezeigt.

Um Einschränkungen und Bedarf sichtbar machen zu können, wird der Stand der Gleichrichtertechnik im Bezug auf die Nutzung für Wasserelektrolyse analysiert.

Darauf aufbauend werden neue Gleichrichtersysteme vorgestellt, welche als hybride Strukturen aus verschiedenen bereits verfügbaren Gleichrichtertopologien durch modifizierte Ansteuerung und Regelverfahren zusammengesetzt werden können. Diese Prämisse für die neuen Gleichrichter wird gewählt, damit die Möglichkeit zur Umsetzung ohne weitere Entwicklungsschritte zur Industrialisierung der Technologie gegeben ist.

Um Vor- und Nachteile verschiedener Gleichrichtersysteme sichtbar machen zu können, wird ein Modellierungsverfahren vorgestellt, das basierend auf im Entwurfsprozess vorliegenden Daten parametrisiert werden kann. Mit dessen Hilfe erfolgt ein Vergleich über Ersatzwerte, mit denen Netzrückwirkungen, Prozessbeeinflussung, Verluste und Aufwand verschiedener Gleichrichtersysteme gegenüber gestellt werden können.

Abschließend wird die Funktion der beschriebenen neuen Gleichrichter anhand von Demonstratoren nachgewiesen, sowie die Modellierungsmethodik des vorangegangenen Vergleichs an den Demonstratoren gegengeprüft.

2 Eigenschaften von Stromnetz und Wasserelektrolyse

Die Integration von Speichersystemen in das Stromnetz bringt Anforderungen sowohl von der Netzseite als auch von der Prozessseite. Hierbei wird die Wasserelektrolyse als Speichersystem betrachtet, welches mit Hilfe von Leistungselektronik-basierten Gleichrichtern in das bestehende Wechselspannungsnetz integriert werden soll. Dazu werden zunächst generelle Forderungen der Netzbetreiber, abhängig von den zu erbringenden Aufgaben, zusammengefasst. In Ergänzung wird deren mögliche Entwicklung in Stromnetzen mit steigendem Anteil leistungselektronischer Komponenten betrachtet.

Für die Prozessseite wird ausgehend von den Grundlagen des elektro-chemischen Prozesses der Wasserelektrolyse dessen elektrisches Verhalten hergeleitet. Darauf aufbauend werden, in Verbindung mit Erkenntnissen von realen Elektrolysesystemen, die Anforderungen für einen effizienten Betrieb des Prozesses an das leistungselektronische System formuliert.

2.1 Stromnetz

Ein Elektrolyse-System als Energiewandler von elektrischer zu chemischer Energie verhält sich aus Sicht des Netzes wie eine Bezugsanlage¹. Im Kontext der erneuerbaren Energien ist eine Betrachtung von Elektrolyseanlagen über ihre Eigenschaft als Bezugsanlage hin zu einem Teil der Erzeugungsinfrastruktur zweckmäßig, da Aufgaben aus dem Bereich der Netzdienste übernommen werden können. So kann eine Elektrolyseanlage z.B. „negative Regelenergie“ bereitstellen, die Spannungshaltung durch Blindleistung unterstützen, sowie Anteile am Kurzschlussstrom bei Netzfehlerfällen bereitstellen. Die grundsätzlichen Anforderungen für größere Anlagen ab einigen 100 kVA, die am Mittelspannungsnetz angeschlossen werden, sind in der Anwendungsregel VDE-AR-N-4110 formuliert [5]². Analog

¹Sämtliche Anlagen, welche elektrische Energie aus dem Stromnetz beziehen, werden als Bezugsanlagen bezeichnet.

²Diese ist aus den generellen technische Anschlussbedingungen (TAB) Mittelspannung [6] und Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz [7] hervorgegangen. Da die VDE-AR-N-4110 zum Zeitpunkt der durchgeführten Analyse noch nicht vorgelegen hat, wird im Folgenden auf [6] und [7] referenziert.

sind die Anforderungen für kleinere Anlagen, bei denen ein Anschluss am Niederspannungsnetz zweckmäßig ist, in der Anwendungsregel VDE-AR-N-4105 definiert [8]. Diese Anwendungsregeln werden mit den TAB der jeweiligen Netzbetreiber ergänzt, welche im Einzelfall abweichende Anforderungen enthalten³. Abhängig vom Anschlusspunkt können vom Netzbetreiber über die TAB hinausgehende Anforderungen gestellt werden.

Im Folgenden sollen die grundlegenden Anforderungen skizziert werden, sowie Bewertungsmaßstäbe für die Untersuchungen in den Kapiteln 3 - 5 definiert werden.

2.1.1 Spannungsänderung

In den TAB-Mittelspannung werden zunächst Anforderungen an die Spannungsänderung beim An- bzw. Abfahren⁴ und im Betrieb⁵ von Bezugsanlagen definiert. Ein bezüglich der Anschlussleistung ausreichender Anschlusspunkt vorausgesetzt, können diese Anforderungen durch das Führungssystem des Elektrolysesystems erfüllt werden: Elektrolyseure können in einem weiten Leistungsbereich über ihre als Stellglied fungierende Leistungselektronik geregelt werden. Durch eine geeignete Sollgrößenvorgabe kann die Spannungsänderung am Netzknoten limitiert oder eine Spannungsstabilisierung erreicht werden. So kann beispielsweise in Kombination mit am gleichen Netzknoten angebotenen Erzeugungsanlagen durch eine Kopplung der Regelsysteme erreicht werden, dass diese mit Elektrolyseanlagen gemeinsam als „virtuelles Kraftwerk“ eine Spannungsstabilisierung erreichen.

2.1.2 Oberschwingungen

Die Einhaltung der Vorgaben zu Oberschwingungen in den Netzströmen bedürfen bei Einsatz von leistungselektronischen Stellgliedern einer genaueren Betrachtung. Für Bezugsanlagen wird gemäß [6, Absch. 2.4.4] eine Verteilung typischer maximaler Netzfrequenzharmonischer Ströme in Abhängigkeit der Nennleistung der Bezugsanlage und der Nenn-Kurzschlussleistung⁶ am Netzknoten festgelegt. Beim Einhalten dieser Werte ist in der aktuell noch meist vorhandenen Netzstruktur,⁷ welche ausreichend Erzeugungsanlagen zur Bereitstellung der Oberschwingungsblindleistung beinhaltet, ein Betrieb der geplanten Anlage möglich. Bei Erzeugungsanlagen sind die Vorgaben der maximalen Ober-

³vgl. z.B. [9]

⁴Spannungsänderung kleiner 2% der Nennspannung am Netzknoten nach [7, Absch. 2.4.1]

⁵sog. Flicker, vgl. [7, Absch. 2.4.2]

⁶Nenn-Kurzschlussleistung $S_{kN} = I_{kN} \cdot U_N$

⁷Durch Wandel in Erzeugungsanlagenstruktur zunehmend nicht mehr gegeben

schwingsströme zunächst auf die Kurzschlussleistung des Netzknotens bezogen. Wird aber von einer gleichmäßigen Verteilung des Oberschwingungskontingents gemäß dem Anteil der Anschlussleistung einer Bezugs- bzw. Erzeugungsanlage an der Netzknoten-Nennleistung ausgegangen, ergeben sich für Erzeugungsanlagen nach [7, Absch. 2.4.3] strengere Grenzwerte als für Bezugsanlagen.

Um die Anforderungen gegenüberzustellen, wird beispielhaft die Verteilung der Oberschwingungsströme an einem kleineren Netzknoten betrachtet.⁸ Unter Annahme einer Nennleistung des Netzknotens von $S_N = 1,3 \text{ MVA}$, einer Kurzschlussleistung von $S_{kN} = 26,4 \text{ MVA}$ und einer Bezugsleistung von $S_E = 100 \text{ kVA}$ ⁹, ergibt sich die Verteilung in Abbildung 2.1. Gezeigt sind die typisch auftretenden und in [6], [7] definierten Oberschwingungen unterhalb der 40. Netzfrequenz-Harmonischen jeweils bezogen auf den Effektivwert der Stromgrundschwingung I_{s1} . Andere Netzfrequenz-Harmonische treten bei symmetrischen Brückenschaltungen in diesem Bereich nicht auf. Als Referenz ist die Verteilung der Oberschwingungsströme eines B6C-Thyristor-Gleichrichters mit „gut geglättetem“ Ausgangsstrom eingezeichnet¹⁰.

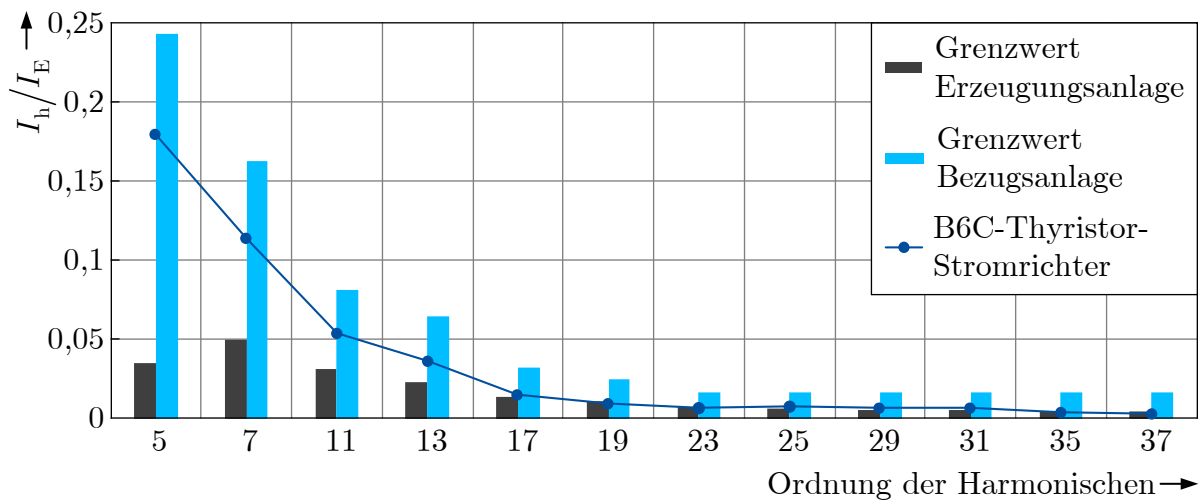


Abbildung 2.1: Zulässige relevante Netzfrequenz-harmonische Ströme an einem $S_N = 1,3 \text{ MVA}$ Netzknoten mit einer Kurzschlussleistung von $S_{kN} = 26,4 \text{ MVA}$ und einer Bezugsleistung von $S_E = 100 \text{ kVA}$. Als Referenz sind die Netzfrequenz-Harmonischen eines B6C-Thyristor-Stromrichters eingezeichnet.

⁸typische Nenn-Kurzschlussleistung an Mittelspannungs-Netzknoten $S_{kN} = 20 \text{ MVA} \dots 500 \text{ MVA}$, vgl. [7, Absch. B.2.4].

⁹vgl. gewählte Nennleistung beim Systemvergleich in Kapitel 5.

¹⁰Ausgangsstromwelligkeit $w_i \rightarrow 0$; vgl. Abschnitt 3.1.

Anhand Abbildung 2.1 wird deutlich, dass sich die zulässigen Netzfrequenz-harmonischen Ströme an den bei Stromrichtern in Brückenschaltung typischen Verteilungen orientieren¹¹. Um eine einfache Vergleichsgröße für die Netzurückwirkungen zu erhalten bietet es sich deshalb an, die Oberschwingungen als harmonische Strom-Verzerrung THD_i zusammenzufassen. Gleichung (2.1) zeigt die Definition der THD_i nach IEEE 1459-2010 [11]. Dabei beschreibt I den Effektivwert des Leiterstroms und $I_{(h=1)}$ den Effektivwert der 1. Netzfrequenz-Harmonischen¹² von I , bzw. I_n den Effektivwert der n . Netzfrequenz-Harmonischen ($n \in \mathbb{N}^*$).

$$THD_i = \frac{\sqrt{I^2 - I_{(h=1)}^2}}{I_{(h=1)}} \quad (2.1)$$

Die bei Thyristor-Gleichrichtern relevanten und bezüglich Netzspannungsverzerrung, aufgrund von Spannungsabfällen an Netzreaktanzen, kritischen unteren 40 Netzfrequenz-Harmonischen können im THD_{i40} nach Gleichung (2.2) zusammengefasst werden. Im Beispiel in Abbildung 2.1 ergibt sich als zulässiger Wert $THD_{i40} < 0,316$ für eine Bezugsanlage an diesem Netzknoten und $THD_{i40} < 0,076$ für eine Erzeugungsanlage.

$$THD_{i40} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} I_n^2}}{I_{(h=1)}} \quad (2.2)$$

Insbesondere bei selbstgeführten Gleichrichtern¹³ können höhere Anteile an Harmonischen und Zwischenharmonischen oberhalb der 40. Netzfrequenz-Harmonischen auftreten, welche insbesondere im Bereich zwischen 2 kHz und 9 kHz begrenzt sind¹⁴. Im Fall einer Anbindung mit Erdkabeln wirkt die sich ergebende Leitungs-Kapazität bereits stark dämpfend, deshalb können weitere Filtermaßnahmen oftmals entfallen¹⁵. Zwischenharmonische unterhalb der 40. Netzfrequenz-Harmonischen sowie Subharmonische entstehen bei symmetrischen Schaltungen typischerweise durch ungeeignete Ansteuerung bzw. Regelungen und können vermieden werden.

Da insgesamt am Verknüpfungspunkt eine maximale Spannungsverzerrung¹⁵ nicht über-

¹¹vgl. Stromrichtertechnik, u.a. [10, S.159ff.].

¹²gleichbedeutend mit Grundschwingung.

¹³vgl. Stand der Technik selbstgeführter Gleichrichter in Abschnitt 3.2.

¹⁴vgl. [6, Absch. 2.4.4] und [7, Absch. 2.4.3].

¹⁵vgl. [7, Absch. B.2.4].

schritten werden darf, können abhängig von weiteren Anschlüssen und technischer Ausführung abweichende Oberschwingungströme festgelegt werden.

Zusätzliche Spannungsverzerrungen am Verknüpfungspunkt werden direkt durch Kommutierungseinbrüche hervorgerufen. Diese sind abhängig von den sich ergebenden Spannungsteilern aus Netz- und Anlagenreaktanzen während Schaltvorgängen und müssen auf unter 5 % des Scheitelwerts der Nennspannung limitiert sein¹⁶.

2.1.3 Grundschiwungsblindleistung

Neben der Verzerrung der Netzspannung durch Oberschwingungen stellt die Grundschiwungsblindleistung eine erhebliche Belastung für die Betriebsmittel eines Netzes und dessen Spannungshaltung dar. Entsprechend wird für Bezugsanlagen der maximale Blindleistungsbedarf über die Festlegung des zulässigen Grundschiwungs-Leistungsfaktors $\cos(\varphi)$ zwischen $\cos(\varphi) > 0,9$ kapazitiv und $\cos(\varphi) > 0,9$ induktiv begrenzt. Für Erzeugungsanlagen wird darüber hinaus eine variable Blindleistungseinstellung verlangt, der verschiedene Gütekriterien zu Grunde liegen können¹⁷.

Insofern stellt die Einstellbarkeit des Grundschiwungs-Leistungsfaktors $\cos(\varphi) = P/S_1$ ¹⁸ eine Bewertungs- und Vergleichsgröße für Elektrolyse-Gleichrichter dar.

Teilweise wird der Leistungsfaktor λ angegeben,¹⁹ der die gesamte Scheinleistung S , einschließlich Oberschwingungen, und die Wirkleistung P in Verbindung setzt. Nachteilig ist bei dieser Angabe, dass eine Verletzung der Grenzwerte für Oberschwingungen durch einen geringen Grundschiwungs-Blindleistungsbedarf verdeckt werden kann und umgekehrt. Wie Gleichung (2.3) aufzeigt, kann aus den einzelnen Bewertungsgrößen THD_i und $\cos(\varphi)$ der Leistungsfaktor λ ermittelt werden.

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{S_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (2.3)$$

2.1.4 Netzstützung

Soll eine Elektrolyseanlage Aufgaben der Erzeugungsinfrastruktur übernehmen, muss diese sich an der Spannungs- und Frequenzhaltung beteiligen (statische Netzstützung). Die

¹⁶vgl. [6, Absch. 2.4.6] und [7, Absch. 2.4.4].

¹⁷ $\cos(\varphi)$ in Abhängigkeit von Wirkleistung, Spannung oder fester Werte, die ggfs. vom Netzbetreiber angefordert werden können [7, Absch. 2.5.4].

¹⁸ S_1 bezeichnet die Grundschiwungsscheinleistung.

¹⁹z.B. für das in [12] vorgestellte Gleichrichtersystem.

Spannungshaltung erfolgt über das zuvor beschriebene Einstellen von Blindleistung nach Anforderung des Netzbetreibers. Wird an einem Netzknoten durch andere Erzeugungsanlagen eine höhere Leistung eingespeist, als bei Auslegung des Netzes vorgesehen ist, kann es trotz im Netz ausgeglichener Leistungsbilanz lokal zu Über- oder Unterspannung kommen. Durch Bereitstellung von induktiver oder kapazitiver Blindleistung kann der Spannungsabfall an den Netzbetriebsmitteln ausgeglichen und so die Spannungsgrenzwerte am Netzknoten wiederhergestellt werden [13].

Im Fall einer zu geringen Einspeisung im Netz und dem damit verbundenen Abfall der Frequenz kann eine Elektrolyseanlage heruntergeregelt werden und so „negative Regelenergie“ bereitstellen. Analog zur Forderung aus [7, Absch. 2.5.3], welche für Erzeugungsanlagen bei Überfrequenz eine Abregelung von 100 % bis auf 10 % verlangt, würde das eine entsprechende Abregelung der Bezugsleistung bei Unterfrequenz bedeuten. Elektrolyseanlagen können dabei deutlich schneller ausgelegt werden als die verlangte maximale Ausregelzeit von einer Minute.

Eine zusätzliche Forderung ist die dynamische Netzstützung für definiertes Verhalten bei einem Netzfehler. Erzeugungsanlagen dürfen sich bei einem Spannungseinbruch zunächst nicht vom Netz trennen und müssen Blindleistung zur Verfügung stellen, um das Netz nach dem Fehler wieder zu stabilisieren²⁰. Dadurch, dass ein Elektrolyseur nur Leistung aufnehmen kann und einzig im Gleichrichter gespeicherte Energie gegebenenfalls zur Verfügung steht, sind hier die Möglichkeiten begrenzt. Dennoch kann abhängig von der Topologie des Gleichrichters zumindest ein definiertes Verhalten bezüglich Blindleistungsbereitstellung, Wirkleistungsaufnahme und schnelle Resynchronisation mit dem Netz erreicht werden.

2.1.5 Kompensationsanlagen

Können die Anforderungen zu Grund- und Verzerrungsblindleistung nicht eingehalten werden oder ergeben sich an einem Netzknoten strengere Anforderungen, müssen nach Vereinbarung mit dem Netzbetreiber gegebenenfalls Kompensationsanlagen betrieben werden.²¹ Passive Kompensationsanlagen müssen dem Blindleistungsbedarf der Anlage folgen, entsprechend muss diese zumindest in Stufen einstellbar sein. Um Resonanzen mit Netzbetriebsmitteln, die durch Spannungsverzerrungen angeregt werden, zu vermeiden, werden üblicherweise Frequenz-selektive Saugkreise gefordert. Bei diesen sind die Kompensationskondensatoren mit Seriendrosseln auf Resonanzfrequenzen nahe den zu filternden Netzfrequenz-Harmonischen abgestimmt [14],[15]. Des weiteren muss durch ggf. zusätzliche Sperr-

²⁰vgl. [7, Absch. 2.5.1.2].

²¹vgl. [6, Absch. 5.6] und [7, Absch. 5.8].

kreise sichergestellt sein, dass die Rundsteuerung im Netz²² nicht beeinflusst wird. Insbesondere bei Notwendigkeit von lastabhängiger Kompensation können Leistungselektronik-basierte aktive Filter erforderlich werden²³. Falls Netzfrequenz-Harmonische und Zwischen-Harmonische bedingt durch die Modulation von selbstgeführten Gleichrichtern zu hohe Werte annehmen, sollten diese mit Eingangsfiltren höherer Ordnung ausgestattet werden, die von der Regelung der Anlage geführt werden.

2.1.6 Erweiterte Anforderungen bei steigendem Leistungselektronik-Anteil

Bei steigendem Anteil von leistungselektronischen Erzeugungs- und Bezugsanlagen wird das Erfüllen von über die TAB hinausgehenden Anforderungen notwendig. Im Extremfall stehen Bezugsanlagen mit hohen Oberschwingungsströmen und negativem differentiellen Wirkwiderstand²⁴ fluktuierende Einspeisung auf Basis eines geregelten Einspeise-Stroms²⁵ gegenüber.

Um den Folgen von Bezugsanlagen mit negativem differentiellen Eingangswiderstand entgegen zu wirken, muss bei hohem Anteil von Leistungselektronik-basierten Erzeugungsanlagen eine inhärente Anpassung an die Änderung von Netzparametern erfolgen. Die Erzeugungsanlagen sollten also als Spannungs-Quellen „Netz-formende“ Eigenschaften aufweisen anstatt der aktuell geforderten „Netz-unterstützenden“ Eigenschaften. Die damit mögliche Transformation in Richtung ausschließlicher Speisung des Netzes durch Leistungselektronik-basierte Erzeugungsanlagen wird in [20] aufgezeigt. Bezogen auf Elektrolyseanlagen entspricht das einer Erweiterung der Regelung, bei der abhängig von Frequenz und ggfs. Spannungsgradienten direkt eine Leistungsanpassung erfolgt, um einen positiven differentiellen Widerstand zu erreichen.

Hinzu kommen erhöhte Anforderungen bezüglich Oberschwingungsblindleistung. Da Leistungselektronik-basierte Erzeugungsanlagen nur im Rahmen ihrer Bemessungsströme Blindleistung bereitstellen können, ist für Bezugsanlagen $THD_{i40} \rightarrow 0$ anzustreben. Darüber hinaus kann das Bereitstellen von Oberschwingungsblindleistung durch die Leistungselektronik einer Elektrolyseanlage bei Betrieb unterhalb der Bemessungsleistung in

²²Die Rundsteuerfrequenz zur einfachen Fernsteuerung von Anlagen kann z.B. bei 183,3 Hz liegen.

²³vgl. Abschnitt 3.2, sowie [16],[17].

²⁴Regelt eine Bezugsanlage eine konstante Bezugsleistung, wie es z.B. bei mittels Umrichter drehzahl-geregelter Maschinen der Fall ist, führt das bei einem Spannungsabfall am Eingang zu einer höheren Stromaufnahme und umgekehrt. Die resultierende Impedanz weist damit gegenüber dem Netz einen negativen differentiellen Realteil auf und kann bei unausgeglichener Erzeugungs-/Verbrauchsbilanz eine Mitkopplung und Netzdestabilisierung auslösen. Vgl. dazu auch [18],[19].

²⁵Erzeugungsanlage verhält sich wie eine Stromquelle.

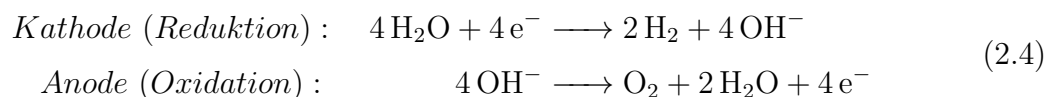
Betracht gezogen werden, falls der eingesetzte Gleichrichter dazu geeignet ist. Für höherfrequente Verzerrungen kann analog zu den vorangegangenen Abschnitten bereits die Netzimpedanz ausreichend zur Filterung sein oder andernfalls eine höhere Filterordnung an der Bezugsanlage vorgesehen werden.

2.2 Elektrolyse

Die Analyse des Elektrolyseprozesses und seiner technischen Nutzbarmachung ergibt spezielle Anforderungen an die zur Speisung eingesetzte Leistungselektronik sowie deren Regelsystem. Insofern ist die Kenntnis über den chemischen Prozess, die Eigenschaften der zur Nutzung des Prozesses erforderlichen Erweiterungen und der grundsätzliche technische Aufbau von Elektrolyse-Systemen notwendige Grundlage. Darauf aufbauend lassen sich die elektrischen Eigenschaften von Elektrolyseuren ableiten, aus denen über den geforderten Betriebsbereich das Lastprofil für die speisende Leistungselektronik entsteht. Betrachtet wird hier die alkalische Elektrolyse, da dieses Verfahren weit entwickelt ist und im kommerziellen Bereich Lebensdauern über 90000 h angegeben werden [21]. Hinzu kommt eine gute Skalierbarkeit und ein Aufbau ohne Verwendung seltener Erden. Die resultierenden Modelle sind jedoch grundsätzlich auf Festkörper-Elektrolyse, wie z.B. die „Protonen Exchange Membrane (PEM)“-Elektrolyse, übertragbar.

2.2.1 Chemischer Prozess

Der chemische Prozess der Wasserelektrolyse ist eine Redox-Reaktion, die das Aufspalten von Wassermolekülen unter Zuführung von Energie beschreibt. Dabei entsteht als Energieträger nutzbarer Wasserstoff und Sauerstoff [22, S.3222f], [23, S.24f], [24, S.7340], [25, Kap. 1]. Diese endotherme Redox-Reaktion teilt sich in zwei Teilreaktionen: Wasserstoff wird an der Ladungsträger-abgebenden Kathode reduziert und Sauerstoff an der Anode oxidiert.



Aus der Reaktions-Gleichung (2.4) ergibt sich für eine bestimmte Masse Wasserstoff m_H mit der benötigten Ladungsmenge $Q = I \cdot t$ die Gleichung (2.5). Hierbei ist $z_e = 2$ die Anzahl der zu übertragenden Elektronen e^- mit jeweils der Elementarladung

$e \approx 1,602176 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ zur Erzeugung eines Wasserstoffmoleküls, $F = 96485 \text{ C/mol}$ die Faradaykonstante und $M_H = 1,00784 \text{ g/mol}$ die molare Masse von Wasserstoff.

$$m_H = \frac{I \cdot t}{z_e \cdot F} \cdot M_H \quad (2.5)$$

Charakteristisch für eine bestimmte chemische Bindung ist deren molare freie Reaktionsenthalpie $\Delta_R G_m$. Diese beträgt bei Standardbedingungen²⁶ für Wasser $\Delta_R G_{\text{H}_2\text{O}}^0 = -237 \text{ kJ/mol}$. Das Vorzeichen von $\Delta_R G_m$ zeigt dabei an, ob eine exotherme Reaktion zum betrachteten Produkt führt ($\Delta_R G_m$ negativ) oder eine endotherme Reaktion vorliegt ($\Delta_R G_m$ positiv). Über die Faradaykonstante F und der Menge an Elementarladungen z_e je erzeugtem Wasserstoff-Molekül kann die reversible Spannung U_{rev} mit Gleichung (2.6) berechnet werden.

$$U_{\text{rev}} = \frac{\Delta_R G_m}{z_e \cdot F} \quad (2.6)$$

Die reversible Spannung U_{rev} stellt damit die Potentialdifferenz dar, die mindestens benötigt wird, damit die Redoxreaktion stattfinden kann.

Um Temperatur und Druck während der Reaktion nach Gleichung (2.4) konstant zu halten, muss zusätzlich Wärmeenergie $\vartheta \Delta S$ zugeführt werden; es ergibt sich in der thermodynamischen Betrachtung damit die thermoneutrale Enthalpie $\Delta_R H_m$ über die Gibbs-Helmholtz-Gleichung zu Gleichung (2.7).

$$\Delta_R H_m = \Delta_R G_m + \vartheta \Delta S \quad (2.7)$$

Die zusätzlich zuzuführende Wärmeenergie kann damit über die Temperatur ϑ , bei der die Reaktion stattfindet und der Entropie-Änderung ΔS beschrieben werden. Wird diese Wärmeenergie elektrisch zugeführt,²⁷ ergibt sich eine höhere erforderliche Potentialdifferenz, welche als thermoneutrale Spannung U_{tn} bezeichnet wird (Gleichung (2.8)).

$$U_{\text{tn}} = \frac{\Delta_R H_m}{z_e \cdot F} \quad (2.8)$$

Die thermoneutrale Enthalpie $\Delta_R H_m$ und damit auch die thermoneutrale Spannung U_{tn} sind nahezu unabhängig von Betriebstemperatur und Druck. Ausgehend von

²⁶Standardbedingungen in der Elektrochemie: Temperatur $25 \text{ }^\circ\text{C}$, Druck 100 kPa .

²⁷Das ist bei den meisten Elektrolyseuren der Fall; Ausnahmen bilden Systeme, bei denen z.B. Prozesswärme zugeführt werden kann (z.B. Hochtemperatur-Dampf-Elektrolyse[26], [27]).

$\Delta_{\text{R}}H_{\text{H}_2\text{O}}^0 = 286 \text{ kJ/mol}$ ($\hat{=} U_{\text{tn}}^0 = 1,48 \text{ V}$) bei Normalbedingungen verringert sich $\Delta_{\text{R}}H_{\text{H}_2\text{O}}^{100^\circ\text{C}} = 283 \text{ kJ/mol}$ ($\hat{=} U_{\text{tn}}^{100^\circ\text{C}} = 1,47 \text{ V}$) bei Erhöhung der Temperatur auf $\vartheta = 100^\circ\text{C}$ [22, S.3223]. Druckänderungen wirken sich in einer geringen Erhöhung von $\Delta_{\text{R}}G_{\text{m}}$ bzw. U_{rev} um ca. 5% aus, während die thermoneutrale Spannung U_{tn} nahezu konstant bleibt [23, S.25].

Eine erhöhte Betriebstemperatur wirkt sich gemäß Gleichung (2.7) in einem Absinken von $\Delta_{\text{R}}G_{\text{m}}$ aus, wodurch ein größerer Anteil der benötigten Energie als thermische Energie zugeführt werden könnte. Da bei der alkalischen Elektrolyse typischerweise die gesamte Energie elektrisch zugeführt wird, ist jedoch die thermoneutrale Spannung U_{tn} relevant.

2.2.2 Elektrolysezelle

Die beschriebene chemische Reaktion wird in einer elektro-chemischen Zelle realisiert, deren schematischer Aufbau in Abbildung 2.2 gezeigt ist und als Elektrolysezelle bezeichnet wird. Für die Elektroden wird jeweils ein Material verwendet, welches einen möglichst guten Ladungsübergang zum Elektrolyt ermöglicht, so dass hier möglichst geringe zusätzliche Spannungsabfälle entstehen. Das Elektrolyt soll einen guten Ladungstransport, bzw. Ionenstrom ermöglichen und nicht korrosiv auf die Elektroden wirken. Die gasdichte Membran übernimmt die Aufgabe der Trennung der Halbzellen für die an den Elektroden abgeschiedenen Produktgasen, indem sie nur für OH^- -Ionen durchlässig ist.

Die Wahl des Elektroden-Materials basiert auf der elektrochemischen Spannungsreihe, welche die Potentiale für die geforderten Teilreaktionen an einem bestimmten Material gegenüber der sogenannten Wasserstoff-Normalelektrode beschreibt [25, Kap. 1.4]. Die Potentialdifferenz zwischen einem Elektrodenpaar ergibt die reversible Spannung der Elektrolysezelle und kann bei geeignetem Elektrodenmaterial²⁸ nahe der reversiblen Spannung der chemischen Reaktion gewählt werden. Das bei der alkalischen Elektrolyse eingesetzte Kalium-Hydroxid (KOH) mit einem Massenanteil von 20...40% am Elektrolyt weist geringe korrosive Eigenschaften auf und ermöglicht die Verwendung von günstigen Elektrodenmaterialien, wie z.B. Graphit-beschichtete Nickel-Elektroden [30]²⁹. Das grundsätzliche Verhalten der Elektrolysezelle kann abstrahiert vom genauen Zellmaterial

²⁸Untersuchungen zu Elektrodenmaterialien und Oberflächenbeschaffenheiten zur Optimierung von Elektrolysezellen waren und sind Gegenstand von Forschung[28],[29]. Gefordert sind günstige Elektroden mit hoher Lebensdauer, großer aktiver Fläche z.B. durch poröse Oberflächen mit gleichzeitiger geringer Adhäsion für Gasblasen und möglichst geringer Potentialdifferenz.

²⁹Im Gegensatz zu PEM-Elektrolyseuren sind keine Platin-basierten Elektroden notwendig.

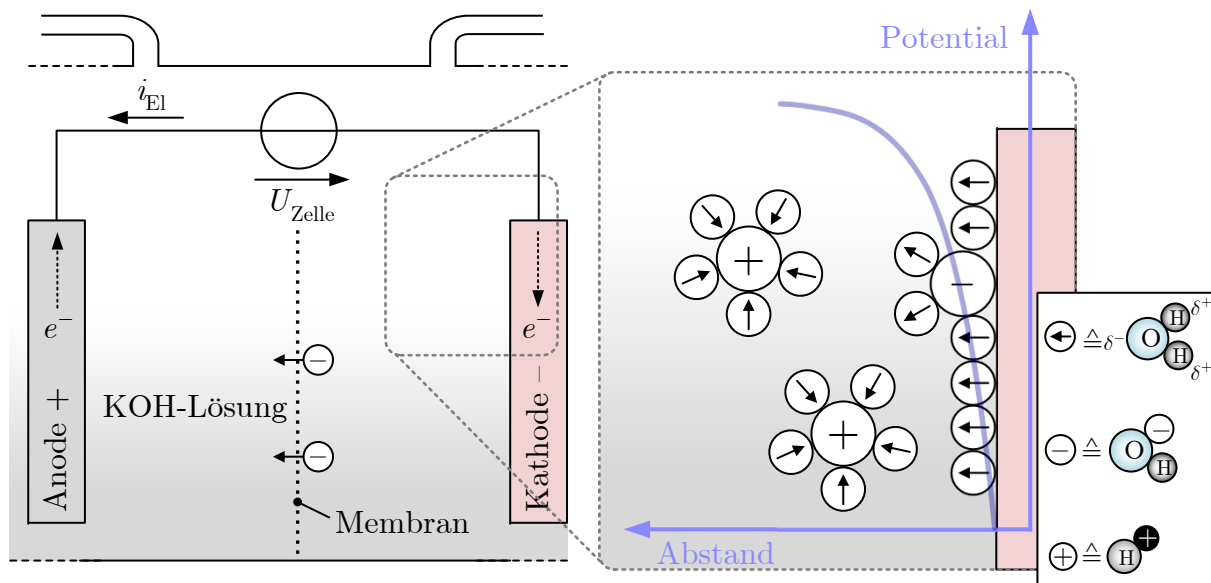


Abbildung 2.2: Schematischer Aufbau einer alkalischen Elektrolysezelle und Prinzipansicht der Doppelschicht an der Kathode mit dem zugehörigen Potentialverlauf.

beschrieben werden.³⁰ Maßgeblich sind hier die Elektroden-Elektrolyt-Grenzschicht und der dort stattfindende Ladungsaustausch. Das Anlegen einer Spannung an die Elektrolysezelle führt zunächst an den Grenzschichten zum Aufbau einer Doppelschicht durch Ausrichten und Anhaften der polaren Wassermoleküle. Dies ist in Abbildung 2.2 (rechts) basierend auf einem erweiterten Helmholtz-Doppelschichtmodell³¹ skizziert [30]. Die Ausrichtung der Wassermoleküle ist gemäß der Feldrichtung, die aus den Partialladungen $\delta+$, $\delta-$ der polaren Bindung resultiert, eingezeichnet. Oberhalb der reversiblen Spannung über der gesamten Elektrolysezelle beginnt der Ladungsaustausch an den Grenzschichten und steigt mit zunehmender Spannung über den Doppelschichten an den Elektroden. Der Zusammenhang zwischen Spannung und resultierender Stromdichte dieser Reaktionskinetik kann durch die Butler-Volmer-Gleichung (2.9) beschrieben werden [31].

$$j_{\text{El}} = j_0 \left(e^{\frac{\beta_{\text{An}} \cdot z_e \cdot F}{R \cdot \vartheta} \cdot U_{\text{UAn}}} - e^{-\frac{\beta_{\text{Ka}} \cdot z_e \cdot F}{R \cdot \vartheta} \cdot U_{\text{UKa}}} \right) \quad (2.9)$$

Die Gesamtstromdichte j_{El} in Gleichung (2.9) wird durch Austauschstromdichte j_0 , Faradaykonstante F , allgemeine Gaskonstante R und Temperatur ϑ beschrieben. Hinzu kom-

³⁰Material- und Zelloptimierungen beeinflussen zulässige Stromdichten und Spannungsabfälle; Größenordnungen in den abgeleiteten Eigenschaften behalten jedoch Gültigkeit.

³¹Erweiterung des Helmholtz-Doppelschichtmodells um eine Diffusions-Schicht nach Gouy/Chapman bzw. Stern zu einem Drei-Schicht-Modell nach Esin/Markov, Grahame, Devanathan[25, Kap. 2.1].

men die vom Elektrodenmaterial abhängigen Ladungsträgerkoeffizienten β_{An} , β_{Ka} und Spannungsabfälle³² U_{UAn} , U_{UKa} an Anode (An), bzw. Kathode (Ka). Die Butler-Volmer-Gleichung kann auf die Spannungsabfälle umgeformt werden und führt zu Gleichung (2.10) unter Annahme gleicher Ladungsträgerkoeffizienten und vernachlässigbaren Konzentrationsgradienten im Elektrolyt.

$$U_{\text{UAn}} = \frac{R\vartheta}{F} \sinh^{-1} \left(\frac{j_{\text{El}}}{2j_0} \right) = U_{\text{UKa}} \quad (2.10)$$

Für größere Stromdichten ist der Verlauf nach Gleichung (2.10) vergleichbar mit der empirischen Tafel-Gleichung zur Beschreibung der Spannungsabfälle in elektro-chemischen Zellen [23].

Membran, Elektroden und Elektrolyt weisen zusätzliche nicht vernachlässigbare Ohm'sche Spannungsabfälle U_{Ω} auf, wodurch sich die zu erwartende Zellspannung zu Gleichung (2.11) zusammensetzt.³³

$$U_{\text{Zelle}} = U_{\text{rev}} + U_{\text{UAn}} + U_{\text{UKa}} + U_{\Omega} \quad (2.11)$$

Die im Betrieb der Elektrolysezelle entstehenden Produktgase bilden Gasblasen, welche die aktive Fläche von Elektrolyt, Membran und Elektrode verringern und so zu einer Erhöhung der Spannungsabfälle gegenüber den aus Gleichung (2.11) erwarteten Werten führen.³⁴ Weiterhin kann bei großen Stromdichten nicht mehr von gleichmäßigen Konzentrationen im Elektrolyt ausgegangen werden; die entstehenden Konzentrationsgradienten hemmen die Reaktion und führen zu einem „Abknicken“ der Zellspannung nach oben. Die maximale Stromdichte im Betrieb wird bei alkalischen Elektrolyseuren jedoch üblicherweise so gewählt, dass dieser Effekt keinen nennenswerten Einfluss hat. In industriellen Elektrolyseuren wird durch Erhöhung des Drucks in Verbindung mit einer erzwungenen Elektrolytumwälzung eine Reduzierung der Gasblasengröße und der Konzentrationsgradienten erreicht.

Abbildung 2.3 zeigt einen von einem industriellen Elektrolyseur³⁵ abgeleiteten prinzipiellen Verlauf der Spannung einer Elektrolysezelle über der Stromdichte im Vergleich zur reversiblen Spannung U_{rev} und der thermoneutralen Spannung U_{tn} . Bei kommerziellen alkalischen Elektrolyseuren sind Stromdichten bis $0,8 \text{ A/cm}^2$ erreichbar [35, S.6]. Zwar

³²Diese Spannungsabfälle werden als „Überspannungen“ (von engl. „Overpotentials“) bezeichnet.

³³vgl. Modellierungsansätze in [23], [31], [32].

³⁴vgl. erweiterte Modellierung in [30], [33], [34].

³⁵Betriebstemperatur ca. $75 \text{ }^\circ\text{C}$ und Betriebsdruck ca. 1000 kPa , 90 Zellen mit 450 A Nennstrom (vgl. Abschnitt 2.2.4); Betrieb an einem W3m-Thyristor-Gleichrichter (vgl. Abschnitt 3.1.4).

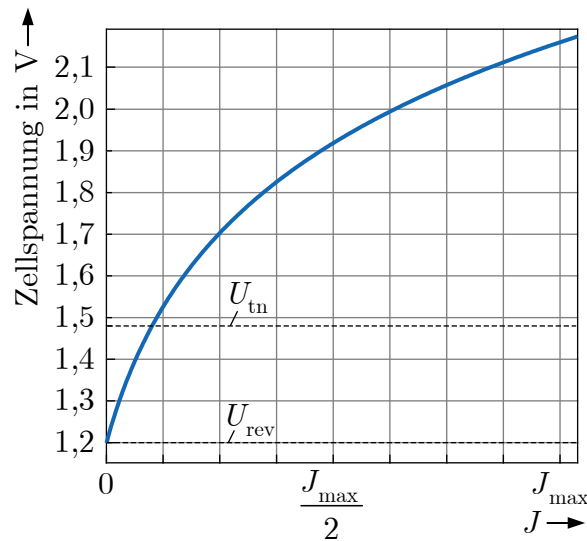


Abbildung 2.3: Prinzipielle Stromdichte-Spannungs-Kennlinie einer Elektrolysezelle im Vergleich zur reversiblen Spannung U_{rev} und der thermoneutralen Spannung U_{tn}

setzt der Stromfluss bei kleiner Stromdichte in Abbildung 2.3 ab der reversiblen Spannung U_{rev} ein, jedoch wird unterhalb der thermoneutralen Spannung der Zelle Wärmeenergie entnommen [36, S.57f.]. Dadurch führt ein dauerhafter Betrieb in diesem Stromdichtebereich zu einer Abkühlung und damit zu einer Verschiebung der Kennlinie hin zu höheren Spannungen.³⁶

Die Diffusion von Ionen zwischen Halbzellen führt zu einer Differenz zwischen transportierter Ladungsmenge und nutzbarem Wasserstoff. Der diffundierte Sauerstoff ergibt bei niedrigen Stromdichten einen höheren Volumen-Anteil im erzeugten Wasserstoff, der durch nachgelagerte Gasreinigung den verfügbaren Wasserstoff weiter reduziert.³⁷ Hinzu kommen Leckströme durch ungewollte Nebenreaktionen³⁸ und durch Peripherie-Komponenten³⁹. Dieses Verhalten kann durch den Faraday-Wirkungsgrad nach Gleichung (2.12) beschrieben werden, der die eingesetzte Ladungsmenge zur nutzbaren Stoffmenge in Relation setzt [35, S.3], [22, S.3228].

³⁶Bei ca. 20 °C liegt die Kennlinie vollständig oberhalb der thermoneutralen Spannung (vgl. [23, S.25]).

³⁷Die Gasreinigung reduziert den Sauerstoffanteil durch Oxidation von Wasserstoff.

³⁸Ursächlich sind hier Verunreinigungen im Elektrolyt.

³⁹z.B. gemeinsame Elektrolyt-Zuführungskanäle bei mehreren Zellen.

$$\eta_{\text{F}} = \frac{m_{\text{H},\text{real}}}{m_{\text{H},\text{ideal}}} \quad (2.12)$$

$$\eta_{\text{Energ}} = \frac{W_{\text{Ho}}}{W_{\text{El}}} \quad (2.13)$$

Bezogen auf den energetischen Wirkungsgrad der Elektrolysezelle nach Gleichung (2.13), der die eingesetzte elektrische Energie W_{El} in Bezug zum Brennwert W_{Ho} ⁴⁰ des erzeugten Wasserstoffs setzt, ist eine Wirkungsgrad-Minderung bei kleinen Stromdichten hauptsächlich auf Ladungsträgerverluste zurückzuführen (niedriger Faraday-Wirkungsgrad). Bei größeren Stromdichten mit Zellspannungen oberhalb U_{tn} bilden ohmsche Spannungsabfälle und zunehmende Elektroden-, „Überspannungen“ den dominierenden Einfluss auf den energetischen Wirkungsgrad [23], [35, S.7], [27, S.495]. Mit alkalischen Elektrolyseuren sind energetische Wirkungsgrade zwischen 62...82 % erreichbar. Dabei ist zu beachten, dass zum Betrieb benötigte Nebenaggregate, der speisende Gleichrichter und eine anschließender Kompression des Wasserstoffs den Anlagenwirkungsgrad absenken [35, S.4f.], [21, Kap.2].

2.2.3 Elektrolyseur

In der technischen Anwendung der Wasserelektrolyse werden Zellen zu einem Zellstapel („Stack“) zusammengefasst. Die Serienschaltung ermöglicht höhere Nennspannungen, so dass Nennleistungen im Megawatt-Bereich erreicht werden können. Die Erhöhung der Nennspannung durch mehr in Serie geschaltete Zellen ist durch die Elektrolyt-Zuführung und die Produktgas-Abführung auf einige hundert Volt limitiert. Ursache ist, dass die Zu- und Abführungen in allen Zellen parallel und möglichst gleichförmig erfolgen müssen, um äquivalente elektrische Bedingungen in allen Zellen zu erreichen.

Abbildung 2.4 zeigt den schematischen Aufbau eines Elektrolyse-Stacks mit den wichtigsten Peripherie-Komponenten⁴¹. Die Zellen bestehen jeweils aus gasdichten Elektroden und Membranen, die in Dichtungsrahmen eingelassen sind. Die Dichtungsrahmen können bereits die Elektrolytkanäle zur Zu- bzw. Abführung von Elektrolyt und Produktgasen enthalten, wodurch ein einfacher Aufbau ermöglicht wird. Zur Verringerung des Plattenabstandes werden Elektrodengitter in die Halbzellen eingelegt, wodurch sog. „Zero-Gap-Zellen“ entstehen. Die zum Stack geschichteten Rahmen werden über die zur elektrischen

⁴⁰Der Brennwert oder oberer Heizwert (von engl. Higher Heating Value, HHV) beschreibt die insgesamt bei der Verbrennung freiwerdende Energie.

⁴¹vgl. [24, S.7342], [30, S.547], [36, S.16ff.].

Kontaktierung genutzten Endplatten druckdicht verpresst. Die Elektrolyt Zu- und Produktgasabführung kann an einer Endplatte oder einer zusätzlichen Zuführungsplatte im Inneren des Stacks erfolgen. Hier erfolgt aus Sicherheitsgründen typischerweise eine Erdung des Stacks, so dass die Elektrolyt- und Gasaufbereitung auf Erdpotential erfolgen kann.

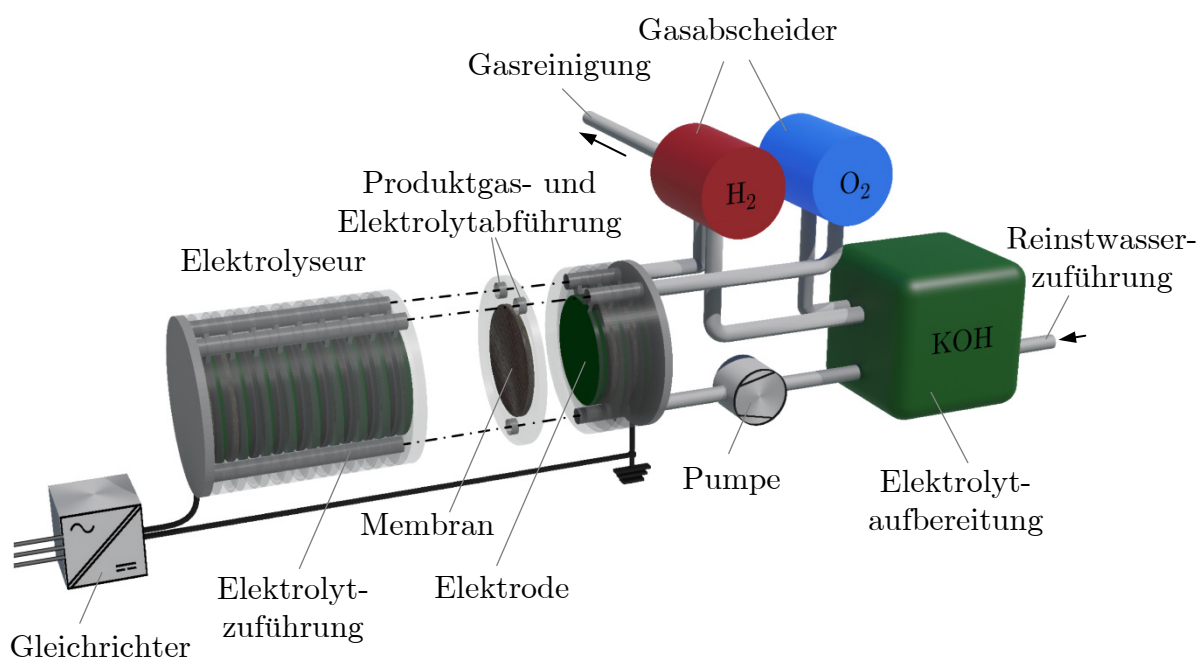


Abbildung 2.4: Aufbau eines Elektrolyseurs (Stack) mit den wichtigsten Peripherie-Komponenten

Zentrales Element der Produktgas-Aufbereitung stellen die Gasabscheider dar, in denen aus dem Stack mitgefördertes Elektrolyt abgetrennt und über die Elektrolytaufbereitung in den Kreislauf zurückgeführt wird (Abbildung 2.4, rechte Seite). Wasserstoffseitig schließen sich Gastrocknung, Reinigung und Kompression an. Die Elektrolytaufbereitung kompensiert verbrauchtes Wasser⁴², das dann wieder in den Umlauf gelangt.

Alkalische Elektrolyseure können im Naturumlauf⁴³ unter atmosphärischem Druck betrieben werden. Um größere Anlagen zu ermöglichen, die Gasblasengröße in den Zellen zu reduzieren und bereits einen höheren Startdruck für folgende Kompressionsstufen zu erreichen, wird jedoch ein forcierter Umlauf bei einem Betriebsdruck zwischen 0,5 MPa

⁴²Hier wird Reinstwasser nachgespeist, da Fremdstoffe im Wasser die Anlage verunreinigen und die Lebensdauer reduzieren.

⁴³Entstehende Produktgase strömen durch die Gasausdehnung durch die Abführungschanäle und mitgetragenes Elektrolyt, welches durch Schwerkraft abfällt, fließt wieder in den Umlauf zurück.

und 3 MPa bevorzugt. Die Nenn-Betriebstemperatur des Stacks wird im Bereich von 80 °C gewählt, da hier ein Kompromiss aus reduzierten Spannungsabfällen⁴⁴ und Korrosion vorliegt, sowie das Elektrolyt sicher in der flüssigen Phase vorliegt. Eine gleichförmige Elektrolytnachspeisung in die Halbzellen gewährleistet einen Gleichdruckbetrieb mit niedriger Diffusion von Produktgasen durch die Membran.

Lastwechsel können bezogen auf das elektrische Verhalten im Millisekunden-Bereich durchgeführt werden, wodurch ein Einsatz zur Netzstabilisierung bei fluktuierender Einspeisung möglich ist.⁴⁵ Bei häufigen Lastwechseln muss der Erhalt der Druckverhältnisse und der Gasqualität⁴⁶ gewährleistet werden. Wird der Elektrolyseur aus dem kalten Zustand unterhalb der Nennbetriebstemperatur gestartet, wird üblicherweise versucht, diese schnellstmöglich zu erreichen⁴⁷, um einen effizienten Betrieb zu ermöglichen. Im Betrieb muss das Wärmemanagement der Anlage die Betriebstemperatur gewährleisten, wobei bei hohen Stromdichten Wärme abgeführt werden muss.⁴⁸ Bei sehr kleinen Stromdichten kann zeitweise ein Betrieb unterhalb der thermoneutralen Spannung auftreten, der zur Abkühlung und darauf folgend zu einer Verschiebung zu höheren Zell-Spannungen führt, bis der thermoneutrale Betrieb wieder erreicht ist.

2.2.4 Elektrische Modellierung

Um die Gleichrichtersysteme untersuchen und den Elektrolyse-Prozess regelungstechnisch führen zu können, muss das elektrische Verhalten an den Anschlussklemmen des Elektrolyseurs bekannt sein. Ein Basismodell ergibt sich aus den in Prozess- und Zellbetrachtung gefundenen Zusammenhängen der Gleichungen (2.6),(2.10),(2.11). Aus diesen kann das Ersatzschaltbild (ESB) nach Abbildung 2.5 gezeichnet werden.⁴⁹

Auf der Ebene einer Elektrolysezelle beschreibt Gleichung (2.6) die reversible Spannung U_{rev} an einem Arbeitspunkt als eine konstante Spannung und kann damit als Spannungsquelle repräsentiert werden. Eine Linearisierung der Durchtrittsspannungen an den Elektroden nach Gleichung (2.10) kann durch einen konstanten Spannungsabfall und einen resistiven Anteil beschrieben werden. Der konstante Spannungsabfall bildet zusammen mit U_{rev} die Spannungsquelle $U_{0,\text{Zelle}}$. Der resistive Anteil wird durch den Widerstand

⁴⁴Die durch Gleichung (2.6) und Gleichung (2.10) beschriebenen Spannungsabfälle im Prozess weisen eine Temperaturabhängigkeit auf; vgl. [23, S.25f.].

⁴⁵vgl. Untersuchungen in [37], [38], [39].

⁴⁶vgl. Abschnitt 2.2.5.

⁴⁷Aufheizzeit bei Nennstrom aus Kaltstart im Bereich 15...20 min, vgl. [21].

⁴⁸z.B. mittels separater Elektrolyt-Kühlung in der Elektrolytaufbereitung.

⁴⁹vgl. Modellierungen in [31, S.537], [33, S.3473], [40, S.778], [41, S.3738].

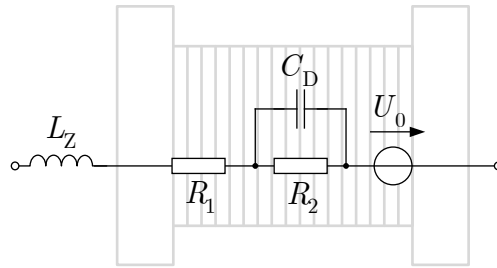


Abbildung 2.5: Elektrisches Ersatzschaltbild für einen Elektrolyseur

$R_{2,Zelle}$ repräsentiert. Die weiteren resistiven Elemente, die nach Gleichung (2.11) im Spannungsabfall U_{Ω} repräsentiert sind, werden im Serien-Widerstand $R_{1,Zelle}$ zusammengefasst. Zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens muss die Doppelschichtkapazität $C_{D,Zelle}$ hinzugenommen werden, die dem Doppelschichtmodell folgend⁵⁰ parallel zu $R_{2,Zelle}$ angeordnet ist. Diese R||C-R-Struktur ergibt sich für jede Halbzelle, wobei die Halbzellen bedingt durch die jeweils gleichen beteiligten Materialien und Stoffe ein ähnliches Verhalten aufweisen und damit zu einer R||C-R-Struktur zusammengefasst werden können. Diese Zusammenfassung ist durch elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS) nachweisbar.⁵¹ Beim Aufbau eines Elektrolyse-Stacks aus gleichartigen Zellen können diese aufgrund identischer elektrischer Eigenschaften ebenfalls zusammengefasst werden. Damit steht Abbildung 2.5 als konzentriertes Modell für den gesamten Stack aus n Zellen, bei dem jedes Schaltungselement einer Reihenschaltung der jeweiligen Elemente einer Zelle entspricht.⁵² Die in Abbildung 2.5 vor dem Elektrolyseur eingezeichnete Induktivität bildet die Zuleitungsinduktivität zwischen speisendem Gleichrichter und Elektrolyseur ab. Für eine Quantifizierung dieses zunächst allgemeinen Modells in Abbildung 2.5 werden Messungen an einem industriellen Elektrolyseur herangezogen und mit dem Algorithmus in Abbildung 2.6 ausgewertet. Für die Messungen ist der Elektrolyseur zwischen 40 % und 100 % Nennstrom an einem Thyristor-Gleichrichter nach Abschnitt 3.1.4 betrieben worden, der einen hohen Anteil an Netzfrequenz-Harmonischen im Ausgangsstrom aufweist. Die durch die Welligkeit vorhandene Anregung, sowie die Systemantwort des Elektrolyseurs, die durch Eingangsstrom- und Klemmspannungsmessung gegeben sind, werden für eine Parameteridentifikation verwendet.⁵³

Im Ergebnis weist die Spannungsquelle U_0 für alle Arbeitspunkte einen Wert etwas ober-

⁵⁰vgl. Zuordnung zu elektrischem Ersatzschaltbild in [41].

⁵¹vgl. [30, S.F458].

⁵² $U_0 = n \cdot U_{0,Zelle}$, $n \cdot R_1 = R_{1,Zelle}$, $R_2 = n \cdot R_{2,Zelle}$, $C_D = C_{D,Zelle}/n$.

⁵³Für die Schätzung der dem Modell zugrunde liegenden Übertragungsfunktion sind die Funktionen „n4sid“ [42, S. 1-976ff.] und „tfest“ [42, 1-1853ff.] der Software MATLAB® verwendet worden.

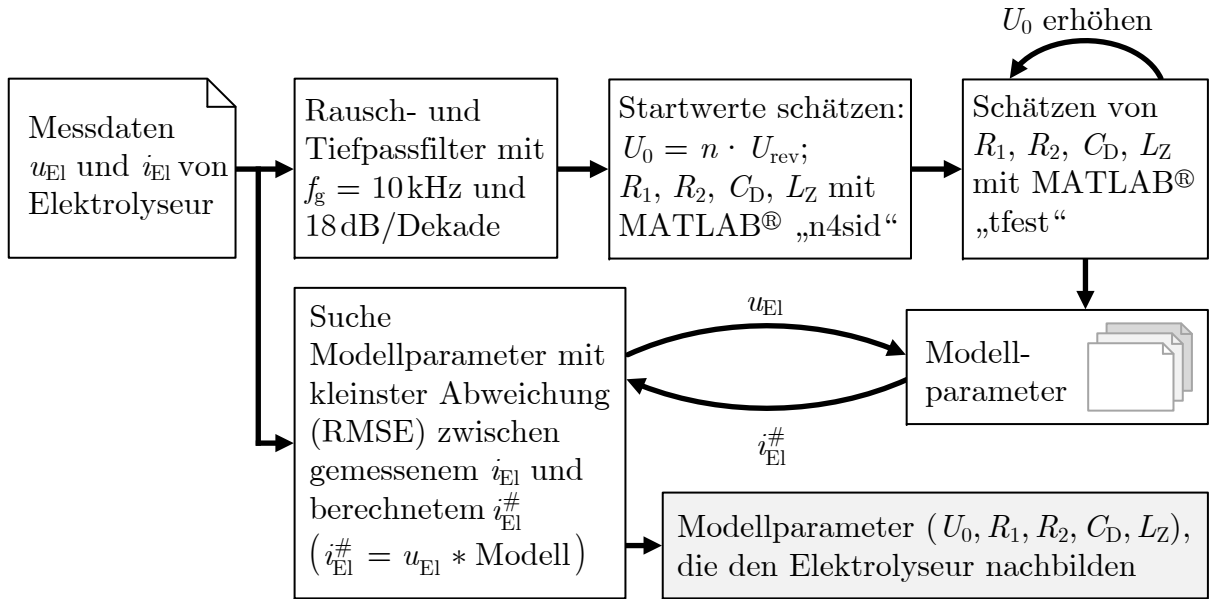


Abbildung 2.6: Verfahren zur Identifikation der elektrischen Ersatzparameter eines Elektrolyseurs aus Messdaten unter der Voraussetzung, dass die Messwerte Wechselanteile aufweisen.

halb der thermoneutralen Spannung $n \cdot U_{\text{tn}}$ auf. Der restliche Spannungsabfall verteilt sich auf die R-C||R-Struktur. Die Widerstände R_1 und R_2 weisen dabei im Mittel ein Verhältnis von ca. 75 % zu 25 % des gesamten Widerstandes auf. Die Kapazität C_D führt aufgrund der kleinen Widerstandswerte zu einem gering ausgeprägten kapazitiven Verhalten des Elektrolyseurs. Die Zuleitungsinduktivität L_Z wird mit geringer Varianz für diese Anlage zu einigen μH ermittelt.

Tabelle 2.1 zeigt die Ergebnisse für drei Arbeitspunkte der Parameterschätzung und den jeweils zugehörigen normierten effektiven Fehler ($nRMSE$). Der $nRMSE$ gemäß Gleichung (2.14) beschreibt dabei den effektiven Fehler je Messpunkt zwischen gemessenem Strom I_{El} und dem aus dem Modell berechneten Strom $I_{\text{El}}^{\#}$. Der aus dem Modell berechnete Strom $I_{\text{El}}^{\#}$ wird durch Anlegen der gemessenen Spannung an das ermittelte Modell berechnet.

$$nRMSE_{I_{\text{El}}} = \frac{\sqrt{(I_{\text{El}} - I_{\text{El}}^{\#})^2}}{I_{\text{El}}} \quad (2.14)$$

Die stationäre Kennlinie in Abbildung 2.3 ist ein „Curve-Fitting“ aus den in Tabelle 2.1 zusammengefassten Ergebnissen, wobei die zusätzliche Stützstelle $(I_{\text{El}}, U_{\text{El}}) = (0, n \cdot U_{\text{rev}})$ verwendet worden ist.

Tabelle 2.1: Parameterschätzung für das Elektrolyseur-Modell nach Abbildung 2.5 aus Messdaten von einem alkalischen 90 Zellen-430 A-Elektrolyseur

I_{El}	U_0	R_1	R_2	C_D	L_Z	nRMSE $ _{I_{\text{El}}}$
175 A	143 V	80 m Ω	42 m Ω	27 mF	5,1 μ H	2,4 %
335 A	151 V	80 m Ω	23 m Ω	11 mF	5,4 μ H	4,6 %
430 A	143 V	89 m Ω	23 m Ω	95 mF	5,1 μ H	2,7 %

Erzeugt man eine Kurvenschar, die die Zellspannung über die Stromdichte anhand der Parameter in Tabelle 2.1 beschreibt und vergleicht diese mit der stationären Kennlinie nach Abbildung 2.3, so schneiden die einzelnen Kurven die stationäre Kennlinie jeweils für den mittleren Strom I_{El} , bzw. die mittlere Stromdichte. Dabei weisen die einzelnen Kurven an den untersuchten mittleren Stromdichten höhere Steigungen als die stationäre Kennlinie auf. Die Parametrierung des linearen, zeit-invarianten (LTI)-Modells nach Abbildung 2.5 folgt damit für Leistungsvariationen im ms-Bereich nicht einer Taylor-Entwicklung um einen zu betrachtenden Arbeitspunkt an der stationären Kennlinie, sondern weist ein davon abweichendes Verhalten auf.

Die Ursache für dieses Verhalten ist mit den Zeitkonstanten des Elektrolyseurs erklärbar, welche die Zeit zum Erreichen des Gleichgewichtszustandes beschreiben.⁵⁴ Die durchgeführte Auswertung weist auf Zeitkonstanten deutlich größer der Pulsdauer des Gleichrichters⁵⁵ hin, die damit in den Bereich einiger 10 ms resultieren.

Bei der Untersuchung der Gleichrichter-Konzepte in Kapitel 5 und Kapitel 6 wird auf die Anpassung des LTI-Modells nach Abbildung 2.5 an den jeweiligen Arbeitspunkt auf der stationären Kennlinie verzichtet. Stattdessen werden Mittelwerte der Parameter aus Tabelle 2.1 verwendet. Der Grund liegt in der unzureichend kleinen Datenbasis, so dass nicht sicher von einer höheren Genauigkeit durch ein arbeitspunktabhängiges Modell ausgegangen werden kann.⁵⁶ Basierend auf den bisherigen Daten ist ohne arbeitspunktabhängige Parameteranpassung eine geringfügige Unterschätzung der mittleren Elektrolysespannung im Teillastbereich zu erwarten.

Da die zu erprobenden Gleichrichtertopologien in Kapitel 6 einen geringen Wechselanteil im Ausgangsstrom aufweisen, wird dort zusätzlich die Kapazität C_D vernachlässigt und

⁵⁴Erreichen des elektrochemischen (z.B. Konzentrationsgradienten) und des physikalischen (z.B. Oberflächenbedeckung und reduziertes leitfähiges Elektrolytvolumen abhängig von Menge und Größen der Gasblasen) Gleichgewichts-Zustandes.

⁵⁵vgl. Abschnitt 3.1.

⁵⁶Um eine ausreichende Datenbasis zu erhalten, sollte die zuvor beschriebene Messauswertung an weiteren Elektrolyseuren über einen größeren Betriebsbereich durchgeführt werden und mit einer unabhängig ermittelten stationären Kennlinie abgeglichen werden.

die Widerstände R_1 und R_2 zusammengefasst. Liegt eine ausreichende Datenbasis zur Beschreibung eines arbeitspunktabhängigen Elektrolyseur-Modells vor, kann dessen Einfluss auch an Gleichrichter-Prototypen bzw. den Demonstratoren nach Kapitel 6 mit Hilfe einer Lastemulation als Power Hardware in the Loop (PHIL)-System weitergehend untersucht werden [43], [44].

2.2.5 Wirkungsgrad-optimaler Betrieb

Neben den unvermeidbar Wirkungsgrad-limitierenden Faktoren der Elektrolyse sollen vermeidbare Einflussgrößen möglichst über den gesamten Betriebsbereich gering gehalten werden. Verschiedene Untersuchungen haben hier den Einfluss einer Stromquelle mit hoher Stromschwankungsbreite auf den Wirkungsgrad nachgewiesen [22], [45], [46].

Basierend auf dem elektrischen Modell kann ein Zusammenhang zwischen zusätzlichen Verlusten und Stromschwankungsbreite direkt aufgezeigt werden.⁵⁷ Vernachlässigt man die Kapazität C_D in Abbildung 2.5 unter der Annahme einer geringen Umladung durch den Wechselanteil im Elektrolysestrom $i_{\text{El}}(t)$, kann eine Zerlegung der Verluste erfolgen: Die in der Spannungsquelle U_0 umgesetzte Leistung ist vom Mittelwert $\overline{I_{\text{El}}}$ des Elektrolysestroms abhängig,⁵⁸ während die in den Widerständen umgesetzte Leistung von dessen Effektivwert I_{El} abhängig ist.⁵⁹ Basierend auf der Zerlegung des Elektrolysestroms in Mittelwert und Wechselanteil (Gleichung (2.15)), können über die Definition des Effektivwerts in Gleichung (2.16) die Zusatzverluste an den Widerstandsanteilen durch den Wechselanteil mit Gleichung (2.17) sichtbar gemacht werden.

Da die Wasserstoffherzeugung über U_{rev} Teil der Spannungsquelle U_0 ist, ist diese abhängig vom Strommittelwert (a in Gl. (2.17)). Bei den Ohm'schen Verlusten kommt neben den Verlusten aus dem Strommittelwert (b in Gl. (2.17)) die zusätzliche Wirkung aus dem Wechselanteil $I_{\text{El,ac}}$ hinzu (c in Gl. (2.17)). Daraus kann die Forderung abgeleitet werden, dass die Wechselanteile im Ausgangsstrom für einen effizienten Betrieb möglichst gering sein müssen.

⁵⁷ vgl. Prozessbeschreibung in [47].

⁵⁸ $P_{U_0} = U_0 \cdot i_{\text{El}}(t) = U_0 \cdot \overline{I_{\text{El}}}$.

⁵⁹ $P_R = (R_1 + R_2) \cdot (i_{\text{El}}(t))^2 = (R_1 + R_2) \cdot I_{\text{El}}$.

$$i_{\text{El}}(t) = \overline{I_{\text{El}}} + i_{\text{El,ac}}(t) \quad (2.15)$$

$$I_{\text{El}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{\text{El}}(t))^2 dt} \quad (2.16)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T \overline{I_{\text{El}}}^2 dt + \underbrace{\int_0^T (2 \cdot \overline{I_{\text{El}}} \cdot i_{\text{El,ac}}) dt}_{=0} + \underbrace{\int_0^T i_{\text{El,ac}}^2 dt}_{=T \cdot I_{\text{El,ac}}^2} \right)}$$

$$P = \underbrace{U_0 \cdot \overline{I_{\text{El}}}}_{\text{a}} + \underbrace{(R_1 + R_2) \cdot \overline{I_{\text{El}}}^2}_{\text{b}} + \underbrace{(R_1 + R_2) \cdot I_{\text{El,ac}}^2}_{\text{c}} \quad (2.17)$$

Als Maß für einen überlagerten Wechselanteil im Elektrolysestrom kann die Welligkeit nach DIN 40110-1 [48] herangezogen werden. Die Welligkeit ist gemäß Gleichung (2.18) definiert und setzt Effektivwert und Mittelwert in Verbindung; analog dem Zusammenhang des für Zusatzverluste verantwortlichen Wechselanteils (vgl. Gl. (2.17)).

$$w_i = \frac{\sqrt{I_{\text{El}}^2 - \overline{I_{\text{El}}}^2}}{I_{\text{El}}} \stackrel{\text{Gl. (2.16)}}{=} \frac{\sqrt{I_{\text{El,ac}}^2}}{I_{\text{El}}} \quad (2.18)$$

Um über die Ersatzschaltbild-Analyse hinaus die realen Einflüsse im elektrochemischen System beurteilen zu können, sind im Rahmen des Projekts „Neuartige Konzepte für Wasserelektrolyse“ (NElo) weitergehende Untersuchungen erfolgt.⁶⁰ Die Versuchsanordnung aus NElo ermöglicht die Speisung eines Forschungselektrolyseurs [30] mit beliebigen Stromformen durch eine Prozessstromquelle [49]. Zusätzlich besteht die Möglichkeit mittels EIS die Impedanz des Elektrolyseurs zu charakterisieren und Produktgasmenge, sowie Zusammensetzung auszuwerten.

Basierend auf charakteristischen Stromformen konventioneller Thyristor-basierter Gleichrichter⁶¹ wird in [50] die Abhängigkeit des Energiebedarfs zur Erzeugung einer bestimmten Menge Wasserstoff vom Gleichrichter und dessen Aussteuerung ermittelt. Das Ergebnis der Untersuchung zeigt den geringsten Energiebedarf bei einem ideal geglätteten Gleich-

⁶⁰Im Projekt NElo, welches durch die Vector-Stiftung gefördert worden ist, ist in Kooperation zwischen dem Institut für Photovoltaik, Abteilung Speichersysteme (IPV) und dem Institut für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe (ILEA) die Wasserelektrolyse und zugehörige Gleichrichtersysteme bezüglich Anwendung im Kontext erneuerbarer Energien und Sektorenkopplung untersucht worden. Dabei ist der Elektrolyseprozess vom IPV und die Gleichrichtersysteme vom ILEA untersucht worden.

⁶¹Die Stromprofile sind mit der in Kapitel 5 beschriebenen Modellplattform erstellt und auf den Forschungselektrolyseur skaliert.

strom. Zusätzlich steigt im Teillastbereich der betrachteten konventionellen Gleichrichter, bedingt durch dort ansteigende Wechselanteile, auch der Energiebedarf pro Wasserstoffmenge weiter an. Zu beachten ist bei der Interpretation der Ergebnisse, dass durch die Methodik der Elektrolyseur jeweils bei gleicher mittlerer Stromdichte betrieben worden ist.⁶²

In [51] ist unabhängig von NElo ebenfalls ein zusätzlicher Energiebedarf bei hohen Wechselanteilen im Elektrolysestrom nachgewiesen worden. Dies ist dabei durch Vergleich zu einer Speisung mit einem gut geglätteten Gleichstrom erfolgt. Im Gegensatz zur NElo-Untersuchung ist hier der Elektrolyseur bei verschiedenen mittleren Stromdichten untersucht worden, wobei vergleichsweise große Wechselanteile konventioneller Gleichrichter zugrunde gelegt worden sind.⁶³ Erkennbar ist auch hier ein überproportional größerer Energiebedarf je Wasserstoffmenge im Teillastbereich durch den dort größeren Wechselanteil im Ausgangsstrom der konventionellen Gleichrichter.

Mit diesen Ergebnissen kann begründet werden, dass die in Abbildung 2.3 gezeigte stationäre Kennlinie, die mit dem Verfahren aus Abbildung 2.6 aus den Daten eines mit Wechselanteilen beaufschlagten Elektrolyseurs oberhalb typischer, mit Gleichstrom ermittelter Laborwerte für alkalische Elektrolyseure liegt (z.B. [23]).

Neben dem höheren Energiebedarf ergeben sich außerdem verstärkte Diffusionsprozesse in den Zellen bei höheren Wechselanteilen im Strom. Diese sind bei der Untersuchung im NElo-Projekt in Form größerer Sauerstoff-Verunreinigungen im erzeugten Wasserstoff (und umgekehrt) abhängig von den Wechselanteilen nachgewiesen worden [50]. Betrachtet man wieder den Teillastbereich, ergeben sich verstärkte Sauerstoffverunreinigungen im Wasserstoff durch dort steigende Stromwelligkeit der konventionellen Gleichrichter. Es ist zu beachten, dass neben dem in den Sauerstoffzweig diffundierten Wasserstoff der Sauerstoff im Wasserstoffzweig durch die Gasreinigung entfernt werden muss, wodurch der Anlagenwirkungsgrad im Vergleich zu rein resistiven Zusatzverlusten überproportional sinkt.

Die Betrachtung des gesamten Prozesses verstärkt damit die Forderung nach möglichst geringen Wechselanteilen im Elektrolysestrom. Insbesondere beim Betrachten der Einbindung von Elektrolysesystemen zur Verstetigung der volatilen Erzeugungsstruktur erneuerbarer Energien, ist ein effizienter Betrieb im Teillastbereich notwendig. Zusätzlich ermöglicht eine geringe Stromwelligkeit die Erweiterung des Teillastbetriebs bis auf $> 10\%$ der

⁶²Die Stromprofile sind auf jeweils auf die gleiche Ladungsmenge normiert, um den Energiebedarf für die jeweils gleiche Wasserstoffmenge zu erhalten.

⁶³Die Ergebnisse in Kapitel 5 lassen bedingt durch glättend wirkende Schaltungselemente (z.B. Streu- und Kommutierungsinduktivitäten) auf kleinere Stromwelligkeiten schließen als in [51] zugrunde gelegt.

Nennleistung, im Gegensatz zu bei Thyristor-Gleichrichtern notwendigen Beschränkung auf $> 40\%$.

Neben dem Ziel eine möglichst geringe Stromwelligkeit $w_i \rightarrow 0$ anzustreben, kann auf Basis der Ergebnisse aus [50] ein Grenzwert formuliert werden: Der Vergleich von Energiebedarf und Gasqualität bei idealem Gleichstrom und dem Ausgangsstrom eines zwölfpulsigen Stromrichters⁶⁴, ergibt bei idealem Gleichstrom nur eine geringe Verbesserung. Das in [50] beschriebene Stromprofil des zwölfpulsigen Gleichrichters entspricht einer Welligkeit von $w_i \approx 0,1$ und kann damit als anzustrebender oberer Grenzwert für die Ausgangsstromwelligkeit eines Gleichrichters angesehen werden.

2.2.6 Weiterführende Eingriffsmöglichkeiten

Neben den aus der Funktion der Gleichrichter resultierenden Wechselanteilen im Elektrolysestrom ist eine Prozessbeeinflussung durch gezielte Stromformen denkbar.

Ein Ansatz, der im Rahmen des NElo-Projekts untersucht worden ist, besteht in der Einflussnahme auf die Doppelschichtstruktur [30]: Ein lückendes, rechteckförmiges Stromprofil wird am Elektrolyseur angelegt, bei dem die Dauer T_{Pause} von $i_{\text{El}} = 0$ im Bereich der Zeitkonstante $R_2 \cdot C_D$ der Doppelschicht gewählt ist. Bei Variation von T_{Pause} wird bei konstanter Einschaltdauer T_{ein} der mittlere Strom $\overline{i_{\text{El}}}$ konstant gehalten, um eine vergleichbare Wasserstoffproduktion zu Grunde zu legen. In Abbildung 2.7a) ist ein solches Stromprofil skizziert. Im Ergebnis lässt sich ein Minimum bei $T_{\text{Pause}} = R_2 \cdot C_D$ für die aufgenommene Energie erkennen, welches durch eine verminderte Durchtrittsspannung und damit ein vermindertes R_2 erklärt werden kann. In Vergleich zu einem Gleichstrom mit gleichem Ladungsdurchsatz ist der spezifische Energieaufwand trotzdem höher. Die Vorteile durch eine verminderte Durchtrittsspannung werden hier durch die Zusatzverluste am Serienwiderstand R_1 kompensiert.

In einem weiteren Ansatz zur Wirkungsgradbeeinflussung mit gepulsten Strömen im Rahmen des NElo-Projekts ist eine Einflussnahme auf die Gasblasenablösung untersucht worden. Die Idee ist hierbei, Gasblasen, die an den Elektroden anhaften und so die wirksame Elektrodenfläche reduzieren, vorzeitig abzulösen. Bei Pulswiederhol frequenzen $1/T_{\text{Wiederhol}}$ im Bereich einiger 100 ms und Pulsdauern T_{Puls} im Bereich einiger 10 ms ergibt sich während der Pulse ein reduzierter Innenwiderstand des Elektrolyseurs [30], der mit einer früheren Ablösung von im Schnitt kleineren Gasblasen korreliert [52]. Abbildung 2.7b) illustriert beispielhaft die zur Untersuchung eingesetzte Stromform. Die Versuche sind mit Pulsam-

⁶⁴vgl. Abschnitt 3.1.2.

plituden \hat{i}_{El} zwischen 30 % und ca. 100 % des Nennstroms durchgeführt worden. Damit gestaltet sich in Verbindung mit den Pulsdauern und -wiederholfrequenzen eine großtechnische Umsetzung schwierig, da weder große interne Energiespeicher erwünscht sind, noch eine pulsierende Leistungsentnahme aus dem Netz⁶⁵ zulässig ist. Im Umkehrschluss könnte mit diesem Verfahren ein gepulster Überlastbetrieb ermöglicht werden, der einen erweiterten Betriebsbereich und damit ggfs. den Mehraufwand im Gleichrichter rechtfertigt.

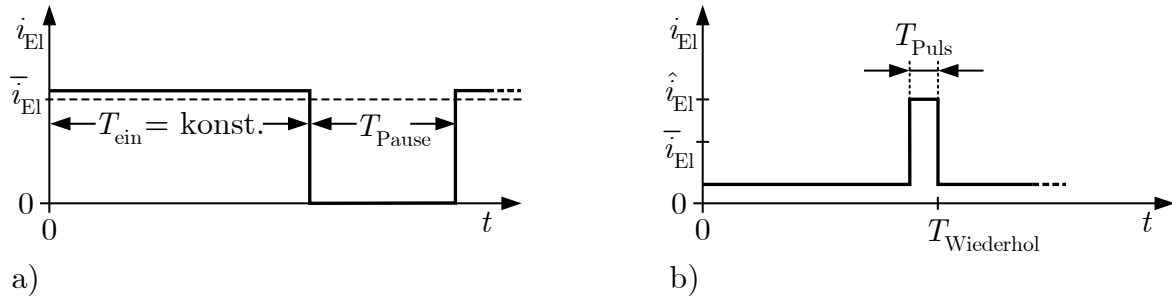


Abbildung 2.7: Stromprofile zur Wirkungsgradbeeinflussung eines Elektrolyseurs a) durch Einwirkung auf die Doppelschichtkapazität mittels gezielter Pausen und b) durch Pulse zur Gasblasenablösung

⁶⁵Vermeidung von Flicker, vgl. Abschnitt 2.1.1.

3 Gleichrichter: Stand der Technik

Die Anbindung von Gleichstromsystemen an Wechsel- bzw. Drehstromnetze hat sich erheblich verbreitet, seit dies mit Halbleiter-basierten, effizienten Gleichrichtern möglich ist.

Im Bereich der Elektrolyse, in dem hochstromfähige Gleichrichter mit einfachem Aufbau gefordert sind, sind meist netzgeführte, Thyristor-basierte Gleichrichter im Einsatz [12], [53], [54], [55], [56], [57], [58]. Die folgenden Abschnitte geben einen Überblick über Thyristor-basierte Gleichrichter und deren Besonderheiten beim Einsatz in Elektrolyseanwendungen.

Da absehbar die Anforderungen von Netz und Elektrolyseprozess insbesondere im Teillastbereich mit ausschließlich Thyristor-basierten Gleichrichtern nicht mehr erreichbar sein werden, werden grundsätzlich in Frage kommende, selbstgeführte Gleichrichter (sG) im folgenden Abschnitt 3.2 vorgestellt.

Der Stand der Technik zur Kombination günstiger Eigenschaften von selbst- und netzgeführten Gleichrichtern zu einem Hybridaufbau werden abschließend in Abschnitt 3.3 skizziert.

3.1 Konventionelle Thyristor-Gleichrichter für Wasserelektrolyse

Die Struktur Thyristor-basierter Elektrolysegleichrichter ist in Abbildung 3.1 zusammengefasst. Als Thyristor-basierte Gleichrichter werden im Folgenden alle Topologien bezeichnet, bei denen die eigentliche Gleichrichtung der aus dem Netz bezogenen Ströme durch Thyristoren gesteuert wird. Der Trenntransformator ermöglicht neben der Spannungsanpassung die Erdung des Elektrolyseurs, wodurch sich die Anbindung der Gas- und Elektrolytaufbereitung vereinfacht¹. Dem Trenntransformator folgt der eigentliche Gleichrichter, dessen Grundvarianten in den folgenden Abschnitten vorgestellt werden.

¹vgl. Abschnitt 2.2.3.

Die optionalen weiteren Stellglieder bieten Optimierungsmöglichkeiten in den Bereichen Welligkeit w_i des Ausgangsstroms, und Netzrückwirkungen ($\cos(\varphi)$, THD_i).

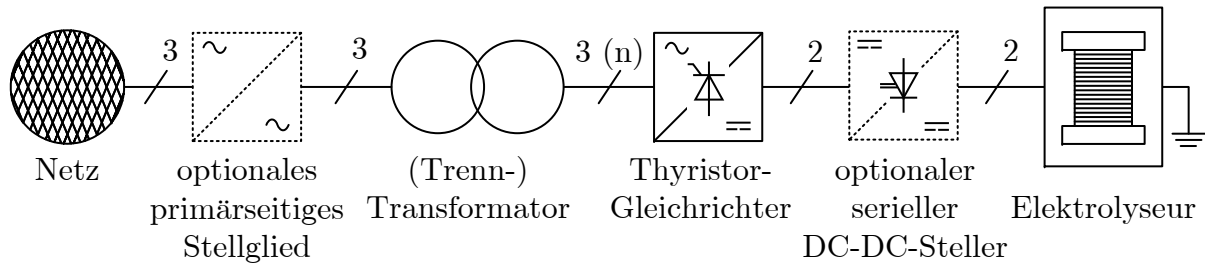


Abbildung 3.1: Grundsätzliche Struktur Thyristor-basierter Elektrolysegleichrichter

3.1.1 Grundschialtung und anwendungsspezifische Eigenschaften

Als einfachste Gleichrichterkonfiguration, die eine symmetrische Netzbelastung ohne spezielle Wicklungskonfigurationen im Trenntransformator ermöglicht, kommt die in Abbildung 3.2 gezeigte, gesteuerte sechspulsige Brückenschaltung (B6C) in Betracht [10], [59], [60]².

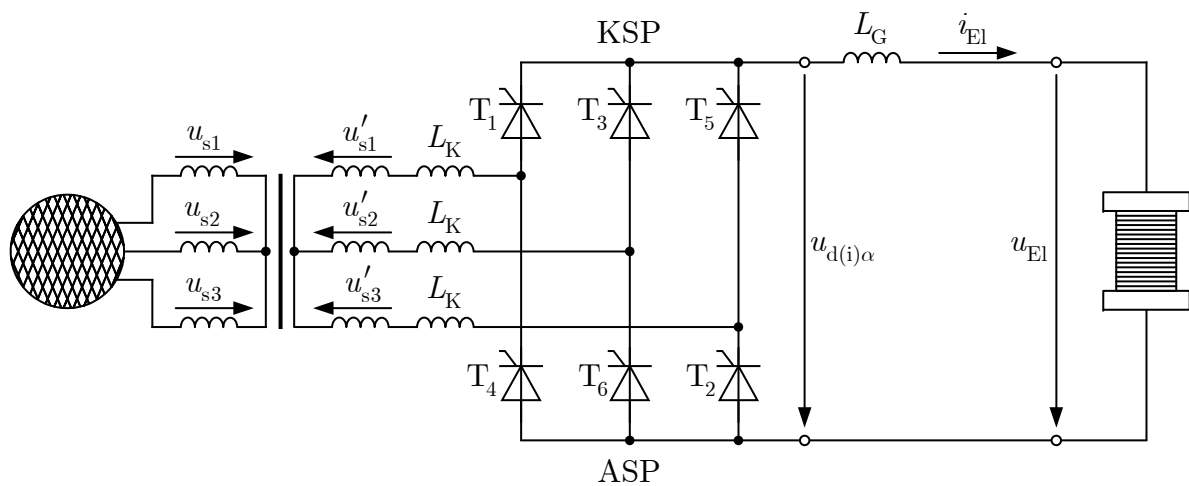


Abbildung 3.2: Schaltung des gesteuerten sechspulsigen Brückengleichrichters (B6C) mit Elektrolyseur als Last

²Neben größerer Restwelligkeit des Ausgangsstroms benötigt die einfachere dreipulsige Mittelpunktschaltung zur Symmetrierung der Ströme Transformatoren mit aufwändigeren Wicklungskonfigurationen; vgl. [10, S.143ff.], [60, Absch. 2.7.2].

Für große Ströme kann ein sechspulsiger Gleichrichter nach [53, Absch. 3] aus zwei Mittelpunktschaltungen aufgebaut werden.

3.1.1.1 Arbeitsweise der sechspulsigen Brückenschaltung

Die Thyristoren als nur einschaltbare Einwegventile sperren bei negativer Anoden-Kathoden-Spannung und können bis zum Zünden eine positive Anoden-Kathoden Spannung blockieren. Sind die Zündbedingungen erfüllt, nimmt der Thyristor also Blockierspannung auf und erreicht nach dem Zünden den Einraststrom, geht der jeweilige Thyristor in den leitenden Zustand über. Der Übergang zum Sperren erfolgt, wenn der Strom unter den Haltestrom sinkt, wobei diese Bedingung beim B6C durch das speisende Netz erzwungen wird.³ Darauf basierend kann die grundsätzliche Funktionsweise des B6C mit Hilfe von Abbildung 3.2 und Abbildung 3.3 beschrieben werden: Die Thyristoren 1, 3 und 5 am Kathodensammelpunkt (KSP) in Abbildung 3.2 können jeweils die Zündbedingungen erfüllen, wenn die jeweilige Sternspannung $u'_{s,k}$ ($k \in 1, 2, 3$) größer ist als die des aktuell leitenden Thyristors. Dieser natürlicher Zündzeitpunkt (NZZP) ergibt sich entsprechend invertiert für die Thyristoren 2, 4 und 6 am Anodensammelpunkt (ASP) sobald die jeweils nächste Sternspannung $u'_{s,k}$ kleiner als die vorherige wird. Die Zündung an den in Abbildung 3.3 eingezeichneten NZZP kann um den Zündverzögerungswinkel α verzögert werden, um die mittlere Ausgangsspannung abzusenken. Wird ein Thyristor gezündet, kommutiert der Strom vom noch leitenden Thyristor zum neu gezündeten an diesem Sammelpunkt. Während dieses Überlappungszeitraums (\ddot{u} in Abbildung 3.3) fällt die Differenz der Sternspannungen der beteiligten Thyristoren an deren Kommutierungsinduktivitäten L_K ab. Das führt zum Abbau des Stromes am abkommutierenden Thyristor und entsprechend zum Aufbau bis zum vollen Ausgangsstrom am gezündeten Thyristor. Da die Kommutierungsinduktivitäten einen induktiven Spannungsteiler bilden, liegt der Mittelwert der Sternspannungen der beiden an der Kommutierung beteiligten Phasen während der Überlappung am Ausgang an.

Die Spannungsdifferenz zwischen Anoden- und Kathodensammelpunkt ist als $u_{d(i)\alpha}$ in Abbildung 3.3 eingepfeilt, deren Mittelwert die (ideale) Ausgangsspannung $U_{d(i)\alpha}$ darstellt.⁴ Außerhalb der Kommutierung entspricht $u_{d(i)\alpha}$ idealerweise⁵ der Leiterspannung der an den aktuell leitenden Thyristoren angebondenen Phasen.

Zur näherungsweisen Berechnung der Strom und Spannungsverhältnisse kann die idealisierten Stromrichtertheorie mit $i_{E1} \approx \textit{konstant}$ durch eine sehr große Glättungsindukti-

³Entsprechend werden solche Topologien als „netzgeführt“ bezeichnet.

⁴Legt man die idealisierte Theorie zugrunde, ergeben sich mit $L_K = 0$ und $L_G \rightarrow \infty$ die jeweils idealen Spannungen $u_{di\alpha}$, $U_{di\alpha}$ die den einhüllenden der jeweiligen Sternspannung folgen und zum zu den Zündzeitpunkten auf die nächsthöhere, bzw. niedrigere Sternspannung springen. In der idealisierten Theorie ist also in Abb. 3.3 $\ddot{u} = 0$.

⁵Im Betrieb, außerhalb der idealisierten Theorie, sind hier die Spannungsabfälle an Kommutierungsdrosseln und Thyristoren zu berücksichtigen.

vität L_G und zusätzlicher Vernachlässigung der Kommutierungsinduktivitäten ($L_K = 0$) herangezogen werden. [10, Kap. 7], [59, Absch. 6.3], [60].

Betrachtet man den Verlauf des positiven und negativen Potentials von $u_{d(i)\alpha}$ gegenüber dem Sternpunkt des speisenden Spannungssystems, welcher durch die (x,0)-Achse in Abbildung 3.3 gegeben ist, wird ersichtlich, dass in einem geerdeten Netz die Erdung des Elektrolyseurs nur durch einen Trenntransformator vor dem B6C ermöglicht werden kann.

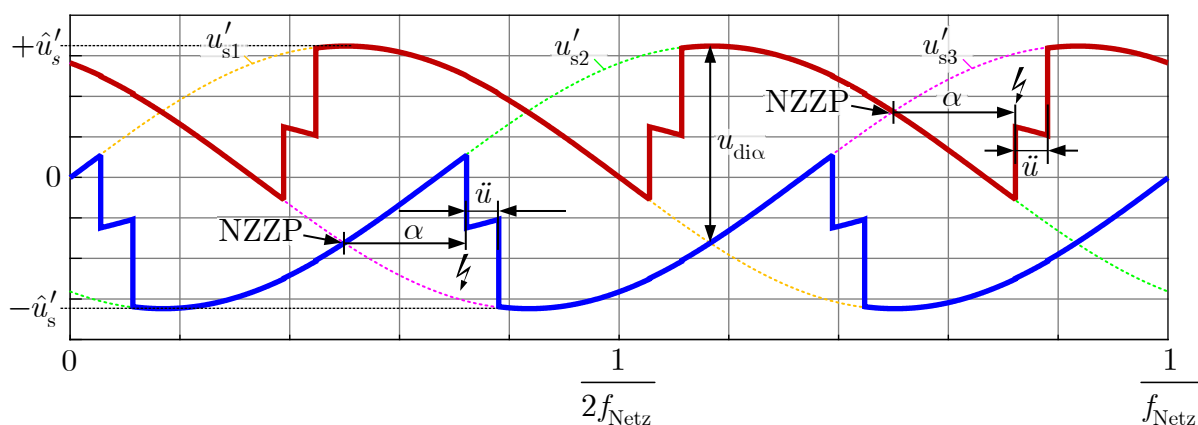


Abbildung 3.3: Spannungverläufe am sechspulsigen Thyristor-Gleichrichter

3.1.1.2 Modifikationen bei Elektrolyse-Gleichrichtern

Um den B6C-Gleichrichter nach Abbildung 3.2 kompakt ausführen zu können, wird in Elektrolyse-Anwendungen die Glättungsdrossel L_G auf ein Minimum reduziert. Als Ausgangsstrom-glättende Elemente dominieren in dieser Konfiguration die aus den Streuinduktivitäten des Trenntransformators resultierenden Kommutierungsinduktivitäten L_K . In dieser Konfiguration ergibt sich eine hohe Stromwelligkeit; die vereinfachende Voraussetzung eines konstanten Ausgangsstroms aus der Stromrichtertheorie hat damit keine Gültigkeit mehr. Der zeitliche Verlauf des Ausgangsstroms ist dabei von allen beteiligten Schaltungselementen einschließlich der Last abhängig. Zur Ermittlung des zeitlichen Verlaufs des Ausgangsstroms können die jeweils gültigen Knoten- und Maschengleichungen während der Kommutierung nach Gleichung (3.1), sowie zwischen zwei Kommutierungsvorgängen nach Gleichung (3.2) herangezogen werden.⁶ Dabei sind u_{sk} , u_{sl} , u_{sm} , die Momentanwerte der Sternspannungen in den Phasen $k, l, m \in 1, 2, 3$ der aktuell gezün-

⁶Zur Vereinfachung sind die in den Maschen auftretenden parasitären Spannungsabfälle, wie Serienwiderstände und Schleusenspannungen der Thyristoren, nicht aufgeführt.

deten Thyristoren. Während der Kommutierung von i_{El} abweichende Phasenströme sind nach gleichem Schema entsprechend ihrer zugehörigen Phase bezeichnet.

$$-u'_{\text{sk}} + u'_{\text{sl}} + \frac{di_l}{dt} \cdot L_K + \frac{di_{\text{El}}}{dt} \cdot (L_K + L_G) + \frac{di_{\text{El}}}{dt} \cdot L_Z + i_{\text{El}} \cdot R_1 + \left(i_{\text{El}} - C_D \frac{du_{\text{CD}}}{dt} \right) \cdot R_2 + U_0 = 0 \quad (3.1)$$

u_{El} nach ESB Abbildung 2.5

$$\text{sowie } -u'_{\text{sl}} + u'_{\text{sm}} + \frac{di_l}{dt} \cdot L_K - \frac{di_m}{dt} \cdot L_K = 0 \quad \text{und} \quad i_l + i_m + i_{\text{El}} = 0$$

$$-u'_{\text{sk}} + u'_{\text{sl}} + \frac{di_{\text{El}}}{dt} \cdot (2L_K + L_G + L_Z) + i_{\text{El}} \cdot R_1 + \left(i_{\text{El}} - C_D \frac{du_{\text{CD}}}{dt} \right) \cdot R_2 + U_0 = 0 \quad (3.2)$$

u_{El} nach ESB Abbildung 2.5

Bezüglich der zu wählenden Spannungsverhältnisse kann als Näherung die Stromrichtertheorie unter Verwendung der Effektivwerte der relevanten Größen herangezogen werden. Damit werden alle Spannungsabfälle in der Masche näherungsweise beschrieben. Der Effektivwert der notwendigen sekundärseitigen Sternspannung des Transformators U'_s kann basierend auf [60, Absch. 2.5.5] mit Gleichung (3.3) ermittelt werden. Darin wird für die Ausgangsspannung $U_{\text{d}\alpha}$ des Stromrichters die Elektrolyseur-Nennspannung $U_{\text{El}} = (R_1 + R_2) \cdot I_{\text{El}} + U_0$ verwendet und der Spannungsabfall an der Kommutierungsreaktanz mit $Z_x = s \cdot q \cdot f_{\text{Netz}} \cdot L_K$ berücksichtigt⁷. Darüber hinaus werden zusätzlich parasitäre Spannungsabfälle berücksichtigt:

- die Schleusenspannungen $U_{\text{T}0}$ an den Thyristoren,
- die ohmschen Spannungsabfälle durch Wicklungswiderstände und differentielle Widerstände der Thyristoren mit $Z_{\text{R}} \approx s \cdot (R_{L_K} + R_{\text{T,D}})$ ⁷.

$$U_{\text{d}} = s \cdot U_{\text{T}0} + (Z_{\text{X}} + Z_{\text{R}}) \cdot I_{\text{El}} + (R_1 + R_2) \cdot I_{\text{El}} + U_0 \quad (3.3)$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot q \cdot s}{\pi} \cdot U'_s \underset{s=2, q=3}{\stackrel{\text{B6C}}{=}} 2,34 \cdot U'_s$$

Mit einer Schaltungsparametrierung basierend auf Gleichung (3.3) kann mit Hilfe einer numerischen Lösung von Gleichung (3.1) und Gleichung (3.2)⁸ eine genauere Untersuchung

⁷Die B6C hat $s = 2$ serielle Kommutierungsgruppen, bei denen $q = 3$ Stromweitergaben je Netzperiode $1/f_{\text{NETZ}}$ auftreten.

⁸z.B. im Rahmen einer Schaltungssimulation wie in Kapitel 5 beschrieben.

erfolgen und ggfs. notwendige Anpassungen durchgeführt werden. Für die Optimierung des Betriebsbereichs sollte auch der Toleranzbereich der Netzspannung am Verknüpfungspunkt miteinbezogen werden.⁹

Zu beachten ist, dass die Steuerkennlinie von der idealisierten Theorie abweicht, da die Zeitkonstante des Lastkreises τ_{B6C} einschließlich Elektrolyseur-ESB nach Gleichung (3.4) auch bei Hinzunahme der Kommutierungsinduktivitäten sehr klein ist¹⁰.

$$\tau_{B6C} \approx \frac{2L_K + L_G + L_Z}{R_1 + R_2 + Z_R} \quad (3.4)$$

In der Konsequenz sorgt die fehlende Mittelwertbildung durch die kleine Glättungs-drossel für ein ohmsch-induktives Last-Verhalten.¹¹ Dies bedeutet einen verlängerten Zündbereich, der für $\alpha > 90^\circ$ ab $u_{d\alpha} > U_0$ einen Ausgangsstrom ermöglicht.¹²

3.1.1.3 Regelung von Thyristor Gleichrichtern

Für die Regelung des B6C folgen aus der kleinen wirksamen Glättungsinduktivität ebenfalls erhöhte Anforderungen:

- Eine präzise Zündwinkelerzeugung ist notwendig, da ungenaue Zündwinkel oder zeitliche Variationen der ermittelten natürlichen Zündzeitpunkte sich unmittelbar und erheblich auf den Ausgangsstrom auswirken.
- Die Diskretisierung über die Anzahl an Zündvorgängen je Netzperiode entspricht einer Abtastzeit des Stellglieds von $T_{A,B6C} = 1/(6 \cdot f_{\text{Netz}})$.
- Wird als relevante Zeitkonstante T_{B6C} der Regelstrecke für eine Ausgangsstromregelung die Dauer des Anstiegs von Null auf den Nennstrom des Elektrolyseurs $I_{EI} = I_N$ herangezogen, so kann unter Vernachlässigung der ohm'schen Elemente der Regelstrecke $T_{B6C} = (2L_K + L_G + L_Z) \cdot I_N/U_N$ definiert werden.¹³ Mit der Differenz zwischen verfügbarer Ausgangsspannung und der Ersatzspannungsquelle im Elektrolyseur kann die Nennspannung mit $U_N = U_d - U_0$ angegeben werden, wodurch sich T_{B6C} im Bereich einiger Millisekunden oder kleiner ergibt.¹⁴ Da $T_{B6C} \ll T_{A,B6C}$

⁹Bei Betrieb am gleichen Verknüpfungspunkt mit erneuerbaren Quellen wird im Bezug auf Netzdienstleistungen ein Betrieb größer/gleich der Nennspannung relevant sein.

¹⁰vgl. Stromglättung in [59, Abschn. 6.1.2].

¹¹vgl. Belastungskennlinien von Stromrichtern für ohmsch-induktives Verhalten, z.B. in [10].

¹²Beim Start der Anlage muss die Doppelschicht im Elektrolyseur zunächst aufgebaut werden (vgl. Abschnitt 2.2), d.h. es findet ein Stromfluss ab $u_{d\alpha}|_{\alpha=120^\circ} = 0$ statt.

¹³Mit I_N kleiner dem durch die seriellen Widerstände $R_1 + R_2 + Z_R$ möglichen Maximalstrom ergibt die lineare Näherung für T_{B6C} eine kleinere und für die Praxis relevante Zeitkonstante gegenüber der aus allen Streckenelementen bestimmbaren τ_{B6C} .

¹⁴vgl. Kapitel 5.

möglich ist, muss davon ausgegangen werden, dass das Abtasttheorem für eine zeitdiskrete Regelung nicht erfüllt werden kann.¹⁵ Somit weist das System selbst keine für eine Regelung nutzbare relevante Zeitkonstante auf.

- Der Ausgangsstrom weist einen großen Wechselanteil mit $T_{A,B6C}$ -Periodizität auf, wobei das Regelsystem den Mittelwert des Ausgangsstroms führen soll.
- Aus der Steuerkennlinie des Stromrichters folgt ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen vorgebbarem Zündwinkel α und mittlerer Ausgangsspannung $U_{d\alpha}$. Dieser ist neben der Netz-Eingangsspannung vom Betriebspunkt abhängig und kann nicht durch eine einfache Umkehrfunktion aufgelöst werden.

Die notwendige Präzision für die Netzwinkelnachbildung zur Zündwinkelerzeugung kann basierend auf einer Phasenregelschleife (PLL) erreicht werden. Hierbei kann aus einer Leiter- oder Sternspannung mittels eines PLL-Algorithmus der Netzwinkel berechnet werden [62]. Für alle Betrachtungen wird dabei die Nulllage des Netzwinkels nach Gleichung (3.5) auf den Nulldurchgang bei steigender erster Sternspannung gesetzt.

$$u_{s1} \equiv 0 \quad \cup \quad \frac{du_{s1}}{dt} > 0 \quad \implies \quad \varphi_{\text{Netz}} = 0 \quad (3.5)$$

Alternativ kann der Netzwinkel aus allen Sternspannungen mittels einer Koordinatentransformation vom ruhenden 123-Koordinatensystem in ein rotierendes dq-Koordinatensystem¹⁶ bestimmt werden. Dabei wird der Transformationswinkel, der dem Netzwinkel entspricht, als Stellgröße so nachgeführt, dass eine Spannungskomponente des rotierenden Koordinatensystems zu Null geregelt wird¹⁷.

Um für die Regelung die fehlende relevante Zeitkonstante der Strecke zu kompensieren, kann ein Mittelwert-bildender Regler eingesetzt werden, der dann selbst das relevante Zeitverhalten darstellt. Abbildung 3.4 zeigt hierzu mögliche Reglerstrukturen, wobei die gestrichelt gezeichneten Elemente jeweils gemäß der folgenden Beschreibung optional hinzugenommen werden können.

Eine Variante stellt der Einsatz eines quasi-kontinuierlich ausgelegten¹⁸ Integralreglers mit einer Zeitkonstante $T_{I,B6C} > 10 \cdot T_{A,B6C}$ dar, wobei durch eine Überabtastung die Zeitkonstante gegenüber diesem Richtwert verringert werden kann. Hierbei ist der Integralregler selbst das Element mit Zeitverhalten, das in Abbildung 3.4 eingezeichnete Mittelwert-Filter entfällt.

¹⁵vgl. Voraussetzungen zur zeitdiskreten Regelung [61, Absch. 4.4].

¹⁶vgl. Abschnitt 3.2.1.4.

¹⁷vgl. Rotorlagewinkel-Nachbildung bei elektrischen Maschinen („Tracking-Observer“) [63, Absch. 3.1.1.3].

¹⁸vgl. quasi-kontinuierliche Regelung [61, Kap. 4.2].

Alternativ kann ein Integral- oder Proportional-Integral-Regler auf ein Mittelwertbildendes Element ausgelegt werden. Hierbei wird ein gleitender Mittelwert über ganzzahlige Vielfache der Abtastzeit $n \cdot T_{A,B6C}$ ($n \in \mathbb{N}^*$) gebildet, wodurch für den Regler eine Gleichgröße zur Rückführung bereitgestellt werden kann [64, Absch 1.2]. Um eine höhere Dynamik des Regelsystems bezüglich des Führungsverhaltens zu erreichen, kann eine Vorsteuerung¹⁹ eingesetzt werden, um die durch die Zeitdiskretisierung limitierte Dynamik eines Integralreglers zu kompensieren.²⁰

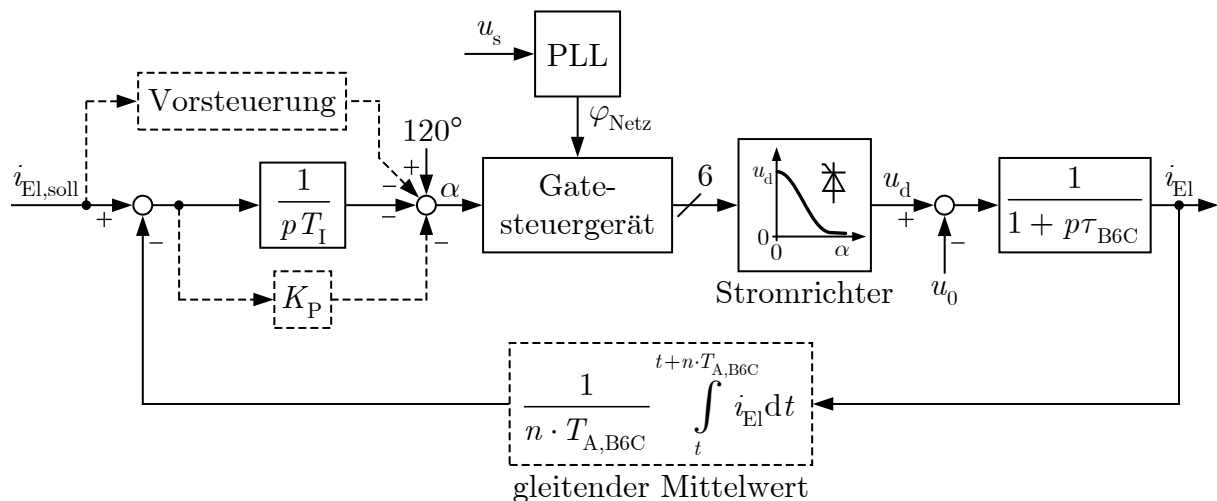


Abbildung 3.4: Realisierungsmöglichkeiten für die Regelung eines B6C-Stromrichters (gestrichelte Pfade stellen jeweils Optionen dar)

3.1.2 Höherpulsige Gleichrichter

Da Welligkeit w_i und THD_{i40} , insbesondere im Teillastbereich beim B6C-Gleichrichter groß sind, werden höherpulsige Gleichrichter in Hochleistungsanwendungen bevorzugt. Höherpulsige Gleichrichter werden durch Verknüpfung mehrerer Grundschaltungen wie der B6C erreicht, deren speisende Spannungssysteme eine geeignete Phasenverschiebung aufweisen. Diese Spannungssysteme können durch die Anordnung der Sekundärwicklungsgruppen des Transformators erzeugt werden [54], [55], [56], [65].

Der Zwölfpulsige Gleichrichter stellt hierbei die einfachste und in vielen Anwendungen ausreichende Variante dar. Dazu werden je ein B6C an einer im Dreieck und einer im

¹⁹z.B. Vorberechnung des Zündwinkels anhand der aus dem Elektrolyseur-Modell ableitbaren Strom-Spannungskennlinie.

²⁰Bei einem konventionell aufgebauten Stromrichter mit großer Glättungsdrossel L_G und einer dadurch verhältnismäßig großen Streckenzeitkonstante sind die diskutierten Maßnahmen nicht notwendig, hier könnte beispielsweise direkt ein Proportional-Integral-Regler eingesetzt und abgestimmt werden.

Stern verschalteten sekundärseitigen Wicklungsgruppe des Transformators angeschlossen, wodurch die Spannungssysteme an den Teilgleichrichtern eine Phasenverschiebung von 30° aufweisen. Die im folgenden vorgestellten Varianten der zwölfpulsigen Gleichrichter werden mit den Systemen in [58] für Elektrolysegleichrichter eingesetzt.

Die beiden B6C können gleichstromseitig in Reihe geschaltet werden²¹. Da bei der Anwendung als Elektrolysegleichrichter kein Wechselrichterbetrieb benötigt wird, kann einer der beiden B6-Gleichrichter ungesteuert mit Dioden ausgeführt werden. In der Folge reduziert sich die Steuerblindleistung, aber insbesondere im Teillastbereich ergibt sich eine ungünstige Überlagerung mit erhöhter Welligkeit und Netzurückwirkungen ähnlich einem einzelnen B6C. Die Ansteuerung gestaltet sich bei den seriellen Anordnungen einfach, da zur Führung ein Regelsystem ausreicht und Toleranzen zwischen den speisenden Spannungssystemen keine Auswirkungen haben.

Im Bezug auf Hochstromanwendungen ergeben sich jedoch erhöhte Verluste, da der gesamte Strom von jeweils vier in Serie befindlichen Ventilen geführt wird. Diesem Problem kann durch eine Parallelanordnung der beiden B6C begegnet werden²². Um den Erhalt der Leitauern der Thyristoren im Vergleich zu einem einzelnen B6C gewährleisten zu können, werden gemäß der Stromrichtertheorie die beiden Teilstromrichter über eine Saugdrossel L_S gleichstromseitig miteinander verknüpft²³. Wie in Abbildung 3.5 gezeigt, bildet die Saugdrossel L_S als induktiver Spannungsteiler den Mittelwert der Ausgangsspannungen der beiden Teilstromrichter. Als stromkompensierte Drossel kann L_S im Vergleich zur Glättungsdrossel L_G beim B6C kleiner ausgeführt werden.

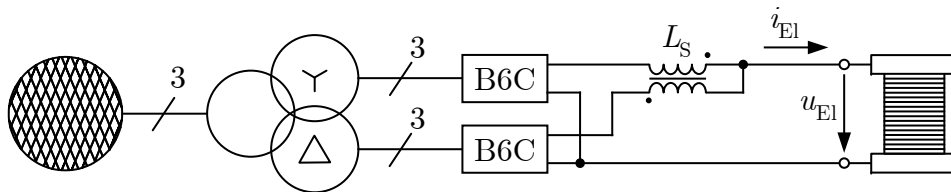


Abbildung 3.5: Schematischer Aufbau des zwölfpulsigen Gleichrichters in paralleler (B6C)2P-Anordnung

Eine Minimierung der Größe der Saugdrossel führt analog zur Minimierung der Glättungsdrossel beim B6C dazu, dass die Kommutierungsinduktivitäten die Stromglättung

²¹Schaltungskurzzeichen (B6C)2S.

²²Schaltungskurzzeichen (B6C)2P.

²³vgl. [59, Abschn. 6.3.3].

am ohmsch-kapazitiv wirkenden Elektrolyseur dominieren.²⁴ Die Dimensionierung der Stromrichter und der Transformatorübersetzung kann wie für zwei einzelne B6C nach Gleichung (3.3) erfolgen, wobei die Spannungsabfälle an Z_X und Z_R mit jeweils halbem effektivem Ausgangsstrom $0,5 \cdot I_{EI}$ ermittelt werden müssen.

Zur Führung des zwölfpulsigen Stromrichters sollten die beiden Teilstromrichter jeweils einzeln mit einem Regler für jeweils den halben Ausgangsstrom $0,5 \cdot I_{EI}$ ausgeführt werden. Dabei können die Lösungen für einen B6C zugrunde gelegt werden, wie sie in Abbildung 3.4 zusammengefasst sind. Dadurch kann eine gleichmäßige Stromaufteilung bei Toleranzen zwischen den Sekundärspannungen und den Kurzschlussreaktanzen des Transformators gewährleistet werden.

3.1.3 Sekundärseitig mehrstufige Gleichrichter

Eine Erweiterung mit erhöhten Spannungen am Gleichrichter, geringerer Steuerblindleistung und verminderter Restwelligkeit des Ausgangsstroms I_{EI} stellt der um einen seriellen DC-DC-Steller ergänzte Stromrichter dar. Der Stromrichter kann ohne Zündverzögerung betrieben werden,²⁵ wodurch bezogen auf Bezugsanlagen, insbesondere bei höherpulsigen Stromrichtern, die TAB oftmals ohne weitere Maßnahmen erreichbar sind.

Die Spannungsanpassung zur Regelung des Ausgangsstrom I_{EI} wird vom DC-DC-Steller übernommen. Wie in Abbildung 3.6 gezeigt, bietet sich als DC-DC-Steller ein Tiefsetzsteller (TSS) an, der zur Stromaufteilung aus mehreren parallelen Pfaden aufgebaut wird.²⁶ Durch zeitversetzte Ansteuerung der Pfade kann mit kleinen Glättungsdrosseln eine geringe Restwelligkeit des Ausgangsstroms erreicht werden. Bei Ausführung mit Halbbrücken können Komponenten von selbstgeführten Zweipunkt-Wechselrichtern²⁷ eingesetzt werden, wodurch ein Aufbau aus Standardbauteilen möglich wird.

Die Führung des Elektrolyseprozesses wird in dieser Anordnung vom DC-DC-Steller übernommen. Zur Gewährleistung einer gleichmäßigen Stromaufteilung bietet sich der Einsatz von einzelnen Reglern je Zweig an. Für deren Auslegung werden keine speziellen Verfahren benötigt, da sich ein relevantes Glied mit Zeitverhalten aus den Glättungsinduktivitäten ergibt und durch die Schaltfrequenz eine kleine Abtastzeit erreicht wird.²⁸

²⁴ L_S kann entfallen, sofern die resultierenden Momentanwerte der Ströme für die Thyristoren zulässig sind. Die genauen Strom- und Spannungsverhältnisse müssen über die Maschen- und Knotengleichungen numerisch ermittelt werden.

²⁵Damit wird der Einsatz von ungesteuerten Stromrichtern möglich, wobei bei höherpulsigen Ausführungen die Stromaufteilung gewährleistet sein muss.

²⁶In diesem Kontext in der Literatur auch als „Chopper-Rectifier“ bezeichnet; vgl. [57].

²⁷vgl. Abschnitt 3.2.

²⁸vgl. Reglerverfahren für mehrzweigigen Tiefsetzsteller in [49].

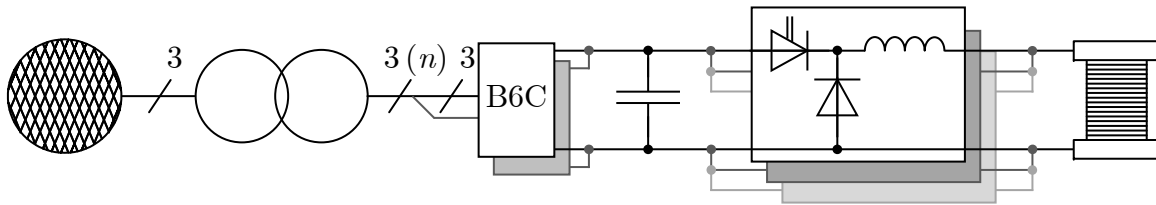


Abbildung 3.6: Schematischer Aufbau von sekundärseitig mehrstufigen Gleichrichtern mit Tiefsetzsteller als DC-DC-Steller

Nachteilig ist, dass durch den Stromrichter und den DC-DC-Steller sich mehrere Ventilgruppen seriell im Strompfad befinden. In Kombination mit den Schaltverlusten des DC-DC-Stellers ist ein entsprechend reduzierter Wirkungsgrad im Vergleich zu sekundär einstufig ausgeführten Topologien zu erwarten.

Die Variante mit seriellem Tiefsetzsteller wird u.a. in [53, Absch 3.4], sowie in [57] ausgeführt und stellt eine Erweiterung der Systeme in [58] dar. Als Alternative kann auch ein als Gegentakt-Durchflusswandler (GDFW) realisierter DC-DC-Wandler als zweite Stufe eingesetzt werden. Damit könnten die Ausgangsspannung des Stromrichters und des Elektrolyseurs vollständig entkoppelt werden. Der GDFW kann durch Einsatz eines Mittelfrequenz-Transformators²⁹ kompakt ausgeführt werden. Abhängig vom Anschlusspunkt kann durch die Potentialtrennung des GDFW der Trenntransformator nach Abbildung 3.1 entfallen.³⁰

3.1.4 Gleichrichter mit primärseitigem Stellglied

Um die Steuerblindleistung gesteuerter Gleichrichter zu reduzieren, ist ein weiterer Ansatz, eine Spannungsanpassung bereits auf der Primärseite des Trenntransformators durchzuführen.

In [53, Absch 3.3] wird eine Variante für höherpulsige Stromrichter vorgestellt, die auf primärseitig spannungsumschaltbare Trenntransformatoren zurückgreift, wie sie zum Lastausgleich u.a. in Ortsnetztransformatoren zum Einsatz kommen. Dabei kann über ein meist mechanisches Schaltwerk das Übersetzungsverhältnis des Transformators im Teillastbereich in Stufen auf die Spannung des Elektrolyseurs angepasst werden. Der Stromrichter übernimmt dann die Feineinstellung der Spannung und kann damit immer mit

²⁹Schaltfrequenz $f_{S,GDFW} \approx 1 \dots 10$ kHz; ermöglicht Verwendung eisenbasierter Kerne (höhere Flussdichten, einfachere mechanische Handhabung im Vergleich zu Ferriten).

³⁰Die Phasenverschiebung der Spannungssysteme kann für höherpulsige Gleichrichter durch kompakte Spartransformatoren erreicht werden; vgl. [65].

geringer Zündverzögerung betrieben werden. Nachteilig ist die Trägheit des Systems, da aufgrund thermischer Beschränkungen durch Teilkurzschlüsse der Transformatorwicklungen beim Umschalten die Stufenhöhe limitiert ist und die Schaltzeiten mindestens im Sekundenbereich liegen.

Als flexiblere elektronische Lösung kann der in Abbildung 3.7³¹ gezeigte, mehrstufige Wechselstromsteller eingesetzt werden. Hierbei wird die Steuerbarkeit komplett auf der Primärseite realisiert, so dass auf der Sekundärseite ein ungesteuerter Gleichrichter eingesetzt wird. Für die folgenden Beschreibungen in diesem Abschnitt wird aus Gründen der Übersicht die idealisierte Stromrichtertheorie herangezogen, damit ergibt sich mit $L_K = 0$ eine Vernachlässigung der Kommutierungsvorgänge.

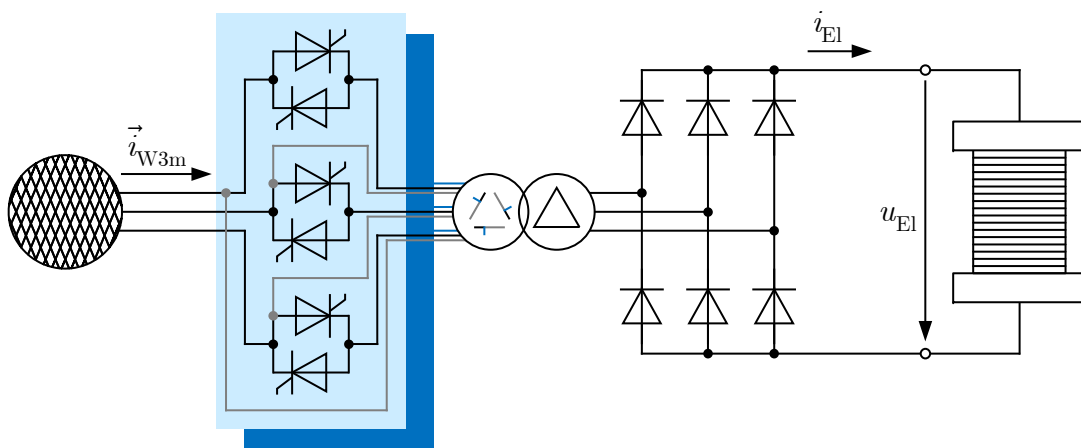


Abbildung 3.7: Schematischer Aufbau eines Gleichrichters mit mehrstufigem Wechselstromsteller als primärseitiges Stellglied

Als Grundschialtung dienen Wechselstromsteller³² [10, Absch. 6.1.3], [59, Absch. 5.4], die seriell mit den Strängen der Transformator-Primärwicklungen eine Dreieck-Anordnung bilden. Durch Zündung eines der primärseitigen seriellen Thyristoren wird die zugehörige Netz-Leiterspannung in der jeweiligen Primärwicklung eingeprägt, falls die Zündbedingungen erfüllt sind. Ist der Betrag des Momentanwerts der damit eingeprägten Leiterspannung größer als in einem bereits stromführenden Zweig, kommutiert der Strom im sekundärseitigen ungesteuerten Gleichrichter auf den neu gezündeten Zweig. Diese Bedingung ist ab dem natürlichen Zündzeitpunkt der entsprechenden Diode des sekundärseitigen Gleichrichters erreicht, wie in Abbildung 3.8a) skizziert. Insgesamt verhält sich die

³¹detaillierte Darstellung in Anhang A - Abb. A.1.

³²Schaltungskurzzeichen W3.

Schaltung für Zündverzögerungen der primärseitigen Stellglieder größer den natürlichen Zündzeitpunkten des sekundärseitigen Gleichrichters wie ein B6C.

Um analog zum umschaltbaren Transformator mehrere Übersetzungsstufen zu nutzen, können weitere serielle Thyristorstellglieder an Anzapfungen der Primärwicklungen des Transformators angeschlossen werden, um einen mehrstufigen Wechselstromsteller (W3m) zu erhalten. Die Elektrolysegleichrichter in [12] nutzen diesen Ansatz. In [66] sind dazu verschiedene Konfigurationen der primärseitigen Anordnung zur Erreichung verschiedener Stufen, sowie verschiedene mögliche Varianten für hochstromfähige, sekundärseitige, ungesteuerte Gleichrichter aufgezeigt. In [67] wird eine zugehörige günstige Ansteuerung für die W3m beschrieben.

Exemplarisch soll hier das Zusammenwirken eines zweistufigen W3m mit sekundärseitiger ungesteuerter sechspulsiger Brückenschaltung (B6U) aufgezeigt werden. In Abbildung 3.8b) ist eine untere Grenzkennlinie für die ideale gleichgerichtete Spannung u_{diS1} der ersten Stufe mit großem Übersetzungsverhältnis eingezeichnet; sowie eine obere Grenzkennlinie u_{diS2} einer zweiten Stufe mit kleinerem Übersetzungsverhältnis. Eine günstige Wahl der Übersetzung der ersten Stufe ergibt eine untere Ausgangsspannung u_{diS1} im Bereich der wirksamen Gegenspannung U_0 des Elektrolyseurs. Diese kann dadurch stets weit angesteuert betrieben werden, wodurch sich eine günstige Grundschwingungsblindleistung ergibt.

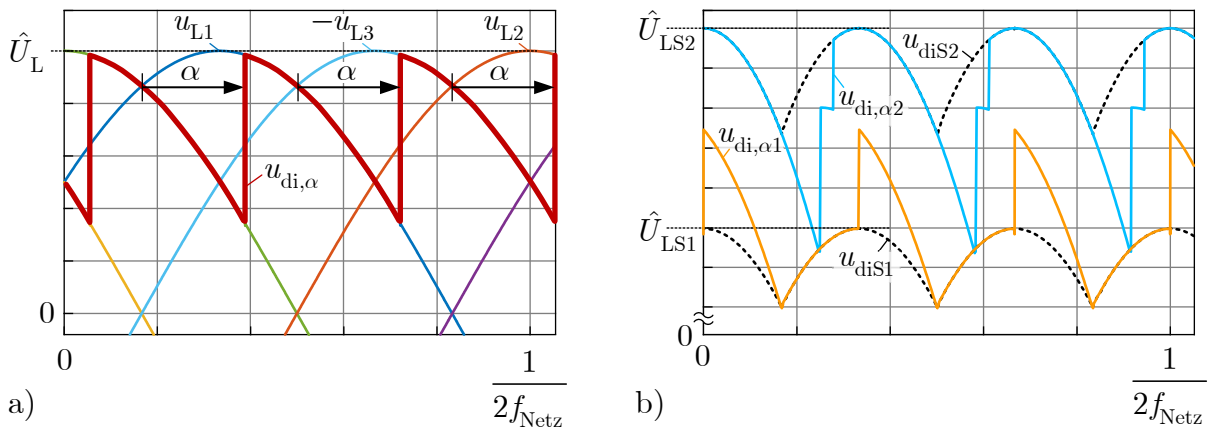


Abbildung 3.8: zeitliche Verläufe der ideellen gleichgerichteten Spannung u_{di} , bzw. $u_{di\alpha}$ an einem a) einstufigen und b) zweistufigen Wechselstromsteller mit ausgangsseitig ungesteuerter Gleichrichtung

Gemäß [67] wird eine Zündung dieser Stufe bereits vor dem natürlichen Kommutierungszeitpunkt des Diodengleichrichters vorgesehen. In Verbindung mit der zweiten Stufe erge-

ben sich Kombinationen der Übersetzungsverhältnisse der beiden Stufen, bei denen sich die Leitauern der Wechselstromstellerventile verlängern. Um das zu verdeutlichen, sind die ideellen Ausgangsspannungen für zwei Betriebspunkte in Abbildung 3.8b) eingezeichnet:

- Bei $u_{\text{di}\alpha 1}$ wird die zweite Stufe um $\alpha = 90^\circ$ gegenüber dem natürlichen Kommutierungszeitpunkt des sekundärseitigen B6U gezündet. Die Spannung folgt vor der Zündung der Grenzkennlinie der ersten Stufe. Ab der Zündung ergibt sich eine Addition aus der gezündeten zweiten Stufe und einer Leiterspannung der ersten Stufe einer anderen Phase.
- Für $u_{\text{di}\alpha 2}$ erfolgt die Zündung der zweiten Stufe mit $\alpha = 15^\circ$ Verzögerung zum natürlichen Kommutierungszeitpunkt des B6U. Die Spannung $u_{\text{di}\alpha 2}$ springt durch eine Zündung in der Stufe 1 vor dem eigentlichen natürlichen Zündzeitpunkt des B6U zunächst auf einen Zwischenwert aus den beiden Stufen und dann bei Zündung der zweiten Stufen mit $\alpha = 15^\circ$ auf die Leiterspannung der zweiten Stufe.
- Über den gesamten Betriebsbereich ergibt sich damit eine ideale Ausgangsspannung $u_{\text{di}\alpha}$, deren Momentantwerte sich stets zwischen den beiden Grenzkennlinien $u_{\text{diS}1}$ und $u_{\text{diS}2}$ befinden. Diese geringere Welligkeit der Spannung im Vergleich zum B6C führt bei vergleichbaren Parametern der Schaltungselemente zu einer deutlich geringeren Stromwelligkeit.

Zur Führung des W3m bietet sich eine Folgesteuerung an, in der zuerst die erste Stufe und danach die zweite Stufe angesteuert wird. Im Vergleich zum B6C ergibt sich zwar eine andere Steuerkennlinie, da aber aufgrund ebenfalls fehlender relevanter Elemente mit Zeitverhalten in der Regelstrecke analog zum B6C das Zeitverhalten durch den Regler festgelegt werden muss, können die Ansätze nach Abbildung 3.4 übernommen werden.

Da bei dieser Topologie auf der Spannungsebene des Elektrolyseurs nur ein Diodengleichrichter mit tendenziell geringeren Verlusten im Vergleich zu einem Thyristor-Stromrichter benötigt wird, ergeben sich Vorteile bei Elektrolyseuren mit geringer Nennspannung. Bei geringem notwendigen Übersetzungsverhältnis des Transformators wirken sich die Ventilgruppen der Wechselstromsteller entsprechend stärker auf die Verlustleistung des Gleichrichtersystems aus. Zusätzlich muss die Sperrspannungsbeanspruchung am primärseitigen Wechselstromsteller und die TAB am Anschlusspunkt beachtet werden, die einen weiteren Trenntransformator vor dem Gleichrichtersystem erforderlich machen können.

3.2 Selbstgeführte Gleichrichter

Steigende Anforderungen an die Gleichrichtersysteme seitens der Netzbetreiber hin zu den Anforderungen an Erzeugungsanlagen können von netzgeführten, Thyristor-basierten Gleichrichtern nur schwer erfüllt werden. Die prinzipbedingte Verzerrung des Netzstromes kann zwar durch die zuvor beschriebenen erweiterten Schaltungskonzepte reduziert werden, diese gehen aber mit einem starken Anwachsen der Komplexität einher. Hinzu kommt ein erhöhter Blindleistungsbedarf im Teillastbereich, für den gegebenenfalls zusätzliche Kompensationsanlagen benötigt werden.

Demgegenüber stehen selbstgeführte Gleichrichter (sG), bei denen die Eingangsstromform durch ein- und ausschaltbare Ventile³³ frei eingestellt werden kann. Durch geeignete Ansteuerung ist damit über den gesamten Betriebsbereich eine geringe Stromverzerrung THD_{i40} und ein geringer Grundswingungsblindleistungsbedarf bzw. ein Leistungsfaktor $\cos(\varphi) \rightarrow 1$ erreichbar.

Im Bereich der Netzanbindung werden selbstgeführte Gleichrichter als „Active Front-End“, zur „Power Factor Correction“ (PFC) im Bereich von einigen hundert Watt bis in den mehrstelligen Kilowattbereich eingesetzt. Der Einsatz resultiert aus Vorgaben zur Netzqualität am Niederspannungsnetz³⁴ und ermöglicht bei Antriebssystemen die Rückspeisefähigkeit.

Ein Haupteinsatzgebiet von selbstgeführten Anordnungen ist die Drehzahlsteuerung, bzw. -regelung von elektrischen Maschinen und zunehmend von Wechselrichtern für erneuerbare Energien [68]. Bei Traktionsantrieben und Windkraftanlagen sind Umrichtersysteme im Megawattbereich Stand der Technik.

Die Adaption von sG wird von den Randbedingungen der Anwendung Wasserelektrolyse beeinflusst: Im Gegensatz zum Traktionsbereich oder Windkraftanlagen sind bei der Elektrolyse die Spannungen bei größeren Leistungen auf kleinere Werte begrenzt,³⁵ entsprechend werden Ventile mit größerer Stromtragfähigkeit benötigt.

Der Anwendung im Elektrolysebereich entgegen stehen die durch die vergleichsweise schnell-schaltende Arbeitsweise³⁶ höheren Verluste. Der dadurch reduzierte Systemwirkungsgrad hat bei dieser energieintensiven Anwendung Einfluss auf die Betriebskosten. Dazu kommt

³³Aufgrund der einfachen Ansteuerbarkeit finden vor allem „Insulated Gate Bipolar Transistors“ (IGBT) und abhängig von der benötigten Sperrspannung zunehmend Silizium- oder Siliziumcarbid- basierte Metall-Oxid-Halbleiter Feldeffekt-Transistoren (MOSFET) Verwendung.

³⁴vgl. Abschnitt 2.1, bzw. [8].

³⁵Einige hundert Volt bei Elektrolyseuren (vgl. Abschnitt 2.2.3) im Vergleich zu einigen Kilovolt bei Traktionsantrieben.

³⁶sG der hier betrachteten Leistungsklasse werden mit Schaltfrequenzen ab ca. 3 kHz bis 10 kHz betrieben und weisen je Schaltvorgang bei üblichem hart schaltenden Betrieb signifikante Verlustenergien auf.

ein höherer Investitionsbedarf und insbesondere für sehr große Ströme eine limitierte Verfügbarkeit benötigter Ventile.

3.2.1 Zweipunkt Gleich- und Wechselrichter

Die Basistopologie der dreiphasigen sG stellt der in Abbildung 3.9 gezeigte Zweipunkt Gleich- und Wechselrichter (2PWR) dar, dessen drei Halbbrücken gleichspannungsseitig untereinander und wechsellspannungsseitig mit je einer Netzphase $k \in \{1, 2, 3\}$ verbunden sind. Die grundsätzliche Struktur mit Trenntransformator nach Abbildung 3.1 bleibt aufgrund der aus Sicherheitsgründen geforderten Erdung des Elektrolyseurs erhalten. In der gezeigten einfachsten Ausführung ist der sG wechsellspannungsseitig über Eingangsdrosseln L_E mit dem Netz, bzw. dem Trenntransformator verbunden.

Vorteil des 2PWR ist eine große Auswahl an optimierten Modulen³⁷, mit denen entsprechend optimierte Gleichrichter einfach aufgebaut werden können.

Da diese Topologie als Gleichrichter jedoch ein hochstellendes Verhalten aufweist, die Ausgangsspannung also größer als der Scheitelwert der Leiterspannung der Sekundärseite des Trenntransformators ist, treten bei einem einstufigem Aufbau sehr große Leiterströme auf. Um notwendige Modulgrößen zu begrenzen, ist ein mehrstufiger Aufbau zu bevorzugen, bei welchem dem in Abbildung 3.9 gezeigten 2PWR ein Tiefsetzsteller oder Durchflusswandler³⁸ nachgeschaltet wird, analog zu Abschnitt 3.1.3.

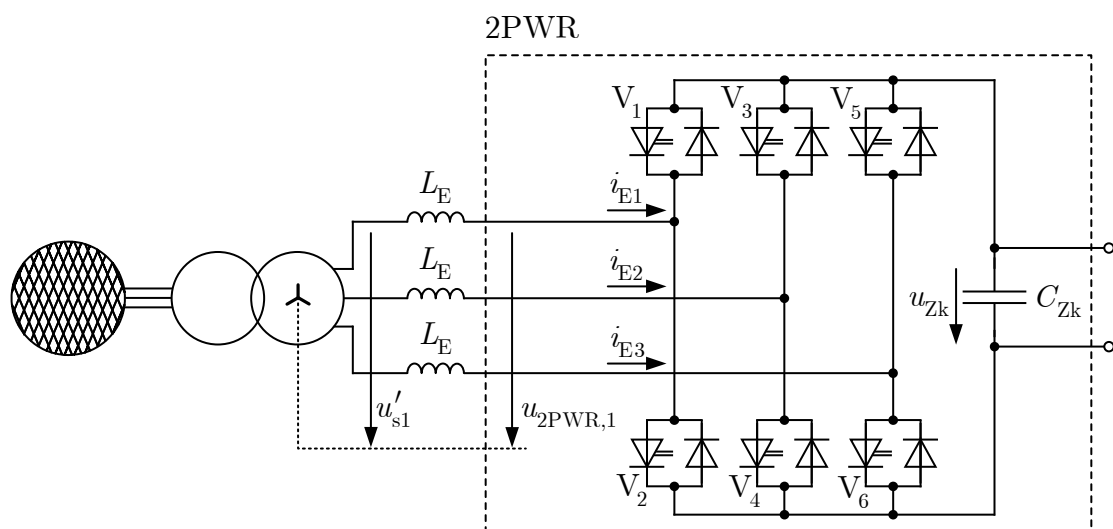


Abbildung 3.9: Zweipunkt-Wechselrichter als Basistopologie der selbstgeführten Gleichrichter

³⁷z.B. B6-Konfiguration [69] oder Halbbrückenkonfigurationen [70].

³⁸In diesem Fall kann der primärseitige Trenntransformator ggfs. entfallen.

Tabelle 3.1: Einstellbare Potentiale des 2PWR [71, Absch. 3.4]

V_1, V_2	V_3, V_4	V_5, V_6	$u_{2\text{PWR},1}$	$u_{2\text{PWR},2}$	$u_{2\text{PWR},3}$	φ_*	Raumzeiger
o	u	u	$\frac{2}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{6}U_{\text{Zk}}$	(100)
o	o	u	$\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{2}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{6}U_{\text{Zk}}$	(110)
u	o	u	$-\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{2}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{6}U_{\text{Zk}}$	(010)
u	o	o	$-\frac{2}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{6}U_{\text{Zk}}$	(011)
u	u	o	$-\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{2}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{1}{6}U_{\text{Zk}}$	(001)
o	u	o	$\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$-\frac{2}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{3}U_{\text{Zk}}$	$\frac{1}{6}U_{\text{Zk}}$	(101)
o	o	o	0	0	0	$\frac{1}{2}U_{\text{Zk}}$	(111)
u	u	u	0	0	0	$-\frac{1}{2}U_{\text{Zk}}$	(000)

3.2.1.1 Schaltkombinationen und Raumzeigerebene

Der 2PWR kann die in Tabelle 3.1 gezeigten Schaltkombinationen einstellen;³⁹ dabei symbolisiert „o“ jeweils, dass das obere Ventil einer Halbbrücke⁴⁰ eingeschaltet ist, während das zugehörige untere Ventil⁴¹ ausgeschaltet ist und umgekehrt für „u“. Dabei ist am Sternpunktpotential φ_* ersichtlich, dass dieses gegenüber der Zwischenkreisspannung mit jedem Wechsel des Schaltzustandes im 2PWR springt; es somit nicht dem Sternpunktpotential des Netzes entspricht und die Potentialtrennung zur Erdung des Elektrolyseurs notwendig ist. Mit diesen Schaltkombinationen kann die in Abbildung 3.10 grau markierte Raumzeigerebene abgedeckt werden, innerhalb derer sich alle Spannungszeiger sekundärseitig des Trenntransformators befinden müssen.

Die Ansteuerung der Ventile kann zum Einen direkt mit einem Mehrpunktregler erfolgen, der jeweils die aktuelle Schaltkombination einstellt und in Abschnitt 3.2.1.6 näher beschrieben wird. Zum Anderen kann die Ansteuerung der Ventile des 2PWR bei fester Schaltfrequenz mittels Puls-Weiten-Modulations (PWM)-Verfahren erfolgen. Hierbei wird die von einer Regelung vorgegebene kontinuierliche Stellgrößen mittels Dreieckssignal-Vergleich auf die Schaltzustände „o“ bzw. „u“ je Halbbrücke umgesetzt. Um dabei eine maximale Ausnutzung der Zwischenkreisspannung zu erreichen, wird der gedachte Sternpunkt des Wechselrichters mit Hilfe einer Aufschaltung mit dreifacher Netzfrequenz verschoben⁴².

³⁹vgl. [71, Absch. 3.4.2].

⁴⁰Ventile 1, 3, 5.

⁴¹Ventile 2, 4, 6.

⁴²z.B. Aufschaltung dritter Harmonischer mit $\sqrt{3}/18 \cdot U_{\text{Zk}}$ [71, Absch.3.4.1]. Zulässig sind alle Verschiebungen, die sich nicht auf die Leiterspannungen auswirken, wodurch auch eine Reduzierung der Schaltvorgänge erreicht werden kann (FLAT-TOP Modulation).

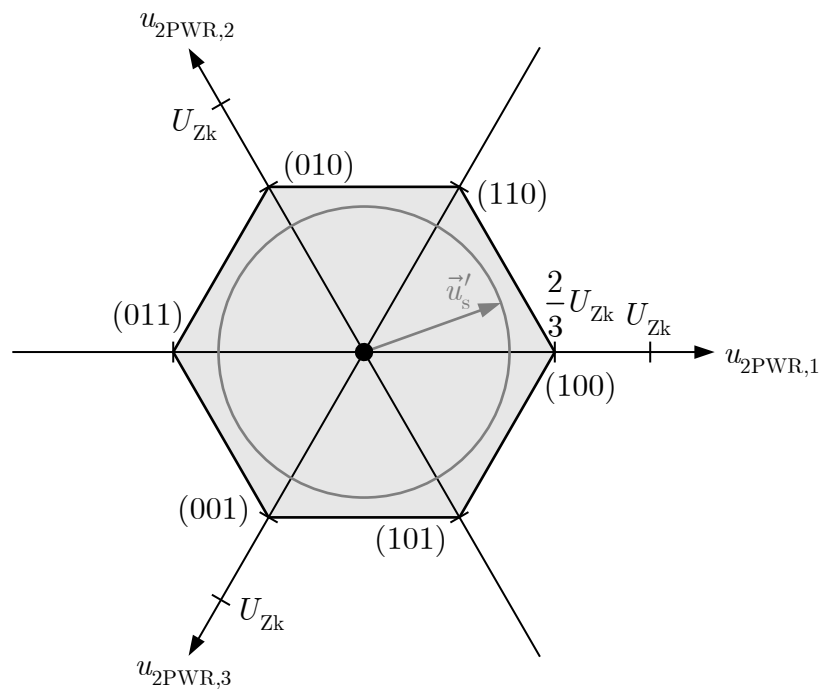


Abbildung 3.10: Raumzeigerebene mit beispielhaft eingezeichneter Netzspannungszeiger-Ortskurve

3.2.1.2 Regelstrecke und Netzwinkel

Betrachtet man die mikroskopischen Mittelwerte⁴³ der vom 2PWR eingestellten Spannungen, kann dieser als einstellbare Spannungsquelle angenähert werden. Strom- und Spannungsverhältnisse können in einem vereinfachten einphasigen ESB⁴⁴ über die Masche aus Netzspannung, Eingangsdrossel und der vom sG eingestellten Spannungen beschrieben werden. Diese Masche kann mit den Normierungen in Tabelle 3.2 mit Gleichung (3.6) ausgedrückt werden.

$$u'_{sk} = L_E \cdot \frac{di_{E,k}}{dt} + \bar{u}_{2PWR,k} \quad (3.6)$$

Aus Gleichung (3.6) ergibt sich die in Abbildung 3.11 (rechts) gezeigte Regelstrecke je Phase für die drei Eingangsströme. Diese beinhalten die Eingangsdrosseln als Glieder mit Zeitverhalten, sowie die Spannungen $\bar{u}_{2PWR,k}$ des 2PWR als Stellgrößen und die Netz-

⁴³Bildung des Mittelwerts der Ausgangsspannungen über eine PWM-Periode oder einige nacheinander eingestellte Raumzeiger bei Mehrpunktregelverfahren.

⁴⁴Das Netz wird hierfür als ideale Spannungsquelle angenommen, als Eingangsfilter des 2PWR wird nur eine Drossel angenommen und ein symmetrisches System vorausgesetzt.

Tabelle 3.2: Normierungen für die Regelung des 2PWR

Eingangs-, Ausgangs- und Zustandsgrößen:				
$u'_{sk} = \frac{u'_{sk,p}}{U_N}$	$\bar{u}_{2PWR,k} = \frac{\bar{u}_{2PWRk,p}}{U_N}$	$i_{E,k} = \frac{i_{E,k,p}}{I_N}$	$i_{E,soll} = \frac{I_{E,soll}}{I_N}$	$u_{Zk} = \frac{u_{Zk,p}}{U_N}$
Schaltungselemente:				
$T_{LE} = L_E \frac{I_N}{U_N}$		$T_{CZk} = C_{Zk} \frac{U_N}{I_N}$		

spannungen u'_{sk} als Störgrößen ($k \in \{1, 2, 3\}$). Der dreiphasige Aufbau ist zur besseren Übersicht anstatt einzelner Größen mit $k \in \{1, 2, 3\}$ mit vektoriellen Größen dargestellt. Zum Aufbau einer Eingangsstromregelung wird neben der Regelstrecke der Phasenwinkel der Netzspannung φ_{Netz} benötigt. Dieser kann, wie bei den Thyristor-Gleichrichtern nach Abschnitt 3.1.1.3 beschrieben, mittels PLL-Verfahren aus den Netzspannungen erzeugt werden.⁴⁵

3.2.1.3 Konventionelle Eingangsstromregelung

Abbildung 3.11 zeigt die naheliegendste Realisierung der Eingangsstromregelung mittels konventionellem Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) für die Phasenströme. Dabei werden die Sollwerte für die Regler aus einer Effektivstromvorgabe⁴⁶ multipliziert mit einer jeweils passenden Sinus-Referenz. Die Sinus-Referenz wird aus dem von der PLL ermittelten Netzwinkel φ_{Netz} zuzüglich dem Phasenversatz der jeweiligen Phase und einem Offsetwinkel berechnet ($\Theta_k = (k - 1) \cdot 120^\circ + \text{Offset}$). Die Sollwertberechnung lässt sich mit Gleichung (3.7) ausdrücken.

$$i_{E,soll,k} = i_{E,soll} \cdot \sqrt{2} \sin(\varphi_{\text{Netz}} + \Theta_k) \quad (3.7)$$

Wird die Netzspannung als Störgröße am Reglerausgang aufgeschaltet, muss nur die Drosselspannung gestellt werden, die typischerweise einen kleinen Anteil der Stellgröße u_{st} darstellt, wodurch bereits eine dynamisch hochwertige Regelung der Eingangströme i_E ermöglicht werden kann.

Der Winkel-Offset bei der Erzeugung der Sinusreferenz kann zusätzlich zur Kompensation der dynamischen Regelabweichung genutzt werden. Darüber hinaus kann zur Netzstüt-

⁴⁵Eine geringere Präzision der Winkelberechnung hat hier geringere Auswirkungen, da die Stellgrößen mit doppelter Schaltfrequenz angepasst werden können.

⁴⁶Bei einstufigem Aufbau erfolgt die Sollstromvorgabe aus dem Führungssystem der Anlage, bei einem mehrstufigen Ansatz aus einer überlagerten Zwischenkreisspannungsregelung, wie in Abschnitt 3.2.1.8 beschrieben.

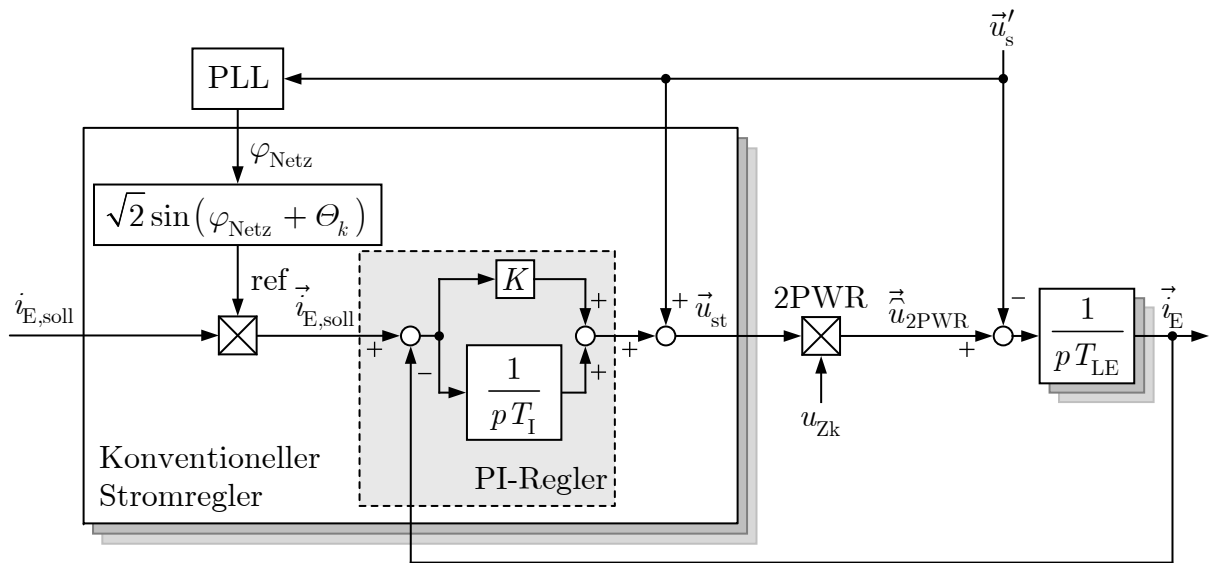


Abbildung 3.11: Konventionelle Eingangsstromregelung für einen selbstgeführten Gleichrichter

zung durch Anpassung der Sollstromvorgabe und des Winkel-Offsets Grundschwingungsblindleistung bereitgestellt werden.

Wird zusätzlich die Drosselspannung vorgesteuert, kann die Regelung auf Störverhalten optimiert werden.⁴⁷ Da insgesamt ein symmetrisches Drehspannungssystem eingestellt werden soll, werden ggfs. Symmetrierungsmaßnahmen für die drei Einzelstromregler benötigt.⁴⁸

3.2.1.4 Regelung auf Basis eines rotierenden Koordinatensystems

Zur Verbesserung des stationären Verhaltens der einzuregelnden Grundschwingung des Eingangsstroms bietet sich der Einsatz eines rotierenden Koordinatensystems an, in dem dann Gleichgrößen auftreten. Das aus dem Bereich der Antriebstechnik als „Feldorientierte Regelung“ bekannte Verfahren verwendet ein bei Netzanwendungen mit Netzfrequenz rotierendes d-q-Koordinatensystem.

Die Regel- bzw. Stellgrößen werden dazu vom stationären 123-System mit der amplitudeninvarianten d-q-Transformation nach Gleichung (3.8) in das d-q-System überführt und die Stellgröße entsprechend mit den inversen Funktionen zurücktransformiert.

⁴⁷z.B. Verhalten gegenüber transienten Spannungsänderungen im Netz.

⁴⁸vgl. Symmetrierung in [71, Absch. 3.4.4].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{\text{Netz}}) & \cos(\varphi_{\text{Netz}} - 120^\circ) & \cos(\varphi_{\text{Netz}} - 240^\circ) \\ -\sin(\varphi_{\text{Netz}}) & -\sin(\varphi_{\text{Netz}} - 120^\circ) & -\sin(\varphi_{\text{Netz}} - 240^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Mit der Bedingung für die Nulllage des Netzwinkels nach Gleichung (3.5) bilden die d-Komponenten Wirkanteile und die q-Komponenten Blindanteile der jeweiligen Größen ab. Damit kann eine Vorgabe von Wirk- und Blindleistung über die jeweiligen d- und q- Sollstromvorgaben erfolgen.

Bezüglich der Grundschiwingung weisen die Größen im dq-Koordinatensystem Gleichgrößen auf, wodurch sich die Anforderungen an die Dynamik der Regelung reduzieren. Die in Abbildung 3.12 gezeigte Reglerstruktur ersetzt bei Verwendung der Koordinatentransformation die konventionellen Stromregler aus Abbildung 3.11. Der i_d -Regler und der i_q -Regler in Abbildung 3.12 werden mit integrierendem Verhalten, z.B. als PI-Regler ausgeführt, um Störgrößen und Querverkopplungen zwischen d- und q-Pfad auszuregeln. Sollen vom Regler auch Oberschwingungströme eingestellt werden, so treten diese zunächst als Wechselanteile im dq-Koordinatensystem auf, wodurch sich die Dynamik-Anforderungen an die Regler erhöhen. Als Erweiterung können für alle relevanten Harmonischen eigene Koordinatentransformationen eingeführt und die jeweils anderen Frequenzen mittels Bandpassfilter herausgefiltert werden. Alternativ kann ein solches Verhalten durch resonante Regler erreicht werden, die nur für bestimmte Frequenzen ein signifikantes Übertragungsverhalten aufweisen [72].

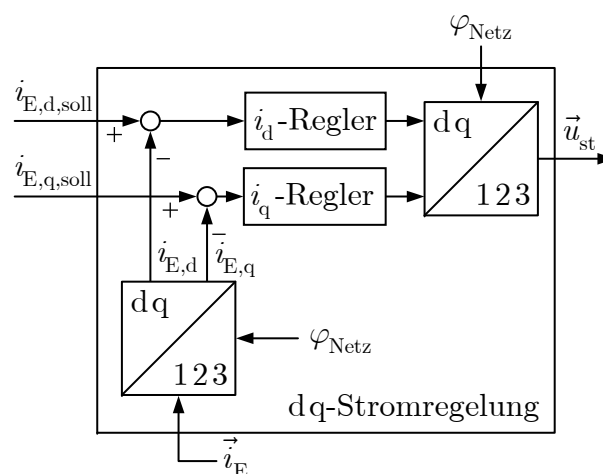


Abbildung 3.12: Eingangsstromregelung bei Nutzung einer dq-Koordinatentransformation

3.2.1.5 Regelung mit Ausnutzung der Netzperiodizität

Bezüglich Netzanwendungen, bei denen die Frequenz sich nur geringfügig ändert, aber hohe Anteile an Harmonischen auftreten können, ist ein Regelsystem von Vorteil, das die Periodizität im Netz ausnutzt. Die hier einsetzbaren, „Repetitive Control“ (RC) genannten Verfahren sind ursprünglich im Bereich mechanischer Probleme entwickelt worden [73]. Die komplexe Handhabung bezüglich Einschwingverhalten und Stabilität werden u.a. in [74], [75], [76] behandelt, worauf netzgeführte Anwendungen aufbauen [77], [78].

Betrachtet man das gesamte Regelsystem zeitdiskret, kann das grundsätzliche Prinzip der RC anhand einzelner Abtastpunkte veranschaulicht werden: Bei einer konstanten Anzahl an Abtastpunkten je Netzperiode befindet sich ein Abtastpunkt immer an der gleichen relativen Position innerhalb jeder Netzperiode. Insofern ändern sich die Stellgrößen bei periodischen Führungs- und Störgrößen je Abtastpunkt nicht. Analog zur Koordinatentransformation für die Grundschwingung ergibt sich für jeden Abtastpunkt ein stationärer Wert, für den jeweils ein eigener Integralregler eingesetzt wird. Die zu erreichende Dynamik des Regelsystems über den zeitlichen Verlauf ist damit für alle Vorgänge mit Netzperiodizität und deren Harmonischen entkoppelt von der Dynamik der einzelnen Integralregler.

Die Führungsgrößenvorgabe für $i_{E,soll,k}$ erfolgt analog zum konventionellen Regler in Abbildung 3.11 aus einer Effektivwertvorgabe und Multiplikation mit einer Sinus-Referenz, welche mit N Abtastungen je Netzperiode diskretisiert wird. Um exakt N Abtastungen je Netzperiode zu erreichen, muss die Abtastung und damit auch die Frequenz der PWM zur Modulation des 2PWR mit der Netzfrequenz synchronisiert werden, wie in [77] und [64] gezeigt.

Die regelungstechnische Grundlage für die RC bildet das Prinzip des inneren Modells („inner model principle“) [75], [74]. Dieses besagt, dass ein Regelsystem keine stationäre Regelabweichung aufweist, wenn das Nennerpolynom, welches die Führungs- oder Störgröße erzeugt (Generatorpolynom Γ), in der Übertragungsfunktion des Reglers enthalten ist. Ein periodisches Signal $w(n)$, das sich nach N Abtastungen wiederholt, kann dabei gemäß Gleichung (3.9) durch eine rückgekoppelte Verzögerer-Kette dargestellt werden. Damit muss der Regler diese, das Generatorpolynom Γ darstellende Verzögerer-Kette enthalten, um bei einem periodischen Verlauf für $t \rightarrow \infty$ keine Regelabweichung aufzuweisen.

$$w(n + N) = w(n) \xrightarrow{z} w(z^{-1}) = w(z^{-1}) \frac{1}{1 - z^{-N}} = w(z^{-1}) \frac{1}{\Gamma} \quad (3.9)$$

Um die Stabilität zu gewährleisten und ein gewünschtes Einschwingverhalten des RC zu erhalten, sind verschiedene Verfahren zur Polstellen-Platzierung vorgeschlagen worden [74], [75], wobei der „Prototype Repetitive Control“ (PRC)-Ansatz nach [76] eine universelle und einfach zu implementierende Lösung darstellt: Basis zur Entkopplung vom Verhalten der stabilen Regelstrecke F_S der Ordnung d bildet deren allgemeine Übertragungsfunktion in Gleichung (3.10). Hierbei wird das Zählerpolynom nach Nullstellen innerhalb des Einheitskreises $B_S^+(z^{-1})$ und solchen außerhalb $B_S^-(z^{-1})$ aufgeteilt. Die Regler-Übertragungsfunktion in Gleichung (3.11) wird dann aus Generatorpolynom Γ , einem Dämpfungsfaktor K_{PRC} und einer modifizierten Umkehrfunktion der Regelstrecke zusammengesetzt. Stabilität und Einschwingverhalten sind hier nur noch durch den Dämpfungsfaktor K_{PRC} gemäß Gleichung (3.12) einzustellen.

$$F_S = \frac{B_S(z)}{A_S(z)} = z^{-d} \frac{B_S(z^{-1})}{A_S(z^{-1})} = z^{-d} \frac{B_S^+(z^{-1}) \cdot B_S^-(z^{-1})}{A_S(z^{-1})} \quad (3.10)$$

$$F_{\text{PRC}} = -K_{\text{PRC}} \cdot \frac{z^{-N+d} \cdot A_S(z^{-1}) \cdot \tilde{B}_S^-(z^{-1})}{\underbrace{1 - z^{-N}}_{=\Gamma} \cdot b \cdot B_S^+(z^{-1})} \quad (3.11)$$

$$0 < K_{\text{PRC}} < \frac{2}{\max_{|\omega T| \in [0, \pi]} \left(|B_S^-(e^{-j\omega T})|^2 \right)} \quad (3.12)$$

Wie in Gleichung (3.11) dargestellt, werden nur die Nullstellen der Übertragungsfunktion der Regelstrecke, die sich innerhalb des Einheitskreises befinden ($B_S^+(z^{-1})$) für die Übertragungsfunktion des Reglers genutzt. Die Wirkung eventueller weitere Nullstellen außerhalb des Einheitskreises $B_S^-(z^{-1})$ können durch $\tilde{B}_S^-(z^{-1})$ und b in Phase und Amplitude kompensiert werden [76].

Der Zweipunkt-Wechselrichter nach Abbildung 3.9, der eine Regelstrecke 1. Ordnung ohne Nullstellen außerhalb des Einheitskreises aufweist (Gleichung (3.14)), vereinfacht sich mit $B_S^-(z^{-1}) = 1 \rightarrow \{\tilde{B}_S^-(z^{-1}) = 1, b = 1\}$ zur Übertragungsfunktion des Reglers in Gleichung (3.13). Neben der Stabilitätsbedingung in Gleichung (3.12) ergibt eine weitere Analyse nach [76], dass kein Überschwingen des PRC für $K_{\text{PRC}} \leq 1$ auftritt.⁴⁹

$$F_{\text{PRC},2\text{PWR}} = -K_{\text{PRC}} \cdot \frac{z^{-N+1} - k_{11}}{k_{y1}(1 - z^N)} \quad (3.13)$$

$$\text{mit } F_{S,2\text{PWR}}(z) = \frac{B_S(z)}{A_S(z)} = \frac{k_{y1}}{z - k_{11}} \quad (3.14)$$

⁴⁹Für $K_{\text{PRC}} = 1$ bleibt in der Übertragungsfunktion des Reglersystems nur die Verzögererkette Γ , und damit idealerweise ein Einschwingen nach einer Netzperiode.

In der praktischen Anwendung wird dem PRC ein konventioneller Regler parallel angeordnet, der eine direkte Reaktion auf transiente Vorgänge ermöglicht. Hierzu ist ein Proportional-Regler ausreichend, der zusätzlich den PRC gegenüber Parameterschwankungen in der Regelstrecke stabilisiert [64]. Abbildung 3.13 zeigt die sich ergebende Regler-Anordnung, die den PI-Regler aus Abbildung 3.11 ersetzt.

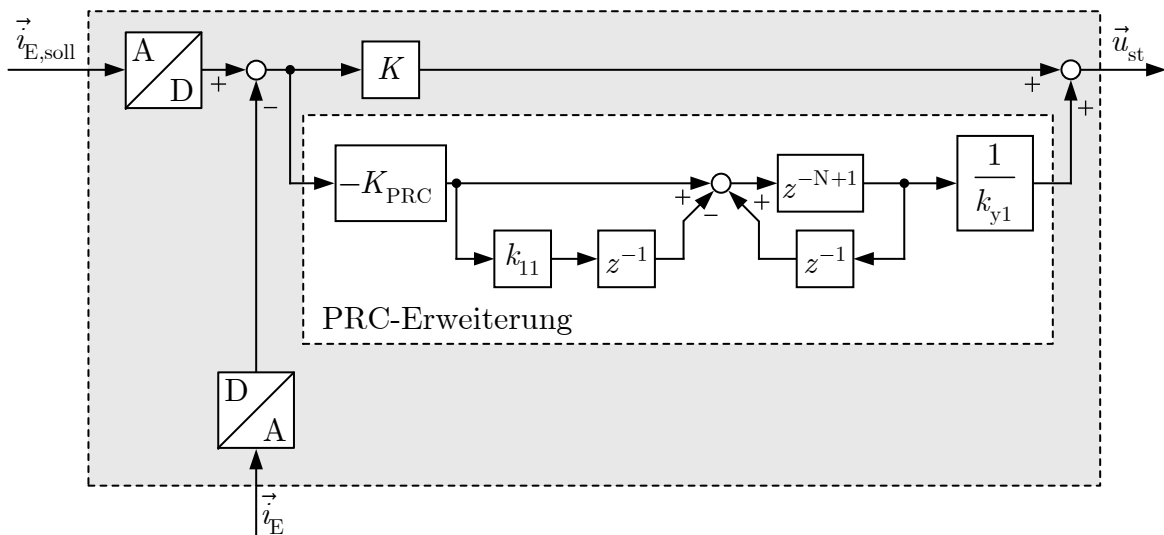


Abbildung 3.13: Eingangsstromregelung bei Nutzung eines „Prototype Repetitive Controllers“ zur Ausnutzung der Netzperiodizität in Kombination mit einem Proportional-Regler

Zusätzlich kann für eine größere Robustheit des PRC gegenüber Streckenparameterschwankungen ein anti-kausales Tiefpassfilter innerhalb der Verzögererkette eingebettet werden, um die Polstellen des PRC in Richtung des Ursprungs der z -Ebene zu verschieben [73], [75], [76], [77], [78].

3.2.1.6 Mehrpunktregelung

Als direktes Regelverfahren zur Ansteuerung und Regelung des 2PWR bietet sich der Einsatz einer Mehrpunktregelung an, die stets den Spannungszeiger als nächstes einstellt, der die Abweichung zum Stromsollwert schnellstmöglich reduziert. Die Sollwerterzeugung für $i_{E,soll,k}$, sowie die Bildung der Regeldifferenz $\Delta i_k = i_{E,soll,k} - i_{E,k}$ erfolgt analog zur konventionellen Regelung in Abbildung 3.11. Aus den Regeldifferenzen werden anhand des Steuergesetzes nach Gleichung (3.15) die gewünschten Schaltzustände SZW_k der Halbbrücken⁵⁰ für den 2PWR ermittelt.

$$SZW_{k,neu} = \begin{cases} SZW_k = o, & \text{für } \Delta i_k > i_{hyst}; \\ SZW_k = u, & \text{für } \Delta i_k < -i_{hyst}; \\ SZW_{k,vorheriger}, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.15)$$

Eine Begrenzung der Schaltfrequenz der Ventile kann dabei mit drei Maßnahmen realisiert werden:

- Einstellen eines Freilauf- bzw. Kurzschlusszeigers (000), (111), falls die Beträge aller Regelabweichungen Δi_k kleiner als der Wert i_B sind.
- Übernahme des gewünschten Schaltzustandes nur zu diskreten Abtastzeitpunkten
- Nutzung der in Gleichung (3.15) gezeigten Hysterese i_{hyst} .

Das Steuergesetz mit den Erweiterungen zur Schaltfrequenzbegrenzung kann mit Hilfe der Differenzstrom-Raumzeigerebene nach Abbildung 3.14 veranschaulicht werden. Dieses Verfahren stellt eine erweiterte zeitdiskrete Schaltzustandsänderung (eZDSZÄ) dar, welches das Verfahren nach [71, Absch. 3.4.4] um eine Hysterese erweitert. Diese Erweiterung erhöht die Flexibilität bei der Reaktion auf schnelle Soll- oder Störgrößenänderungen durch eine geringe Abtastzeit, kleine Eingangsdrosseln L_E und einer auf zulässige Werte begrenzte mittlere Schaltfrequenz.

Eine Eigenschaft dieses Verfahrens stellt das resultierende chaotische Schaltmuster dar, aus dem eine Spreizung der aus der schaltenden Arbeitsweise resultierenden Strom-Verzerrungen über einen großen Frequenzbereich folgt. Nachteilig ist eine höhere Stromverzerrung bei zu PWM-Verfahren vergleichbarer mittlerer Schaltfrequenz.⁵¹

⁵⁰Bezeichnungen vgl. Abschnitt 3.2.1.1.

⁵¹vgl. Modellierung, Erprobung und Auswertung in Kapitel 5 und Kapitel 6.

Um die Dynamik bezüglich des Führungsverhaltens zu erhöhen, bietet sich der Einsatz des Mehrpunktverfahrens nach Abschnitt 3.2.1.6 für die innerste Schleife an.⁵⁵

Sollen die Zeitkonstanten des Regelsystems die Größenordnung derer in der Regelstrecke erreichen, ist der Einsatz eines Zustandsreglers⁵⁶ mit einer Regelschleife zu bevorzugen. Bei bekannter Regelstrecke kann das Führungsverhalten durch die Wahl geeigneter Polstellen vollständig vorgegeben werden; zur Behandlung von Störgrößen muss das Regelsystem mit integrierendem Verhalten erweitert werden. Als Variation zum Zustandsregler ergibt sich eine Mischform mit konventionellen Reglern, die neben der Regelgröße weitere Zustandsvariablen im Regler über „Dämpfungsfaktoren“ berücksichtigen [77]. Diese basieren nicht auf einer vollständigen Festlegung des Übertragungsverhaltens und es kann auf eine empirische Auslegung der Einstellparameter des Reglers zurückgegriffen werden.

Bei hohen Anteilen an Oberschwingungen in den Führungs- oder Störgrößen bietet sich eine Realisierung des Reglers ohne Koordinatentransformation an, die von einer parallelen RC-Struktur analog zu Abschnitt 3.2.1.5 ergänzt wird [77], [78].

3.2.1.8 Zwischenkreisregelung bei mehrstufigem Aufbau

Wird zum Erreichen günstiger Strom- und Spannungsverhältnisse beim 2PWR ein mehrstufiger Aufbau gewählt, wird für den seriellen DC-DC-Steller üblicherweise eine möglichst konstante Zwischenkreisspannung U_{Zk} bereitgestellt. Dazu wird die Zwischenkreisspannung U_{Zk} mit einer der in den Abschnitten 3.2.1.3 bis 3.2.1.7 beschriebenen Eingangstromregler-Varianten überlagerten Regelschleife geführt.

Die Zwischenkreisspannungsregelung berechnet als Stellgröße zunächst den benötigten Zwischenkreis-Eingangstrom. Der für die Eingangstromregelung benötigte Effektivwert des gewünschten normierten Eingangstroms $i_{E,soil}$ ist mit dem Zwischenkreisstrom über die Aussteuerung $u_{Zk}/|\vec{u}'_s|$ des 2PWR nichtlinear verknüpft. Der nichtlineare Zusammenhang kann über die in Gleichung (3.16) gezeigte Leistungsbilanz für $\cos(\varphi) = 1$ aufgelöst werden, wodurch sich eine lineare Regelstrecke für die Zwischenkreisspannung ergibt.

$$P_E = 3 \cdot U'_s \cdot I_E = U_{Zk} \cdot I_{Zk} \quad (= p_E \cdot I_N \cdot U_N) \quad (3.16)$$

Die Zwischenkreisspannung kann dann mit einem Regler mit integrierendem Verhalten zur Kompensation des Laststromes $i_{z,Last}$ des seriellen DC-DC-Stellers geführt werden.

⁵⁵Nach [61, Absch. 2.4] weist die Mehrpunktregelung nur für die innerste Teilstrecke 1. Ordnung ein stabiles Verhalten mit praktisch relevantem Einschwingverhalten auf.

⁵⁶Der Zustandsregler, bzw. die Regelung nach dem Prinzip der Rückführung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen [79, Kap. 4], ist überführbar in die Zustandsraumdarstellung.

Abbildung 3.15 zeigt das sich ergebende Regelsystem exemplarisch mit einem konventionellen PI-Regler für u_{zk} , wobei der Eingangsstromregler einem der Ansätze aus den Abschnitten 3.2.1.3 bis 3.2.1.7 genügt.

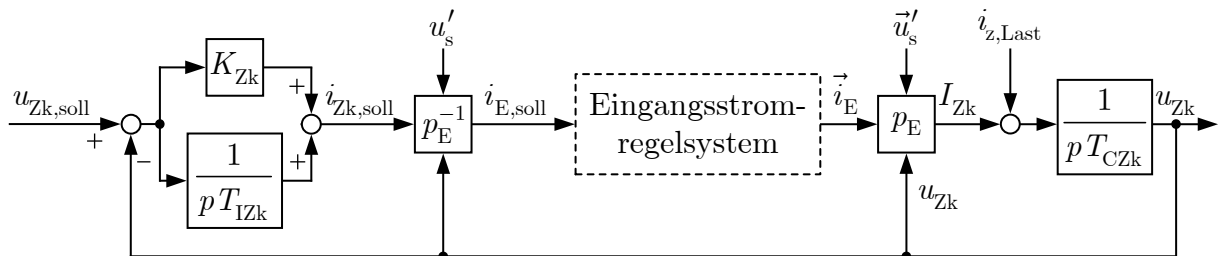


Abbildung 3.15: Zwischenkreisspannungregelung mit Linearisierung durch Leistungsbilanz

3.2.2 Mehrpunkt-Wechselrichter

Neben dem 2PWR gibt es eine Vielzahl von Multi-Level-Topologien, von denen vor allem fertige 3-Level Module für Antriebssysteme mit drei Spannungsniveaus zur Verfügung stehen.⁵⁷ Durch die erhöhte Anzahl an stellbaren Spannungen, bzw. Schaltknotenpotentialen reduziert sich die wechselstromseitige Stromschwankungsbreite. Andererseits werden mehr Ventile benötigt, die teilweise zusätzlich seriell im Strompfad angeordnet sind. Wie der 2PWR weisen diese „Spannungszwischenkreis“-Topologien eine hochstellende Wirkung von Wechsel- zu Gleichspannungsseite auf, wodurch für die Elektrolyse-Anwendung ein mehrstufiger Aufbau mit zusätzlichem DC-DC-Steller notwendig wird. Damit muss abgewogen werden, ob der erhöhte Ventilaufwand den ggfs. reduzierten Filteraufwand rechtfertigt. Die Regelstrecke für Eingangsstrom und Zwischenkreis ist identisch zum 2PWR, entsprechend können die Verfahren aus den Abschnitten 3.2.1.3 bis 3.2.1.8 übertragen werden. Zusätzliche Freiheitsgrade ergeben sich jedoch im Modulationsverfahren bezüglich Stromschwankungsbreite und Schaltverluste. Außerdem müssen ggfs. Maßnahmen zur Stabilisierung der Spannungsniveaus ergriffen werden.

Eine modifizierte Ansteuerung, über die im Zusammenhang mit Gleichtaktspannungen bei Maschinen-Invertern berichtet worden ist [82], können 3-Level-Wechselrichter im Elektrolyse-Bereich durch Verzicht auf den Trenntransformator attraktiv machen. Betrachtet man die einstellbaren Raumzeiger der 3-Level-Topologien in der Raumzeigerebene, existieren

⁵⁷vgl. Übersicht zu 3-Level-Modulen [80], [81].

auf dem äußeren begrenzenden Hexagon sechs Raumzeiger, bei denen das Sternpunktpotential gegenüber dem Zwischenkreis jeweils auf dem mittleren Potential der Halbbrücken liegt.⁵⁸ Zusammen mit dem Freilaufzeiger, der über die mittleren Potentiale der Halbbrücken eingestellt wird, ergibt sich ein Modulationsverfahren, bei dem das Sternpunkt-Potential des Netzes immer mit dem mittleren Potential des 3-Level-Wechselrichters übereinstimmt. In Kombination mit einem symmetrisch aufgebauten DC-DC-Steller⁵⁹, ergibt sich in der Mitte eines angeschlossenen Elektrolyse-Stacks das gleiche Potential wie am Sternpunkt des den 3-Level-Wechselrichter speisenden Drehspannungssystems. Im Ergebnis kann die Produktgas- und Elektrolytaufbereitung auch ohne Trenntransformator auf Erdpotential erfolgen, wenn diese Peripherie in der Mitte des Elektrolyse-Stacks angebunden wird.⁶⁰ Nachteilig ist dabei, dass der 3-Level-Wechselrichter nur noch wie ein 2PWR betrieben wird und damit trotz höherem Ventilaufwand der höhere Filteraufwand des 2PWR notwendig ist.

3.2.3 Selbstgeführte Stromzwischenkreis-Gleichrichter

Aufgrund der Randbedingungen der Elektrolyseanwendung bezüglich Strom- und Spannungsverhältnissen ist eine selbstgeführte Topologie zu bevorzugen, die abwärtsstellende Wirkung von Netz- zu Ausgangsspannung aufweist. Diese Eigenschaft weist die Gruppe der „Stromzwischenkreis“-Gleichrichter auf.⁶¹ Voraussetzung zum Aufbau für einen Gleichrichter aus dieser Gruppe ist, dass die Ventile sowohl sperr- als auch blockierfähig sein müssen, da Beträge der Momentanwerte der Wechselspannungen sowohl kleiner, als auch größer der Ausgangsspannung sein können.

Als einfachste Realisierungsform für einen selbstgeführten Stromzwischenkreis-Gleichrichter ergibt sich die in Abbildung 3.16 gezeigte Anordnung, bei der sich die blockierfähigen Ventile aus Serienschaltung von Dioden und IGBTs ergeben.⁶² Durch ein geeignetes Steuerverfahren wird der Zwischenkreisstrom durch L_G blockweise auf die Wechselspannungsseite durchgeschaltet, so dass über die mikroskopischen Mittelwerte der Schaltperioden ein Drehstromsystem entsteht. Zur Glättung der blockförmigen Ströme wird ein LC-Filter vorgeschaltet, welches in der Regelung berücksichtigt werden muss, aber zum Netz hin

⁵⁸Dabei legt eine Halbbrücke positives Zwischenkreispotential an der Eingangsklemme an, die nächste das mittlere Potential und die dritte das negative Zwischenkreispotential.

⁵⁹DC-DC-Steller wird auf positivem und negativem Potential gleichermaßen aufgebaut, so dass eine um das mittlere Potential des Zwischenkreises symmetrische Anordnung entsteht.

⁶⁰vgl. auch Ansatz für die Topologie in Abschnitt 4.2.

⁶¹Die netzgeführten Thyristor-basierten Gleichrichter aus dem vorigen Abschnitt 3.1 gehören zur Gruppe der Stromzwischenkreis-Gleichrichter.

⁶²vgl. [83],[84], [53, Absch. 3.5].

zu geringeren Verzerrungen bei Schaltfrequenz und deren Harmonischen führt. Der Zwischenkreisstrom wird analog zur Zwischenkreisspannung des 2PWR mit Hilfe eines dem Eingangsstromregler überlagerten Reglers geführt.

Nachteilig ist die mangelnde Verfügbarkeit von Standardmodulen zum einfachen Aufbau solcher Topologien. Beim Aufbau mit IGBTs und Leistungs-MOSFETs, die nicht blockierfähig sind, werden zusätzliche serielle Dioden zu den Ventilen benötigt. Alternative Realisierungen mit einer geringeren Anzahl an IGBTs⁶³ müssen meist diskret aufgebaut werden, da auch hier keine Standardmodule verfügbar sind. Als blockierfähige Bauelemente für selbstgeführte Gleichrichter stehen mit dem „Integrated Gate Commutated Thyristor“ (IGCT)⁶⁴ nur Bauteile für Sperrspannungen im kV-Bereich zur Verfügung, die jedoch einen erhöhten Ansteueraufwand aufweisen.

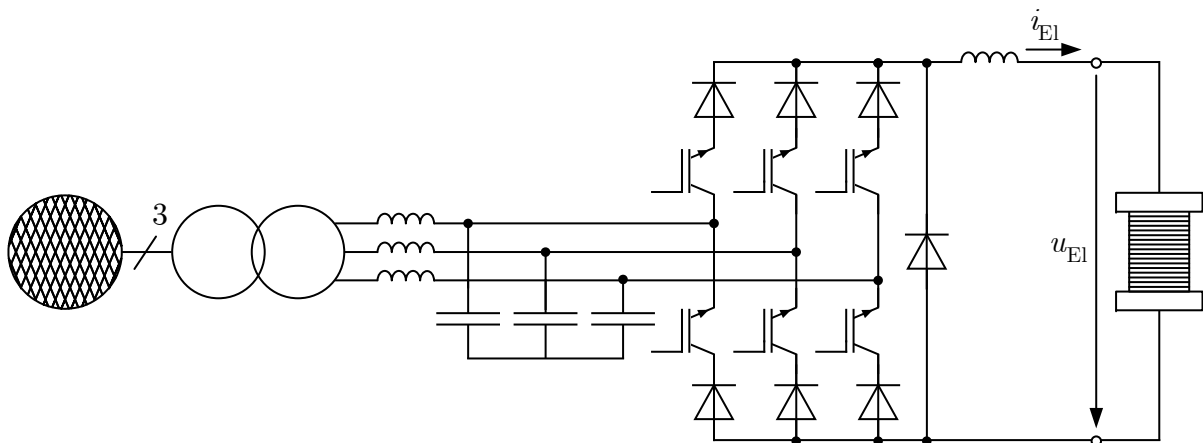


Abbildung 3.16: Stromzwischenkreisgleichrichter als selbstgeführter Gleichrichter mit abwärtsstellender Wirkung

3.2.4 Weitere selbstgeführte Gleichrichter

Zukünftig interessante Gleichrichtertopologien ergeben sich aus modularer Multilevel Konverter (MMC) bzw. „Solid State Transformer“ (SST) basierten Systemen [53, Absch. 4], [88], [89]: Hierbei kann beispielsweise direkt am Mittelspannungsnetz eine SST-Topologie angebunden werden, deren eingangsseitigen seriellen Module als MMC weitreichende Netzdienstleistungen als stationäre Kompensationsanlage (STATCOM) erbringen können. Die an jedem Modul angebotenen Durchflusswandler ersetzen den Netztransformator, wobei

⁶³vgl. „Drei-Schalter Gleichrichter“: [85], [86], [87].

⁶⁴IGCTs sind optimierte „Gate Turn Off Thyristor“ (GTO)s für Hochleistungsfrequenzumrichter mit Sperrspannungen im Kilovoltbereich.

deren Ausgänge parallel angeordnet den SST mit zur Elektrolyse passenden Strom- und Spannungsbereichen bilden. Diese Konfiguration erreicht sehr große Ausgangsströme bei minimaler Anzahl an Ventilen auf der Sekundärseite. Nachteilig ist hier der sehr komplexe Aufbau und die entsprechend komplexe Ansteuerung.

3.3 Hybrid-Gleichrichter Konzepte

Die vorgestellten netzgeführten Thyristor-basierten Gleichrichter weisen durch geringe Schaltfrequenzen und niedrige Durchlassspannungen einen hohen Wirkungsgrad auf, sind jedoch nachteilig bezüglich Stromverzerrung und Blindleistungsbedarf. Dem gegenüber stehen die selbstgeführten Gleichrichter, die eine freie Einstellung des Eingangsstroms ermöglichen, aber höhere Durchlassverluste, sowie bedingt durch die taktende Arbeitsweise höhere Schaltverluste aufweisen. Daraus resultiert der Ansatz, Netz- und selbstgeführte Gleichrichter in einem Hybrid-Gleichrichter einzusetzen, um die Vorteile beider Gleichrichterprinzipien zu nutzen und die Nachteile möglichst weit zu kompensieren.

Im Bereich der Hybrid-Gleichrichter existieren bereits verschiedene Ansätze, die vornehmlich beim Anschluss am Niederspannungsnetz die dort strengeren Vorgaben zum Leistungsfaktor adressieren [90] oder bei großen Leistungen Thyristor-basierte Umrichter vereinfachen.

Neben Anordnungen, die galvanisch nur auf einer Seite verbunden sind, wie beim Einsatz aktiver Filter oder Umrichter-Anwendungen mit Trenntransformatoren, werden Anordnungen mit gleich- und wechsellspannungseitiger Verbindung in den folgenden Abschnitten kurz vorgestellt.

Vorraussetzung für eine gleich- und wechsellspannungsseitige Verbindung von Netz- und selbstgeführtem Gleichrichtern ist das Vermeiden von Ausgleichsströmen zwischen den verschiedenen Teilgleichrichtern: Es muss sichergestellt sein, dass die Teilgleichrichter nicht verschiedene Netz-Phasen gleichzeitig direkt mit dem selben Zwischenkreispotential am Ausgang verbinden oder einen ungewünschten Kommutierungsvorgang im netzgeführten Gleichrichter erzwingen. Da in den PFC-Anwendungen kein zusätzlicher Trenntransformator eingesetzt werden soll, werden typischerweise geeignete Impedanznetzwerke verwendet, die zumindest Stromanstiege begrenzen und Ausgleichsströme entsprechend gering halten.

3.3.1 Aktive Filter für Thyristor-Gleichrichter

Wenn die Einhaltung der netzseitigen Vorgaben im Vordergrund steht, kann ein selbstgeführter Gleichrichter als aktives Filter netzseitig parallel zum Thyristor-basierten Gleichrichter eingesetzt werden.⁶⁵ Der sG, in einfachster Form als 2PWR ausgeführt, stellt hierbei die Grund- und Oberschwingungsblindleistung für den netzgeführten Gleichrichter bereit.

Die Sollwerte für die wechsellspannungsseitigen Ströme des aktiven Filters können durch Differenzbildung zwischen idealem Referenzstrom mit Leistungsfaktor $\lambda = 1$ und dem Eingangsstrom des Thyristor-Gleichrichters ermittelt werden.⁶⁶ Alternativ können die Sollwerte auch aus der Spannungsverzerrung ermittelt werden. Stellt das aktive Filter die Ströme korrekt ein, addieren sich am Verbindungspunkt mit dem Thyristor-basierten Gleichrichter die Ströme zum gewünschten Netzstrom.

Da das aktive Filter gegenüber dem Referenzstrom stark verzerrte Eingangsströme einstellen muss, ergeben sich erhöhte dynamische Anforderungen an die Regelung. Von den beim 2PWR beschriebenen Eingangsstromregler-Varianten eignen sich damit das RC-Verfahren nach Abschnitt 3.2.1.5, die Mehrpunktregelung (Abschnitt 3.2.1.6) oder resonante Regler (vgl. Abschnitt 3.2.1.4).

Vorteil für die Dimensionierung ist die Entkopplung der Betriebsspannung des aktiven Filters von der des Thyristor-Gleichrichters. Wird das aktive Filter bei einigen Kilovolt, z.B. durch Anbindung über eine zusätzliche Wicklungsgruppe am Trenntransformator, betrieben, ergeben sich vergleichsweise kleine Phasenströme.

3.3.2 Netzstromkorrektur durch Strom-Injektion

Eine Hybrid-Gleichrichter Variante bei den PFC-Anwendungen ist der Einsatz eines dem netzgeführten Gleichrichter parallel angeordneten Schaltungsnetzwerks mit möglichst geringem Anteil an der zu übertragenden Leistung. Das Schaltungsnetzwerk hat dabei die Aufgabe, jeweils die Stromanteile zu ergänzen, um die Eingangsströme eines B6U sinusförmigen Strömen anzunähern [91], [92].

Der prinzipielle Aufbau für dieses Strom-Injektionsprinzip ist in Abbildung 3.17 dargestellt:

- Für den Hauptstrompfad ist ein ungesteuerter, sechspulsiger, netzgeführter Gleichrichter B6U vorgesehen.

⁶⁵ vgl. PFC-Topologien [90, Absch. 2.2] und STATCOM [16].

⁶⁶ vgl. Ansteuerprinzip in Abschnitt 4.1.

- Dem B6U ist zur „Strom-Injektion“ ein DC-DC-Steller parallel angeordnet, der mit der Gleichspannungsseite des B6U über ein Impedanznetzwerk verbunden ist.
- Der parallele DC-DC-Steller kann über Schalter⁶⁷ mit den jeweiligen Phasen des Netzes verbunden werden und damit den vom DC-DC-Steller eingestellten Strom in diese „injizieren“.

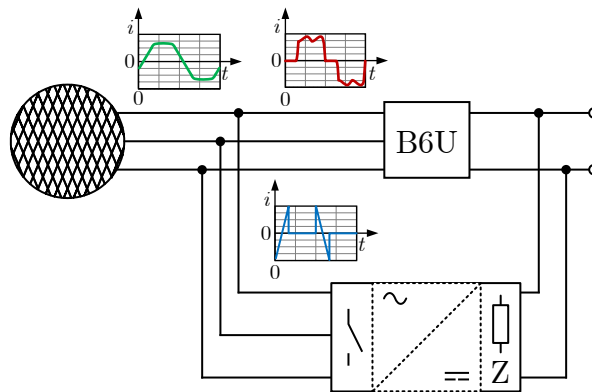


Abbildung 3.17: Schematischer Aufbau eines Hybrid-Gleichrichters nach Strom-Injektions-Prinzip

Das Impedanznetzwerk begrenzt die Ausgleichströme zwischen dem B6U und dem „Strom-Injektions“-DC-DC-Steller, die sich durch Potentialdifferenzen abhängig von den jeweils leitenden Ventilen der Teilgleichrichter ergeben. Der Parallelpfad zur Strominjektion ist dabei i.d.R. so ausgeführt, dass das Impedanznetzwerk Teil der Topologie ist.

In Abbildung 3.17 ist die mögliche Stromaddition für die erste Phase angedeutet. Dem blockförmigen Strom des B6U werden zyklisch fehlende Komponenten im Bereich der Nulldurchgänge addiert. Parallel werden am positiven und negativen Zwischenkreispotential Ströme injiziert, um die Ströme von ASP bzw. zu KSP zu sinusförmigen Ausschnitten vorzuverzerren. In Kombination kann netzseitig ein Leistungsfaktor von $\lambda = 0,998$ bei einem $THD_i < 2,5\%$ erreicht werden [91].

Bei dieser Hybrid-Anordnung ist nur ein selbstgeführtes Modul mit geringem Anteil an der gesamten Scheinleistung notwendig. Zur Realisierung sind je nach Anforderungen an Leistungsfaktor, Stromverzerrung, Wirkungsgrad und einzusetzende Bauteile verschiedene Schaltungsvarianten möglich, wobei [91] und [92] nur Beispiele darstellen.

Insgesamt ist eine vergleichsweise komplexe Zusatzbeschaltung mit einer großen Anzahl an aktiven Schaltern notwendig, mit denen unterschiedliche Stromformen an den jeweiligen Anschlussklemmen explizit eingeregelt werden müssen. Da das Zusatzmodul keine

⁶⁷z.B. antiserielle IGBTs, bzw. MOSFETs [91] oder Umkehrstromrichter [92].

Grundschwingungsblindleistung stellen kann, bleibt einzig die Kombination mit einem B6U sinnvoll, wodurch nur eine minimale Beeinflussung der Ausgangsspannung möglich ist.

3.3.3 Parallele Teilgleichrichter

Werden weitergehende Einstellmöglichkeiten bezüglich Ausgangsspannung und Blindleistung gefordert, können Hybridanordnungen aus eigenständigen Teilgleichrichtern eingesetzt werden, die dem in Abbildung 3.18 skizzierten Prinzip folgen. Hierzu sind z.B. in [93] und [94] verschiedene Kombinationen vorgestellt worden. Der Hauptstrompfad ist jeweils mit B6U und seriellem symmetrischen Hochsetzsteller ausgeführt. Als Parallelpfad werden jeweils einphasige Dioden-Brückengleichrichter⁶⁸ eingesetzt, die entweder in einen Hochsetzsteller eingebettet sind [93], oder denen ein symmetrisch ausgeführter DC-DC-Steller nachgeschaltet ist [94]. Die Entkopplung der Teilgleichrichter gegenüber Ausgleichsströmen ist damit durch die Drosseln der Hochsetz- bzw. DC-DC-Steller gewährleistet, die in jedem Teilpfad eingesetzt werden.

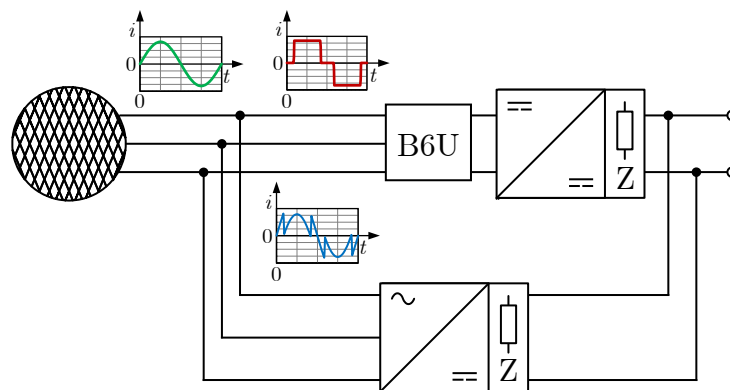


Abbildung 3.18: Schematische Anordnung von Hybridgleichrichtern mit parallelem Korrekturpfad

Wie in Abbildung 3.18 skizziert, ermöglicht der B6U mit seriellem Hochsetzsteller im Hauptstrompfad eine Voranpassung des Stromrichter-Eingangstroms, z.B. hin zu einem rechteckförmigen Verlauf, der kleinstmögliche Grundschwingungsblindleistung aufweist.⁶⁹ Je nach Anforderung kann der Parallelpfad auf eine vollständige Kompensation mit $\lambda = 1$ geregelt werden [93]. Alternativ kann mit reduzierter mittlerer Schaltfrequenz ein hö-

⁶⁸Schaltungskurzzeichen B2U.

⁶⁹Es verbleibt die Grundschwingungsblindleistung die aus der Überlappung während der Kommutierung resultiert.

herpulsiger Diodengleichrichter ohne Einsatz eines Transformators imitiert werden [94], indem die entsprechenden Stromanteile zum Eingangsstrom ergänzt werden.

Der Hybrid-Gleichrichter aus parallelen Teilgleichrichtern ermöglicht eine Ausgangsspannungseinstellung oberhalb der Leiterspannungsamplitude des speisenden Netzes. Im Hauptstrompfad befinden sich zusätzlich zum B6U durch den symmetrischen Hochsetzsteller ein aktives Ventil und zwei Dioden. Der Parallelpfad weist mindestens drei aktive Ventile zuzüglich 18 Dioden auf, muss jedoch nur einen kleineren Teil der Gesamtleistung stellen. Da die beschriebenen Realisierungen des Parallelpfades jeweils nur positive Momentanleistung stellen können, ist der Bereich der Leistungsaufteilung oder die zu erreichende Kompensation auf $\lambda < 1$ begrenzt. Die Teilgleichrichter können weitgehend unabhängig voneinander geführt werden, wobei der Eingangsstrom des B6U zur Führungsgrößenberechnung des Parallelpfades benötigt wird. Für die Regelung des Parallelpfades ergeben sich damit bei vollständiger Kompensation Anforderungen analog zu Abschnitt 3.3.1.

3.3.4 Hybrid-Gleichrichter in Umrichter-Systemen

Im Bereich von Hochleistungs-Traktionsumrichtern bietet sich ein Hybrid-Ansatz zur Vereinfachung der Gesamttopologie an. In [95] wird damit die Gesamtzahl an Umrichterzellen durch Hinzunahme eines selbstgeführten Pfades reduziert, wie in Abbildung 3.19 exemplarisch für eine Phase eines solchen Umrichtersystems skizziert. Dabei moduliert ein selbstgeführter Pfad eine vergleichsweise fein einstellbare Spannung auf die blockförmigen Spannungen der GTO-Umrichter.

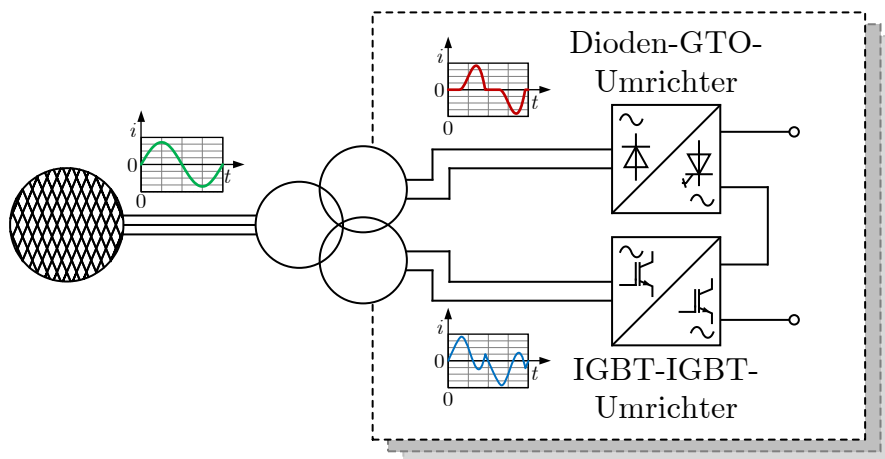


Abbildung 3.19: Umrichter als Hybridtopologie mit paralleler Netzstrom- und serieller Ausgangsspannungskorrektur durch Ergänzung um einen vollständig selbstgeführten Umrichter

Um eine Serienschaltung der Teilumrichter-Ausgänge zu ermöglichen, werden diese von verschiedenen Sekundärwicklungen eines Trenntransformators gespeist, wodurch die Entkopplung der Teilpfade gewährleistet ist. Durch Ausführung als selbstgeführter Gleich- und Wechselrichter im Parallelpfad ist die Netzstromkorrektur durch Einstellen des Differenzstroms zwischen Sinus-Referenz und Diodengleichrichter möglich, wie in Abbildung 3.19 skizziert.⁷⁰

⁷⁰ Abhängig von den vorgesehenen Scheinleistungen der Teilpfade und der Anordnung der weiteren Stufen an verschiedenen Wicklungsgruppen ist ggfs. nur eine Teilkompensation erforderlich.

4 Hybrid-Gleichrichter für Wasserelektrolyse

Das Ziel für „neue“ Gleichrichter-Topologien ist eine Realisierung von leistungsfähigen Gleichrichtern mit hoher Lebensdauer, die mit bereits verfügbaren Komponenten aufgebaut werden können. Diese sollen in der Lage sein, die zunehmend benötigten Netzanforderungen unter Einhaltung der Prozess-Rahmenbedingungen bereitzustellen.

Hierbei erscheint der Ansatz vielversprechend, Hybrid-Gleichrichter aus selbst- und netzgeführten Teilgleichrichtern einzusetzen, insbesondere im Hinblick auf die Strom- und Spannungsverhältnisse bei der Wasserelektrolyse, um einen hohen Wirkungsgrad, geringe Netzurückwirkungen und einen großen Betriebsbereich mit handhabbarer Komplexität zu erreichen. Zusätzlich bietet dieser Ansatz die Möglichkeit, bereits bestehende Systeme aufzurüsten.

Wie in Abschnitt 2.2.3 beschrieben, ist die Skalierung des Elektrolyseurs mittels Erhöhung der Zellenzahl und damit der Nennspannung begrenzt. Die Leistungserhöhung über die aktive Fläche und damit den Nennstrom ist dagegen nur vergleichsweise geringen Limitierungen unterworfen. Resultierend ergeben sich Nennbetriebsspannungen im Bereich einiger hundert Volt, wodurch bei Elektrolyse-Anlagen im Megawatt-Leistungsbereich Ströme in der Größenordnung von Kiloampere vom Gleichrichter bereitgestellt werden müssen.

Daraus ergibt sich als Entwicklungs-Prämisse, dass auf dem Spannungsniveau der Elektrolyse eine Anordnung mit wenigen seriellen Ventilen und geringer Schaltfrequenz zur Erreichung eines hohen Wirkungsgrades anzustreben ist. Ebenso ist eine Aufteilung des Stromes auf parallele Teilgleichrichter durch die hohen Nennströme der Elektrolyseure zweckmäßig. Eine Parallelisierung bringt zusätzliche Vorteile bezüglich der Verfügbarkeit der Gesamtanlage, da bei Ausfall eines Teilgleichrichters ein Teilbetrieb weiterhin ermöglicht werden kann. Da nach dem Stand der Technik der Elektrolyseanlagen Trenntransformatoren aus Sicherheitsgründen notwendig sind, kann die in Abschnitt 3.3 beschriebene Kopplungsproblematik mehrerer unterschiedlicher Teilgleichrichter umgangen werden: Parallele Teilgleichrichter können gleichspannungsseitig direkt verbunden werden und wechsellspannungsseitig galvanisch getrennt über mehrere Sekundärwicklungsgruppen des Trenntransformators gespeist werden. Ein zusätzlicher Transformator kann dennoch vermieden werden, da der bei Anschluss größerer Anlagen an das Mittelspannungsnetz

zur Spannungsanpassung benötigte Transformator direkt für den Gleichrichter und die Elektrolyseanwendung ausgelegt werden kann.

Weitere Entwicklungskriterien ergeben sich aus Bedingungen zu Ein- und Ausgangsstromqualität. Der Gleichrichter soll idealerweise in jedem Betriebspunkt einen Gleichstrom ohne Restwelligkeit¹ in den Elektrolyseur speisen. Da der Elektrolyseur gemäß seinem elektrischen Verhalten nach Abschnitt 2.2.4 als passive Last zu charakterisieren ist, folgt daraus eine konstante Momentanleistung. Netzseitig ergibt sich eine konstante Momentanleistung, wenn symmetrische, sinusförmige Ströme entnommen werden. Dieser Zusammenhang wird gemäß Gleichung (4.2) für die Aufnahme von Wirkleistung dargestellt, bei der sich die Ströme in Phase zu den jeweiligen Spannungen befinden. Dabei wird die Momentanleistung je Phase am Netzanschluss nach Gleichung (4.1) mit dem Netzwinkel $\varphi_{\text{Netz}}(t)$ und den Effektivwerten von Sternspannung $U'_{s,k}$ und Strangstrom $I'_{s,k}$ zugrunde gelegt ($k \in \{1, 2, 3\}$).

$$\begin{aligned} p_k(t) &= \sqrt{2} \cdot U'_{s,k} \cdot \cos\left(\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{2\pi(k-1)}{3}\right) \cdot \sqrt{2} \cdot I'_{s,k} \cdot \cos\left(\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{2\pi(k-1)}{3}\right) \\ &= 2 \cdot U'_{s,k} \cdot I'_{s,k} \cdot 0,5 \left[1 + \cos\left(2\left(\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{2\pi(k-1)}{3}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} p(t) &= \sum_{k=1}^3 p_k(t) \\ &= U'_{s,k} \cdot I'_{s,k} \cdot \left[\underbrace{3 + \cos(2\varphi_{\text{Netz}}(t)) + \cos\left(2\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{4\pi}{3}\right)}_{\text{Summe der Winkelfunktionen}} + \underbrace{\cos\left(2\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{8\pi}{3}\right)}_{\text{Periodizität}} \right] \\ &= U'_{s,k} \cdot I'_{s,k} \cdot \left[3 + 2 \underbrace{\cos\left(\frac{2\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{4\pi}{3}}{2}\right)}_{=\cos(2\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{2\pi}{3})} \cdot \underbrace{\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)}_{=-0,5} + \underbrace{\cos\left(2\varphi_{\text{Netz}}(t) - \frac{2\pi}{3}\right)}_{\text{Periodizität}} \right] \\ &= 3 \cdot U'_{s,k} \cdot I'_{s,k} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Daraus ergibt sich, dass ein Gleichrichter mit optimalen Anschlusseigenschaften bezüglich THD_i gemäß Abschnitt 2.1 einen ideal geglätteten Ausgangsstrom ohne Notwendigkeit interner Energiespeicher bereitstellen kann.

¹vgl. Prozessanforderungen in Abschnitt 2.2.5.

4.1 Parallel-Topologien

Eine naheliegende Realisierung eines Hybrid-Gleichrichters, der die formulierten Anforderungen erfüllt, entsteht über die direkte gleichstromseitige Parallelschaltung von Thyristor- und selbstgeführtem Gleichrichter. Der Thyristor-Gleichrichter benötigt dabei wenige serielle Ventile, die bei geringer Schaltfrequenz betrieben werden und den Hauptteil des Ausgangsstromes führen. Um die Anforderungen zur Stromqualität zu erreichen, wird ein parallel angeordneter selbstgeführter Gleichrichter eingesetzt, der nur einen kleinen Teil der Wirkleistungsübertragung übernimmt.

Zunächst wird die einfachste Realisierung bestehend aus einer B6C und einem 2PWR betrachtet. Darauf aufbauend werden Varianten der Grundstruktur, die dazu erforderliche Modifikationen bezüglich Ansteuerung, sowie deren jeweiliges Potential aufgezeigt.

4.1.1 Topologie und Funktionsprinzip

Das Übersichts-Blockschaltbild (BSB) für die Realisierung bestehend aus B6C nach Abbildung 3.2 und dem 2PWR aus Abbildung 3.9 ist in Abbildung 4.1² dargestellt. Der Trenntransformator wird mit einer weiteren Wicklungsgruppe zum Anschluss des 2PWR zur wechselfspannungsseitigen Kopplung der beiden Teilgleichrichter ausgestattet; gleichspannungsseitig erfolgt eine direkte Parallelschaltung.

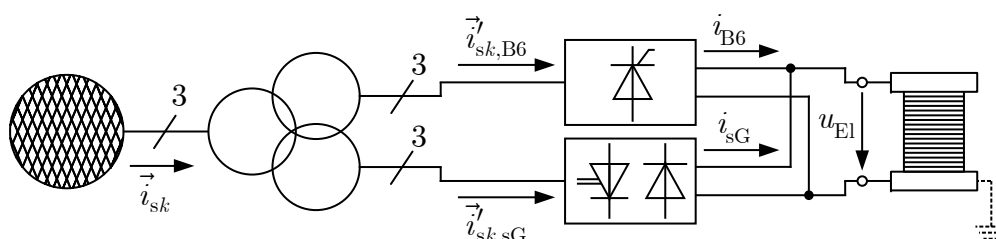


Abbildung 4.1: Blockschaltbild Hybrid-Gleichrichter für Wasserelektrolyse

4.1.1.1 Thyristor-Gleichrichter-Zweig

Dieser Aufbau aus den jeweiligen Grundschaltungen ermöglicht die Verwendung von Standardkomponenten, wobei die Ansteuerung spezifisch angepasst wird. Der Thyristor-Gleichrichter wird nach Abschnitt 3.1.1.2 ohne oder mit sehr kleiner Glättungsinduk-

²Aus Gründen der Übersicht sind die zum B6C gehörende Glättungsdrossel L_G , die ggfs. auch durch die Streuinduktivitäten des Transformators gebildeten Kommutierungsinduktivitäten L_K und Eingangsinduktivitäten L_E des 2PWR nicht separat eingezeichnet.

tivität L_G aufgebaut. Durch die angestrebte konstante Ausgangsleistung ergibt sich an den Ausgangsklemmen der B6C eine konstante Spannung U_{El} . Dadurch vereinfachen sich die Maschen-Gleichung (3.1) und Gleichung (3.2) zum Beschreiben der Stromverläufe im Thyristor-Gleichrichter mit seinem Teilausgangsstrom i_{B6} zu Gleichung (4.3) und Gleichung (4.4). Hierbei sind $u_{sk,\text{B6}}$, $u_{sl,\text{B6}}$, $u_{sm,\text{B6}}$, die Momentanwerte der Sternspannungen in den Phasen $k, l, m \in \{1, 2, 3\}$ ($k \neq l \neq m$) der aktuell leitenden Thyristoren. Während der Kommutierung von i_{B6} abweichende Phasenströme sind nach diesem Schema entsprechend ihrer zugehörigen Phase bezeichnet.

$$\begin{aligned} -u'_{sk,\text{B6}} + u'_{sl,\text{B6}} + \frac{di_l}{dt} \cdot L_K + \frac{di_{\text{B6}}}{dt} \cdot (L_K + L_G) + U_{\text{El}} &= 0 \\ \text{sowie } -u'_{sl,\text{B6}} + u'_{sm,\text{B6}} + \frac{di_{l,\text{B6}}}{dt} \cdot L_K - \frac{di_{m,\text{B6}}}{dt} \cdot L_K &= 0 \\ \text{und } i_{l,\text{B6}} + i_{m,\text{B6}} + i_{\text{B6}} &= 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$-u'_{sk,\text{B6}} + u'_{sl,\text{B6}} + \frac{di_{\text{B6}}}{dt} \cdot (2L_K + L_G) + U_{\text{El}} = 0 \quad (4.4)$$

Eine signifikante Beeinflussung des Stellbereichs durch eine an jedem Arbeitspunkt konstante Ausgangsspannung ist auch ohne Glättungsinduktivität nicht zu erwarten. Zwar folgt aus Gleichung (4.4) eine Verschiebung des frühest möglichen Zündzeitpunkts gegenüber dem NZZP durch den Spannungsabfall an der Kommutierungsinduktivität L_{Kl} in der als nächstes Strom abgebenden Phase gemäß Gleichung (4.5). Mit der näherungsweise auftretenden Ausgangsstromänderung in der B6C aus den in der stromführenden Masche vorkommenden Induktivitäten $\sum L$ nach Gleichung (4.6) kann der frühest mögliche Zündzeitpunkt über Gleichung (4.5) bestimmt werden. Ermittelt man nun aus den Kurzschlussreaktanzen des Trenntransformators den Spannungsabfall an den L_{Kl} , ergeben sich Einschränkungen gegenüber dem NZZP um wenige Grad.

$$u_{sm,\text{B6}} > u_{sk,\text{B6}} + L_K \cdot \frac{di_{\text{B6}}}{dt} \quad (4.5)$$

$$\text{mit } \frac{di_{\text{B6}}}{dt} = \frac{u_{\text{di}}(t) - U_{\text{El}}}{\sum L} = \frac{u_{sk,\text{B6}} - u_{sl,\text{B6}} - U_{\text{El}}}{2L_K + L_G} \quad (4.6)$$

Damit behält Gleichung (3.3) zur Bestimmung benötigter Spannungsverhältnisse grundsätzlich ihre Gültigkeit. Statt I_{El} wird jedoch der Mittelwert des vom Thyristorgleichrichter bereitzustellenden (Teil-)Stroms I_{B6} und die stationäre Nennspannung des Elektroly-

seurs U_{EI} eingesetzt. Diese Modifikation von Gleichung (3.3) resultiert in Gleichung (4.7) zur Beschreibung der benötigten Sternspannung für die B6C.³

$$U'_{s,B6} = \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot q \cdot s} \cdot U_{\text{di}} = \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot q \cdot s} \cdot (U_{\text{EL}} + s \cdot U_{\text{T0}} + (Z_{\text{X}} + Z_{\text{R}}) \cdot I_{\text{B6}}) \quad (4.7)$$

Eine weitere Einschränkung des Stellbereichs kann bei sehr kleinen Kommutierungsinduktivitäten auftreten, wenn der Strom von der B6C für Zündverzögerungswinkel $\alpha < 60^\circ$ noch lückend ist. Im Bereich $0 < \alpha < 60^\circ$ sinkt der Momentanwert $u_{\text{d}}(t)$ zum Zündzeitpunkt für sinkende α . Da bei lückendem Betrieb eine Zündung nur für $u_{\text{d}}(t) > U_{\text{EI}}$ möglich ist, sollte nahe des Nennbetriebs bei kleinen α ein nichtlückender Betrieb durch ausreichend große Kommutierungsinduktivitäten L_{K} bzw. durch die Glättungsinduktivität L_{G} gewährleistet sein.⁴

4.1.1.2 Paralleler selbstgeführter Gleichrichter

Der parallele sG muss die notwendigen Ströme einstellen, um die konstante Aufnahmeleistung der gesamten Parallel-Topologie nach Gleichung (4.2) zu erreichen. Bezogen auf das Netz müssen die vom sG aufgenommenen Ströme damit die Differenz von geforderten sinusförmigen Strömen und den jeweiligen Strömen in den Thyristor-Gleichrichter einstellen.

Abbildung 4.2 veranschaulicht den einzustellenden Strom $i_{s1,sG}$ im Vergleich zum geforderten Referenz- bzw. Summenstrom und dem Eingangsstrom in den Thyristor-Gleichrichter. Dabei sind die Ströme mit Hilfe des Verhältnisses der Sternspannungen der beiden Teilgleichrichter $U'_{s,B6}/U'_{s,sG}$ auf eine Spannungsebene bezogen. Die Verläufe aller Eingangsströme $i_{sk,sG}$ für den sG werden durch Gleichung (4.8) beschrieben.

$$i_{sk,sG} = \hat{I}_s \sin(\varphi_{\text{Netz}} + \Theta_k) - i_{sk,B6} \quad (4.8)$$

Wird als sG ein 2PWR eingesetzt, ergeben sich aus dessen Stellbereich⁵ die zu wählenden Spannungsverhältnisse. Da die Leiterspannungsamplitude stets kleiner der Ausgangsgleichspannung sein muss, ist die Sternspannung $U'_{s,sG}$ nach Gleichung (4.9) zu wählen.

³nach Abschnitt 3.1.1: Spannungsabfall an der Kommutierungsreaktanz: $Z_x = s \cdot q \cdot f_{\text{Netz}} \cdot L_{\text{K}}$; bei der B6C gilt $s = 2$ serielle Kommutierungsgruppen, $q = 3$ Stromweitergaben je Netzperiode $1/f_{\text{NETZ}}$.

⁴Die Untersuchungen in Kapitel 5 legen nahe, dass diese Voraussetzung bereits durch die Streuinduktivität des Trenntransformators erfüllt wird.

⁵vgl. Abschnitt 3.2.1.

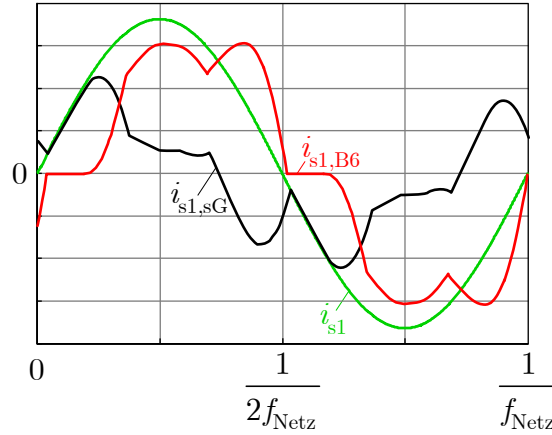


Abbildung 4.2: Auf gleiche Spannungsebene bezogene prinzipielle Teil-Eingangsströme des Parallel-Gleichrichters für eine Phase

Dabei wird zugrunde gelegt, dass die Spannung am Elektrolyseur bei Teillast nicht unter U_0 des Elektrolyseur-Modells nach Abschnitt 2.2.4 fällt.

$$\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U'_{s,sG} \leq \min(U_{EI}) = U_0 \quad (4.9)$$

Um sicherzustellen, dass der gewünschte sinusförmige netzseitige Strom auch während den Kommutierungsvorgängen im Thyristor-Gleichrichter eingestellt werden kann, muss das Verhältnis von Eingangsinduktivität L_E und verfügbarer Stellreserve des 2PWR berücksichtigt werden. Gleichung (4.10) zeigt eine Abschätzung, anhand derer eine Dimensionierung von L_E und ggfs. eine Anpassung von $U_{s,sG}$ erfolgen kann. Dabei wird die maximal auftretende Stromänderung während der Kommutierung im Thyristor-Gleichrichter bei Leiterspannungsamplitude der an der Stromweitergabe beteiligten Phasen zugrunde gelegt. Der sG soll eine vollständige Kompensation zumindest bei Nennleistung erreichen; damit steht als Stellreserve der Spannungsabfall an den resistiven Elementen des Elektrolyseurs $I_{EI}(R_1 + R_2) = U_{EI} - U_0$ zur Verfügung. Bezogen auf das Verhältnis der Sternspannungen an den Teilgleichrichtern ergibt sich damit die rechte Seite der Ungleichung (4.10)

$$\max \left(\frac{di_{sk,B6}}{dt} \right) = \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{s,B6}}{2 \cdot L_K} \leq \frac{U_{EI} - U_0}{L_E} \cdot \frac{U'_{s,sG}}{U'_{s,B6}} \quad (4.10)$$

Daran anschließen sollte eine weitere Optimierung, bei der die Rückwirkung während der Kommutierung des B6C auf die Eingangsspannung des 2PWRs einbezogen wird⁶ und ggfs. eine kurzzeitig unvollständige Kompensation betrachtet wird. Hierbei ist zu beachten, dass die maximale Stromänderung nur kurzzeitig und nur in einem Arbeitspunkt auftritt. Zusätzlich ist im 2PWR durch Übermodulation teilweise eine vergrößerte Stellreserve nutzbar, als durch die auf den Inkreis der Raumzeigerebene beruhende Abschätzung. Weiterhin kann das Zulassen einer nicht vollständigen Kompensation in einzelnen Arbeitspunkten insgesamt zu günstigeren Strom- und Spannungsverhältnissen führen, wobei auf Kosten einer größeren THD_i in einzelnen Arbeitspunkten die Eingangsspannung des 2PWR erhöht werden kann. Dadurch ergibt sich eine Reduzierung der Strombelastung der 2PWR-Ventile und der zugehörigen Transformatorwicklungen.

Aus den Spannungsverhältnissen folgen Anforderungen an die Leistungshalbleiter bezüglich Stromtragfähigkeit. Die beschriebene Auslegung der B6C ermöglicht, dass der sG nahe Nennleistung kleinere Ströme im Vergleich zur Amplitude des Referenzstromes bereitstellen muss, solange die B6C mit $\alpha < 60^\circ$ betrieben wird. Durch die geringere Eingangsspannung des sG ergeben sich jedoch ähnliche Stromamplituden wie in der B6C. Eine Abschätzung kann über die nach Gleichung (4.7) und Gleichung (4.9) festzulegenden Eingangsspannungen der Teilgleichrichter, sowie über das Verhältnis der Nennspannung des Elektrolyseurs U_{EI} zu seiner internen Teilspannung U_0 gemäß Abschnitt 2.2.4 erfolgen. Daraus ergibt sich ein Spannungsverhältnis der Teilgleichrichter-Sternspannungen von ca. $0,6 < U_{s,sG}/U_{s,B6} < 0,75$ und das Verhältnis der Ströme aus dem entsprechenden Kehrwert.

Die Effektivwerte der im sG auftretenden Eingangsströme können aus der benötigten Scheinleistung bestimmt werden. Da in den Blindleistungsbedarf des Thyristor-Gleichrichters neben der Grundschwingungsblindleistung, die anhand von Überlappung und Steuerblindleistung abgeschätzt werden kann, noch die stromformabhängige Oberschwingungsblindleistung eingeht, muss auf eine numerische Untersuchung zurückgegriffen werden. Zu der zu kompensierenden Blindleistung kommt die vom sG zu übertragende Wirkleistung hinzu, deren Anteil sich aus der Betriebsstrategie im folgenden Abschnitt 4.1.2 ergibt.

⁶Die Rückwirkung kann durch geeigneten Aufbau des Transformators klein gehalten werden. Für eine analytische Betrachtung müssen die Strom- und Spannungsaufteilungen über die Wicklungen und Streuinduktivitäten des Transformators einbezogen werden.

4.1.2 Betriebsstrategie

Um den vergleichsweise hohen Wirkungsgrad des Thyristor-basierten Gleichrichters auszunutzen, soll dieser einen möglichst großen Anteil des Ausgangsstroms bereitstellen. Wird dieser Ausgangsstromanteil zu groß gewählt, muss vom sG zeitweise eine negative Momentanleistung bereitgestellt werden. Damit wird Energie „im Kreis“ vom Thyristor-Gleichrichter über den sG zurück ins Netz gespeist.⁷ Da dieser Energiefluss Verluste in beiden Teilgleichrichtern bedeutet, sollte dieser Betriebszustand vermieden werden. Im Nennbetriebspunkt ist eine Ausgangsstromaufteilung $v_{SR} = 80\%$ zu 20% (Thyristor-Gleichrichter zu sG) erreichbar, wobei unter Teillast Kreisströme auftreten können. Eine Abschätzung der zu wählenden Aufteilung erfolgt über die Stromwelligkeit des Thyristor-Gleichrichters. Die Amplitude der die Stromwelligkeit dominierenden 300 Hz-Schwingung am Ausgang der B6C lässt sich mit Gleichung (4.11) abschätzen.

Gleichung (4.11) stellt dabei eine Abschätzung des ungünstigsten Falls über die Betrachtung der Masche nach Gleichung (4.4) dar, bei der die Kommutierung ebenso wie eine Dämpfung der Welligkeit durch serielle Widerstände vernachlässigt wird. Unter dieser Voraussetzung wird die Stromänderung in den seriellen Induktivitäten $\sum L = 2L_K + L_G$ durch Integration der Strom-Spannungsbeziehung betrachtet. Für die Spannung wird eine generische Beschreibung der Leiterspannung gemäß Gleichung (4.12) eingesetzt, welche im betrachteten Intervall der vom Gleichrichter ideell bereitgestellten Spannung aus der Maschen-Gleichung (4.4) entspricht. Damit ergibt Gleichung (4.13) die Spannung über den Induktivitäten, falls die Schleusenspannung der Thyristoren U_{T0} berücksichtigt wird. Über das Integral gemäß Gleichung (4.14) wird die Stromänderung definiert, deren Maximum durch die Wahl der Integrationsgrenzen folgendermaßen bestimmt ist: Der Momentanwert der ideellen Thyristor-Gleichrichterspannung $u_{d,\alpha}$ muss größer der als konstant angenommenen Ausgangsspannung sein. Unter Berücksichtigung der Schleusenspannung ergeben sich die Integrationsgrenzen a und b aus den Nullstellen $u_{\sum L} = 0$, wobei diese im Intervall zwischen zwei Zündvorgängen gemäß Gleichung (4.15) liegen müssen. Befindet sich hier nur eine Nullstelle, ergibt sich die erste Integrationsgrenze aus dem Zündzeitpunkt, bei dem $u_{d,\alpha} > U_{El}$ wird.

⁷Im Folgenden als „Kreisströme“ bezeichnet.

$$\Delta i_{B6} = \frac{1}{2L_K + L_G} \cdot \left[-\frac{\hat{U}_L}{\omega} \cos(\omega t) - 2U_{T0} \cdot t - U_{EI} \cdot t \right]_a^b \quad (4.11)$$

$$\text{folgt aus} \quad -u'_{sk,B6} + u'_{sl,B6} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} U'_{s,B6} \cdot \sin(\omega t) = u_{di,\alpha}(t) \quad (4.12)$$

$$\text{und} \quad u_{\Sigma L} = u_{d,\alpha}(t) - U_{EI} - 2U_{T0}, \quad (4.13)$$

$$\text{sowie} \quad \int u_{\Sigma L} dt = \left(\sum L \right) \Delta i_{B6} \quad (4.14)$$

$$\text{mit} \quad u_{\Sigma L}(t) = 0 \in [NZZP_k + \alpha < \omega t < NZZP_l + \alpha] \Rightarrow a, b \quad (4.15)$$

Diese Abschätzung kann bereits mit wenigen verfügbaren Daten vorgenommen werden. Eine Detaillierung über Hinzunahme der ohm'schen Spannungsabfälle und der Kommutierung kann über eine numerische Berechnung erfolgen, bei der auch Anfangswerte berücksichtigt werden können.

Wird die Abschätzung nach Gleichung (4.11) für alle geforderten Arbeitspunkte durchgeführt, kann neben der Wahl eines günstigen, festen Aufteilungsverhältnisses auch eine arbeitspunktabhängige Kennlinie für die Stromaufteilung erstellt werden. Hier besteht nutzungsprofilabhängiges Optimierungspotential. Beispielsweise kann bei hohem Anteil niedriger Teillast in Betracht gezogen werden, dass in solchen Betriebspunkten eine Speisung ausschließlich aus dem sG erfolgt, da andernfalls die Kompensation von Kreisströmen und Steuerblindleistung einen niedrigeren Wirkungsgrad zur Folge haben kann.

Zu beachten ist, dass falls Kreisströme in einer Gesamtsystem-Optimierung zugelassen werden sollen, nur sG eingesetzt werden können, die eine Stromumkehr zulassen.⁸

In Abbildung 4.3 sind die sich ergebenden Teilströme bei einer Aufteilung der Strom-Mittelwerte von v_{SR} 80% zu 20% zwischen B6C Thyristor-Gleichrichter und sG skizziert. Betrachtet man den Summenstrom, fällt bei netzseitig vollständiger Kompensation eine „Überkompensation“ im Ausgangsstrom auf, die abhängig von den energiespeichernden Elementen ist. Zurückzuführen ist dies auf die Energiespeicherung in auf den Ausgangsstrom glättend wirkenden Elementen im Thyristor-Gleichrichter (L_K, L_G), die im Bereich um die Maxima des Ausgangsstroms i_{B6} des Thyristor-Gleichrichters Energie einspeichern und im Bereich der Minima diese wieder abgeben. Dem gegenüber steht der Ausgangskondensator C_{ZK} des sG, über dessen Kapazität ein Teil dieser pulsierenden Leistung wieder

⁸Diese Anforderung wird von Spannungszwischenkreisgleichrichtern erfüllt; Stromzwischenkreisgleichrichter nach Abschnitt 3.2.3 ermöglichen keine Stromumkehr.

kompensiert werden kann. Insgesamt kann im Vergleich zu Thyristor-basierten Stromrichtern ohne Glättungsinduktivität eine signifikante Reduzierung der Welligkeit erreicht werden, die selbst bei einfachster Realisierung und sehr kleinen Filterelementen in einem weiten Betriebsbereich unterhalb oder nur knapp oberhalb der angestrebten Ausgangsstromwelligkeit von $w_I < 10\%$ liegt.⁹

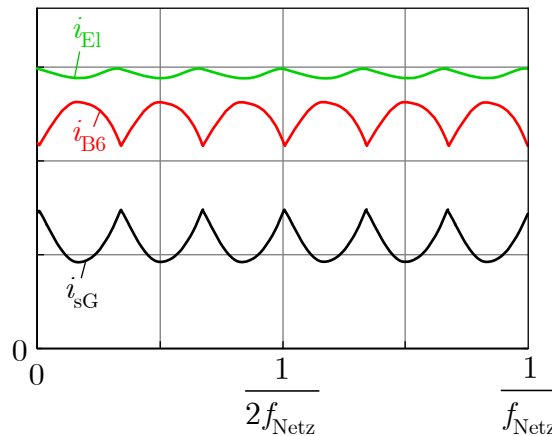


Abbildung 4.3: prinzipielle Teil-Ausgangsströme des Parallel-Gleichrichters

Teil der Betriebsstrategie stellt das An- und Abfahren einer Elektrolyseanlage dar. Für den Gleichrichter ist dabei besonderes Augenmerk auf den Kaltstart zu legen: Ein gezieltes Vorladen der Doppelschichtkapazität muss durch den Thyristorgleichrichter erfolgen, wenn als sG ein Spannungszwischenkreisgleichrichter wie der 2PWR eingesetzt wird. Erst bei Erreichen des Amplitudenwertes der den sG speisenden Leiterspannung, kann dieser über einen Trennschalter zugeschaltet werden.

Im Fall kurzzeitiger Unterbrechungen im Minuten- bis Stundenbereich muss die Kapazität des Elektrolyseurs nicht entladen werden. Sollte ein Erhalt der Mindestspannung durch eine ungesteuerte Gleichrichtung im sG hierbei nicht erwünscht sein, so ist eine Abtrennung und ein Wieder-Anfahren wie beim Kaltstart vorzusehen.

4.1.3 Führungs- und Regelverfahren

Die Hybrid-Anordnung stellt mit den parallelen Gleichrichter-Pfaden ein Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO)-System dar. Es muss entsprechend sichergestellt werden, dass die Führung der Teilpfade in einem stabilen Gesamtsystem resultiert. Hilfreich ist dazu

⁹vgl. vollständige Simulationsauswertung in Anhang B.

eine Betrachtung der Kopplung der Teilsysteme. Kann diese aufgelöst werden, ist eine stabile Regelung möglich.¹⁰

Ausgehend von einem starren Netz tritt beim Thyristor-basierten Gleichrichter eine schwache Kopplung mit dem sG-Pfad durch die Wirkung der Ausgangsspannung U_{El} als Gegenspannung auf. Eine Beeinflussung durch den sG kann ausgeregelt werden, falls eine Ausgangsspannungsänderung durch den sG mit einem Zeitmaßstab in vergleichbarer Größenordnung wie dem der Regelung des Thyristor-basierten Gleichrichters erfolgt. Dies kann unabhängig von der Reglerzeitkonstante des sG mit Hilfe einer Begrenzung der Anstiegsgeschwindigkeit der Führungsgröße des sG erreicht werden.

Der sG ist neben der Ausgangsspannung über seine Führungsgrößengenerierung mit dem Thyristor-basierten Gleichrichter verkoppelt. Ist die Regelung des sG deutlich schneller als die des Thyristor-basierten Gleichrichters, kann analog zu den Bedingungen kaskadierter Regelsysteme von einer dynamischen Entkopplung ausgegangen werden.

4.1.3.1 Regelung des Thyristor-Gleichrichters

Betrachtet man zur Wahl eines geeigneten Regelsystems die Regelstrecke der B6C, so ergibt sich gegenüber Abschnitt 3.1.1 ein geringfügig abweichendes Verhalten. Eine ausreichende Dynamik des Regelsystems des sG vorausgesetzt, ändert sich die relevante Regelstrecke zur Führung des B6C ab dem Verknüpfungspunkt der beiden Teilgleichrichter. Durch die angestrebte konstante Leistungsübertragung in Verbindung mit der Ausgangskapazität des sG entspricht das Verhalten am Verknüpfungspunkt dem einer Spannungsquelle. In der Folge entfallen in der Regelstrecke des B6C die passiven Komponenten des Elektrolyseurs. Da die resultierende Regelstrecke nur noch extrem kleine resistive Elemente enthält, ist hier eine Definition der Zeitkonstante über die Anstiegszeit auf Nennstrom bei maximaler Stellreserve nach Gleichung (4.16) zweckmäßiger.

$$T_{B6C} = (2L_K + L_G) \cdot \frac{I_{El,N}}{U_{di} - U_{El,N}} \quad (4.16)$$

Die Definition nach Gleichung (4.16) ergibt für kleine L_G eine Zeitkonstante deutlich kleiner der Diskretisierung durch die Zündzeitpunkte, wodurch die Rahmenbedingungen aus Abschnitt 3.1.1.3 erhalten bleiben. Entsprechend kann die Regelstrategie für die Regelung von B6C ohne Regelstrecke mit relevanter Zeitkonstante aus Abschnitt 3.1.1.3 in der Parallel-Topologie zur Regelung des Teilstroms i_{B6} eingesetzt werden.

¹⁰vgl. Mehrgrößenregelung in [96, Kap. 19]

4.1.3.2 Regelung des selbstgeführten Gleichrichters

Die Regelung des sG muss den Eingangsstrom gemäß Gleichung (4.8) einstellen. Für einen gegebenen Referenzstrom $\hat{I}_s \sin(\varphi_{\text{Netz}} + \Theta_k)$ muss dazu eine ausreichend dynamische Regelung aufgebaut werden, die auch die während der Kommutierung des Thyristor-Gleichrichters zu kompensierende Stromänderung einstellen kann. Mit einer einfachen Regelung nach Abschnitt 3.2.1.3 kann das nur mit einer Vorsteuerung mittels Differenzenquotient über den Sollstrom erreicht werden. Ein solches Verfahren ist störanfällig bezüglich Sensorrauschen, sowie transienten Vorgängen und die Regelgenauigkeit wird von Parameterschwankungen beeinflusst. Da der einzustellende Strom neben der Grundschwingung erhebliche harmonische Stromanteile aufweist, bietet sich zum einen die Mehrpunktregelung nach Abschnitt 3.2.1.6 an, die unabhängig von Parameterschwankungen und mit maximaler Stellreserve einer Regelabweichung entgegenwirkt. Zum anderen ist mit dem RC-Verfahren aus Abschnitt 3.2.1.5 eine hohe Güte¹¹ der Regelung erreichbar, wie in [97] erstmalig für Hybrid-Gleichrichter gezeigt worden ist.

Sind am Anschlusspunkt EingangsfILTER höherer Ordnung notwendig, kann auf eine Kombination aus unterlagertem Mehrpunktregelung und überlagertem RC oder einer Zustandsregelung mit parallelem RC zurückgegriffen werden.¹²

4.1.3.3 Führungsgrößengenerierung

Basierend auf der Betriebsstrategie nach Abschnitt 4.1.2 müssen die Führungsgrößen für die Regler der beiden Teilgleichrichter erzeugt werden.

Wird die geforderte Ausgangsleistung von einem überlagerten Leitsystem, z.B. von einem Netzbetreiber vorgegeben, kann unter Berücksichtigung der geforderten Stromaufteilung v_{SR} der mittlere Sollstrom I_{B6} für den Thyristor-Gleichrichter aus einer Leistungsbilanz gemäß Gleichung (4.17) berechnet werden.

$$I_{\text{B6}} = \frac{P}{U_{\text{EI}}} \cdot v_{\text{SR}} = I_{\text{EI}} \cdot v_{\text{SR}} \quad (4.17)$$

Um die geforderte Aufteilung zu erhalten, muss in Gleichung (4.17) bei Vorgabe der Eingangsleistung $P = P_{\text{ein}}$ der Wirkungsgrad am Betriebspunkt berücksichtigt werden oder ggfs. mit Hilfe eines überlagerten Bypass-Integrierers die Leistungsvorgabe nachgeregelt werden.

¹¹im Sinne geringer Regeldifferenz und Einschwingverhalten.

¹²vgl. Abschnitt 3.2.1.7.

Die Sollwertvorgabe des sG kann ebenfalls aus der Leistungsvorgabe erfolgen. Hierbei ergibt sich der für Gleichung (4.8) benötigte Effektivwert des Referenzstroms I_s gemäß Gleichung (4.18) aus der geforderten Leistung. Die Berücksichtigung der Stromaufteilung ist hierbei durch Abzug des bezogenen Thyristor-Gleichrichter-Stroms in Gleichung (4.8) gegeben.

$$I_s = \frac{P}{U'_{s,sG}} \quad (4.18)$$

Zu beachten ist, dass bei Arbeitspunktänderungen die Bedingungen zum stabilen Betrieb des MIMO-Systems zu gewährleisten sind, sowie kurzzeitige Verschiebungen der Stromaufteilung und daraus folgende Überlastung des sG vermieden werden müssen. Hierzu eignet sich die Begrenzung der Änderungsgeschwindigkeit der Leistungsvorgabe¹³, so dass die Anstiegszeit einer geforderten Leistungsänderung von Null auf Nennleistung in gleicher Größenordnung wie die Reglerzeitkonstante des B6C-Ausgangsstromreglers erfolgt.

4.1.4 Topologie-Varianten des Thyristor-Gleichrichter-Zweigs

Analog zu nur Thyristor-basierten Gleichrichtern führt der Einsatz höherpulsiger Topologien zu verminderter ein- und ausgangsseitiger Stromverzerrung¹⁴, sowie bei Parallelanordnung zu einer Skalierungsmöglichkeit für höhere Ausgangsströme. Zwar bleibt die Steuerblindleistung erhalten, jedoch reduziert sich damit die zu kompensierende Oberschwingungsblindleistung. Dazu reduzieren sich die Stromamplituden im sG, da sich die Stromwelligkeit günstig überlagert und nur jeweils der Anteil eines B6C-Thyristor-Gleichrichterstroms kommutiert.

Relevant für die Betriebsstrategie ist die resultierende, im Vergleich geringere Stromwelligkeit, die sich bei höherpulsigen Stromrichtern ergibt. Eine geschlossene Beschreibung der Summe der sich am Verbindungsknoten überlagernden Ströme ist durch Vereinfachung von Parameterungenauigkeiten ungenau oder wegen Anfangswertabhängigkeiten nicht möglich. Als einfache Abschätzung kann jedoch beispielsweise bei einer zwölfpulsigen (B6C)2P Anordnung von ungefähr einer Halbierung der Stromschwankungsbreite gegenüber eines einzelnen B6C ausgegangen werden. Weiterführende Analysen müssen numerisch, z.B. über eine Schaltungssimulation erfolgen.

¹³Einsatz einer Änderungsratenbegrenzung („rate-limiter“) oder eines Tiefpassfilters.

¹⁴vgl. Abschnitt 3.1.2.

4.1.5 Topologie-Varianten des selbstgeführten Zweigs

Nachteil der Paralleltopologie mit 2PWR im Parallelpfad sind die vergleichsweise großen Stromamplituden bedingt durch die begrenzte Eingangsspannung des 2PWR. Entsprechend sollen Topologievarianten für den sG-Pfad betrachtet werden, mit denen die eingangsseitigen Stromamplituden reduziert werden können.

Als einstufige Variante kann aus funktionaler Sicht der selbstgeführte Stromzwischenkreisgleichrichter nach Abschnitt 3.2.3 in Betracht gezogen werden. Aufgrund seiner tiefsetzstellenden Eigenschaft ergeben sich günstigere Strom- und Spannungsverhältnisse. Nachteilig ist jedoch die fehlende Möglichkeit zur Stromumkehr, so dass in einigen Arbeitspunkten entweder der Bereich der Stromaufteilung begrenzt ist oder keine vollständige Kompensation der Ausgangsstromwelligkeit erfolgen kann. Der Aufbau eines solchen Teilgleichrichters gestaltet sich zudem aufwendiger, da für die Halbleiter nur wenige Standardmodule verfügbar sind und zwingend Eingangsfilter höherer Ordnung benötigt werden.¹⁵ Alternativ bietet sich ein mehrstufiger Aufbau an, bei dem der z.B. als 2PWR ausgeführte sG mit höherer Eingangsspannung betrieben wird. Die Anpassung auf die Ausgangsspannung U_{EI} erfolgt dann analog zu Abschnitt 3.1.3 mit einem seriellen DC-DC-Steller oder -Wandler. Im 2PWR, dessen Bemessungsscheinleistung erheblich von der zu kompensierenden Blindleistung abhängig ist, ergeben sich dadurch besser handhabbare Stromamplituden. Da der serielle DC-DC-Steller oder -Wandler nur die sich aus dem kleineren Teil des Ausgangsstroms $I_{EI} \cdot (1 - v_{SR})$ ergebende pulsierende Wirkleistung des Parallelpfades übertragen muss, können die sich in den zusätzlichen Komponenten ergebenden Verluste im Bezug auf das Gesamtsystem gering gehalten werden.

Zusätzlich ermöglichen mehrstufige Parallelpfade grundsätzlich die in Abschnitt 2.2.6 beschriebene Beeinflussung des Elektrolyseprozesses ohne Netzurückwirkungen durch die Nutzung des Energiespeichers im Zwischenkreis. Da für die dort beschriebenen pulsformigen Ströme große Energiemengen bereitgestellt werden müssen, resultiert daraus eine entsprechend große Kapazität im Zwischenkreis und eine Anpassung des DC-DC-Stellers, bzw. -Wandlers zur Übertragung der kurzzeitig erhöhten Leistung.

4.1.5.1 Mehrstufig mit Tiefsetzsteller

Die mehrstufige Ausführung mit DC-DC-Steller erweitert den 2PWR um einen mehrzweigigen TSS, dessen Aufbau Abschnitt 3.1.3 entspricht. Der 2PWR kann dadurch mit höheren Spannungen betrieben werden, wobei für einen effizienten Betrieb des TSS die

¹⁵vgl. Abschnitt 3.2.3.

Zwischenkreisspannung von 2PWR und TSS nicht höher als eine Größenordnung oberhalb der Ausgangsspannung U_{EL} sein sollte.¹⁶

Wichtig für den Betrieb des TSS ist, dass die Zwischenkreisspannung in zulässigen Grenzen bleibt. Entsprechend ist eine Anpassung der Führungsgrößenerzeugung für den sG zielführend: Anstatt die Eingangsstromamplitude in Gleichung (4.8) aus der Leistungsbilanz zu berechnen, wie in Abschnitt 4.1.3.2 beschrieben, wird dem sG-Eingangsstromregler Abschnitt 3.2.1.8 folgend, ein Zwischenkreisspannungsregler überlagert.¹⁷

Die Leistungsübertragung wird dann durch den DC-DC-Steller übernommen. Analog zur Sollwertbildung für den eingangsseitigen sG im Parallelpfad können mit Hilfe des Ausgangsstrom-Sollwerts I_{E1} in Gleichung (4.17) und dem vom Thyristor-Gleichrichter eingestellten Strom i_{B6} gemäß Gleichung (4.19) die Sollströme für die n Zweige des TSS ermittelt werden.

$$i_{TSS,n} = \frac{I_{E1} - i_{B6}}{n} \quad (4.19)$$

Im Vergleich zu Abschnitt 3.1.3 ergeben sich in der Paralleltopologie erhöhte Anforderungen an die Regelung des TSS, da neben dem Einstellen des mittleren Gleichstroms die Ausgangsstromwelligkeit des Thyristor-Gleichrichters kompensiert werden muss. Die Grundschiwingung der zu kompensierenden Stromwelligkeit ergibt sich aus Netzfrequenz multipliziert mit der Pulszahl des Thyristor-Gleichrichters und weist bei der B6C beispielsweise 300 Hz auf.

Die zu führende Regelstrecke eines TSS-Zweiges, die als Teil des TSS-Regelsystems in Abbildung 4.4 (rechts) gezeigt ist, ergibt sich aus der Zweigdrossel. Tabelle 4.1 zeigt die gewählten Normierungen für die sich aus der Zweigdrossel ergebenden Zeitkonstante $T_{L,TSS}$, der als Störgröße wirkenden Ausgangsspannung U_{E1} , sowie der mit der Stellgröße zu gewichtenden Zwischenkreisspannung U_{Zk} am Eingang des TSS.

Unter Annahme von ein- und ausgangsseitig am TSS angeordneten Kondensatoren, deren Spannung innerhalb einer Puls-Periode T_{PWM} sich nur minimal ändert, können die TSS-Zweige unabhängig betrachtet werden. Weiterhin wird eine PWM-basierte Modulation zur Ansteuerung der Ventile im TSS zu Grunde gelegt, mit der die zeitversetzte Ansteuerung der TSS-Zweige¹⁸ durch um T_{PWM}/n verschobene Dreieck-Referenzsignale einfach zu realisieren ist.

¹⁶Andernfalls werden die Leit dauern der TSS-Ventile sehr kurz und die Stromamplituden in diesen Ventilen, welche die Zwischenkreisspannung sperren, sehr groß.

¹⁷Der Zwischenkreisspannungsregler muss eine ausreichende Störgrößenbehandlung z.B. durch Integralverhalten aufweisen, um die v.a. durch Laststrom in den DC-DC-Steller und den zur „Netzstromkorrektur“ eingerechneten Thyristor-Gleichrichterstrom zu kompensieren.

¹⁸„interleaved“-Betrieb.

Tabelle 4.1: Normierungen für die Regelung des TSS

Eingangs-, Ausgangs- und Zustandsgrößen:			
$u_{\text{Elk}} = \frac{U_{\text{El}}}{U_{\text{N}}}$	$i_{\text{TSS},n,\text{soll}} = \frac{i_{\text{TSS},n,\text{soll},\text{P}}}{I_{\text{N}}}$	$i_{\text{TSS},n} = \frac{i_{\text{TSS},n,\text{P}}}{I_{\text{N}}}$	$u_{\text{Zk}} = \frac{u_{\text{Zk},\text{P}}}{U_{\text{N}}}$
Schaltungselemente:			
$T_{\text{LTSS}} = L_{\text{TSS}} \frac{I_{\text{N}}}{U_{\text{N}}}$			

Zur Gewährleistung einer symmetrischen Stromaufteilung in den Zweigen des TSS bietet es sich unter den gegebenen Voraussetzungen an, jeweils einen einfachen Zweigstromregler einzusetzen, wie der in Abbildung 4.4 eingezeichnete P-Regler, an dessen Ausgang die gemessene Ausgangsspannung zur Störgrößenkompensation aufgeschaltet wird.¹⁹

Um die dynamischen Anforderungen zu erreichen, wird eine Vorsteuerung eingesetzt, die sich für nicht-lückenden Drosselstrom aus der Umkehrfunktion der Regelstrecke ergibt. Die sich in einem zeitdiskreten Regelsystem ergebende Implementierung mittels Differenzenquotient gemäß Gleichung (4.20) wird aufgrund der Verteilung auf mehrere Teilstromregler und der Abtastzeit als ausreichend robust gegen Sensoreinflüsse von der Erfassung des Thyristor-Gleichrichterstroms i_{B6} angesehen.

$$y_{\text{vor}}|_{\text{kontinuierlich}} = T_{\text{L,TSS}} \cdot \frac{\Delta i_{\text{TSS},n}}{T_{\text{PWM}}} \quad (4.20)$$

Da möglichst kleine Drosseln eingesetzt werden sollen, um Baugröße und Kosten gering zu halten, ergeben sich hohe Stromschwankungsbreiten in den einzelnen Zweigen, wobei durch die zeitversetzte Ansteuerung der Zweige die resultierende Stromschwankungsbreite in einem zulässigen Rahmen verbleiben kann. Um im Teillastbereich des TSS einen effizienten Betrieb zu ermöglichen, ist bei Sollströmen kleiner der halben Stromschwankungsbreite ein lückender Strom in den Zweigdrosseln vorzusehen. Dadurch wird in den beteiligten Schaltungselementen ein geringstmöglicher resultierender Effektivstrom erreicht. Die Struktur des Regelsystems kann dabei beibehalten werden, jedoch muss sichergestellt sein, dass der Regelalgorithmus mit dem korrekten Strom-Mittelwert berechnet und die Vorsteuerung angepasst wird. Basis ist die Betrachtung des Strommittelwerts über eine Pulsperiode T_{PWM} nach Gleichung (4.22), wobei die Summe aus Stromanstiegszeit t_{s} und -abfallzeit t_{f} aufgrund des lückenden Betriebs kleiner T_{PWM} ist. In Verbindung mit

¹⁹Für die unter Vernachlässigung parasitärer Spannungsabfälle gezeigte integrierende Regelstrecke weist eine Führung mit P-Regler und der Kompensation der Ausgangsspannung keine bleibende Regelabweichung auf.

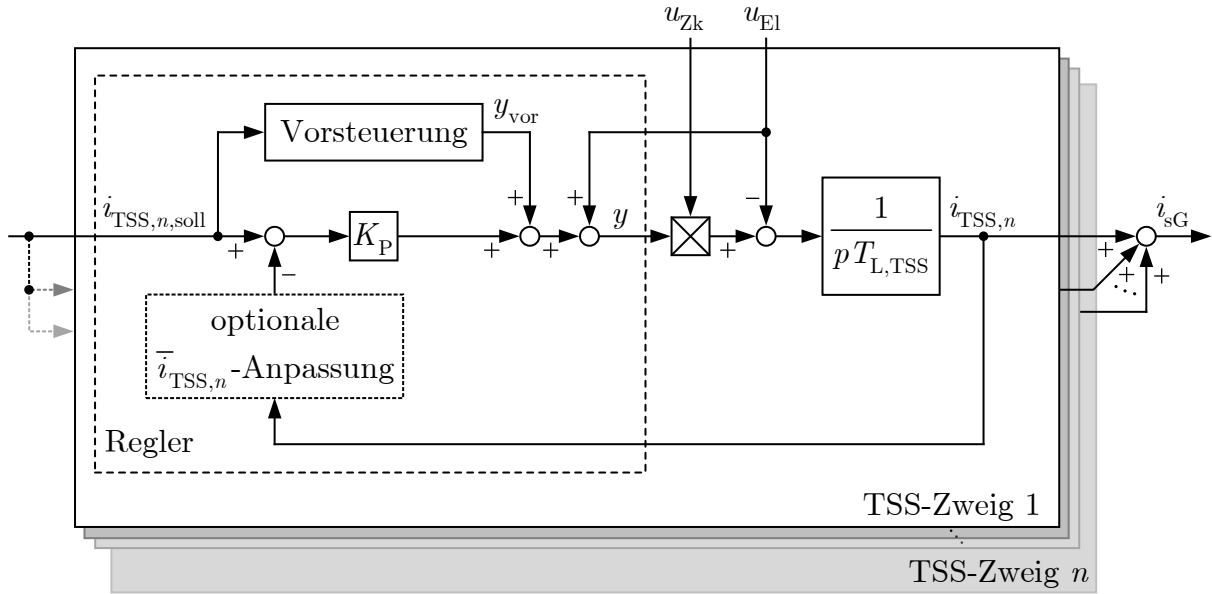


Abbildung 4.4: Tiefsetzsteller-Regelsystem bei mehrstufigem Parallelpfad

der Strom-Spannungsbeziehung über der Drossel in der idealisierten Regelstrecke (Gleichung (4.21)) ergibt sich der Zusammenhang für die Anpassung des Strommittelwerts gemäß Gleichung (4.23). Dabei fällt über der Drossel während des Stromanstiegs die Spannung $u_{Zk} - u_{El}$ und im Freilauf die Ausgangsspannung u_{El} ab. Hierbei wird zugrunde gelegt, dass in der Implementierung des Reglers die Hälfte der Stromamplitude $\hat{i}_{TSS,n}$, durch Abtastung am Extrempunkt des Referenzsignals während des Stromanstiegs, erfasst wird.

$$U_{L,TSS} = L_{TSS} \cdot \frac{di_{TSS,n}}{dt} \underset{\text{Regelstrecke}}{\text{integrierende}} L_{TSS} \cdot \frac{\Delta i_{TSS,n}}{\Delta t} \quad (4.21)$$

$$\bar{i}_{TSS,n} = \frac{0,5 \cdot \hat{i}_{TSS,n} \cdot t_s + 0,5 \cdot \hat{i}_{TSS,n} \cdot t_f}{T_{PWM}} \quad (4.22)$$

$$\bar{i}_{TSS,n} = \hat{i}_{TSS,n}^2 \cdot \frac{0,5 \cdot T_{L,TSS}}{T_{PWM}} \left(\frac{1}{u_{El}} + \frac{1}{u_{Zk} - u_{El}} \right) \quad (4.23)$$

Analog kann durch Auflösen nach der Stromanstiegszeit t_s und Normierung mit der Periodendauer T_{PWM} die einzustellende Stellgröße $y_{vor,1}$ für einen geforderten mittleren Ausgangsstrom $i_{TSS,n}$ gemäß Gleichung (4.24) ermittelt werden, welche im lückenden Fall die Funktion zur Vorsteuerung beschreibt.

$$y_{\text{vor}}|_{\text{lückend}} = \frac{t_s}{T_{\text{PWM}}} = \sqrt{i_{\text{TSS},n}} \cdot \sqrt{\frac{2T_{\text{L,TSS}}}{T_{\text{PWM}}} \cdot \frac{u_{\text{Zk}} u_{\text{El}}}{u_{\text{Zk}}^2 - u_{\text{Zk}} \cdot u_{\text{El}}}} \quad (4.24)$$

Mit Hilfe von Gleichung (4.21) kann ebenfalls die zu erwartenden Stromschwankungsbreite oberhalb der Lückgrenze zu Gleichung (4.25) ermittelt werden, indem mit $T_{\text{PWM}} = t_s + t_f$ zugrunde gelegt wird, dass stationär nach einer Puls-Periode wieder der gleiche Strom-Momentanwert erreicht wird. Mit Gleichung (4.25) kann aus dem Sollwert die Auswahl des Vorsteuer-Algorithmus und ggfs. die Anwendung von Gleichung (4.23) zur notwendigen Anpassung des erfassten Zweigstromes auf den korrekten Mittelwert ausgewählt werden.

$$\Delta \hat{i}_{\text{TSS},n} = \frac{T_{\text{PWM}}}{T_{\text{L,TSS}}} \cdot \left(\frac{u_{\text{El}}}{u_{\text{Zk}}} - \frac{u_{\text{El}}^2}{u_{\text{Zk}}^2} \right) \quad (4.25)$$

Sollen in bestimmten Betriebspunkten auch negative Ströme zugelassen werden, können die entsprechenden zur Vorsteuerung und Mittelwertbildung benötigten Gleichungen analog ermittelt werden. Voraussetzung dafür ist, dass der TSS zweiquadrantenfähig aufgebaut ist.

Da die Regelung bereits durch das PWM-Verfahren diskretisiert wird, muss sichergestellt werden, dass das gewünschte Führungsverhalten erreicht wird. Aufgrund des weitgehend konstanten Verhältnisses von Zwischenkreis- zu Ausgangsspannung kann unabhängig von der Umsetzung des Reglers eine Realisierung ohne Rechenzeit zugrunde gelegt werden. In der Implementierung kann das beispielsweise durch eine Stellbereichsbegrenzung berücksichtigt werden. Dadurch ergibt sich ein Zeitintervall für Abtastung und Berechnung der neuen Stellgröße in dem sichergestellt ist, dass keine Schaltvorgängen auftreten. Dieses Verfahren ist bezüglich des dynamischen Verhaltens zu bevorzugen, da die Stellgröße in Bezug auf Sollwert und Regelgröße weniger verzögert ist als bei konventionellen Verfahren mit Ausgabe der Stellgröße in der jeweils folgenden (Teil-)Periode.²⁰

Dem Regler kann in einer quasi-kontinuierliche Reglerauslegung mit $K = T_{\text{L,TSS}}/T$ ein Übertragungsverhalten gemäß Tiefpass erster Ordnung zugrunde gelegt werden. Eine Analyse der Diskretisierung durch die PWM erfolgt durch das Betrachten der resultierenden Übertragungsfunktion in der z -Ebene gemäß Gleichung (4.26). Der Integrierer

²⁰vgl. „synchronisierte Stellgrößenausgabe“ in [61, Abschn. 4.8].

der Regelstrecke wird dabei durch Euler-Vorwärts-Diskretisierung durch $1/pT_{L,TSS} \rightarrow T_A/T_{L,TSS} \cdot 1/(z-1)$ abgebildet.

$$F_{TSS} = \frac{i_{TSS,n}}{i_{TSS,n,soll}} = K \cdot \frac{T_A}{T_{L,TSS}} \cdot \frac{1}{K \cdot \frac{T_A}{T_{L,TSS}} - 1 + z} = \frac{1}{1 - \frac{T}{T_A} + z \frac{T}{T_A}} \quad (4.26)$$

Für den stationären Fall ergibt sich hierbei keine Regelabweichung, sofern das System stabil ist. Die Betrachtung der Polstelle ergibt ein stabiles Verhalten ohne Überschwingen für $T \leq T_A$, wobei für $T = T_A$ sog. „Dead-Beat“-Verhalten auftritt, bei dem am Ende einer Abtastperiode der stationäre Zustand erreicht wird. Basis der Betrachtung ist eine Abtastung mit $T_A = T_{PWM}$, durch die das für die obigen Berechnungen notwendige Abtasten bei der Hälfte der Stromschwankungsbreite während des Stromanstiegs erfolgen kann.

Das vorgestellte Regelverfahren bildet nur eine Realisierungsmöglichkeit zum Erzielen des geforderten dynamischen Führungsverhaltens. Alternativ kommen beispielsweise „Current-Mode“-Regelung, Zustandsregler oder Mehrpunktregelverfahren in Frage, sofern die zeitversetzte Ansteuerung der TSS-Zweige gewährleistet werden kann. Zur Verminderung von Regelabweichungen durch Parameterabweichungen kann u.a. eine Erweiterung mit RC-Verfahren eingesetzt werden, da die einzustellenden Ströme periodische Verläufe aufweisen.

4.1.5.2 Mehrstufig mit Durchflusswandler

Alternativ zum TSS bietet sich für die Realisierung eines mehrstufigen Parallel-Pfades ein potentialtrennender DC-DC-Wandler an. Dieser ermöglicht eine größere Spannungsübersetzung bei kleinerer Spitzenstrombeanspruchung der aktiven Ventile im Vergleich zur TSS-Variante, sowie eine Einbindung des Parallelpfades ohne eigene Sekundärwicklungsgruppe am Trenntransformator.

Als DC-DC-Wandler der benötigten Leistungsklasse ist der Einsatz eines GDFW mit einem Mittelfrequenztransformator²¹ aufgrund der hohen erreichbaren Halbleiter- und Transformatorausnutzung²² zweckmäßig. Die Ansteuerung der primärseitigen Brückenschaltung des GDFW erfolgt gemäß dem Stand der Technik im „Phase-Shift“-PWM-Verfahren, bei dem beide Halbbrücken die Schaltbefehle aus jeweils einer PWM-Einheit erhalten, die mit

²¹vgl. Abschnitt 3.1.3.

²²nahezu durchgehende Energieübertragung möglich; Blindleistung nur durch Streu- und Hauptinduktivität.

halber PWM-Aussteuerung betrieben werden. Als Stellgröße dient hierbei die Phasenverschiebung zwischen den PWM-Einheiten. Bei diesem Verfahren wird eine Schaltentlastung aller Einschaltvorgänge erreicht, indem die Ausgangskapazitäten der Transistoren von der Streuinduktivität des GDFW-Transformators jeweils umgeladen werden.²³

Aktuell verfügbare digitale PWM-Einheiten, Ansteuerkomponenten und Leistungstransistoren ermöglichen einen Aufbau ohne spezielle Maßnahmen zum Vermeiden eines Aufmagnetisierens des Transformator-Kerns, da diese ausreichend kleine Toleranzen aufweisen. Ein durch geringe Asymmetrien der Pulslängen entstehender DC-Offset im Magnetisierungsstrom wird typischerweise durch Wicklungs- und Kernverluste begrenzt.

Im konventionellen GDFW folgt dem ausgangsseitigen Gleichrichter eine Glättungsdrossel, welche magnetisch auf die maximale Stromamplitude ausgelegt sein muss. Da eine solche Glättungsdrossel als relevantes Glied mit Zeitverhalten die Regelstrecke des GDFW darstellt, ergibt sich das Regelsystem analog zur TSS-Variante.

Für die Elektrolyse-Anwendung ist ein Verzicht auf die ausgangsseitige Glättungsdrossel im GDFW denkbar, wodurch sich der Aufbau nach Abbildung 4.5 ergibt. Wird der für den Elektrolyseur notwendige Spannungsstellbereich von ca. 25 % seiner Nennspannung²⁴ auf den primärseitigen Zwischenkreis übertragen,²⁵ ist ein Betrieb des GDFW bei Vollaussteuerung über den gesamten Betriebsbereich möglich.

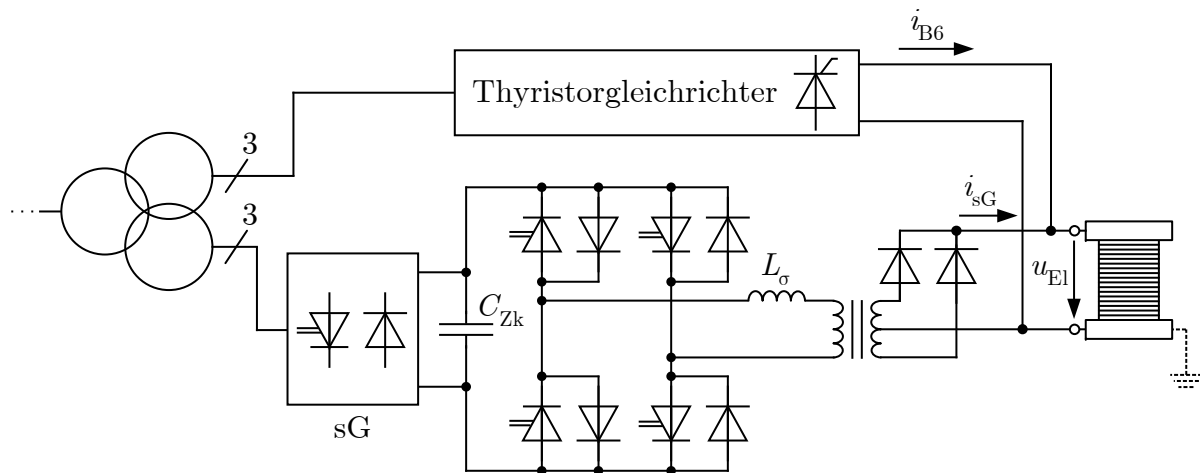


Abbildung 4.5: Schematischer Aufbau des Parallelpfades mit Gegentakt-Durchflusswandler ohne Glättungsdrossel

²³vgl. [98], [99]; im Teillastbereich ggfs. nur Teilumladung der Ausgangskapazitäten, falls Energieinhalt in Transformator-Streuinduktivität zu gering.

²⁴vgl. Abschnitt 2.2.4.

²⁵Variation der Zwischenkreisspannung betriebspunktabhängig um ca. 25 % von dessen Nennspannung.

In dieser Betriebsart ergibt sich eine, im Vergleich zur oben beschriebenen konventionellen Realisierung des GDFW, starre Kopplung von Zwischenkreisspannung U_{Zk} und Ausgangsspannung U_{El} über Streuinduktivitäten und Wicklungswiderstände des Transformators. Die Stromschwankungsbreite ist im Vergleich zum konventionellen Aufbau des GDFW ebenfalls größer, wodurch auch die Belastung der Ventile teilweise erhöht ist. Die Spannungsabfälle an den Streuinduktivitäten müssen im Übersetzungsverhältnis jedoch berücksichtigt werden, da in der primärseitigen Streuinduktivität bei jedem Umschaltvorgang der Strom abgebaut werden muss. Näherungsweise kann hierbei ein dreieckförmiger Stromverlauf angenommen werden. Eine Beschreibung des Stromanstiegs erfolgt über die Spannung an der Streuinduktivität, welche der Differenz aus Zwischenkreisspannung und übersetzter Ausgangsspannung gemäß $U_{L\sigma} = U_{Zk} - U_{El} \cdot n_{Tr}$ entspricht. Während des Stromabfalls wirkt die Zwischenkreisspannung mit umgekehrtem Vorzeichen, entsprechend erfolgt der Stromabfall mit $U_{L\sigma} = -U_{Zk} - U_{El} \cdot n_{Tr}$ sehr schnell.²⁶ Daraus folgend kann eine vereinfachte Abschätzung zur notwendigen Reserve in der Spannungsübersetzung des Transformators erfolgen, bei der der Stromanstieg näherungsweise über die halbe Schaltperiode $T_{PWM}/2$ andauert und am Ende des linearen Anstiegs das Doppelte des mittleren Ausgangsstroms $2I_{sG}$ erreicht wird. Damit können die Randbedingungen für das Übersetzungsverhältnis gemäß den Gleichungen (4.27) - (4.29) formuliert werden.

$$U_{L\sigma} = L_{\sigma} \cdot \frac{\Delta i_{L\sigma}}{\Delta t} \approx L_{\sigma} \cdot \frac{2I_{sG}}{n_{Tr}} \cdot \frac{2}{T_{PWM}} \quad (4.27)$$

$$\Rightarrow \max(U_{Zk}) - \max(U_{L\sigma}|_{\max(I_{sG})}) = n_{Tr} \cdot \max(U_{El}) \quad (4.28)$$

$$\Rightarrow \min(U_{Zk}) = n_{Tr} \cdot \min(U_{El}) \quad (4.29)$$

Dabei ist die minimale Zwischenkreisspannung durch den sG auf die Amplitude der eingangsseitigen Leiterspannung des Parallelpfades begrenzt und die maximal mögliche Zwischenkreisspannung durch die Spannungsbelastbarkeit der einzusetzenden Bauelemente in sG und GDFW limitiert. Die Wahl des Übersetzungsverhältnisses sollte durch weitergehende Untersuchungen mit Berücksichtigung der Zeit des Stromabfalls, der Totzeiten in den Halbbrücken des GDFW und der Spannungsabfälle an den Ventilen, z.B. numerisch mit Hilfe einer Simulation, präzisiert werden.

Eine Skalierung dieses Ansatzes kann neben der Vergrößerung der Nennleistung des GDFW über mehrere, zeitlich versetzt angesteuerte GDFW-Module oder einen dreiphasigen Mit-

²⁶Die Untersuchungen in den Kapiteln 5 - 6 haben eine Abfallzeit im Bereich von 2,5% der Periodendauer T_{PWM} ergeben, wobei mit den dort eingesetzten Spannungs- und Impedanzverhältnissen von übertragbaren Resultaten ausgegangen werden kann.

telfrequenztransformator realisiert werden. Die letztgenannten Varianten ermöglichen eine Reduktion der aus der taktenden Arbeitsweise resultierenden Stromschwankungsbreite des Ausgangsstroms.

Regelungstechnisch lässt sich der aus sG und dem vereinfachten GDFW zusammengesetzte Parallelpfad mit einer einzigen Regelschleife führen: Die starre Kopplung von Zwischenkreis- und Ausgangsspannung ohne relevante Zeitkonstante²⁷ benötigt nur einen, wie in Abschnitt 4.1.3.2 beschriebenen Eingangsstromregler für den sG. Wird zusätzlich die Zwischenkreiskapazität C_{Zk} klein gewählt, führt die vom Parallelpfad aufgenommene schwankende Momentanleistung zu einer Spannungsänderung im Zwischenkreis. Über die Serienimpedanz zur in nur geringem Maß schwankenden Ausgangsspannung führt dies zum gewünschten zeitlichen Verlauf der vom Parallelpfad zu übertragenden Leistung.²⁸

4.2 Serien-Parallel-Topologie

Bei Elektrolyseanlagen kleinerer Leistung, deren Anschluss noch am Niederspannungsnetz erfolgen kann, ist ein Gleichrichtersystem anzustreben, bei dem auf einen zusätzlichen Trenntransformator verzichtet werden kann. Da das Einhalten der Potentialverhältnisse am Elektrolyseur gewährleistet sein muss, wird eine Topologie benötigt, deren Ausgangspotential eine konstante Spannung gegenüber dem Erdpotential aufweist.²⁹

Ein Ansatz, dieser Problemstellung zu begegnen und die formulierten Anforderungen zu erfüllen, besteht im Einsatz einer B6C, deren Eingangsspannung durch eine von „Unified Power Flow Controllern“ (UPFC) [17], bzw. „Flexible AC Transmission“ (FACT)-Systemen [16] abgeleitete Topologie vorverzerrt wird. Dabei werden durch einen parallelen Pfad die Netzströme zur gewünschten Sinus-Form „korrigiert“ und die Komponenten für die seriell angeordnete Spannungsverzerrung gespeist, wodurch sich die Topologie in Abbildung 4.6 ergibt.³⁰

²⁷Die durch die Streuinduktivität des GDFW-Transformators gebildete Zeitkonstante ist ggü. der Periodendauer der Modulation des GDFW klein.

²⁸Da eine entsprechende Spannungsdifferenz über die Serienimpedanz benötigt wird, ergibt sich keine vollständige Kompensation der Ausgangswelligkeit, eine weitreichende Kompensation ist v.a. im Teillastbereich dennoch erreichbar.

²⁹Wobei zu beachten ist, dass der Sternpunkt des Niederspannungsnetzes geerdet ist.

³⁰vgl. Vorstellung dieses Ansatzes in [100].

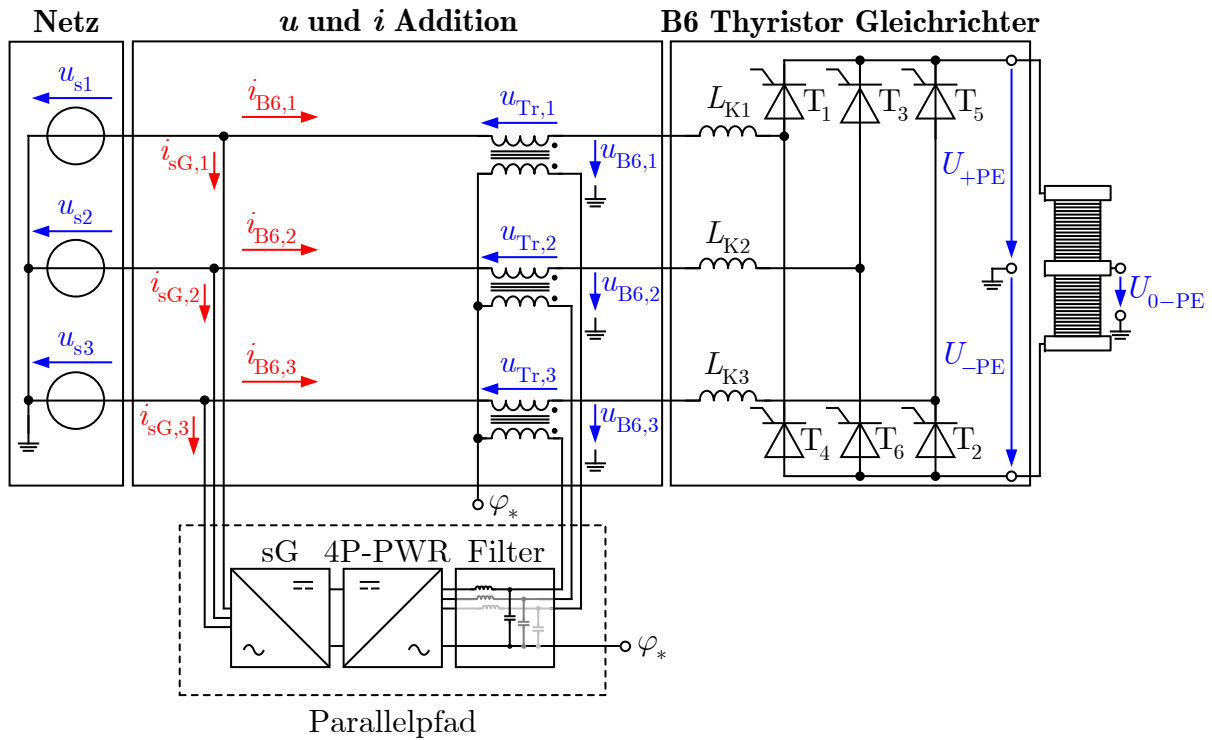


Abbildung 4.6: Schematischer Aufbau der Serien-Parallel-Gleichrichtertopologie

4.2.1 Gleichrichtung und Spannungsvorverzerrung

Der Haupt-Leistungspfad der Serien-Parallel-Topologie wird vom Netz über die seriellen Transformatoren zur Spannungsaufschaltung und die B6C gebildet.

Um die Netzspannung so anzupassen, dass am Ausgang der B6C eine bereits geglättete Ausgangsspannung bereitgestellt werden kann, erfolgt über die seriellen Transformatoren die in Abbildung 4.7 skizzierte Spannungsaddition.

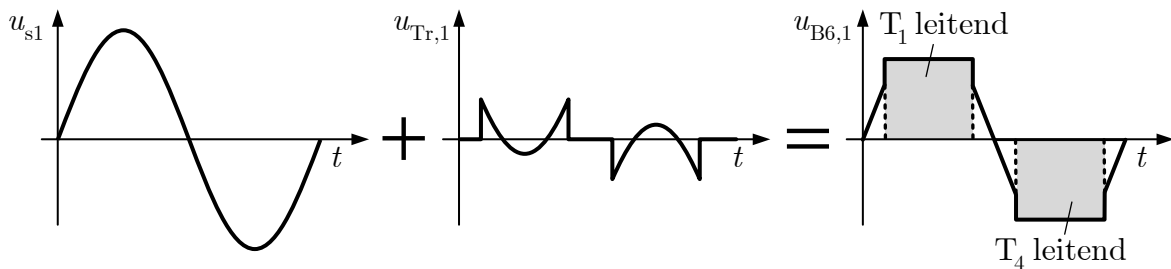


Abbildung 4.7: Prinzip der Spannungsaddition, skizziert für die erste Netzphase

4.2.1.1 Berechnung der notwendigen Spannungsaufschaltung

Das Ziel der Spannungsaddition ist das Erreichen einer in den Leitintervallen der Thyristoren der B6C abschnittsweise konstanten Spannung. Unter Vernachlässigung der Kommutierung ($L_{K,k} = 0$) ergibt sich für die Aufschaltung damit die Inverse der Netzspannung zuzüglich eines frei wählbaren Gleichanteils $U_{EI}/2$. Um kleinstmögliche Spitzenwerte für die Spannungsaufschaltung zu erreichen, wird das Leitintervall für die Thyristoren jeweils ab deren NZZP³¹ zugrunde gelegt, wodurch sich jeweils ein symmetrischer Ausschnitt aus den Halbschwingungen der Netzspannung ergibt. Mit der Beschreibung der Sternspannung einer Netzphase nach Gleichung (4.30) kann die notwendige Spannungsaufschaltung $u_{Tr1,a}$ mit der abschnittsweise definierten Funktion für eine Netzperiode mit Gleichung (4.31) beschrieben werden. Hierbei definiert der erste Abschnitt die Aufschaltung während T_1 leitet und der zweite Abschnitt die Aufschaltung für das Leitintervall von T_4 . Da außerhalb der Leitintervalle keine Aufschaltung notwendig ist, können die anderen Zeitbereiche mit der dritten Abschnittsdefinition auf Null gesetzt werden. Die mit Gleichung (4.31) beschriebene Aufschaltung setzt sich periodisch fort. Für die Thyristor-Halbbrücken an den Phasen zwei (T_3, T_6) und drei (T_5, T_2) ergeben sich die aufzuschaltenden Spannungen analog mit 120° , bzw. 240° Phasenverschiebung.

$$u_{s1} = U_s \cdot \sqrt{2} \sin(2\pi f_{\text{Netz}} t) \quad (4.30)$$

$$u_{Tr1,a} = \begin{cases} \frac{U_{EI}}{2} - u_{s1}, & \text{für } \frac{1}{12 \cdot f_{\text{Netz}}} < t < \frac{5}{12 \cdot f_{\text{Netz}}}; \\ -\frac{U_{EI}}{2} - u_{s1}, & \text{für } \frac{7}{12 \cdot f_{\text{Netz}}} < t < \frac{11}{12 \cdot f_{\text{Netz}}}; \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.31)$$

Über die Masche vom Sternpunkt des Netzes über Netzspannungsquelle, Aufschaltung, B6C zur Erde ist ersichtlich, dass der frei wählbare Gleichanteil $U_{EI}/2$ der Hälfte der gewünschten Ausgangsspannung U_{EI} entspricht und damit die Stellgröße darstellt.

Die Berücksichtigung der Kommutierungsinduktivitäten $L_{K,k}$ erfordert eine Ergänzung der Spannungsaufschaltung, um die geforderten ausgangsseitigen, gegenüber Erde konstanten Potentialverhältnisse zu erhalten. Da sich die Kommutierungsvorgänge zyklisch und symmetrisch bei allen Umschaltvorgängen in der B6C wiederholen, genügt die Analyse eines Kommutierungsvorgangs. Dazu soll zunächst die Kommutierung von T_1 auf T_3 ab dem Zünden von T_3 betrachtet werden. Hierbei ist T_2 leitend und vom Ausgangsstrom i_{EI} durchflossen. Es ergibt sich für diesen Vorgang das reduzierte ESB nach Abbildung 4.8a. Randbedingung ist, dass sowohl der Ausgangsstrom i_{EI} als auch das Potential gegenüber

³¹ $\alpha = 0$

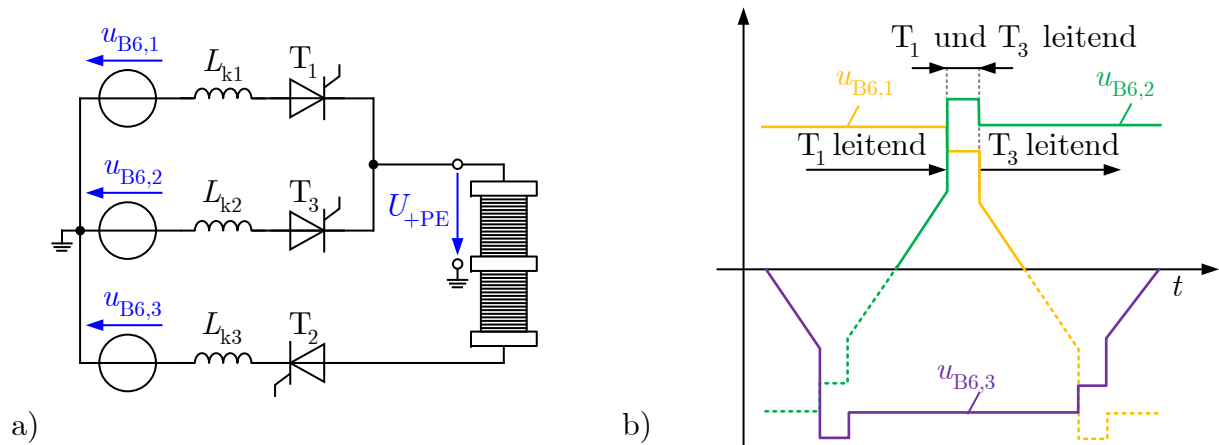


Abbildung 4.8: a) während der Kommutierung im B6C wirksame Schaltungselemente und b) notwendige Spannungsverläufe zum Erreichen der geforderten Ausgangspotentiale

Erde U_{+PE} konstant bleiben. Unter diesen Voraussetzungen kann in der Masche mit den an der Kommutierung beteiligten Thyristoren T_1 und T_3 mit Hilfe der Eingangsspannungen $u_{B6,1}$ und $u_{B6,3}$ das Verhalten an den Kommutierungsinduktivitäten, wie in Abbildung 4.8b skizziert, eingestellt werden: Es muss $u_{B6,3}$ vor dem stromaufnehmenden Thyristor T_3 in gleichem Maße angehoben werden, wie $u_{B6,1}$ am stromabgebenden Thyristor T_1 gegenüber der einzustellenden Gleichspannung $U_{El}/2$ abgesenkt wird. Damit bleibt U_{+PE} durch den induktiven Spannungsteiler der Kommutierungsinduktivitäten konstant. Mit dem Anheben, bzw. Absenken der Spannung um eine Kommutierungsspannung u_K kann somit die Kommutierung gesteuert werden. Der zeitliche Verlauf der Kommutierungsspannung ist dabei frei wählbar, solange die Aufschaltung symmetrisch um die halbe Ausgangsspannung $U_{El}/2$ erfolgt und nach Abbau des Stroms in der stromabgebenden Kommutierungsinduktivität endet. Diese Bedingung ist in Gleichung (4.32) formuliert und hat mit einer konstanten Spannungsaufschaltung die einfachste Lösung in Gleichung (4.33).

$$\int_0^{T_K} u_K(t) dt = L_K \cdot I_{El} \quad (4.32)$$

$$\Rightarrow U_K = L_K \cdot \frac{I_{El}}{T_K} \quad (4.33)$$

Die gesamte Spannungsaufschaltung aus Gleichung (4.31) erweitert sich durch die um die Kommutierungsdauer T_K verlängerte Aufschaltung zuzüglich der Kommutierungsspannungen. Die daraus resultierende Beschreibung in Gleichung (4.34) für die erste Phase

berücksichtigt dabei die Aufschaltungen zur Stromaufnahme von T_1 und T_4 , sowie für deren jeweilige Stromabgabe. Für die im folgenden Abschnitt beschriebene Realisierung der Spannungsaufschaltung ist zudem mit u_{Tr0} ein Freiheitsgrad für die Spannungsaufschaltung außerhalb der Leitintervalle der Thyristoren gegeben.

$$u_{Tr1,b} = \begin{cases} \frac{U_{El}}{2} - u_{s1}, & \text{für } \frac{1}{12 \cdot f_{Netz}} < t < \frac{5}{12 \cdot f_{Netz}} + T_K; \\ -\frac{U_{El}}{2} - u_{s1}, & \text{für } \frac{7}{12 \cdot f_{Netz}} < t < \frac{11}{12 \cdot f_{Netz}} + T_K; \\ u_{Tr0}, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.34)$$

$$+ \begin{cases} U_K, & \text{für } \frac{1}{12 \cdot f_{Netz}} < t < \frac{1}{12 \cdot f_{Netz}} + T_K; \\ -U_K, & \text{für } \frac{5}{12 \cdot f_{Netz}} < t < \frac{5}{12 \cdot f_{Netz}} + T_K; \\ -U_K, & \text{für } \frac{7}{12 \cdot f_{Netz}} < t < \frac{7}{12 \cdot f_{Netz}} + T_K; \\ U_K, & \text{für } \frac{11}{12 \cdot f_{Netz}} < t < \frac{11}{12 \cdot f_{Netz}} + T_K; \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases}$$

4.2.1.2 Erzeugung der Spannungsaufschaltung

Die durch Gleichung (4.34) beschriebene Spannungsform muss unter Berücksichtigung der jeweiligen Phasenverschiebung für alle Phasen bereitgestellt werden. Wird hierzu ein leistungselektronisches Stellglied eingesetzt, ist ein Filter notwendig, der einen stetigen Spannungsverlauf mit möglichst geringer, durch das taktende Verhalten der Leistungselektronik hervorgerufener Spannungsschwankungsbreite ermöglicht. Für die Wahl eines geeigneten Stellgliedes ist zudem zu beachten, dass durch den für die Kommutierung notwendigen Anteil in der Aufschaltung ein in diesen Zeitbereichen asymmetrisches Spannungssystem entsteht, bei dem $\sum u_{Tr,k}(t) = 0$ nicht gegeben ist ($k \in (1, 2, 3)$).

Als Möglichkeit zur Erzeugung der Spannungsaufschaltung soll hier der Einsatz eines aus vier Halbbrücken aufgebauten vierphasigen Pulswechselrichters (4P-PWR) betrachtet werden, wie sie im Bereich von aktiven Filtern bei asymmetrischer Belastung eingesetzt werden.³² Hierbei werden zur Bereitstellung von stetigen Spannungen drei im Stern verschaltete LC-Filter jeweils über die Drosseln mit dem Wechselrichter verbunden, wobei zusätzlich der Sternpunkt der Filter mit der vierten Phase verbunden wird. Abbildung 4.9 zeigt den beschriebenen Aufbau des in Abbildung 4.6 skizzierten Parallelpfades im Detail. Diese Kombination ermöglicht durch Festlegung des Sternpunktes, die Ausgangsspannungen unabhängig voneinander einzustellen. Dazu wird der 4P-PWRs mittels PWM mit gleichem Referenzsignal für alle Halbbrücken angesteuert, wobei die Stellgröße der mit

³²vgl. Varianten aktiver Filter in [90].

dem Sternpunkt des Filters verbundenen Halbbrücke auf halbe relative Einschaltdauer von oberem, bzw. unterem Ventil eingestellt wird. Nun können die drei Ausgangsspannungen unabhängig voneinander bis zur halben Zwischenkreisspannung über die entsprechenden Stellgrößen eingestellt werden. Vorteil des 4P-PWR in dieser Anwendung gegenüber der Verbindung des Sternpunktes mit einem Zwischenkreispotential oder einem kapazitiven Mittelpunkt des Zwischenkreises ist eine geringe Stromschwankungsbreite auch bei gleichzeitig geringer Schaltfrequenz und kleinen Induktivitäten in den Filtern, aufgrund der durch die vierte Halbbrücke sichergestellten Freilaufzuständen.

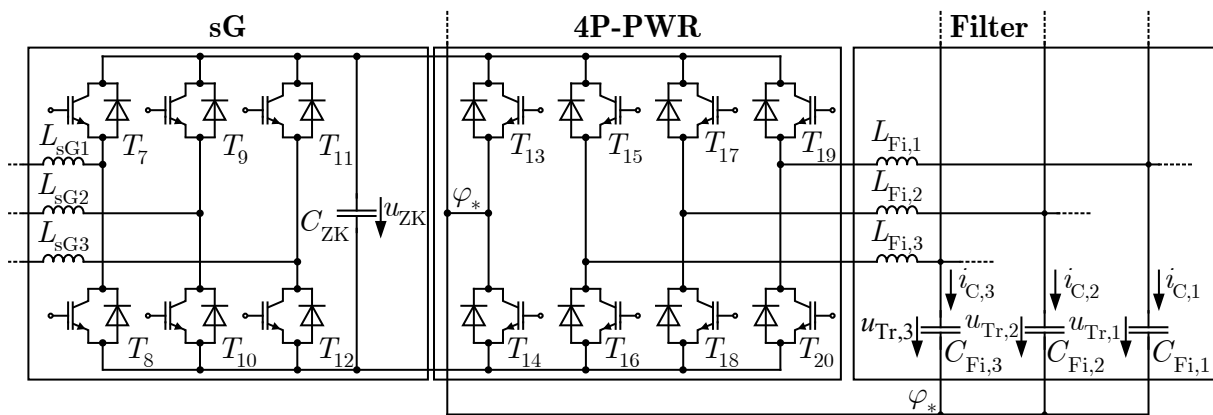


Abbildung 4.9: Detailansicht des Parallelpfades der Serien-Parallel-Topologie

Um die Generierung der aufzuschaltenden Spannungen von den durch das Netz vorgegebenen Potentialen zu entkoppeln, werden die bereits in Abbildung 4.6 eingezeichneten seriellen Transformatoren benötigt. Die Größe dieser Transformatoren bemisst sich über die notwendige Bauleistung, die einerseits vom benötigten Spannungsstellbereich der Aufschaltung und andererseits vom Nennstrom des Elektrolyseurs abhängt. Entsprechend kann die Bauleistung mit Gleichung (4.35) anhand der jeweiligen Effektivwerte von aufzuschaltender Spannung U_{Tr} und Nennphasenstrom I_{B6} abgeschätzt werden.

$$P_{Tr} = \max(U_{Tr}) \cdot \max(I_{B6}) \quad (4.35)$$

Ersichtlich ist hierbei, dass die Baugröße des Transformators maßgeblich durch den notwendigen Spannungsstellbereich beeinflusst werden kann. Eine möglichst kleine Aufschaltung wird erreicht, wenn die Mitte des Spannungsstellbereichs dem Gleichrichtwert der Spannung einer idealen B6U entspricht.³³

³³vgl. Gleichung (3.3), an diesem Arbeitspunkt muss die Aufschaltung nur die Spannungswelligkeit von u_{di} kompensieren.

Eine Zusammenfassung der Transformatoren in einen Dreiphasen-Transformator ist grundsätzlich möglich. Dabei sind folgende Änderungen und Einschränkungen zu beachten:

- Das aufzuschaltende Spannungssystem sollte kleinstmögliche Asymmetrien aufweisen. Entsprechend kann in Intervallen, während denen keine Aufschaltung notwendig ist, die Symmetriebedingung $\sum u_{Tr,k}(t) = 0$ durch setzen von $u_{Tr0} = -u_{Tr2,b} - u_{Tr3,b}$ in Gleichung (4.34) definiert werden.
- Es muss ein Pfad zur Flussführung gegeben sein, der den sich während der Kommutierungsvorgänge ($\sum u_{Tr,k}(t) \neq 0$) aufbauenden, asymmetrischen, magnetischen Fluss an den Wicklungsgruppen vorbei führen kann.

Denkbar ist der Einsatz eines fünf-Schenkel-Transformators³⁴, wobei die zusätzlichen Außenschenkel nur auf die resultierenden asymmetrischen Anteile der Spannungsaufschaltung ausgelegt werden müssen.

4.2.1.3 Regelung der Spannungsaufschaltung

Zur Gewährleistung eines stabilen Betriebs muss die Spannungsaufschaltung durch eine geeignete Regelung geführt werden. Zur dynamisch hochwertigen Einstellung der Regelgröße mit definiertem Verhalten bietet sich der Einsatz einer Regelung nach Prinzip der Rückführung eines vollständigen Satzes von Zustandsvariablen („Zustandsregler“)³⁵ an [79, Kap. 4]. Um die Regelabweichung in der jeweiligen Kondensatorspannung $u_{C,Fi,k}$ durch den über den Transformator auf den Anschlussknoten am LC-Filter übertragenen Phasenstrom $i'_{B6,k}$ gering zu halten, wird statt des Drosselstroms $i_{L,Fi,k}$ der Kondensatorstrom $i_{C,Fi,k}$ erfasst und zurückgeführt.³⁶ Eine hohe Dynamik des Regelsystems bei guter Ausnutzung der Stellgröße wird durch Wahl der Zeitkonstante der Regelstrecke in der Größenordnung der PWM-Periodendauer des 4P-PWR ermöglicht. Dabei wird eine zeitdiskrete Reglerauslegung notwendig, um die Dynamik auszunutzen und ein definiertes Führungsverhalten zu erreichen. Weiterhin werden zwei Abtastungen je PWM-Periode durchgeführt ($T_A = T_{PWM}/2$) und die Rechenzeit durch Ausgabe der Stellgröße zum jeweils nächsten Abtastzeitpunkt und Rückführung dieser Größe als dritte Zustandsvariable berücksichtigt. Mit der Zeitkonstante der Regelstrecke $T_{LC} = \sqrt{L_{Fi} \cdot C_{Fi}}$ und der Abkürzung $\tau_A = T_{LC}/T_A$ ergibt sich, basierend auf der z-Transformation der kontinuierlichen Regelstrecke je Phase ein Regelsystem nach Abbildung 4.10.³⁷

³⁴physikalisch ausreichend ist ein vierter Schenkel als magnetischer Bypass zu den Wicklungsgruppen; ein fünf-Schenkel-Transformator ermöglicht einen geometrisch symmetrischen Aufbau.

³⁵Eine solches Regelsystem ist mathematisch überführbar in ein Zustandsraum-basiertes Regelsystem.

³⁶vgl. Störgrößenbehandlung bei integrierenden Teilregelstrecken [61, Absch. 1.1.2].

³⁷vgl. [61, Kap. 4].

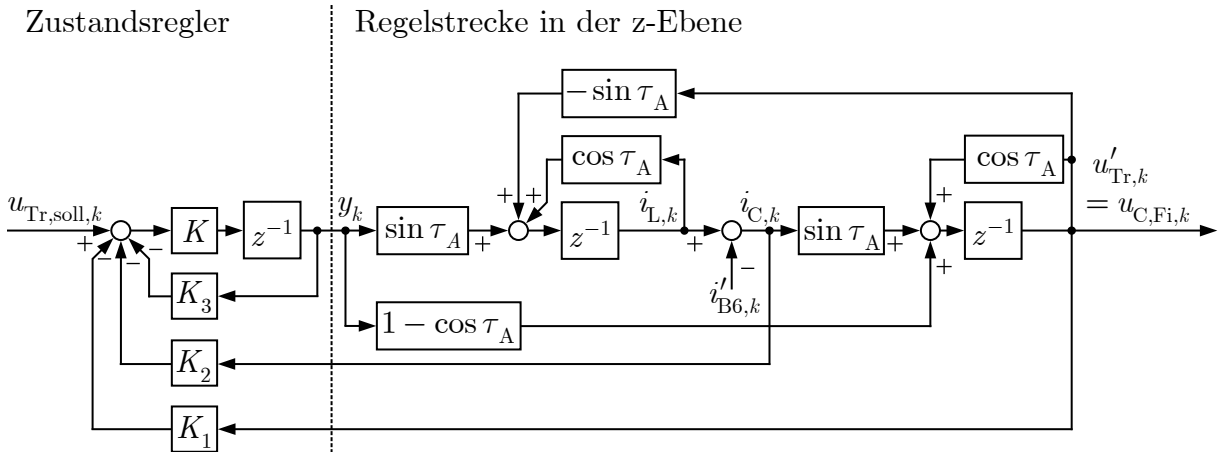


Abbildung 4.10: Regelsystem zur Einstellung der Spannungsaufschaltung

In Anlehnung an die Zustandsraumdarstellung wird das Regelsystem mit Hilfe einer zentralen Zustandsgröße x_c in kanonischer Form durch Gleichung (4.36) beschrieben. Die in dieser Übertragungsfunktion vorkommenden Einstellparameter K_{c1} bis K_{c3} und K werden durch Koeffizientenvergleich mit der generischen Übertragungsfunktion nach Gleichung (4.37) bestimmt. Dabei entsprechen die Polstellen z_1 bis z_3 der z -Transformation der Polstellen eines entsprechenden zeitkontinuierlichen, kritisch gedämpften Referenzsystems dritter Ordnung mit dem Zeitmaßstab T_{SP} .

$$\begin{aligned}
 F_{SP}(z) &= \frac{u'_{Tr,k}}{x_c} \cdot \frac{x_c}{u_{Tr,soll,k}} \\
 &= \frac{0,5 + 0,5z}{K_{c1} + z \cdot \left(K_{c2} + \frac{0,5}{K(1-\cos(\tau_A))} \right) + z^2 \cdot \left(K_{c3} - \frac{\cos(\tau_A)}{K(1-\cos(\tau_A))} \right) + z^3 \frac{0,5}{K(1-\cos(\tau_A))}}
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

$$F_{SP,soll}(z) = \frac{1}{\frac{z-z_1}{1-z_1} \cdot \frac{z-z_2}{1-z_2} \cdot \frac{z-z_3}{1-z_3}} \cdot (0,5 + 0,5z) \tag{4.37}$$

Die Einstellparameter K_1 bis K_3 des Regelsystem in Abbildung 4.10, welches auf den messbaren Zustandsgrößen basiert, können über die Entsprechung zu K_{c1} bis K_{c3} der im Regler wirkenden Größen gemäß Gleichung (4.38) und Gleichung (4.39) ermittelt werden.³⁸

³⁸Dieses Verfahren zur Reglerauslegung entspricht [61, Absch. 4.6].

$$K_{c1}x_c + K_{c2}x_c z + K_{c3}x_c z^2 = K_1 u_{Tr,k} + K_2 i_{C,k} + K_3 y \quad (4.38)$$

$$\text{mit } \frac{u'_{Tr,k}}{x_c} = 0,5 + 0,5z \quad (4.39)$$

4.2.2 Netzstromkompensation und Speisung der Spannungsaufschaltung

Die Komponente am Eingang des Parallelpfades, die in ihrer Funktion Ähnlichkeit mit FACT-Systemen aufweist, hat die Aufgaben, einerseits die durch die Vorverzerrung und Gleichrichtung nahezu trapezförmigen Phasenströme zur gewünschten Sinusform zu ergänzen und andererseits eine konstante Zwischenkreisspannung für den die Spannungsaufschaltung stellenden 4P-PWR bereitzustellen.

Funktional und bezüglich der Regelung entsprechen diese Aufgaben denen des sG der Parallel-Topologie bei mehrstufigem Aufbau. Entsprechend wird ein Eingangsstromregler benötigt, dessen Führungsgröße ebenfalls mit Gleichung (4.8) beschrieben wird und mit den Strategien aus Abschnitt 4.1.3.2 geführt werden kann. Die Stromamplitude \hat{I}_s in Gleichung (4.8) wird dabei gemäß Abschnitt 3.2.1.8 von einem überlagerten Zwischenkreisspannungsregler für u_{zk} in Abbildung 4.9 vorgegeben.

4.2.3 Aspekte zum Einsatz des Serien-Parallel-Gleichrichters

Mit Abschnitt 4.2.1 wird das grundsätzliche Prinzip zur Spannungsaufschaltung und eine mögliche Regelstrategie beschrieben. In diesem Abschnitt sollen darüber hinausgehende Aspekte angesprochen und Lösungen aufgezeigt werden.

In den grundsätzlichen Betrachtungen ist das Übersetzungsverhältnis der Transformatoren zur Spannungsaufschaltung nicht weiter ausgeführt. Ein möglichst großes Übersetzungsverhältnis ist dabei anzustreben, um die vom 4P-PWR zu stellenden Ströme gering zu halten. Begrenzend ist hierbei die maximal mögliche Zwischenkreisspannung in Verbindung mit dem geforderten Spannungsstellbereich des Serien-Parallel-Gleichrichters.

Um den Stellbereich möglichst klein auslegen zu können, ergibt sich einerseits die Forderung, die Mitte des Stellbereichs der Ausgangsspannung auf den Gleichrichtwert der Netzspannung festzulegen.³⁹ Andererseits kann durch Verzicht auf eine Kaltstartfähigkeit der Serien-Parallel-Topologie der Stellbereich eingeschränkt werden, so dass der Bereich

³⁹vgl. Abschnitt 4.2.1.2.

von Mindestspannung U_0 bis Nennspannung des Elektrolyseurs ausreichend ist. Das Vorladen der Doppelschichtkapazität müsste dann von einer kleinen gesonderten Versorgung bereitgestellt werden, die in der Leistungsfähigkeit im wesentlichen den parasitären Strom über die Elektrolytkanäle bereitstellen können muss.

Die ebenfalls nicht gesondert betrachteten Streuinduktivitäten der Transformatoren wirken als serielle Elemente wie Kommutierungsinduktivitäten. In Verbindung mit der Möglichkeit zur Einstellung der Kommutierung durch die Spannungsaufschaltung kann auf zusätzliche Kommutierungsinduktivitäten verzichtet werden.

Die Regelung für die Erzeugung der Spannungsaufschaltung weist zwar durch die Rückführung des Kondensatorstroms der Filterkondensatoren keine bleibende Regelabweichung auf, jedoch treten während der Kommutierungsvorgänge dynamische Störgrößeneingriffe durch die übertragenen Phasenströme $i_{B6,k}$ auf. Da in den Filterdrosseln hierbei nahezu die gleichen Stromänderungen notwendig sind wie in den Kommutierungsdrosseln, kann die dazu notwendige Spannung vorgesteuert werden, in dem in Gleichung (4.33) die Summe aus Kommutierungs- und übertragener Filterdrossel-Induktivität berücksichtigt wird.

Um die Einschwingzeit bei schnellen und großen Änderungen der Führungsgrößen zu reduzieren, ist eine Vorsteuerung zweckmäßig, bei der im einfachsten Fall die Führungsgrößenänderung um so viele Abtastintervalle früher gesetzt wird, dass der Einschwingzeit der Regler entgegen gewirkt wird.

In weiteren Schritten bietet sich die Ausnutzung der Periodizität der auftretenden Größen an. So kann die zur Aufschaltung benötigte Netzspannung um eine Netzperiode abzüglich Abtastschritte im Regelsystem verzögert werden,⁴⁰ so dass die Kondensatorspannung des Filters exakt um eine Netzperiode verzögert der Netzspannung folgt. Die Erweiterung dieses Ansatzes stellt der Einsatz von parallelen (P)RC-Strukturen dar, mit dem auch nicht berücksichtigte Spannungsabfälle ausgeregelt werden können.

Dynamische Regelabweichungen und Parameterschwankungen führen auch zu unvollständiger Kompensation und damit zu einer Spannungsschwankung zwischen Ausgangspotential und dem Erdpotential. Zwar kann diese Schwankung gering gehalten werden, jedoch würde eine Erdung am Mittelpunkt des Elektrolyseurs zu hohen Ableitströmen führen. Als Lösung bietet sich an, die geerdete Peripherie über isolierende Rohrleitungen anzubinden, so dass nur das Elektrolyt im vergleichweisen dünnen Rohrquerschnitt zu Ableitströmen beiträgt.

⁴⁰Abtastverzögerung der Netzspannungserfassung zzgl. Einschwingzeit des Reglers.

5 Systemvergleich

Zur Beurteilung des Potentials verschiedener Gleichrichtertopologien ist es zielführend, einen Vergleich über verschiedene Kennzahlen durchzuführen, z.B. zur Bewertung von Netzurückwirkungen, Prozessbeeinflussung, sowie Topologie und betriebsspezifischer Eigenschaften. Um den aufwendigen und unflexiblen Aufbau verschiedener Gleichrichtertopologien großer Leistung zu vermeiden, bietet sich eine simulationsbasierte Untersuchung an. Der Funktionsnachweis, insbesondere bezüglich der „neuen“ Gleichrichtertopologien aus Kapitel 4 wird in einem separaten Schritt mit kleinerer Leistung im Labormaßstab durchgeführt; die resultierenden Ergebnisse sind in Kapitel 6 aufgezeigt.

Um eine Vergleichbarkeit zu erreichen ist eine möglichst realitätsnahe Modellierung notwendig. Hierbei werden Nennwerte gewählt, die im Bereich realer Anlagen eingeordnet werden können. Die Modellierung wird basierend auf Datenblattwerten einzelner Komponenten durchgeführt, wodurch die Methodik bereits im Entwurfsprozess einsetzbar wird. Um darüber hinaus die Vergleichbarkeit zu vereinfachen, wird für die konventionellen Gleichrichter aus Kapitel 3, sowie für die parallelen Gleichrichteranordnungen aus Abschnitt 4.1 eine Modellplattform eingesetzt, in der Teilgleichrichter für deren jeweilige Bemessungsspannungen und -ströme nur einmalig implementiert sind. Dies dient der Sicherstellung gleicher Parameter und Ergänzungen in allen Topologievarianten. Ausnahme bildet der in Abschnitt 4.2 eingeführte Serien-Parallel-Gleichrichter, der sich strukturell und bezüglich Bemessungsgrößen so weit unterscheidet, dass eine sinnvolle Integration in die Modellplattform nicht möglich ist.

Die Modellierung erfolgt in dem Schaltungssimulationswerkzeug PLECS¹. Das Simulationsprinzip basiert auf Abbildung des zu simulierenden Systems durch Zustandsraum-Matrizen, welche von der Software aus dem vom Benutzer eingegebenen Schalt- bzw. Signallaufplan abgeleitet werden [101, Kap. 1]. Die Zustandsraum-Matrizen werden für jede Schaltkombination der im Modell enthaltenen Halbleiterbauelemente erstellt und bei jedem Schaltvorgang die aktuellen Werte eines Matrizen-Satzes als Anfangswerte auf den dann gültigen Matrizensatz übertragen. Schaltvorgänge werden entsprechend durch ideale Schalter abstrahiert, wobei Schaltverlustenergien hinterlegt werden können. Zwischen

¹PLECS® von Plexim GmbH.

Schaltvorgängen werden die Lösungen der Zustandsraum-Matrizen durch numerische Verfahren mit variabler (Zeit-) Schrittweite berechnet. Damit ist eine vergleichsweise effiziente Simulation möglich,² sofern Zeitkonstanten energiespeichernder Elemente im Modell ähnliche Größenordnungen aufweisen. Insgesamt ermöglicht das Simulationswerkzeug Modelle mit elektrischen, magnetischen, thermischen und signalverarbeitenden Komponenten, wodurch Systeme einschließlich Regelungen abgebildet werden können.

Umgesetzt wird zunächst eine funktionale Modellierung der zu betrachtenden Gleichrichtervarianten basierend auf deren Schaltungen. Die initiale Parametrierung berücksichtigt, wie in den jeweiligen Abschnitten zu den Gleichrichtertopologien ausgeführt, die erforderlichen Strom- und Spannungsverhältnisse, einschließlich energiespeichernder Elemente³ und serieller Spannungsabfälle⁴. In Kombination mit der Implementierung der jeweils zugehörigen Regelverfahren können damit bereits Analyse und Vergleich von Ein- und Ausgangsgrößen der Gleichrichtertopologien über geeignete Metriken durchgeführt werden.

Mit der Berücksichtigung von erweiterten Verlustmechanismen⁵ im nächsten Schritt können unter den geschaffenen vergleichbaren Voraussetzungen Verluste ermittelt werden und die jeweiligen Wirkungsgrade betrachtet werden. Diese sind bei Elektrolysegleichrichtern insofern ein wichtiges Vergleichskriterium, als dass ein höherer Wirkungsgrad im Gleichrichter durch die hohen Betriebsdauern mit niedrigeren Gestehungskosten für Wasserstoff korreliert. Für die Wirkungsgradermittlung werden Co-Simulationen eingesetzt, in der die erweiterten Verlustmechanismen keine Auswirkung auf das funktionale Modell haben.

In einem weiteren Schritt kann der jeweilige Aufwand zum Aufbau einer Topologie herangezogen werden, z.B. über die benötigte Halbleiterfläche oder Volumen benötigter passiver Bauelemente. Aus dieser Gegenüberstellung ist es möglich, Aussagen über Investitionsaufwand -und kosten abzuleiten.

Die im Anschluss an die Methodik zur Modellierung vorgestellten Ergebnisse sind mit einem 80 kW-Elektrolysesystemmodell erstellt worden. Diese Modellgröße orientiert sich an den Referenzdaten, die aus Messungen an einem 80 kW-Elektrolyseur vorliegen.⁶

²Im Vergleich z.B. zu SPICE-Simulationsmodellen, die zeitliche Verläufe der Schaltvorgänge berechnen.

³z.B. Streu- bzw. Kommutierungsinduktivitäten, Zwischenkreiskondensatoren.

⁴z.B. (effektive) Wicklungswiderstände, Schleusenspannungen.

⁵z.B. Schaltenergien, vollständige Durchlasskennlinien, frequenzabhängige Widerstände.

⁶vgl. Abschnitt 2.2.4.

5.1 Modellierung

Die im ersten Schritt erfolgende funktionale Modellierung stützt sich auf die beschriebenen Grundlagen für die verschiedenen Gleichrichtertopologien aus Kapitel 3 und Kapitel 4. Die über die Simulationsplattform abzubildenden Varianten sind im Struktur-Schaltbild in Abbildung 5.1 zusammengefasst. Als Schnittstellen zur Verbindung der Gleichrichtervarianten werden dabei eingangsseitig der Anschluss am Netzmodell, ausgangseitig die Verbindung zum Modell des Elektrolyseurs und innerhalb die magnetische Kopplung über die Wicklungsgruppen des dem Gleichrichtersystem zugeordneten Trenntransformators verwendet. Der Serien-Parallel-Gleichrichter nach Abschnitt 4.2 ist aufgrund seiner weitgehend abweichenden Struktur in einer separaten Simulation modelliert, folgt in der Ausgestaltung jedoch den folgenden Erläuterungen zur Simulationsplattform für konventionelle und parallele Hybrid-Gleichrichter.

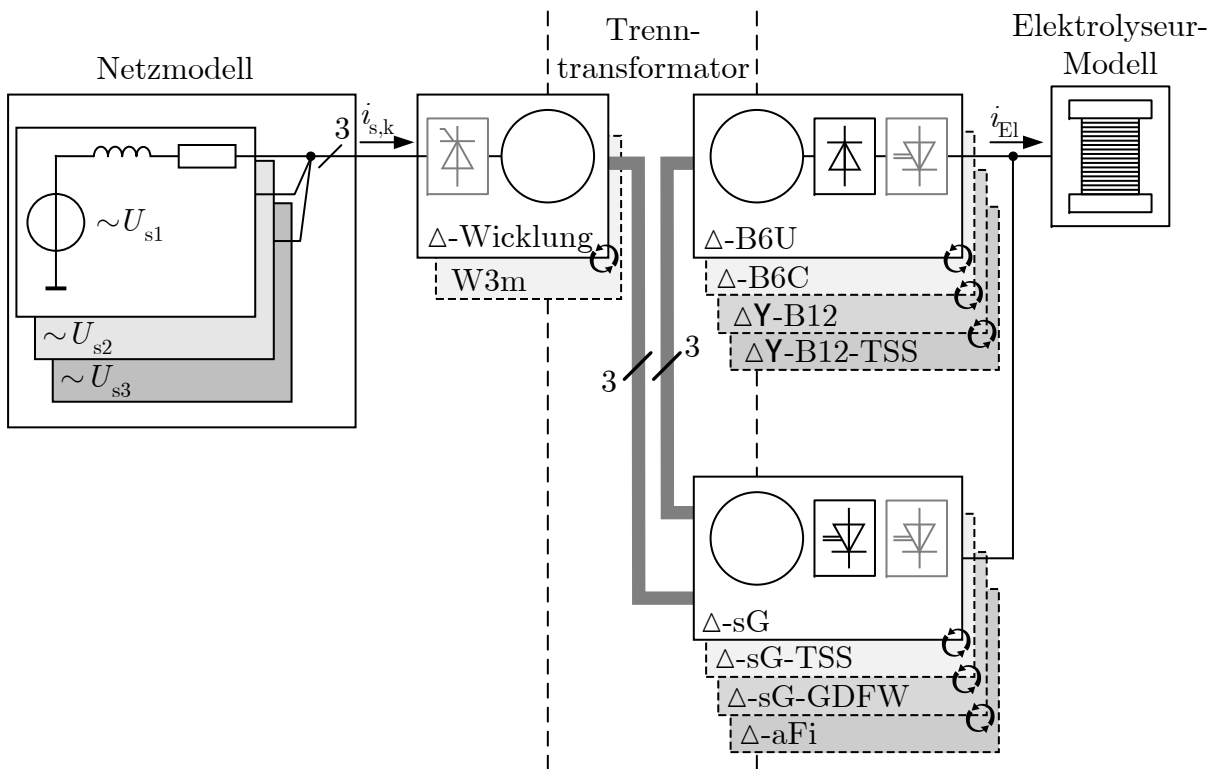


Abbildung 5.1: Blockschaltbild der Simulationsplattform

Nachfolgend werden die Modellierungen für einzelnen Komponenten der Gleichrichter vorgestellt. Neben den für die funktionale Modellierung wichtigen Größen wird auch jeweils die Modellierung der Verlustmechanismen aufgezeigt.

5.1.1 Netzmodell

Das das Elektrolysesystem speisende Netz wird vereinfacht als symmetrisches, dreiphasiges Netz mit serieller Impedanz angenommen. Die Spannungsquellen werden gemäß der zu wählenden Eingangsspannungsebene des Gleichrichtersystems gewählt. Die Serienimpedanz wird aus der Kurzschlussimpedanz des zum Anschluss betrachteten Netzknotens ermittelt. Als Datenbasis für einen Netzknoten können alternativ die Kurzschlussreaktanz und die Wicklungsverluste des zur Speisung dieses Netzknotens angenommenen Transformators verwendet werden, wobei hier auf Herstellerdaten⁷ zurückgegriffen werden kann.

5.1.2 Modell des Elektrolyseurs

Um die Elektrolysegleichrichter unter realitätsnahen Bedingungen simulieren zu können, wird basierend auf Abschnitt 2.2 die Nachbildung des elektrischen Verhaltens von Elektrolyseuren als Lastmodell verwendet. Basierend auf den in Abschnitt 2.2.4 vorgestellten Messdaten ist ein Referenzmodell für einen 80 kW-Elektrolyseur erstellt worden, welches sich an den aus der Messung ermittelten Parametern in Tabelle 2.1 orientiert. Dabei ist eine Zellspannung von $U_{\text{El,Zelle}} \approx 2,11 \text{ V}$ für den Nennbetriebspunkt zugrunde gelegt worden, wie sie typischerweise maximal bei einem alkalischen Elektrolyseur am Ende von dessen Betriebszeit auftreten kann. Obwohl die Messdatenauswertung eine stromdichteabhängige, nichtlineare Kennlinie ähnlich der stationären Kennlinie des Elektrolyseprozesses nahelegen,⁸ wird aufgrund der kleinen Datenbasis eine lineare Kennlinie angenommen. Sofern die Tendenz aus den Messdaten korrekt ist, wird die Spannung am Elektrolyseur bei Verwendung einer linearen Kennlinie bei geringen Stromdichten um $<10\%$ zu groß angenommen und bei Teillast um einige Prozent unterschätzt. Da Betriebsbedingungen und Alterung das Klemmenverhalten des Elektrolyseurs beeinflussen, wird die lineare Kennlinie als Elektrolysemodell für den Vergleich verschiedener Gleichrichter als ausreichend erachtet.

5.1.3 Trenntransformator

Dem Trenntransformator ist als zentralem Element, durch den die gesamte Leistung übertragen werden muss, in der Modellierung eine hohe Bedeutung zuzumessen. Um diesen auch als Schnittstelle zwischen den Teilgleichrichtern realisieren und die Verlustmechanismen im Kern abbilden zu können, wird eine geteilte Modellierung gewählt: Einzelne

⁷z.B. aus SGB-SMIT Transformator-Produktübersicht in [102] und [103].

⁸vgl. Abschnitt 2.2.4 und Abbildung 2.3.

Wicklungen basieren auf dem elektrischen Ersatzschaltbild; für den Gesamtaufbau ist die Modellierung an den geometrischen und physikalischen Eigenschaften orientiert. Abbildung 5.2 skizziert diese Modellierung ausschnittsweise um eine Wicklung:

- Der effektive Wicklungswiderstand und die Streuinduktivität der Wicklung sind durch elektrische Ersatzelemente modelliert;
- eine ideale Wicklung bildet die Schnittstelle zum magnetischen Kreis.
- Der magnetische Kreis im Hauptmodell ist als linearer Kern modelliert, wobei Querschnittsfläche und Permeabilität spezifiziert werden.
- Durch Modellierung eines kleinen parasitären Luftspalts in geblechten, bzw aus mehreren Teilen zusammengesetzten Kernen wird eine Symmetrierung des Flusses um Null im Betrieb erreicht.
- Die Kernverluste werden in einer Co-Simulation durch Auskopplung der Flussänderung ohne Rückwirkung auf das Hauptmodell simuliert.
- Wicklungsverluste werden durch einen Widerstand $R_{Cu,RMS}$ in der Schaltung seriell zur idealen Wicklung repräsentiert.
- Frequenzabhängige Zusatzverluste in der Wicklung werden in einer Co-Simulation abhängig vom Strom in der Wicklung berechnet.⁹

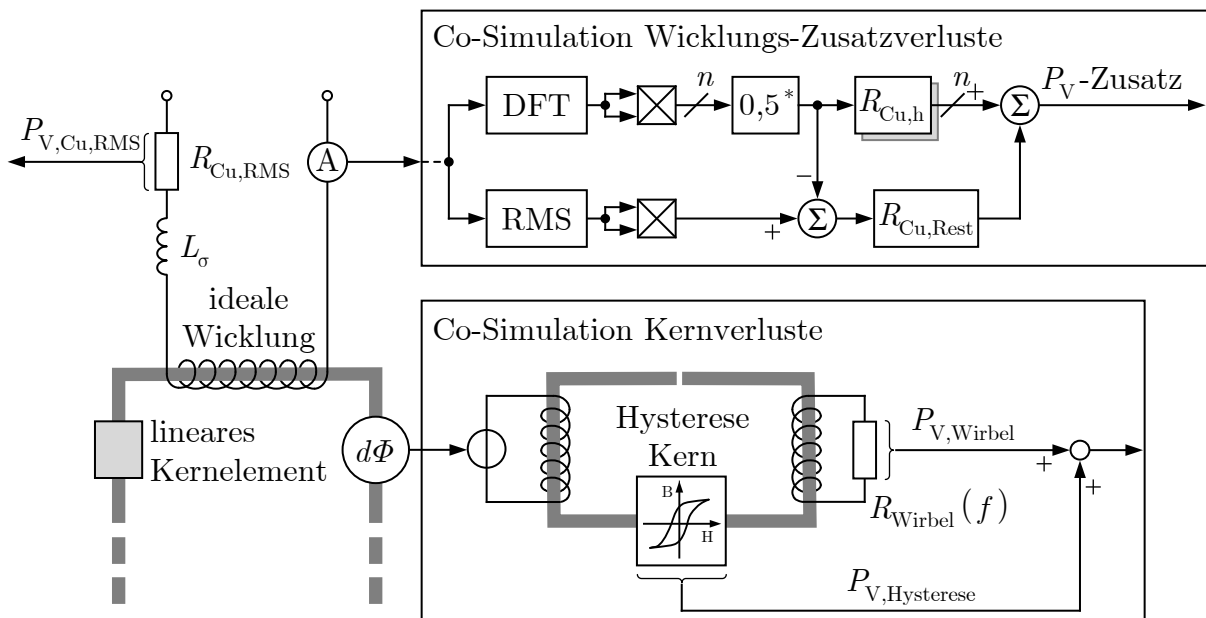


Abbildung 5.2: Modellierung des Transformators am Beispiel einer Wicklung

^{9*} Die zur Frequenzerlegung verwendete diskrete Fourier-Transformation (DFT) gibt Amplitudenwerte aus, die nach Quadratur durch den im Bild eingezeichneten Faktor 0,5 auf die Effektivwert-basierte Berechnung korrigiert werden.

5.1.3.1 Basisparameter des Transformators

Die zur funktionalen Simulation wichtigen Basisparameter des Transformators können bereits anhand von Datenblattwerten ermittelt werden. Mit Hilfe der spezifizierten Nenn-Wicklungsverluste $P_{V,Cu}$ ¹⁰ ergibt sich mit Gleichung (5.1) der auf die Primärseite bezogene, gesamte effektive Wicklungswiderstand¹¹.

$$R_{Cu,RMS} = \frac{3 \cdot U_s^2}{P_{V,Cu}} \quad (5.1)$$

$$X_k = \frac{u_k \cdot U_s}{I_N} = \frac{u_k \cdot 3 \cdot U_s^2}{S_N} \rightarrow L_\sigma = \sqrt{X_k^2 - R_{Cu}^2} \quad (5.2)$$

Unter Annahme, dass sich alle Wicklungsgruppen jeweils vollständig überdecken,¹³ kann die ermittelte gesamte Streuinduktivität auf alle Wicklungen aufgeteilt werden und entsprechend den Übersetzungsverhältnissen umgerechnet werden.

Mit diesen Daten können die notwendigen Übersetzungsverhältnisse gemäß den Auslegungskriterien der Gleichrichter¹⁴ festgelegt werden. Mit einer zunächst idealisierten Abbildung des magnetischen Kreises ist der Transformator für die funktionale Simulation parametrisiert.

5.1.3.2 Magnetischer Kreis und Kernverluste

Zur Berücksichtigung der Kernverluste müssen zunächst die Flussverhältnisse im Kern korrekt nachgebildet werden. Hierzu ist die mittlere Querschnittsfläche des Transformator-kerns zu hinterlegen. Die notwendige Windungszahl der Primärwicklung wird zunächst so gewählt, dass die bei Netztransformatoren übliche hohe maximale Flussdichte im Bereich der Sättigungsflussdichte im Kern erreicht wird. Nach Modellierung der Hysterese- und Wirbelstromverluste kann eine Präzisierung der Primärwindungszahl durch Abgleich mit den Nenn-Kernverlusten aus dem Transformator-Datenblatt erreicht werden.

¹⁰vgl. z.B. Datenblätter [102, S.21] und [104, S.16].

¹¹Nenn-Wicklungsverluste sind bei Nennstrom und Nennfrequenz ermittelt; damit ist bereits neben dem Gleichstrom-Widerstand die durch die Netzfrequenz verursachte Erhöhung enthalten.

¹²vgl. z.B. Datenblatt [102, S.21].

¹³Bei abweichender Überdeckung der Wicklungen können für einzelne Teilwicklungen größere Streuinduktivitäten auftreten, falls die relative Kurzschlussspannung für einen Kurzschluss aller Sekundärwicklungen ermittelt worden ist.

¹⁴vgl. Abschnitt 3.1.1, bzw. Thyristor-Zweig in Abschnitt 4.1.1.1 und sG-Zweig in Abschnitt 4.1.1.2.

Für die Ermittlung der Kernverluste wird, wie in Abbildung 5.2 skizziert, die Flussänderung in einem Schenkel des Transformator-kerns für eine Co-Simulation in einen unabhängigen magnetischen Kreis ausgekoppelt¹⁵. Dieser unabhängige magnetische Kreis enthält ein Hysterese-behaftetes Kernelement, welches neben dem Kernquerschnitt über Koerzitivfeldstärke, Remanenzflussdichte, Sättigungsfeldstärke, Sättigungsflussdichte und Restpermeabilität parametrisiert wird.¹⁶ Das Simulationswerkzeug PLECS berechnet aus jedem Teil- und vollständigen Hystereseumlauf, der mittels Preisach-Modell numerisch nachgebildet wird, eine Verlustenergie, die gemittelt als Verlustleistung ausgegeben wird. Die in den Transformatorblechen auftretenden Wirbelstromverluste werden in Anlehnung an das zugrunde liegende physikalische Prinzip durch eine Wicklung mit einer Windung, an die ein Widerstand angeschlossen ist, nachgebildet.¹⁷ Für die Berechnung dieses Wirbelstrom-Ersatzwiderstandes $R_{\text{Wirbel,Fe}}$ ist die senkrecht zum magnetischen Fluss stehende Fläche maßgeblich. Dabei wird durch Blechung jedes Blech von einem n_{Blech} -tel des gesamten, mit der Wicklung ausgekoppelten Flusses durchsetzt, wobei das durch den n_{Blech} -fachen Wert für den Ersatzwiderstand berücksichtigt wird. Der Widerstand eines Bleches wird unter der Annahme von im Vergleich zur Breite $l_{\text{br,Blech}}$ sehr dünner Bleche ermittelt. Damit ergibt sich der Widerstandswert aus einem Wirbelstrompfad, welcher sich über die obere Hälfte $l_{\text{dk,Blech}}/2$ der Stirnseite eines Bleches entlang von $l_{\text{br,Blech}}$ und zurück über die untere Hälfte schließt. Mit der Eisenlänge l_{Fe} des betrachteten Pfades und dem spezifischen Widerstand des Elektroblechs ρ_{Fe} ergibt sich dann der Wirbelstrom-Ersatzwiderstand $R_{\text{Wirbel,Fe}}$ zu Gleichung (5.3).

$$R_{\text{Wirbel,Fe}} = \frac{2 \cdot \rho_{\text{Fe}} \cdot l_{\text{br,Blech}}}{l_{\text{dk,Blech}}/2 \cdot l_{\text{Fe}}} \cdot n_{\text{Blech}} \quad (5.3)$$

Bei steigender Frequenz findet in den Blechen eine Stromverdrängung der Wirbelströme statt. Dieser „Skin“-Effekt erhöht den wirksamen Widerstand in den Blechen mit steigender Frequenz. Nähert man den Skin-Effekt durch eine äquivalente Leitschichtdicke $\delta_{\text{Skin,Fe}}$ an, so beschreibt diese unterhalb der halben Blechdicke $l_{\text{dk,Blech}}/2$ eine Reduzierung der Leiterfläche, die im Nenner von Gleichung (5.3) in den Wirbelstromwiderstand eingeht. Mit Hilfe der in Gleichung (5.4) gezeigten Proportionalitäten kann die Widerstandsänderung als Beeinflussung der Wirbelstromverluste $P_{\text{V,Wirbel}}$ über die Eindringtiefe beschrieben werden.

¹⁵z.B. durch die Erfassung der Flussänderung, welche über eine gesteuerte Spannungsquelle an einer Wicklung im separaten magnetischen Kreis in diesen übertragen wird.

¹⁶Ermittlung z.B. aus Hersteller-Datensätzen (z.B. [105], [106]) oder Kernmaterial-B-H-Kurve (z.B. [107]); für Transformatoren sollte kornorientiertes Elektroblech zugrunde gelegt werden.

¹⁷vgl. Modellierung in [108].

$$\delta_{\text{Skin,Fe}} \propto \frac{1}{R_{\text{Wirbel,Fe}}} \propto \underbrace{P_{\text{V,Wirbel}}}_{=R_{\text{Wirbel,Fe}}^{-1} \cdot U_{\text{induziert}}^2} \quad (5.4)$$

Die Berücksichtigung der Wirkung der frequenzabhängigen Leitschichtdicke zur Simulationslaufzeit erfolgt zunächst über einen konstanten Wirbelstromwiderstand $R_{\text{Wirbel,Fe}}$. In dessen Verlustleistungsberechnung geht der Strom durch $R_{\text{Wirbel,Fe}}$ direkt ein und die Spannung über $R_{\text{Wirbel,Fe}}$ wird durch eine Tiefpassanordnung gedämpft, um die Zusammenhänge aus Gl. (5.3) und Gl. (5.4) nachzubilden. Die Ausgestaltung der Tiefpassstruktur erfolgt dabei in der Art, dass das geforderte Verhalten über größer eine Dekade bezogen auf eine Rundleiternäherung für die Eindringtiefe exakt erfolgt; oberhalb wird durch einen konstanten Übertragungsbeiwert sichergestellt, dass hohe Frequenzanteile berücksichtigt werden.

Sind zur Parametrierung der Co-Simulation nicht alle Materialdaten vorhanden, kann aus den meist angegeben spezifischen Verlusten¹⁸ ein Abgleich des Modells erfolgen. Liegen die spezifischen Verluste für verschiedene Dicken des Elektroblechs ($l_{\text{dk,Blech},1}$, $l_{\text{dk,Blech},2}$) vor, können die spezifischen Wirbelstromverluste gemäß Gleichung (5.5) von den spezifischen Hystereseverlusten abgetrennt werden.¹⁹ Gleichung (5.5) basiert auf der Beschreibung der Wirbelstromverluste, wobei nur der Anteil der Wirbelstromverluste an den spezifischen Verlusten und die Blechdicke variieren, entsprechend können die weiteren Größen als Konstante zusammengefasst werden.

$$P_{\text{V,Wirbel}} = l_{\text{dk,Blech}}^2 \cdot \text{Const} \rightarrow P_{\text{V,Wirbel},1} = \frac{P_{\text{V},1} - P_{\text{V},2}}{l_{\text{dk,Blech},1}^2 - l_{\text{dk,Blech},2}^2} \cdot l_{\text{dk,Blech},1}^2 \quad (5.5)$$

Durch Ausnutzung der Symmetrie können bei Einbindung des Kernmodells in einen Schenkel und Skalierung auf den gesamten Transformator mit guter Näherung die Kernverluste des gesamten Transformators mit reduziertem Rechenaufwand ermittelt werden.

5.1.3.3 Zusatzverluste in den Wicklungen

Der aus den Transformator-Nennverlusten berechnete Wicklungswiderstand $R_{\text{Cu,RMS}}$ entspricht dem effektiven, bei 50 Hz wirksamen Widerstand. Enthält der Strom höhere Frequenzanteile, führen diese durch stärker wirkenden Skin- sowie Proximity-Effekt zu für

¹⁸z.B. aus [109], [110].

¹⁹In den abgetrennten Hystereseverlusten sind Zusatz- bzw. Exzessverluste enthalten, die jedoch nicht gesondert betrachtet werden sollen.

diese Frequenzen erhöhtem effektiven Widerstand und damit zu Zusatzverlusten. Eine analytische Betrachtung, ebenso wie eine Finite Elemente (FE)-Simulation basierend auf den physikalischen Effekten ist aufgrund der Geometrie, welche in frühen Phasen des Entwurfsprozesses oft nicht vorliegt, sehr aufwendig oder nicht umsetzbar. Eine empirische Abschätzung ist über die DIN EN 600078-16, bzw. VDE 0532-76-16 [111, A.2] gegeben, welche einen Anstieg quadratisch mit Frequenz und Amplitude der Stromharmonischen I_h beschreibt. Die Frequenz ist hierin über die Harmonische einer Grundfrequenz $h = f/f_1$, ($h \in \mathbb{N}^+$) enthalten.

Insbesondere für Frequenzen oberhalb der 10. Harmonischen der zu Grunde gelegten Strom-Grundschwingung führt diese Beschreibung zu einer Überabschätzung und damit zu großen Fehlern, falls in den Strömen schaltfrequente Anteile der sG enthalten sind. In [112] wird eine Erweiterung des Terms aus der Norm [111, Gl. A.14] zu Gleichung (5.6)²⁰ vorgeschlagen, um die Nachbildung zu verbessern: [112] beschreibt dabei ausgehend von flachen Leitern den Skin-Effekt zunächst analytisch. Die davon abgeleitete spezifische Verlustleistung wird in jeweils mit Frequenz und Amplitude der Stromharmonischen quadratisch wirkenden Anteile, analog zu den in [111] spezifizierten Zusatzverlusten und den Zusatzterm $F(K \cdot l_{dk})$ aufgeteilt. Gleichung (5.7)²¹ rezitiert diesen Zusatzterm, der von Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, spezifischem Widerstand ρ_{Cu} , Permeabilität μ_{Cu} , sowie Leiterdicke l_{dk} abhängt und mit steigender Frequenz kleiner wird. [112] stellt dieses Verfahren für Bandwicklungen vor, jedoch haben Messungen an den für die Demonstratoren in Kapitel 6 eingesetzten Transformatoren gezeigt, dass mit diesem Verfahren auch Rundleiterwicklungen gut angenähert werden können.²²

Die gesamten Wicklungsverluste ergeben sich als Summe über alle aus Harmonischen entstehenden Verlusten zu Gleichung (5.8), wobei eine Formulierung basierend auf Zusatzwiderständen mit Hilfe von $P_{V,Cu,h} = R_{Cu,h} \cdot I_h^2$ erfolgen kann. Gleichung (5.8) stellt durch Hinzunahme eines Terms für einen möglichen Gleichanteil eine verallgemeinerte Darstellung zur Abschätzung der Wicklungsverluste in einer Wicklung einer elektro-magnetischen Komponente dar.

²⁰vgl. [112, Gl.14].

²¹entspricht [112, Gl.12].

²²Hierzu wurden an Transformatoren mit einer Nennleistung zwischen 10...20 kW Kurzschlussmessungen im Bereich 50...1000 Hz durchgeführt und die per Leistungsmessgerät (LMG) ermittelten Verluste analysiert.

$$P_{V,Cu,h} = P_{V,1} \cdot \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 \cdot h^2 \cdot F(K \cdot l_{dk}) \quad (5.6)$$

$$F(K \cdot l_{dk}) = \frac{6}{(K \cdot l_{dk})^3} \frac{\sinh(K \cdot l_{dk}) - \sin(K \cdot l_{dk})}{\cosh(K \cdot l_{dk}) + \cos(K \cdot l_{dk})} \quad \text{mit } K = \sqrt{\frac{\omega \mu_{Cu}}{2\rho_{Cu}}} \quad (5.7)$$

$$P_{V,Cu} = R_{DC} \cdot I_{DC} + \sum_{h=1}^{\infty} \underbrace{R_{Cu,1} \cdot h^2 \cdot F(K \cdot l_{dk})}_{R_{Cu,h}} \cdot I_h^2 \quad (5.8)$$

In [111] sind Beispiele für die Abschätzung des Anteils von Zusatzverlusten bei 50 Hz im Bereich von 2,9...12 % genannt. Messungen mit Transformatoren im 10...20 kVA-Bereich haben eine Widerstandserhöhung für 50 Hz mit $< 1\%$ ergeben, wobei diese Ergebnisse für die Modellplattform zugrunde gelegt worden sind. Die Leiterbreite l_{dk} ist in $F(K \cdot l_{dk})$ hierbei zunächst als Variable angenommen worden, welche beim Abgleich der modellierten Zusatzverluste mit den Messdaten jedoch Werte nahe dem Drahtdurchmesser der Transformatorwicklungen angenommen hat.

Zur Berücksichtigung in der Simulationsplattform wird, wie in Abbildung 5.2 skizziert, der effektive Wicklungswiderstand nach Gleichung (5.1) direkt im Modell hinterlegt und wirkt somit in der Schaltung. Die darüber hinaus zu erwartenden Zusatzverluste werden, analog zu den Kernverlusten, als Co-Simulation berechnet. Dazu wird der Wicklungsstrom erfasst und ausgehend von der zu erwartenden Grundfrequenz mittels DFT in seine harmonischen Bestandteile zerlegt. Diese werden nach Amplituden-Anpassung und Quadratur mit den jeweiligen $R_{Cu,h}$ aus Gleichung (5.8) gewichtet und ergeben in Summe die Zusatzverluste.²³ Da mit den Simulationsdaten in der DFT durch Fenstereffekte die Genauigkeit absinkt, werden nur die ersten maximal 40 Stromharmonischen²⁴ auf diesem Weg berücksichtigt. Höhere Anteile und Zwischenharmonische werden als Restverlust betrachtet. Hierzu wird vom Effektivstrom in der Wicklung der Effektivwert der berücksichtigten Stromharmonischen (einschließlich möglichem Gleichanteil) abgezogen und mit einem für die mittlere Schaltfrequenz ermittelten $R_{Cu,h} = R_{Cu,Rest}$ gewichtet.

Sonstige Verluste über Streuflüsse in Konstruktionsteilen des Transformators, wie z.B. dessen Kessel oder Abdeckungen werden in der Modellierung nicht berücksichtigt.

²³Ist im effektiven Wicklungswiderstand nach Gleichung (5.1) der Widerstand der Grundschwingung bereits berücksichtigt, wird entsprechend jeweils $R_{Cu,h} - R_{Cu,1}$ eingesetzt.

²⁴Aufgrund der variablen Zeitschrittweite des numerischen Simulationswerkzeugs tritt bei 50 Hz-Grundschwingung Frequenzspreizung der Harmonischen aufgrund eines Fenstereffekts auf, der bis ca. 2 kHz jedoch noch gering ist; bei schaltfrequenter Grundschwingung ist dies in der Simulationsplattform bis zur 10. Harmonischen der Fall.

5.1.4 Schalter der netzgeführten Gleichrichter

Die Verluste in den aktiven Bauelementen stellen einen erheblichen Anteil in den Gleichrichterverlusten dar, wobei nur durch Berücksichtigung von für die Anwendung geeigneten Bauteilen belastbare Ergebnisse erreicht werden können. Die Auswahl erfolgt, basierend auf erforderlichem Nennstrom und ermittelter Ein-, bzw. Ausgangsspannung, den Auslegungshinweisen nach [113, Kap. 4].

Die Vorwärtskennlinien der ausgewählten Dioden und Thyristoren werden im Simulationsmodell durch Schleusenspannung und seriellen differentiellen Widerstand angenähert, um deren Wirkung in der Schaltung abzubilden. Zur Verlustberechnung wird die Vorwärtskennlinie im Simulationswerkzeug hinterlegt und ermöglicht damit eine genauere Berechnung der Durchlassverluste, welche von allen Dioden und Thyristoren aufsummiert werden. Betrachtet wird ein Betrieb bei maximal zulässiger Sperrschichttemperatur mit der zugehörigen und meist spezifizierten Vorwärtskennlinie.

Da Netz-Dioden und -Thyristoren auf geringe Durchlassverluste optimiert sind, weisen diese typischerweise eine erhöhte Sperrverzugsladung Q_{rr} auf. Aufgrund der niedrigen Schalt-, bzw. Kommutierungsfrequenz entstehen hier vernachlässigbare Schaltverluste. Um jedoch eine Zerstörung durch Spannungsänderung und -überhöhung zu verhindern, die dem Abriss des beim Ausräumen der Sperrverzugsladung entstehenden Rückstroms folgt, wird eine Träger-Speicher-Effekt (TSE)-Beschaltung in Form eines „Snubber“-RC-Gliedes benötigt. Da die Kapazität C_{TSE} der TSE-Beschaltung mit jeder Spannungsänderung am Thyristor mit umgeladen wird, entstehen im zugehörigen Widerstand erhebliche, zu berücksichtigende Verluste. In Hybrid-Gleichrichtern kann der Effekt noch verstärkt werden, wenn durch Nutzung der Transformator-Streuinduktivität als Eingangsdrossel des sG schaltfrequente Spannungsänderungen in allen Transformatorwicklungen auftreten. Entsprechend sollen die TSE-Netzwerke möglichst minimiert werden. Dazu wird die notwendige Kapazität nach Gleichung (5.9) unter der Annahme berechnet, dass ab dem Rückstromabriss bis zum Abbau des Rückstroms nochmals die halbe Sperrverzugsladung Q_{rr} zum Ventil transportiert wird und dort eine maximale Überspannung U auslösen darf. Der Abbau der Überspannung soll kritisch gedämpft erfolgen, wodurch sich der notwendige Widerstand R_{TSE} zu Gleichung (5.10) ergibt. Die für Gleichung (5.9) benötigten Reverse-Recovery-Ladung kann dem Datenblatt von Dioden und Thyristoren²⁵ basierend auf maximal zu kommutierendem Strom und der dabei wirkenden Stromänderung entnommen werden. Dazu wird aus der Simulation zunächst der maximal zu kommutierende Strom entnommen und die maximale Stromänderung als Quotient von maximaler Leiter-

²⁵z.B. in [114, S.10]

spannung und als Kommutierungsinduktivität wirkender sekundärseitiger Streuinduktivität des Trenntransformators L'_σ berechnet.²⁶

$$C_{\text{TSE}} = \frac{Q_{\text{rr}}}{2 \cdot U} \quad (5.9)$$

$$R_{\text{TSE}} = \sqrt{\frac{L'_\sigma}{C_{\text{TSE}}}} \quad (5.10)$$

5.1.5 Schalter der selbstgeführten Gleichrichter

Die Auswahl von ein- und ausschaltbaren Ventilen wie IGBTs und MOSFETs mit zugehörigen Freilauf- bzw. Bodydioden erfolgt, analog zum vorigen Abschnitt, basierend auf benötigter Sperrspannung, dem notwendigen Effektivstrom und dem periodisch auftretenden Maximalstrom, wobei eine stets ausreichende Kühlung angenommen wird. Schleusenspannung und serieller Widerstand der Ventile sind in der Schaltung hinterlegt, um Spannungsabfälle berücksichtigen zu können.²⁷ Zur eigentlichen Verlustleistungsermittlung wird im Simulationswerkzeug jeweils die exaktere Durchlasskennlinie und ein Schaltverlustenergiekennfeld hinterlegt. Ist nur eine Kennlinie für eine Spannung angegeben, erfolgt eine Ergänzung zum Kennfeld über weitere Sperrspannungen basierend auf [113, Kap. 5]. Bei MOSFETs sind teilweise keine Verlustenergien angegeben, hierbei wird unter Annahme einer linearen Stromänderung über die Ein- bzw. Ausschaltdauer bei jeweiliger Sperr- bzw. Zwischenkreisspannung ein Kennfeld berechnet.²⁸ Das Simulationswerkzeug ermittelt die jeweiligen Durchlassverluste und Schaltenergien abhängig von den simulierten Strömen und Spannungen in, bzw. an den jeweiligen Ventilen und ermöglicht damit auch bei stark verzerrten Strömen genaue Ergebnisse.

5.1.6 Kondensatoren

Die in den sG benötigten Zwischenkreiskondensatoren müssen mit Schaltfrequenz pulsierende Ströme aufnehmen, weshalb hier Kondensatoren benötigt werden, die für vergleichsweise große Effektivströme spezifiziert sind. Die dazu in Frage kommenden Folienkondensatoren werden optimiert für die Anwendung als Zwischenkreiskondensator gefertigt und sind im Datenblatt mit einem „Equivalent Series Resistance“ (ESR) ausgewiesen,²⁹ der

²⁶Entspricht der Abschätzung des zu erwartenden ungünstigsten Falls.

²⁷Bei MOSFETs entsprechend nur ein Widerstand $R_{\text{DS,on}}$.

²⁸Dabei wird zugrunde gelegt, dass die im Datenblatt spezifizierte Schaltgeschwindigkeit durch die Treiberschaltung erreicht wird.

²⁹Für die Simulationsplattform werden Daten der „WIMA DC-Link“-Serien verwendet, z.B. [115], [116].

in der Simulation berücksichtigt werden kann. Insgesamt tragen diese Kondensatoren mit wenigen Watt Verlustleistung jedoch nur gering zu den Gesamtverlusten bei.

5.1.7 Drosseln

Da Induktivitäten für Leistungselektronik in der betrachteten Leistungsklasse i.d.R. angepasst auf die jeweilige Anwendung gefertigt werden, ist ein Rückgriff auf Datenblattwerte nicht möglich. Für die Simulationsplattform werden exemplarisch Drosseln nach dem im Folgenden kurz beschriebenen Flächenprodukt-Ansatz ausgelegt. Als elektromagnetische Bauteile folgen die Drosseln den gleichen physikalischen Grundlagen, die für die Verlust-Modellierung der Transformatoren herangezogen worden sind.

Zur elektromagnetischen Auslegung der Drosseln wird ein einfaches Verfahren unter Nutzung der Proportionalität von Induktivität L mal Maximalstrom \hat{I} und verkettetem Fluss $N \cdot \hat{\Phi}$ nach Gleichung (5.11), sowie der Beziehung zwischen nutzbarem Wickelfenster $k_{\text{Cu}} \cdot A_{\text{Cu}}$ und Effektivstrom I im Wickeldraht gemäß Gleichung (5.12) verwendet.

Darin ist mit

- \hat{B} die maximale Flussdichte im Kern,
- A_{Fe} die Eisenfläche des Kerns,
- N die Windungszahl,
- J_{Cu} die zulässige Stromdichte in der Wicklung,
- g_{Cu} der Füllfaktor der Wicklung

gegeben.

Zur Auswahl eines Kerns wird das Flächenprodukt gemäß Gleichung (5.13) herangezogen werden, welches sich aus Multiplikation von Gleichung (5.11) und Gleichung (5.12) ergibt.

$$L\hat{I} = N\hat{\Phi} = NA_{\text{Fe}}\hat{B} \quad (5.11)$$

$$g_{\text{Cu}}A_{\text{Cu}} = NI/J_{\text{Cu}} \quad (5.12)$$

$$\begin{matrix} (5.11) \\ \xrightarrow{(5.12)} \end{matrix} A_{\text{Fe}}A_{\text{Cu}} = \frac{L\hat{I}}{g_{\text{Cu}}J_{\text{Cu}}\hat{B}} \quad (5.13)$$

Zur Ermittlung der Verluste der so ausgelegten Bauelemente kann auf für Transformatoren vorgestellte Verfahren nach Abschnitt 5.1.3 zurückgegriffen werden.

Dabei werden folgende Voraussetzungen angenommen:

- Durch den Einsatz amorpher oder Eisenpulver-basierter Kernmaterialien wird eine näherungsweise Vernachlässigbarkeit der Wirbelstromverluste im Kern angenommen.³⁰
- Bei Drosseln in selbstgeführten Teil-Konvertern (sG, TSS, GDFW) treten durch Verwendung von Litzendraht in den Wicklungen bei Schaltfrequenz Zusatzverluste in der Größenordnung von 10 % der Gleichstromverluste auf;³¹
- dabei wird als Leiterdicke l_{dk} für Gleichung (5.7) die Dicke eines Litzens-Einzeldrahtes zugrunde gelegt.
- Der Gleichstromwiderstand von Wicklungen wird basierend auf Kupferleitfähigkeit, Leiterquerschnitt, Windungszahl und mittlerer Länge in einer Windung im gewählten Kern ermittelt.
- Die frequenzabhängigen Wicklungszusatzwiderstände nach Gleichung (5.8) werden bis zur zehnten Stromharmonischen ermittelt, weitere Anteile werden mit einem Restwiderstand $R_{Cu,Rest}$ als Restverlust zusammengefasst.

5.1.8 Freie Parameter und Optimierungsmöglichkeiten

Einzelne Gleichrichterkombinationen können jeweils optimiert werden, um Parametersätze mit möglichst geringen Verlusten bei guten Ergebnissen in den Ein- und Ausgangsmetriken zu erzielen.

Um eine gute Vergleichbarkeit zu gewährleisten sind in der Simulationsplattform Bauelemente für Energiespeicher, Ventile usw. eingesetzt worden, die in Energieinhalt, Bau- bzw. Schaltleistung jeweils möglichst identisch sind.³²

Der Freiheitsgrad der Stromaufteilung bei der Betriebsstrategie der Hybrid-Gleichrichter³³ ist zur besseren Vergleichbarkeit zu einem festen Ausgangsstrom-Verhältnis mit 80 % Thyristorgleichrichter (I_{B6}) zu 20 % sG (I_{sG}) festgelegt worden. Um diese Aufteilung sicherzustellen, ist im sG-Pfad eine Regelung des mittleren Ausgangsstroms berücksichtigt.

Desweiteren wird keine Ansteuerleistung und keine Leistungsaufnahme der Signalelektronik berücksichtigt.

³⁰Bei diesen Materialien ergeben sich keine größeren zusammenhängenden, elektrisch leitfähigen Bereiche, z.B. durch kleine ferromagnetische Partikel, die in isolierendem Bindemittel eingebettet sind. Durch die dann sehr kleinen möglichen Wirbelstrompfade wird im hier betrachteten Bereich der Schaltfrequenz bis einige kHz diese Annahme als gültig angesehen.

³¹Der Radius eines Litzendrahtes ist damit im Bereich der Skineffekt-Eindringtiefe bei Schaltfrequenz zu wählen.

³²Es wurden keine Einzeloptimierungen vorgenommen.

³³vgl. Abschnitt 4.1.2.

5.2 Auswertung

Zur Vorbereitung des Vergleichs der verschiedenen Gleichrichtertopologien wird die Simulationsplattform für jede zu betrachtende Variante über ihren Betriebsbereich simuliert und die Simulationsdaten der interessierenden Größen jeweils für den eingeschwungenen Zustand extrahiert.

Im nächsten Schritt werden die Metriken berechnet. Nach Abschnitt 2.1 sind netzseitig aus Eingangsstrom und -spannung der Grundswingungsleistungsfaktor $\cos(\varphi)$ und die harmonische Verzerrung des Stroms THD_i , bzw. THD_{i40} aus den Simulationsdaten zu berechnen. Zur Beurteilung des Ausgangsstroms wird gemäß Abschnitt 2.2.5 dessen Welligkeit w_i herangezogen. Die Verlustleistungen werden für Transformator und die Teilgleichrichter aufsummiert und insgesamt in Verbindung mit der aus Ausgangsstrom und -spannung resultierenden Ausgangsleistung zur Berechnung des Wirkungsgrades herangezogen.

Vorgestellt werden hier die Thyristorgleichrichter, welche direktes Einsatzpotential für Elektrolyseanwendungen haben, da Netz- und Prozessanforderungen zumindest über große Teile des betrachteten Betriebsbereichs ohne weitere Filtermaßnahmen eingehalten werden können. Dem gegenüber werden die Ergebnisse der einfachsten Realisierung des parallelen Hybrid-Gleichrichters „P1a“, bestehend aus B6C und sG, sowie eine erweiterte Variante „P3b“, bestehend aus zwölfpulsigem Thyristorgleichrichter B12 und mehrstufigem Parallelpfad sG-GDFW, gezeigt. Zusätzlich sind Ergebnisse des mit höherer Ausgangsspannung bei gleicher Leistung simulierten Serien-Parallel-Gleichrichters „SP“ aufgetragen. Die zeitlichen Verläufe von Strömen und Spannungen entsprechen dabei den vorgestellten Erwartungswerten nach Kapitel 4 und sind für die im Folgenden betrachteten Hybrid-Topologievarianten in Anhang B aufgeführt (Abb. B.1 bis B.2, Abb. B.16 bis B.17). Tabelle 5.1 fasst die in der Simulationsplattform verwendeten Rahmendaten zusammen, welche Abschnitt 5.1 folgend, zur vollständigen Parametrierung verwendet worden sind.

5.2.1 Ein- und Ausgangsmetriken

In Abbildung 5.3a) und b) sind Grundswingungsleistungsfaktor $\cos(\varphi)$ und die bezüglich Netzbelastung kritische harmonische Verzerrung THD_{i40} der ersten 40. Netzstromharmonischen für die beschriebenen Simulationskonfigurationen über den normierten Ausgangsstrom aufgetragen. Die dunkleren Flächen, für $\cos(\varphi) < 0,9$ und für die $THD_{i40} > 30\%$, beschreiben die für Bezugsanlagen unzulässigen Netzbelastungen.³⁴ Mit der Fläche, welche $THD_{i40} > 7,6\%$ abdeckt, ist die in Abschnitt 2.1.2 exemplarisch ermittelte Grenze für Erzeugungsanlagen eingezeichnet.

³⁴vgl. Abschnitt 2.1.2 und Abschnitt 2.1.3

Tabelle 5.1: Basisdaten zur Parametrierung der Simulationsplattform

Netzmodell:			
$S_N = 1,3 \text{ MVA}$	$U_s = 230 \text{ V}$	$R_{\text{ser}} = 0,91 \text{ m}\Omega$	$L_{\text{ser}} = 18,9 \mu\text{H}$
Elektrolyseur:			
$I_{\text{El},N} = 450 \text{ A}$	$U_0 = 145 \text{ V}$	$R_1 = 79 \text{ m}\Omega$	$R_2 = 21 \text{ m}\Omega$
$C_D = 15 \text{ mF}$	$L_Z = 5 \mu\text{H}$	$n_{\text{Zellen}} = 90$	
Transformator ¹			
$S_N = 100 \text{ kVA}$	$P_{\text{Cu}} = 2200 \text{ W}$	$P_{\text{Fe}} = 210 \text{ W}$	$u_K = 5 \%$
$l_{\text{dk},\text{Blech}} = 0,3 \text{ mm}$	$l_{\text{dk},\text{Draht}} \approx 3 \text{ mm}$		
Thyristorgleichrichter:			
Thyristoren unterspannungsseitig:	T470N [114]		
Dioden unterspannungsseitig:	D650N [117]		
TSE-Netzwerk unterspannungsseitig:	$R_{\text{TSE}} = 13,4 \Omega$	$C_{\text{TSE}} = 825 \text{ nF}$	
Thyristoren netzseitig (W3m, SP):	TT190N18 [118]		
TSE-Netzwerk netzseitig (W3m, SP):	$R_{\text{TSE}} = 23,9 \Omega$	$C_{\text{TSE}} = 1,75 \mu\text{F}$	
Glättungs- bzw. Saugdrossel:	$L_g = 10 \mu\text{H} (= L_s)$		
selbstgeführte Gleichrichter:			
$\bar{f}_{\text{schalt}} \approx 10 \text{ kHz}$	$C_{\text{Ausgang}} = 5 \text{ mF}$	$C_{\text{Zk} P_{2a/b}} = 500 \mu\text{F}$	$C_{\text{Zk} P_{3a/b}} = 2 \text{ mF}$
MOSFETs für P1a/b:	IRF250P224 [119]; je drei parallel ²		
IGBTs (alle anderen):	FS150R12KT4 [69]		
Weitere Parameter für SP-Gleichrichter:			
Transformator	basierend obigem 100 kVA-Trafo, skaliert auf: ³		
je 1/3: $S_N, P_{\text{Cu}}, P_{\text{Fe}}; I_N, U_N$ aus Sim.	$u'_s/u_s = 2$	$u_K = 5 \%$	
Elektrolyseur skaliert auf:	$I_{\text{El},N} = 200 \text{ A}$	$n_{\text{Zellen}} = 276$	
$L_E = L_{\text{Fi}} = 200 \mu\text{H}$	$C_{\text{Fi}} = 33 \mu\text{F}$	$C_{\text{ZK}} = 980 \mu\text{F}$	

¹ basierend auf „TSIANDSE100“ nach [104], fehlende Angaben gemäß Abschnitt 5.1.3 ergänzt.² Module mit entsprechenden Halbleiter-Chips verfügbar; Annahme, dass diese MOSFETs zu entsprechenden Modulen gepackt werden können.³ zusätzliche Ergänzung um magnetischen Bypass zu 5-Schenkel-Transformator.

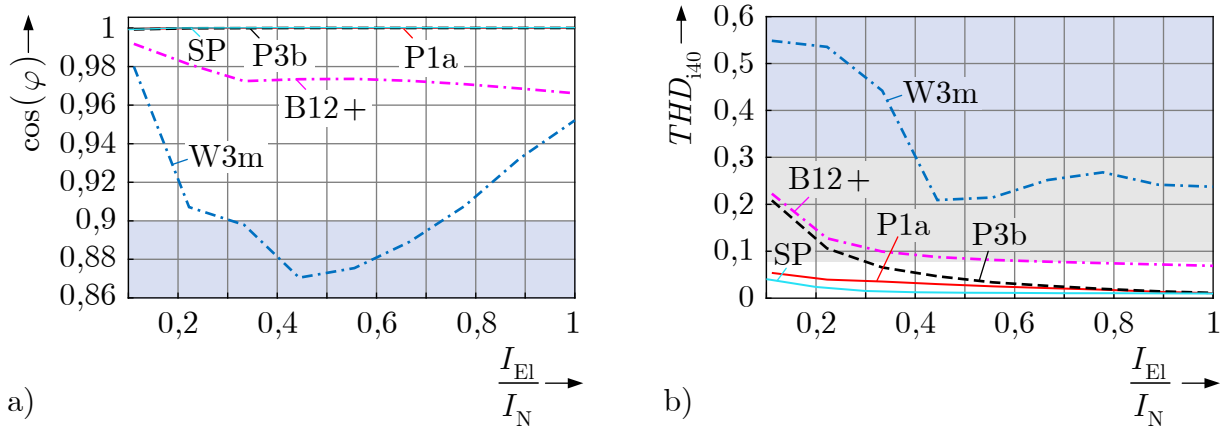


Abbildung 5.3: a) $\cos(\varphi)$ und b) harmonische Verzerrung THD_{i40} ausgewählter Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

Auffällig ist, dass der mehrstufige Aufbau des Thyristorgleichrichters mit primärseitigem Stellglied W3m in der gewählten Konfiguration nicht ausreichend ist, im Teillastbereich die Anforderungen an $\cos(\varphi)$ und THD_{i40} für Bezugsanlagen zu erbringen. Da beim Thyristorgleichrichter mit seriell TSS nur Kommutierungsblindleistung auftritt, erreicht dieser über den gesamten Betriebsbereich einen zulässigen $\cos(\varphi)$. Durch die zwölfpulsige Ausführung sind die Oberschwingungen bereits so gering, dass über einen Teil des Betriebsbereichs bereits die Anforderungen an die Stromverzerrung bei Erzeugungsanlagen eingehalten werden können. Bei allen Topologien mit sG kann $\cos(\varphi)$ grundsätzlich frei eingestellt werden, weshalb die Vorgabe von $\cos(\varphi) = 1$ näherungsweise erreicht wird. Die Kompensation der Stromharmonischen der Thyristorgleichrichter durch die sG ermöglicht einen THD_{i40} , der größtenteils die Anforderungen von Erzeugungsanlagen einhält. Für sehr kleine Eingangsleistungen weicht die Variante P3b ab, wobei hier bedingt durch die Betriebs- und Regelstrategie³⁵ die Zwischenkreisspannung mit $U_{Zk} < 600$ V nicht ausreichend Stellreserve bietet, um die Kommutierungseinbrüche auszuregulieren.

Beim Ausgangsstrom ergeben sich die in Abbildung 5.4 gezeigten Welligkeiten w_i . Den Ergebnissen in Abschnitt 2.2.5 folgend ist in der Fläche mit $w_i > 0,1$ eine zunehmende Verschlechterung von Prozesswirkungsgrad und Gasqualität zu erwarten.

In den Kurvenverläufen zeigt sich, dass alle Topologien eine geringe Ausgangsstromwelligkeit erreichen, die den Ausgangsstrom mit seinem selbstgeführten Stellglied beeinflussen. Bei der Variante P1a führt der in Abschnitt 4.1.2 beschriebene Effekt der Zwischenspeicherung von Energie insbesondere in den Kommutierungsinduktivitäten des Thyristorgleichrichters im Teillastbereich zu $w_i > 0,1$. Durch eine Kompensation mit einem größeren

³⁵vgl. Abschnitt 4.1.5.2.

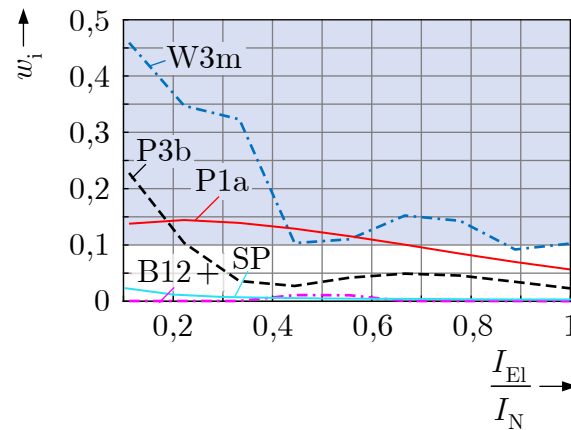


Abbildung 5.4: Ausgangsstromwelligkeit w_i ausgewählter Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

Ausgangskondensator C_{Ausgang} kann jedoch $w_i < 0,1$ über den gesamten Betriebsbereich hergestellt werden. Die erhöhte Welligkeit im unteren Teillastbereich der Variante P3b ist analog zum erhöhtem THD_{i40} in diesem Bereich auf die fehlende Stellreserve zurückzuführen.

Beim Serien-Parallel-Gleichrichter muss zusätzlich zur Welligkeit noch die Spannung zwischen Ausgangs- und Erdpotential betrachtet werden. Der Effektivwert dieser Spannung ist über den gesamten Betriebsbereich $U_{0-PE} < 5,5 \text{ V}$, jedoch werden aufgrund der bisher nicht optimierten Kommutierungsaufschaltung Amplituden von $\hat{u}_{0-PE} \approx 25 \text{ V}$ erreicht.³⁶ Eine Modellierung der Kommutierungsaufschaltung als stetig differenzierbare Spannungsvorgabe oder eine Erweiterung um ein RC-basiertes Verfahren ermöglichen eine Reduzierung von U_{0-PE} . Die Verläufe von U_{0-PE} und \hat{u}_{0-PE} sind zur Ergänzung in Anhang B aufgeführt (Abb. B.19).

5.2.2 Verluste und Wirkungsgrad

Die aus den Simulationsergebnissen ermittelten Wirkungsgradkennlinien sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Der zusätzliche Aufwand zur Verbesserung der Ein- und Ausgangseigenschaften, der sich in den Metriken des vorigen Abschnitts gezeigt hat, lässt einen negativen Einfluss im Wirkungsgrad erwarten. Bei den parallelen Hybrid-Gleichrichtern wird dies im Teillastbereich deutlich, in dem ein großer Anteil Grundschwingungsblindleistung kompensiert werden muss, welcher durch die Verschiebungsblindleistung der jeweiligen Thyristorpfade hervorgerufen wird. Im Bereich des Nennbetriebspunktes, in

³⁶ U_{0-PE} beschreibt nach Abbildung 4.6 die Spannung zwischen Mittelpunkt des Elektrolyseurs und Erde.

dem hauptsächlich Oberschwingungsblindleistung kompensiert werden muss, nähern sich die parallelen Gleichrichter den Thyristorgleichrichtern an. Hinzu kommt, dass die stark spannungsabhängigen Schaltverluste selbstgeführter Stellglieder im unteren Teillastbereich eine überproportionale Verschlechterung des Wirkungsgrades verursachen.

Der Serien-Parallelgleichrichter erreicht einen sehr hohen Wirkungsgrad, dessen Kennlinie sich über weite Teile des Betriebsbereichs oberhalb der betrachteten Thyristorgleichrichter befindet. Neben der höheren Nennspannung des berücksichtigten Elektrolyseurs kommt hier hinzu, dass der Trenntransformator nur eine deutlich reduzierte Scheinleistung übertragen muss. Desweiteren ermöglicht die Spannungsaufschaltung eine Zündung der Thyristoren im Bereich des NZZP, wodurch nur wenig Grundschwingungsblindleistung kompensiert werden muss.

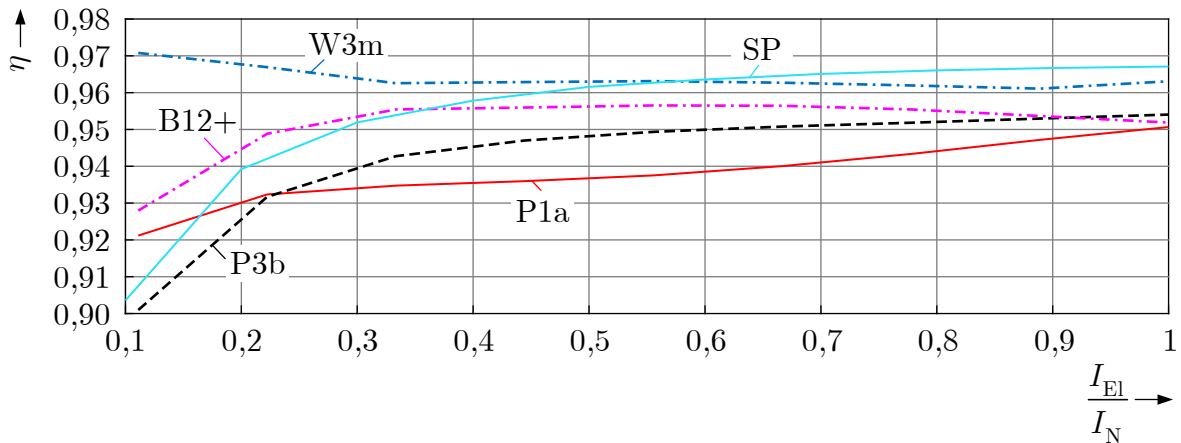


Abbildung 5.5: Wirkungsgrad ausgewählter Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

Um die Einflussfaktoren auf den Wirkungsgrad sichtbar zu machen, ist in Abbildung 5.6 die Verlustverteilung zwischen Transformator, Thyristorgleichrichter und sG-Zweig bei Teil- (a) und Nennstrom (b) dargestellt.

Erwartungsgemäß sind die Verluste in den Thyristor-Teilgleichrichtern im wesentlichen vom Strom abhängig, sodass sich zwischen den verschiedenen Topologien dort ähnliche Verhältnisse ergeben. Zu beachten ist, dass bei der Variante B12+ durch den zwölfpulsigen Thyristorgleichrichter mit nachgeordnetem TSS die Verluste des TSS im Thyristor-Pfad mit berücksichtigt sind.

Die Verluste im Thyristorgleichrichterzweig der parallelen Hybrid-Gleichrichter reduziert

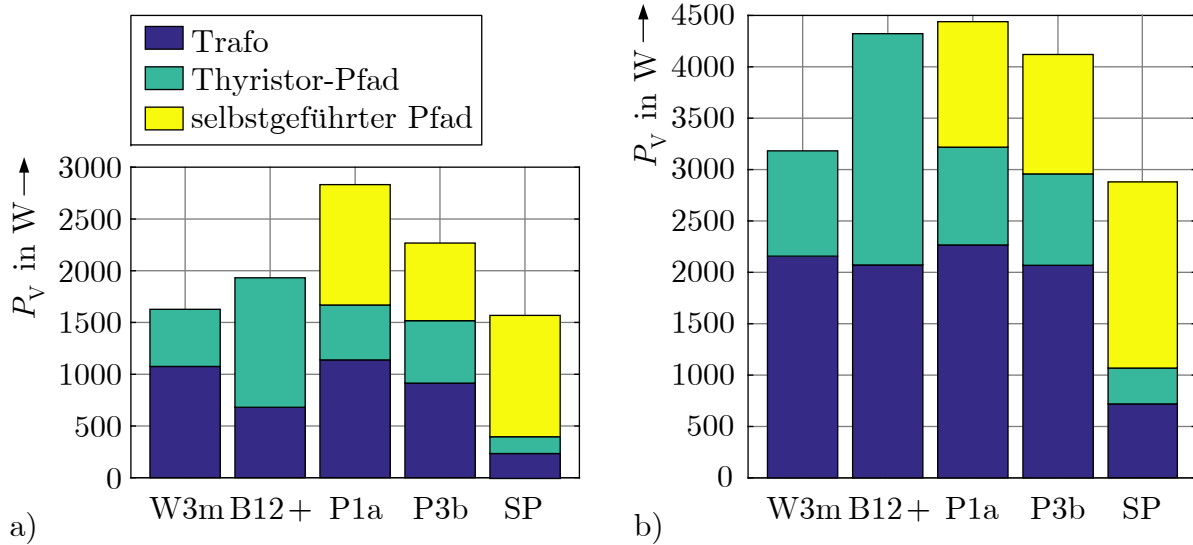


Abbildung 5.6: Verlustverteilung ausgewählter Gleichrichter bei a) 0,55-fachem und b) vollem Nenn-Ausgangsstrom

sich nicht im Maß der Stromaufteilung.³⁷ Ursächlich dafür sind schaltfrequente Spannungsänderungen aus dem sG-Pfad, die gemäß dem Verhältnis der Streuinduktivitäten des Trenntransformators anteilig zu einer schaltfrequenten Teilumladung der TSE-Netzwerke und dort zu höheren Verlusten führen.

Im Trenntransformator fallen insbesondere im Teillastbereich unterschiedliche Verluste auf. Hierbei sind Stromverzerrung und Blindleistung in den jeweiligen Wicklungsgruppen maßgeblich. Damit erreicht der stets vollaussteuerte zwölfpulsige Thyristorgleichrichter im B12+ geringe Transformatorverluste, während die niederpulsige W3m-Variante größere Verluste aufweist. In den parallelen Hybrid-Topologien tritt eine schaltfrequente Stromverzerrung durch den sG-Pfad auf, wobei durch die Überlagerung bzw. Kompensation der Teilströme insbesondere in der Primärwicklung des Transformators nur noch geringe Verzerrungen im THD_{i40} auftreten. Dadurch ergeben sich insgesamt vergleichbare Verluste mit den sekundärseitig einstufigen Thyristor-Gleichrichtern.³⁸

Die Verbesserung der Ein- und Ausgangsstromqualität durch die sG-Pfade führt zu einem erheblichen Verlustanteil. In der Verlustverteilung zeigt sich ebenfalls eine im Nennbetriebsbereich vergleichbare Verlustleistung zur Variante B12+. Im Teillastbereich ergeben sich durch den großen Anteil zu kompensierender Steuerblindleistung höhere Verluste im

³⁷Dies kann durch direkten Vergleich der Verlustverteilungen der jeweiligen Topologievarianten nachvollzogen werden, die in Anhang B (Abb. B.6, Abb. B.14) gezeigt sind.

³⁸vgl. Anhang B, Abb. B.6, Abb. B.14.

sG-Pfad. Im Vergleich zu einer Ergänzung der Variante B12+ mit einem aktiven Filter oder dem Einsatz eines reinen sG³⁹, wodurch vergleichbare Ergebnisse bei den Ein- und Ausgangsmetriken erreicht werden können, weisen die Hybridgleichrichter deutlich geringere Verluste auf und können mit kleineren ein- und ausschaltbaren Ventilen realisiert werden.

Unter den hier betrachteten Topologien ist der Verlustanteil aus dem sG-Pfad bei der Serien-Parallel-Topologie vergleichsweise groß, da hier neben der Netzkorrektur die Spannungsaufschaltung erzeugt wird; insgesamt kompensiert wird dies über den Transformator, da dieser nur eine Scheinleistung kleiner einem Drittel der Systemleistung übertragen muss.

Allen Hybrid-Gleichrichtern ist gemein, dass die sG-Pfade nur einen kleinen Teil der Gesamtwirkleistung übertragen, jedoch eine Scheinleistungsbeanspruchung deutlich größer der Wirkleistung auftritt. Die parallelen Hybridgleichrichter mit B6C (z.B. Variante P1a) übertragen beispielsweise im sG-Pfad über den gewählten Verteilungsfaktor $0,2 \cdot 85 \text{ kW}$ Wirkleistung, nehmen jedoch durch die Kompensation des B6C eine Scheinleistung von ca. 48 kVA auf. Bei Verwendung eines zwölfpulsigen Thyristorgleichrichters sinkt die Scheinleistung bereits auf ca. 35 kVA im Nennbetriebspunkt aufgrund der geringeren zu stellenden Oberschwingungsblindleistung.

In Verbindung mit der über große Zeitbereiche auftretenden Teilstrombeanspruchung der sG-Ventile ergibt sich großes Potential durch den Einsatz anderer Halbleitertechnologien, die keine Schleusenspannung und ggfs. geringere Schaltverluste aufweisen. Eine erste Abschätzung, welche Wirkungsgradverbesserung allein durch den Wechsel auf Siliziumcarbid (SiC)-basierte MOSFETs erreicht werden kann, zeigen die Wirkungsgradkennlinien in Anhang B (Abb. B.13 und Abb. B.15).⁴⁰

5.2.3 Größen und Aufwands-Vergleich

Um eine Übersicht über den jeweiligen Realisierungsaufwand der verschiedenen Topologievarianten zu ermöglichen, werden in diesem Abschnitt die effektiv benötigten Halbleiter-Chipflächen und ein Größenvergleich für zusätzliche passive Komponenten aufgestellt.⁴¹ Zur Berechnung der jeweils benötigten Halbleiterchipflächen sind mit Hilfe der Simulationsplattform am Nennbetriebspunkt Mittlere- und Effektivströme in Thyristoren und

³⁹ vgl. Anhang B, Abb. B.6.

⁴⁰ Anstatt den in Tabelle 5.1 aufgeführten IGBTs „FS150R12KT4“ werden die SiC-MOSFETs „FF8MR12W2M1“ [120] eingesetzt.

⁴¹ Kühlkörpervolumen werden nicht gesondert betrachtet, hier besteht jedoch eine Orientierung anhand der jeweiligen Verluste.

Netzdioden, sowie Effektiv- und Spitzenströme in Schaltdioden⁴² und Transistoren ermittelt worden.

Zusätzlich sind aus geöffneten Transistormodulen, sowie einer Abschätzung anhand der Kontaktierungsfläche von Scheibenzellen-Thyristoren, und -Dioden Chipflächen A_{Chip} und zugehörige Stromwerte aus Datenblättern ermittelt worden. Daraus ist jeweils für die in Datenblättern angegebenen zulässigen Mittleren-, Effektiv-, bzw. Maximalströmen der bezogene Chipflächenbedarf $a_{\text{Si}} = A_{\text{Chip}}/I$ berechnet worden.

Die jeweils größte relevante Chipfläche, welche aus dem Produkt der jeweiligen Mittleren-, Effektiv-, bzw. Maximalströme aus den Simulationen und den entsprechenden bezogenen Chipflächen resultiert, ist getrennt nach den jeweiligen Ventilkategorien in Abbildung 5.7 aufgetragen. Gleichung (5.14) fasst das zugrunde gelegte Berechnungsverfahren zusammen.

$$A_{\text{Si}} = \begin{cases} \max(a_{\text{Si}}|_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}}; a_{\text{Si}}|_{\text{Spitze}} \cdot \hat{i}), & \text{für Transistoren und Schaltdioden;} \\ \max(a_{\text{Si}}|_{\text{RMS}} \cdot I_{\text{RMS}}; a_{\text{Si}}|_{\text{mittel}} \cdot \bar{i}), & \text{für Thyristoren und Netzdioden} \end{cases} \quad (5.14)$$

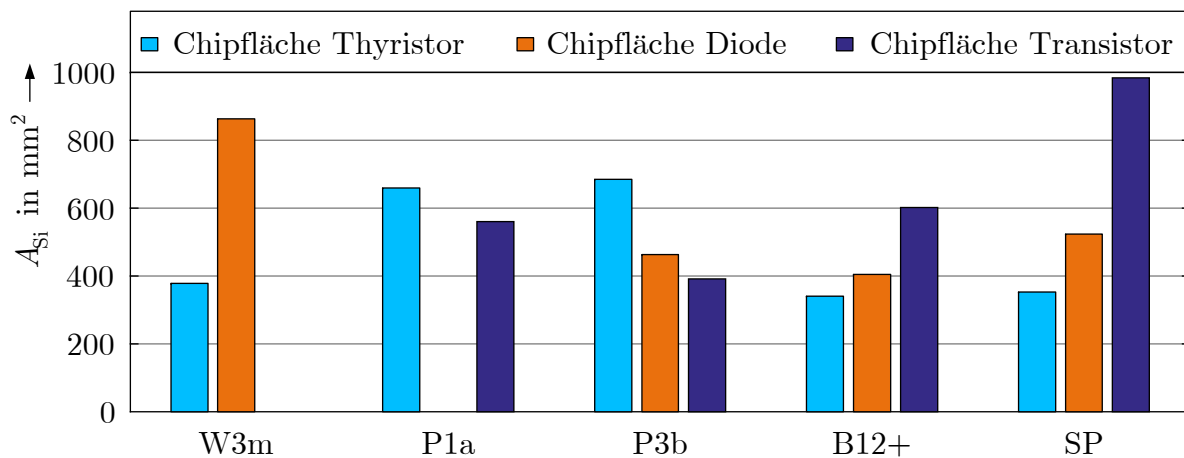


Abbildung 5.7: Benötigte Halbleiter-Chipfläche ausgewählter Gleichrichter

Aus dem Chipflächenvergleich ist ersichtlich, dass insbesondere Thyristoren auf niedrigerer Spannungsebene im Vergleich zu den Spannungsverhältnissen überproportional viel Chipfläche benötigen. Auch wird ersichtlich, dass trotz der zu kompensierenden Scheinleistung durch die sG-Pfade in den parallelen Hybridgleichrichtern Transistor-Chipflächen

⁴²Dioden im Kontext selbstgeführter Topologien, deren Eigenschaften auf häufig- und hart-schaltende Betriebsweise optimiert sind.

in ähnlicher Größenordnung wie z.B. bei der konventionellen Variante B12+ und weniger als bei einer vollständig selbstgeführten Lösung benötigt werden.⁴³

Abbildung 5.8 zeigt eine Abschätzung für den Aufwand im Bezug auf passive Komponenten. Hierbei wird zum einen Scheinleistung und Wicklungsaufwand⁴⁴ vom jeweils eingesetzten Trenntransformator aufgeführt. Zum anderen wird das Volumen von weiteren in den Simulationsmodellen eingesetzten passiven Komponenten gegenüber gestellt. Dabei sind Drosselvolumen und Kondensatorvolumen jeweils zusammengefasst und auf das für die Variante B12+ ermittelte Volumen bezogen. Die Volumina für Drosseln ergeben sich aus einer Abschätzung von Kern und Wickelkörpervolumen, basierend auf den nach Abschnitt 5.1.7 für das Simulationsmodell ausgelegten Drosseln. Bei den Kondensatoren wird vom Einsatz von Folienkondensatoren ausgegangen und das Volumen aus Datenblattangaben entsprechender Bauteile ermittelt.

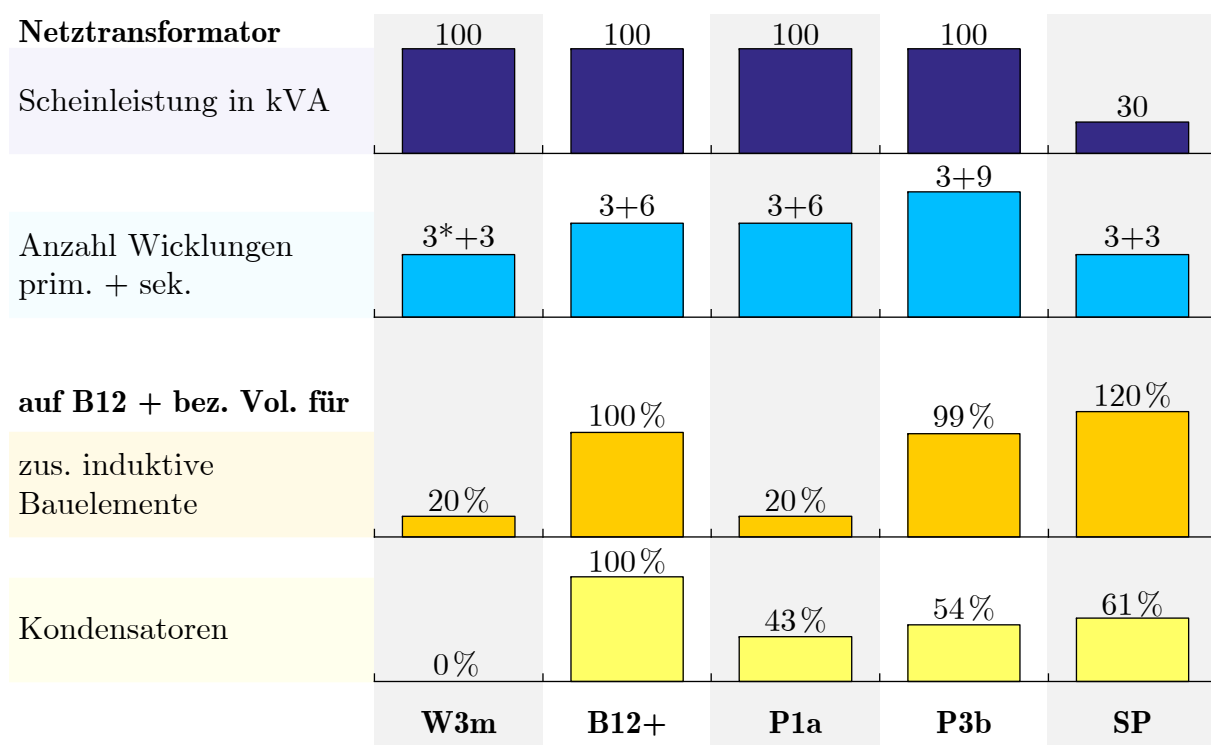


Abbildung 5.8: Aufwandsvergleich passive Komponenten ausgewählter Gleichrichtertopologien

⁴³vgl. erweiterte Gegenüberstellung in Abbildung B.23

⁴⁴Jeweils Anzahl benötigter Wicklungen primär + sekundär; * verweist auf Abgriff, bzw. Anzapfung in diesen Wicklungen.

Die parallelen Hybrid-Gleichrichter (P1a-P3b) benötigen im Vergleich zu den konventionellen Gleichrichtern aufwendigere Wicklungsanordnungen im Trenntransformator, weisen jedoch keinen besonders hohen Aufwand für weitere passive Komponenten auf. Beim Serien-Parallel-Gleichrichter wird der zusätzliche Aufwand für Speicherdrosseln durch den erheblich verkleinerten Transformator kompensiert. Die gezeigte Bewertung bildet jedoch nur eine Relation ab, die auch in Bezug zu den vorangegangenen Ein- und Ausgangsmetriken gesetzt werden muss, da durch einzelne Optimierungen Verschiebungen möglich sind.

6 Funktionsnachweis mit Demonstratoren

Die in Kapitel 4 vorgestellten Hybrid-Gleichrichter stellen in der gezeigten Zusammenstellung einen neuen Aufbau dar, für die eine Validierung der theoretischen Beschreibung und der Funktion zu erbringen ist. Um den Funktionsnachweis für die Zielanwendung zu führen, wird ein Demonstrator in vergleichbarer Spannungsklasse und einer Leistungsklasse erprobt, bei der davon ausgegangen werden kann, dass relevante Effekte sichtbar werden. Dem Funktionsnachweis nachgelagert soll zudem die Modellierungsmethode aus Kapitel 5 validiert werden, indem geprüft wird, ob sich damit das Verhalten der Demonstratoren hinreichend gut abbilden lässt.

6.1 Auslegung und Aufbau

Die Demonstratoren werden auf eine Ausgangsleistung von 10 kW ausgelegt, dabei wird analog zu Kapitel 5 für die parallelen Hybrid-Gleichrichter eine maximale Ausgangs- bzw. Elektrolysespannung von $U_{\text{El}} = 190 \text{ V}$ zugrunde gelegt. Zur Realisierung der verschiedenen Varianten wird die in Abbildung 6.1 skizzierte modulare Plattform eingesetzt.

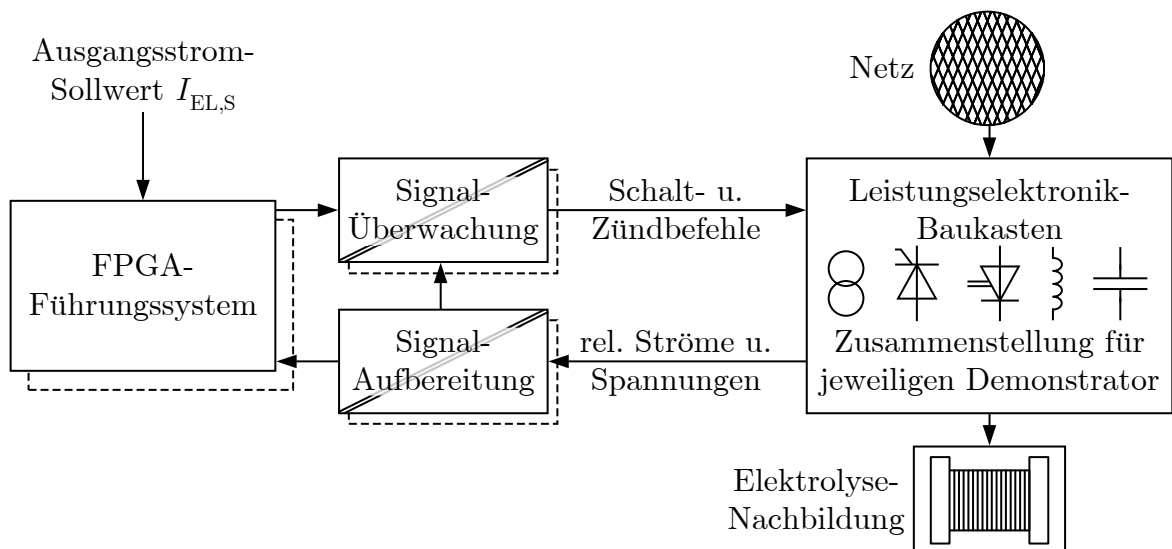


Abbildung 6.1: Aufbau der Demonstratoren

Als Führungssystem stehen „Field-Programmable Gate Array“ (FPGA)-Controllerkarten zur Verfügung, von denen im Bedarfsfall mehrere, jeweils für einzelne Teilsysteme eingesetzt werden können. Je FPGA-Controllerkarte können bis zu zwölf analoge Signale eingelesen werden, wobei eine weitgehend unabhängige Abtastung mit Abtastraten von mehreren 100 kHz möglich sind. In Verbindung mit den frei programmierbaren FPGAs können Limitierungen für das Regelsystem ausgeschlossen werden.

Auszuwertende Ströme werden mit kompensierten Strommesswandlern mit 200 kHz Grenzfrequenz potentialgetrennt erfasst und deren Ausgangssignale mittels Operationsverstärkerschaltungen für die Erfassung mit den AD-Wandlern der FPGA-Controllerkarten aufbereitet. Spannungen werden mit erdpotentialgebundenen Differenzverstärkern auf Signalspannungsniveau geteilt und mit Analogoptokopplern den FPGA-Controllerkarten bereitgestellt, wobei die Spannungskanäle eine Grenzfrequenz von ca. 65 kHz aufweisen.

Vom Führungssystem berechnete Schalt- und Zündbefehle werden optisch an die Leistungselektronik übertragen, sofern die von den FPGA-Controllerkarten unabhängige Signalüberwachung keine Grenzwertüberschreitungen von Strömen oder Spannungen detektiert.

Der Leistungselektronik-Baukasten bietet zwei Teil-Zwischenkreise, an die verschiedene Halbbrückenmodule angebunden werden können. Dabei ist an einem Teilzwischenkreis die Aufnahme von drei Thyristor-Halbbrücken zum Aufbau einer B6C mit optionaler Glättungs-drossel vorgehen, sowie wahlweise zwei- oder drei weitere Halbbrückenmodule auf dieser Spannungsebene. Der zweite Teilzwischenkreis ist zur Aufnahme von sechs- oder sieben¹ sG-Halbbrücken vorgesehen. Zusätzlich zu den Thyristor-Halbbrücken stehen Dioden-Halbbrücken, IGBT-Halbbrücken mit 1200 V Sperrspannung und MOSFET-Halbbrücken mit 250 V Sperrspannung zur Verfügung. Die Halbbrückenmodule tragen neben den Leistungshalbleitern auch die benötigte Ansteuer-, bzw. Treiberschaltungen.

Als Trenntransformator werden für jeden Teilgleichrichter eigene Transformatoren eingesetzt. Die Elektrolysenachbildung besteht vereinfachend aus einem Senken-fähigen Netzteil, welches der Spannungsquelle U_0 des Elektrolysemodells nach Abbildung 2.5 entspricht und einem seriellen Widerstand, der R_1 und R_2 zusammenfasst. Weitere Ersatzschaldbild-elemente werden aufgrund der Ausgangskapazität und des ohnehin gut geglätteten Ausgangsstroms der Hybridgleichrichter vernachlässigt. Tabelle 6.1 fasst die Parameter der Leistungselektronik in den Demonstratoren zusammen.

¹Beide Zwischenkreise können zusammen neun sG-Halbbrückenmodule aufnehmen.

Tabelle 6.1: Basisdaten und -Parameter der Demonstratoren

Netz:			
$S_N = 160 \text{ kVA}$	$U_s = 230 \text{ V}$		
Elektrolysemodell:			
$I_{\text{El,N}} = 55 \text{ A}$	$U_0 = 145 \text{ V}$	$R = 800 \text{ m}\Omega$	
Thyristorgleichrichter:			
Thyristoren		TN5050H12 [121]	
TSE-Netzwerk		$R_{\text{TSE}} = 34 \Omega$	$C_{\text{TSE}} = 47 \text{ nF}$
Glättungsdrossel		$L_g = 1 \text{ mH}$	
Transformator für B6C: ¹			
$S_N = 15 \text{ kVA}$	$R_{\text{Cu}} = 690 \text{ m}\Omega$	$L_\sigma = 2,1 \text{ mH}$	$u'_s/u_s = 0,42$
$L_h \approx 4 \text{ H}$	$P_{\text{Fe}} \approx 240 \text{ W}$	$l_{\text{dk,Blech}} = 0,5 \text{ mm}$	$l_{\text{dk,Draht}} \approx 6 \text{ mm}$
selbstgeführte Gleichrichter:			
$\bar{f}_{\text{schalt}} \approx 10 \text{ kHz}$	$C_{\text{Ausgang}} = 470 \mu\text{F}$	$C_{\text{Zk} P2a} = 225 \mu\text{F}$	$C_{\text{Zk} P3a} = 150 \mu\text{F}$
MOSFETs für P1a:		IRF250P224 [119]	
Transformator für sG im P1a: ¹			
baugleich zu B6C-Transformator			$u'_s/u_s = 0,21$
IGBTs (alle anderen):		IKW40N120t3 [122]	
Dioden		DSEI60-06 [123]	
Transformator für sG im P2a: ¹			
$S_N = 10 \text{ kVA}$	$R_{\text{Cu}} = 330 \text{ m}\Omega$	$L_\sigma = 115 \mu\text{H}$	$u'_s/u_s = 1$
$L_h \approx 15 \text{ H}$	$P_{\text{Fe}} \approx 70 \text{ W}$	$l_{\text{dk,Blech}} = 0,3 \text{ mm}$	$l_{\text{dk,Draht}} \approx 6 \text{ mm}$
Weitere Parameter für SP-Gleichrichter:			
$L_E \approx 800 \mu\text{H}$	$L_{\text{Fi}} \approx 1,3 \text{ mH}$	$C_{\text{Fi}} = 10 \mu\text{F}$	$C_{\text{Zk}} \approx 225 \mu\text{F}$
modifiziertes Elektrolysemodell:			
$I_{\text{El,N}} = 20 \text{ A}$	$U_0 = 395 \text{ V}$	$R = 6,2 \Omega$	
Transformator SP: ^{1 2}			
$S_N = 13 \text{ kVA}$	$R_{\text{Cu}} = 300 \text{ m}\Omega$	$L_\sigma = 700 \mu\text{H}$	$u'_s/u_s = 1,62$
$L_h \approx 2 \text{ H}$	$P_{\text{Fe}} \approx 160 \text{ W}$	$l_{\text{dk,Blech}} = 0,5 \text{ mm}$	$l_{\text{dk,Draht}} \approx 3 \text{ mm}$

¹ Bestandstransformator: Nennwerte aus Messungen auf Netzseite ermittelt (auf Sternspannung bezogen); zu ergänzen gemäß Abschnitt 5.1.3.

² zu 5-Schenkel-Transformator ergänzt.

6.2 Funktionsnachweis

Die Funktion wird anhand der zeitlichen Verläufe von Ein- und Ausgangsströmen bewertet. Exemplarisch soll hier zunächst die einfachste Realisierung der parallelen Hybrid-Gleichrichter bestehend aus B6C und parallelem, aus MOSFETs aufgebautem sG (Variante P1a), betrachtet werden, wobei der sG mittels RC-Verfahren geregelt wird. Die Ergebnisse der ebenfalls als Demonstrator aufgebauten Varianten P2a² und P3a³ der parallelen Hybrid-Gleichrichter sind in Anhang C aufgeführt, da diese nur wenig zusätzliche Erkenntnisse liefern. Als zweites werden noch die Ergebnisse des Demonstrators der Serien-Parallel-Topologie (Variante SP) betrachtet, deren sG im Parallelpfad jedoch mittels eZDSZÄ geregelt wird.

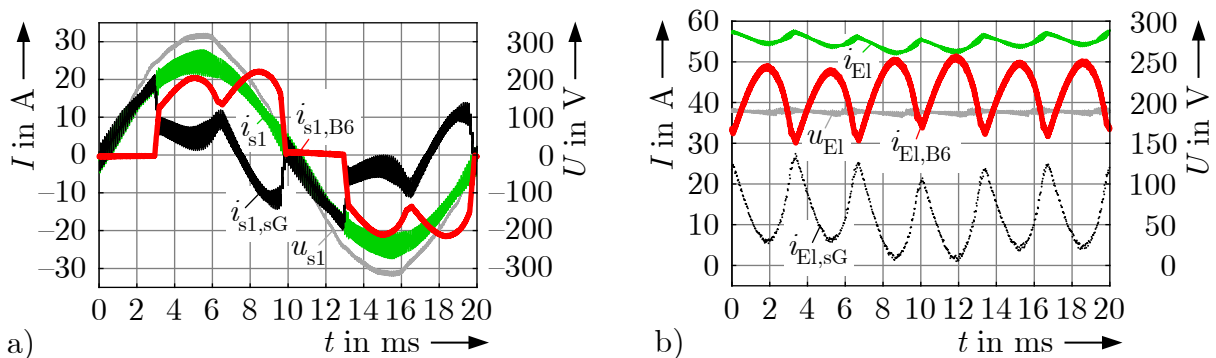


Abbildung 6.2: a) Teil-Eingangsströme der ersten Netzphase und b) Teil-Ausgangsströme des Demonstrators der Hybrid-Gleichrichtervariante P1a mit PRC-Regler, jeweils im Nennbetriebspunkt bei $I_{El} \approx 55$ A

Abbildung 6.2 zeigt die zeitlichen Verläufe von a) eingangsseitigen Strömen von Netzphase eins und b) ausgangsseitigen Strömen. Die Bezeichnungen entsprechen dabei denen aus Abbildung 4.1. Eingangsseitig wird vom sG der gewünschte Differenzstrom $i_{s1,sG}$ so eingeregelt, dass sich in Summe mit dem B6C-Eingangstrom $i_{s1,B6}$ ein sinusförmiger Netzstrom i_{s1} ergibt, welcher in Phase mit der Netzspannung u_{s1} ist.

Im Ausgangstrom i_{El} ist eine nach Abschnitt 4.1.2 zu erwartende Restwelligkeit aufgrund der Überkompensation vom sG-Pfad sichtbar, während der Ausgangsstrom des B6C $i_{El,B6}$ eine typische sechspulsige Welligkeit aufweist. Da der gepunktet gezeichnete sG-Ausgangsstrom $i_{El,sG}$ im Demonstrator nicht direkt erfassbar ist,⁴ wird dieser aus der Differenz von gesamtem Ausgangsstrom und B6C-Strom berechnet.

²IGBT-basierter sG mit serielltem TSS parallel zu B6C.

³IGBT-basierter sG mit serielltem GDFW parallel zu B6C.

⁴Der Zwischenkreis mit seiner Kapazität bildet mit den sG-Halbbrücken einen verteilten Knoten, in dem der sG-Ausgangsstrom nicht als ein zu messender Strom auftritt.

Abbildung 6.2a) und b) belegen, dass der Demonstrator das in Abschnitt 4.1 beschriebene Verhalten aufweist. Beim Ausgangsstrom ergeben sich bei den Demonstratorvarianten mit mehrstufigem Parallelpfad geringfügig andere Ergebnisse, welche aber ebenfalls dem nach Abschnitt 4.1 erwarteten Verhalten entsprechen: Die Variante P2a mit TSS regelt die Ausgangsstromwelligkeit mit Hilfe der Energie in ihrem Zwischenkreis weitgehend aus.⁵ Im Gegensatz dazu wird bei der Variante P3a mit Gegentaktdurchflusswandler keine vollständige Kompensation des B6C-Ausgangsstroms erreicht, da hier der Energiefluss vom Zwischenkreis in den Ausgang im Parallelpfad ungesteuert durch die Serienimpedanz des Transformators erfolgt.⁶

Der Aufbau des Serien-Parallelgleichrichter-Demonstrators folgt Abbildung 4.6 mit den entsprechenden Bezeichnungen der Teilströme und -spannungen. Die Teil-Eingangsströme beim Serien-Parallelgleichrichter in Abbildung 6.3a) ergeben analog zum parallelen Hybrid-Gleichrichter die gewünschte Kompensation durch Erweiterung des B6C-Stroms $i_{B6,1}$ mit dem sG-Strom $i_{sG,1}$ zum Netzstrom i_{s1} . Im Hintergrund ist die gemessene Netzspannung u_{s1} als Referenz abgebildet. Zusätzlich ist der Ausgangsstrom i_{E1} eingezeichnet, der durch eine dem B6C folgenden Glättungskapazität eine sehr geringe Restwelligkeit aufweist.

Abbildung 6.3b) zeigt die Teilspannungen einer Phase der mit dem Transformator realisierten Spannungsaufschaltung vor dem B6C-Gleichrichter. Der Netzspannung $u_{s,1}$ wird dort die Spannung $u_{Tr,1}$ aufaddiert, wodurch sich am Eingang der Thyristorhalbrücke der ersten Phase die Spannung $u_{B6,1}$ gegenüber dem Sternpunkt ergibt. Aus der gemessenen Ausgang-zu-Erdspannung u_{+PE} kann einerseits abgeleitet werden, dass die Spannungsaufschaltung an den anderen Phasen ebenfalls wie gefordert erfolgt, jedoch auch, dass die Kommutierungsaufschaltung nicht ideal erfolgt: Zu Beginn und Ende der Kommutierungsvorgänge⁷ ergeben sich Überschwinger und Einbrüche der sonst abgesehen von der Spannungsschwankungsbreite konstant verlaufenden u_{+PE} . Diese bewirken auch ungewollte Ausgangsstromschwankungen im Bereich der Kommutierung⁸, sowie dynamische Abweichungen der aufgeschalteten Spannung $u_{Tr,1}$ ⁹.

⁵vgl. Anhang C, Abb. C.6.

⁶vgl. Abschnitt 4.1.5.2, Ergebnisse in Anhang C, Abb. C.10.

⁷z.B. zwischen $t \approx 1,9$ ms und $t \approx 2,1$ ms, sowie zwischen $t \approx 11,9$ ms und $t \approx 12,1$ ms.

⁸sichtbar z.B. bei $t \approx 5,8$ ms.

⁹Mitkopplung durch dynamischen Störgrößeneingriff.

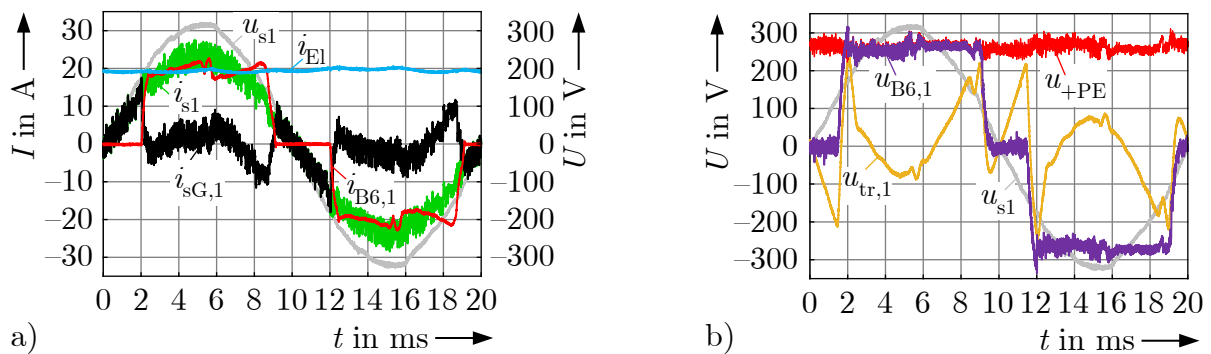


Abbildung 6.3: a) Teil-Eingangsströme der Phase U und b) Teilspannungen der Spannungsaufschaltung beim Serien-Parallel-Gleichrichter demonstrierer im Nennbetriebspunkt bei $I_{EI} \approx 18$ A

6.3 Gegenüberstellung Demonstrator und Simulationsmodell

Um eine vollständige Bewertung der Demonstratoren, aber auch der Güte der Modellierung für die Simulation zu realisieren, werden die Metriken aus Kapitel 5 herangezogen. Von Interesse ist hierbei, ob eine Übereinstimmung des Verhaltens von Demonstrator und einer Simulation mit den Demonstratordaten erreicht wird. Die Parametrierung folgt dabei der Methodik aus Kapitel 5, wobei die Daten der Demonstratoren nach Tabelle 6.1 zugrunde liegen; ergänzt um eine Abschätzung der Serienwiderstände aus Verkabelung und Steckverbindern.

6.3.1 Ein- und Ausgangsmetriken

Analog zu Abschnitt 5.2.1 werden aus den Messungen an den Demonstratoren, sowie den Simulationsdaten die Metriken $\cos(\varphi)$, THD_{i40} und w_i über einen Betriebsbereich von 10...100 % der Demonstrator-Nennausgangsströme erzeugt.

Für einen B6C-Demonstrator und den Parallel-Gleichrichter-Demonstrator der Variante P1a ist in Abbildung 6.4a) der Grundsicherungsleistungsfaktor $\cos(\varphi)$, sowie in Abb. 6.4b) die harmonische Verzerrung des Eingangstroms THD_{i40} abgebildet.

Der Vergleich zwischen B6C und dem Parallel-Gleichrichter-Demonstrator (P1a) zeigt, dass die Eingangsmetriken die anhand des Funktionsprinzips beschriebenen Eigenschaften erfüllen. Ebenfalls ist in Abbildung 6.4 eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation (S) und Messung (M) ersichtlich. Um die verbleibende Abweichung zu bemessen, kann der mittlere effektive Fehler \overline{RMSE} nach Gleichung (6.1) herangezogen werden. Dabei wird

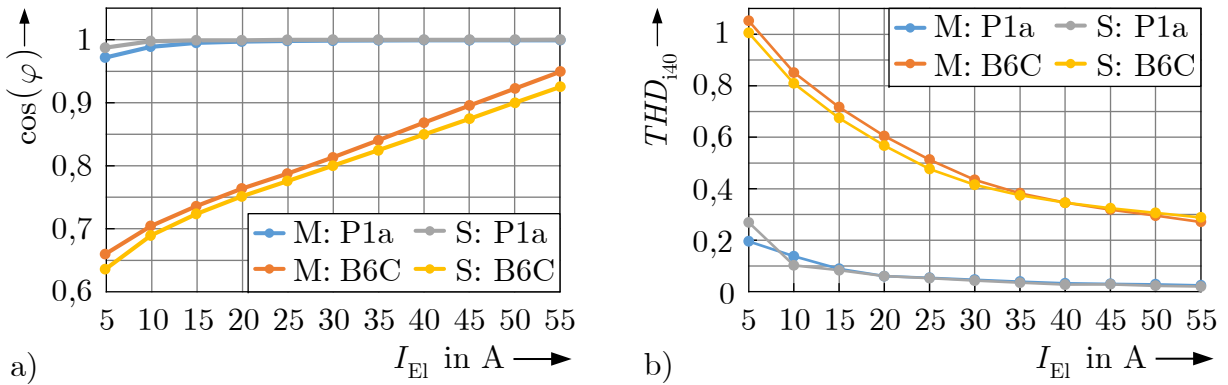


Abbildung 6.4: a) $\cos(\varphi)$ und b) harmonische Verzerrung THD_{i40} von B6C und P1a aus Messung (M) und Simulation (S)

der effektive Fehler $RMSE$ zwischen Messung und Simulation an jedem Arbeitspunkt n ermittelt und über die betrachteten N_{AP} Arbeitspunkte gemittelt.

$$\overline{RMSE} = \frac{1}{N_{AP}} \sum_{n=1}^{N_{AP}} \sqrt{(Messung|_{I_{El}} - Simulation|_{I_{El}})^2} \quad (6.1)$$

Für den P1a ergeben sich für den Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$ $\overline{RMSE}|_{\cos(\varphi)} = 0,4\%$ und für die harmonische Verzerrung THD_{i40} $\overline{RMSE}|_{THD_{i40}} = 0,6\%$. Bei Modulation des sG mit eZDSZÄ ergibt sich, analog zur Simulationsplattform, eine etwas schlechtere THD_{i40} .¹⁰ Ähnliche Resultate ergeben sich bei den Demonstratorvarianten mit mehrstufigem Parallelpfad P2a und P3a.

Abbildung 6.5 zeigt die Ausgangsstromwelligkeit w_1 des P1a, wieder als Vergleich zwischen Messung (M) und Simulation (S), sowie mit den Daten eines B6C als Referenz. Die Kompensation der Ausgangsstromwelligkeit ist auch in dieser Metrik deutlich sichtbar, wobei die Simulation die verbleibende Welligkeit mit einem gesamten effektiven Fehler von $\overline{RMSE}|_{w_1} = 2,5\%$ unterschätzt. Bei den Demonstratorvarianten mit mehrstufigem Parallelpfad ergeben sich ebenfalls ähnliche Resultate.

Die Betrachtungen können analog für den Demonstrator des Serien-Parallel-Gleichrichters vorgenommen werden. Der Grundswingungsleistungsfaktor in Abbildung 6.6a) ist wünschgemäß bei $\cos(\varphi) \approx 1$ mit einem mittleren effektiven Fehler zwischen Messung (M) und Simulation (S) von $\overline{RMSE}|_{\cos(\varphi)} < 0,1\%$. Die Reduzierung des THD_{i40} ist vergleichbar

¹⁰Detaillierte Diagramme siehe Anhang C.

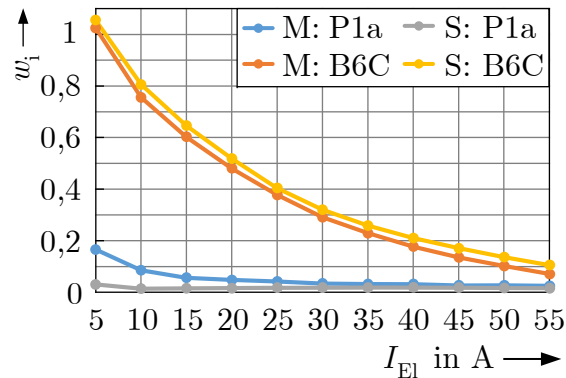


Abbildung 6.5: Ausgangsstromwelligkeit w_i von B6C und P1a aus Messung (M) und Simulation (S)

mit dem Demonstrator des P1a und weist im Vergleich zur Simulation einen mittleren effektiven Fehler von $\overline{RMSE}|_{THD_{i40}} = 1,8\%$ auf.

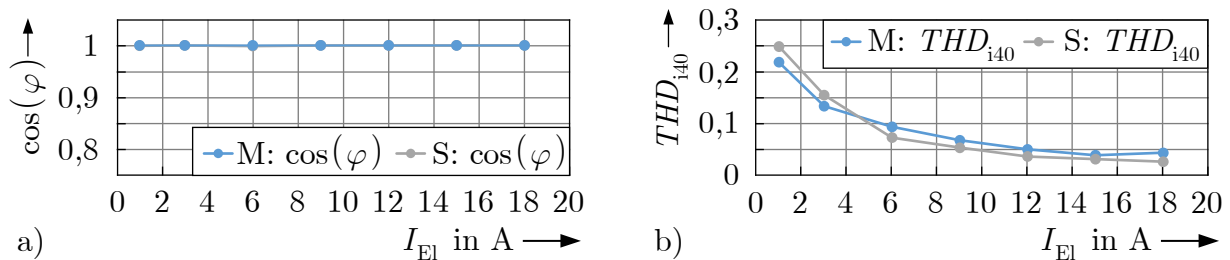


Abbildung 6.6: a) $\cos(\varphi)$ und b) harmonische Verzerrung THD_{i40} vom Serien-Parallelgleichrichter aus Messung (M) und Simulation (S)

Die Betrachtung der Welligkeit zeigt in der Messung insbesondere bei kleinen Strömen eine größere Abweichung, welche sich in einem $\overline{RMSE}|_{w_i} = 5,3\%$ äußert. Beim SP-Demonstrator wirkt sich eine unvollständige Kommutierungsaufschaltung in der Messung stärker aus, wobei in der Simulation die Regelung der LC-Filter der Aufschaltungsgenerierung ohne Rechenzeit erfolgt.¹¹ Die damit verbundene geringere Ordnung des Regelsystems weist ein günstigeres dynamisches Verhalten auf und erreicht somit eine bessere Kommutierungsaufschaltung.

¹¹Dies wird deutlich in den in Anhang C (Abb. C.14) dargestellten Ausgangs-zu-Erdspannungen, welche mit einem $\overline{nRMSE}|_{U_{0-PE}} \stackrel{\text{Gl. (6.2)}}{\approx} 60\%$ oberhalb der Simulation verlaufen.

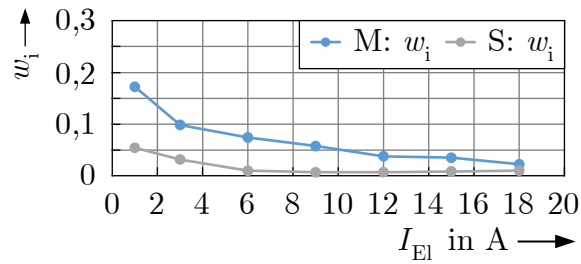


Abbildung 6.7: Ausgangsstromwelligkeit w_i vom SP aus Messung und Simulation

6.3.2 Verlustleistung

Insbesondere im Hinblick auf die Skalierbarkeit der Simulationsplattform ist ein Vergleich der auftretenden Verluste mit den Demonstratoren interessant: Erreicht das Simulationsmodell, dessen Parametrierung weitgehend von Datenblattwerten der Einzelkomponenten abgeleitet ist, eine gute Übereinstimmung mit den Demonstratoren, so kann auch bei einer Skalierung hin zu größeren Leistungen ein realitätsnahes Ergebnis erwartet werden.

Abbildung 6.8 zeigt dazu den Verluststapel für den Parallel-Gleichrichter P1a. Die Flächen bilden die gemessenen Verluste der entsprechenden Einzelkomponenten ab und sind jeweils aufeinander „gestapelt“, sodass die obere Kante dieses Stapels die Gesamtverlustleistung ergibt. Die Linien bilden die jeweiligen Verluste der Einzelkomponenten aus der Simulation ab, die ebenfalls aufeinander „gestapelt“ sind. Bei idealer Übereinstimmung sollten die Linien damit auf den Oberkanten der jeweiligen Flächen aus der Messung liegen, wobei sich Abweichungen aufaddieren.

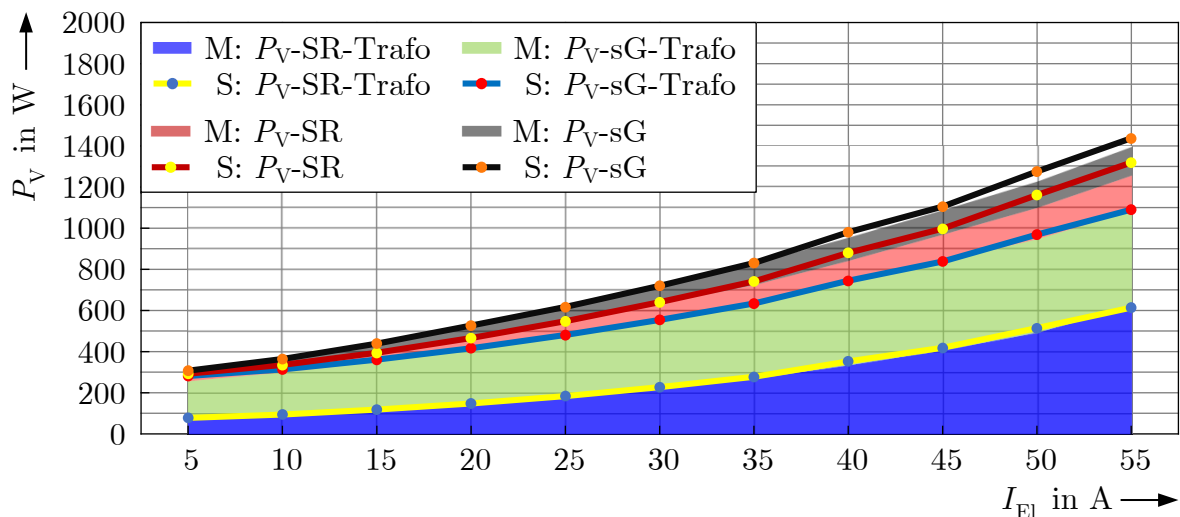


Abbildung 6.8: Verluste der Gleichrichtervariante P1a abhängig vom Ausgangsstrom

Insgesamt ergibt sich eine gute Übereinstimmung der Verluste zwischen Messung (M) und Simulation (S). Betrachtet man den nach Gleichung (6.2) definierten mittleren bezogenen effektiven Fehler der gesamten Verlustleistung, ergibt sich für den P1a $\overline{nRMSE}|_{P_V} = 1,7\%$. In Gleichung (6.2) wird der $nRMSE|_{P_V}$ für die Verlustleistung P_V an den jeweiligen Arbeitspunkten n ermittelt und über N_{AP} Arbeitspunkte gemittelt. Um die Güte der Abbildung durch die Simulation bezogen auf die einzelnen Komponenten bewerten zu können, werden zusätzlich die $nRMSE$ an jedem Arbeitspunkt jeder Teilkomponente berechnet und zu $\overline{nRMSE}'|_{P_V} = 9,7\%$ gemittelt. Hierdurch wird zum einen sichtbar, dass auch die Aufteilung der Verluste realitätsnah abgebildet wird, aber auch dass sich die einzelnen Abweichungen in den Gesamtverlusten kompensieren.

$$\overline{nRMSE}|_{P_V} = \frac{1}{N_{AP}} \sum_{n=1}^{N_{AP}} \frac{\sqrt{(P_{V,M|k} - P_{V,S|k})^2}}{P_{V,M|k}} \quad (6.2)$$

Eine analoge Betrachtung für die Verluste des Serien-Parallel-Gleichrichterdemonstrators in Abbildung 6.9 und der zugehörigen Simulation ergibt auch hier eine gute Übereinstimmung mit $\overline{nRMSE}|_{P_V} = 2,9\%$. Wird der $nRMSE$ für die untersuchten Teilverlustleistungen an jedem Arbeitspunkt berechnet und diese gemittelt, ergibt sich ein $\overline{nRMSE}'|_{P_V} \approx 30\%$. Ursächlich für die großen Abweichungen sind hier große relative Abweichungen bei Komponenten, die insbesondere bei kleinen Ausgangsströmen geringe Verlustanteile aufweisen. Auf den $nRMSE$ wirken sich damit geringe absolute Abweichungen von einigen Watt sehr stark aus. Bei Nennleistung des Serien-Parallel-Demonstrators ergeben sich für alle betrachteten Teilverluste $nRMSE|_{P_V} < 10\%$.

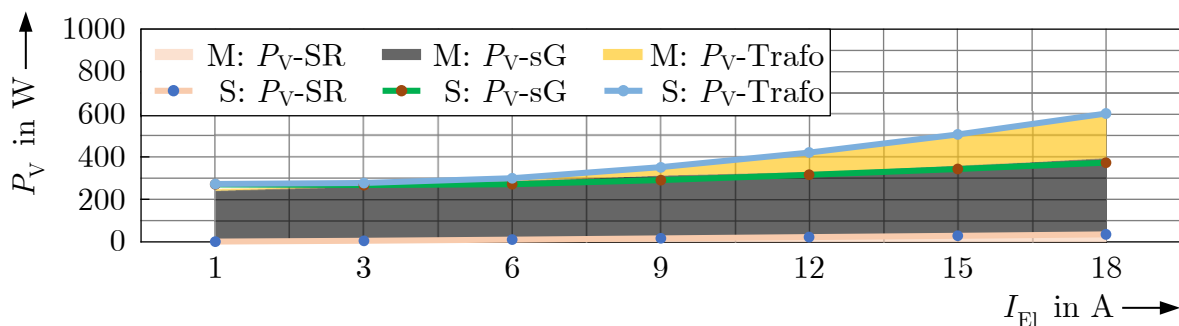


Abbildung 6.9: Verluste der Gleichrichtervariante SP abhängig vom Ausgangsstrom

Insgesamt kann aus der Betrachtung der Verlustleistung geschlossen werden, dass mit der gezeigten Methodik auch für in der Leistung skalierte Gleichrichter realitätsnahe Verluste und Wirkungsgrade aus der Simulation ermittelt werden können.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Basierend auf den Anforderungen von Versorgungsnetz und Elektrolyseprozess ist ein umfassender Vergleich zwischen verschiedenen bekannten und „neuen“ Gleichrichtersystemen durchgeführt worden.

Dabei ist die Funktion der neuen Konzepte in Demonstratoren nachgewiesen und diese auch zur Prüfung der Modellierungsmethodik verwendet worden.

Ein Ergebnis des Vergleichs ist, dass einige Gleichrichtertopologien, die bereits Stand der Technik sind, in der Lage sind, ohne oder mit nur geringem Filteraufwand die grundlegenden Netzanforderungen zu erreichen. Ist jedoch eine vollständige Beeinflussung der Netzurückwirkungen erforderlich, muss am netzseitigen Anschlusspunkt ein sG zumindest parallel angeordnet sein. Die vollständige Beeinflussung der Ein- und Ausgangsmetriken geht mit einer Wirkungsgradminderung über einen großen Teil des Betriebsbereichs einher, wobei mit den vorgestellten „neuen“ Hybrid-Gleichrichtern Wirkungsgrade nahe den konventionellen Thyristor-basierten Gleichrichtern erreicht werden können.

Zukünftig können auch hier nicht weiter betrachtete Gleichrichtertopologien an Bedeutung gewinnen; so weisen beispielsweise Stromzwischenrichter abhängig von der Verfügbarkeit passender Bauteile oder Multilevel-Ansätze in Verbindung mit SST-Konzepten Potential auf.

Auch sind beim Wirkungsgrad durch Optimierungen Verbesserungen zu erwarten. So können bei Hybrid-Gleichrichtern der sG-Leistungsanteil an den jeweiligen Betriebspunkt angepasst, sowie andere Schaltfrequenzen oder Modulationsverfahren gewählt werden. Ebenfalls ergeben sich, wie bereits in Voruntersuchungen mit entsprechenden Bauelementen aufgezeigt, durch Einsatz von SiC-basierten Transistoren erhebliche Wirkungsgradvorteile bei allen selbstgeführten Teilschaltungen. Eine weiterhin nicht betrachtete Option ist der Einsatz von, bzw. die Kombination mit passiven Filtern. Bei Hybrid-Gleichrichtern kann hier der Grundschwingungsblindleistungsbedarf zumindest teilweise durch passive Filter gedeckt werden, die gleichzeitig Teil von Eingangsfiltern höherer Ordnung sind. Dadurch kann die notwendige Nennscheinleistung der parallelen sG reduziert und das eigentlich passive Filterelement durch die sG-Regelung stabilisiert werden, wodurch ein einfacherer Aufbau erreicht werden kann.

Offene Fragestellungen ergeben sich ebenfalls im Bereich regelungstechnischer Aspekte. So ist beim Serien-Parallel-Gleichrichter eine Verbesserung der Kommutierungsaufschaltung notwendig, welche grundsätzlich durch einen RC-Ansatz zu lösen wäre. Hinzu kommen Fragestellungen zur Stabilität und ggfs. notwendigen überlagerten Führungsgrößengeneratoren oder Regelungen bei großem Elektrolysesystem-Anteil an der Leistung in einem (Teil-)Netz.

Eine weiterführende Untersuchung zu gepulstem Betrieb und dadurch ggf. Ermöglichen von Überlastbetrieb von Elektrolyseuren könnte den Zusatzaufwand zur Erzeugung von gezielt gepulsten Strömen durch die Gleichrichtersysteme rechtfertigen.

Weiterentwicklungen im Bereich der Elektrolyseure und deren Peripherie, die zu höheren Spannungen und einer Aufhebung der festen Erdbindung führen, würden neue Möglichkeiten beim Aufbau von Gleichrichtersystemen ermöglichen.

Entwicklungspotential könnte sich auch durch Einbindung der Elektrolysesysteme in nachgeordnete Prozessschritten bieten, wie sie z.B. im Sektor der Chemieindustrie zu erwarten sind. Beispielsweise sei hier Prozesswärme zu nennen, da bei Elektrolyseuren im Nennbetrieb Wärmeenergie abgeführt werden muss und im unteren Teillastbereich eine Zuführung Sinn machen kann.

Zur Entscheidungsfindung, welche Elektrolysesysteme mit welchen Gleichrichtern schlussendlich unter gegebenen Bedingungen zum Einsatz kommen sollten, bedarf es weitergehender ökonomischer wie ökologischer Untersuchungen, die auch Rahmenbedingungen, wie die Anforderungen am Anschlusspunkt, Transportfragen von elektrischer Energie und chemischen Energieträgern, Gestehungskosten des Wasserstoffs und Gegenwert von möglichen Netzdienstleistungen durch Gleichrichtersysteme berücksichtigen.

A Ergänzungen zu Kapitel 3

Vollständige Darstellung des erweiterten Wechselstromstellers W3m

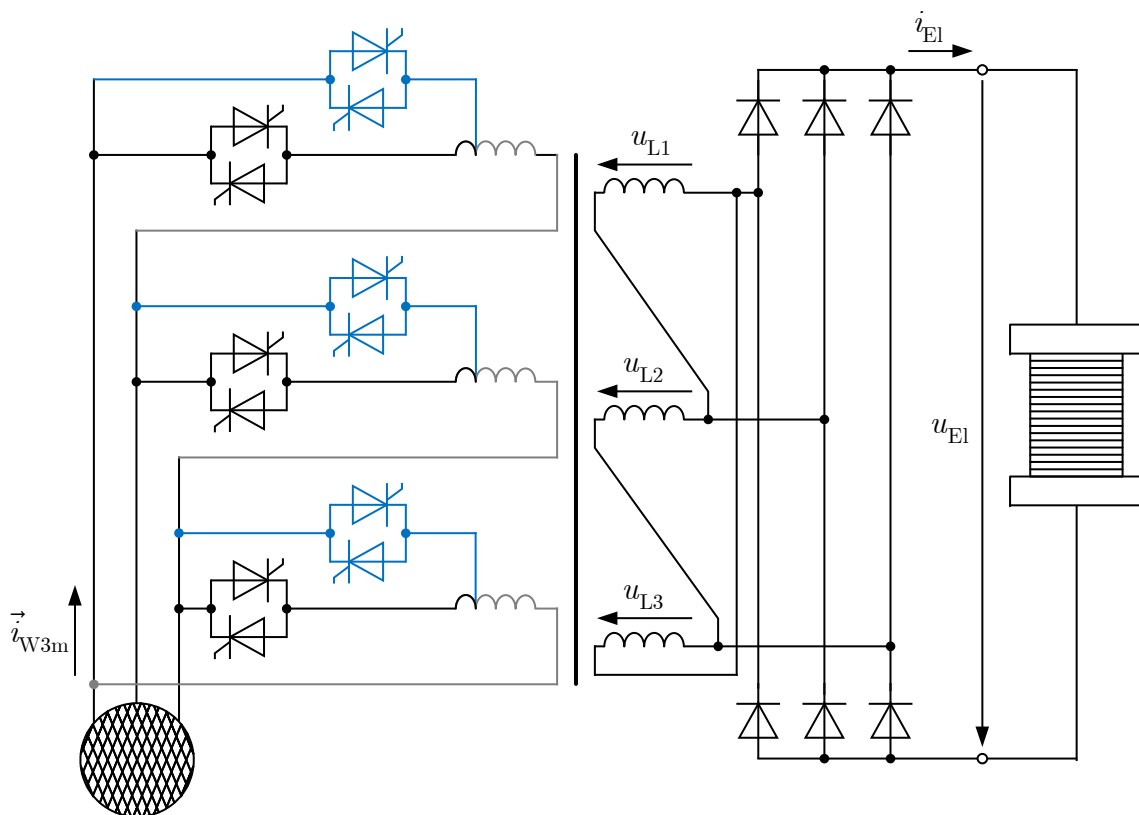


Abbildung A.1: Schaltbild eines Gleichrichters mit mehrstufigem Wechselstromsteller als primärseitigem Stellglied

B Auswertung verschiedener Hybrid-Gleichrichtervarianten aus der Simulationsplattform

In diesem Anhang sind die Ergebnisse aller in der Simulationsplattform nach Kapitel 5 berücksichtigten Gleichrichtervarianten dargestellt, um eine erweiterte Übersicht über die untersuchten Gleichrichter zu ermöglichen.

Die Grafiken sind zur übersichtlicheren Darstellung mit den in Tabelle B.1 zusammengestellten Kurzzeichen der simulierten Topologievarianten beschriftet, welche sich aus Abbildung 5.1 ergeben.

In Ergänzung zu den Auswertungen der in Kapitel 5 ausgewählten Hybrid-Topologien zeigen Abbildung B.1a),b) und Abbildung B.2a),b) die zeitlichen Verläufe der Teil-Eingangsströme der ersten Netzphase und die Teil-Ausgangsströme.

Die folgenden Abschnitte mit den Abbildungen B.3 bis B.15 zeigen die Auswertungen nach Metriken für die mit Hilfe der Simulationsplattform darstellbaren parallelen Hybrid-Gleichrichter.

Analog werden in den anschließenden Abbildungen B.16 bis B.22 die entsprechenden Ergebnisse der Serien-Parallel-Topologie gezeigt.

Abschließend wird für alle betrachteten Topologien der Aufwandsvergleich nach Chipflächen (Abb. B.23) und passiven Komponenten (Abb. B.24) dargestellt.

Tabelle B.1: Übersicht simulierter Gleichrichtertopologien aus der Simulationsplattform und deren Kurzzeichen

Kurzz.	Entspr. in Abb. 5.1	Topologie
W3m	W3m-B6U	Mod. Wechselstromsteller und ungesteuerte Gleichrichtung
B6C	Δ -B6C	Sechspulsiger Thyristorgleichrichter
B12	Δ -Y-B12	Zwölfpulsiger Thyristorgleichrichter (B6C)2P
B12+	Δ -Y-B12-TSS	Zwölfpulsiger (vollausgesteuerter) Thyristorgleichrichter (B6C)2P mit seriellem Tiefsetzsteller
B12f	Δ -Y-B12-TSS Δ -aFi	Zwölfpulsiger (vollausgesteuerter) Thyristorgleichrichter (B6C)2P mit seriellem Tiefsetzsteller und parallelem aktiven Filter
sG+	Δ -sG-TSS	Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit nachgeschaltetem Tiefsetzsteller (auf Nennstrom angepasst)
P1a	Δ -B6C Δ -sG	Hybrid: sechspulsiger Thyristorgleichrichter und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter
P2a	Δ -B6C Δ -sG-TSS	Hybrid: sechspulsiger Thyristorgleichrichter und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit seriellem Tiefsetzsteller
P3a	Δ -B6C Δ -sG-GDFW	Hybrid: sechspulsiger Thyristorgleichrichter und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit seriellem Gegentakt-Durchflusswandler
P1b	Δ -Y-B12 Δ -sG	Hybrid: zwölfpulsiger Thyristorgleichrichter (B6C)2P und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter
P2b	Δ -Y-B12 Δ -sG-TSS	Hybrid: zwölfpulsiger Thyristorgleichrichter (B6C)2P und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit seriellem Tiefsetzsteller
P3b	Δ -Y-B12 Δ -sG-GDFW	Hybrid: zwölfpulsiger Thyristorgleichrichter (B6C)2P und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit seriellem Gegentakt-Durchflusswandler

Zeitverläufe von Ein- und Ausgangsstrom der in Kapitel 5 gezeigten parallelen Hybrid-Gleichrichter

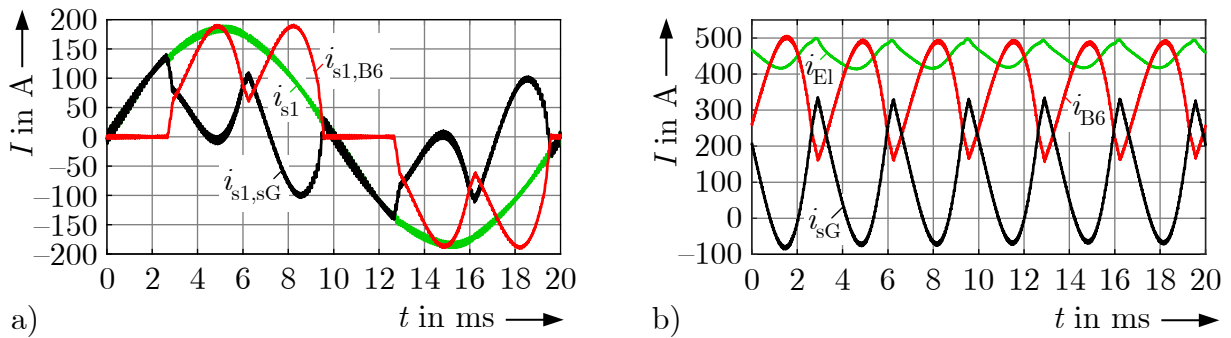


Abbildung B.1: a) Teil-Eingangsströme der ersten Phase und b) Teil-Ausgangsströme der Hybrid-Gleichrichtervariante P1a, jeweils im Nennbetriebspunkt bei $I_{E1} = 450$ A

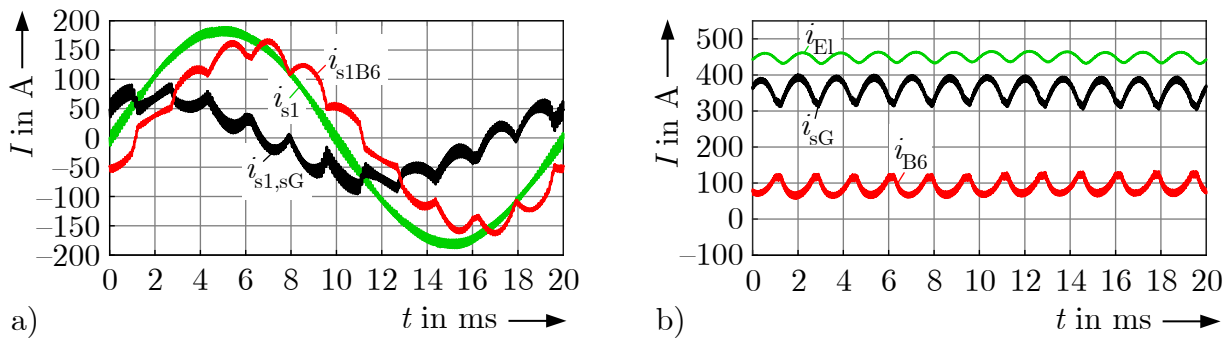


Abbildung B.2: a) Teil-Eingangsströme der ersten Phase und b) Teil-Ausgangsströme der Hybrid-Gleichrichter-Variante P3b, jeweils im Nennbetriebspunkt bei $I_{E1} = 450$ A

Ergebnisse der Vergleichsmetriken für konventionelle Gleichrichtertopologien

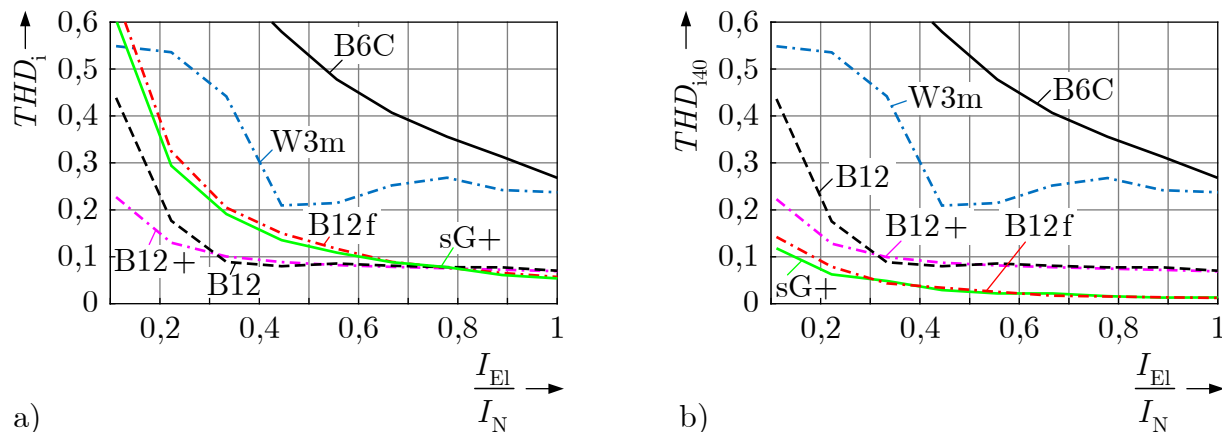


Abbildung B.3: a) gesamte harmonische Stromverzerrung THD_i und b) harmonische Verzerrung THD_{i40} konventioneller Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

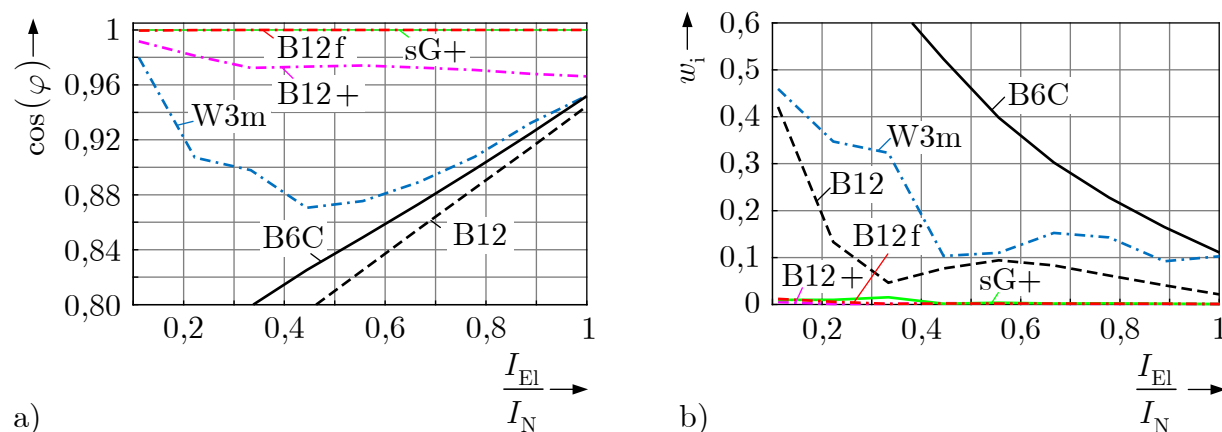


Abbildung B.4: a) $\cos(\varphi)$ und b) Ausgangsstromwelligkeit w_i konventioneller Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

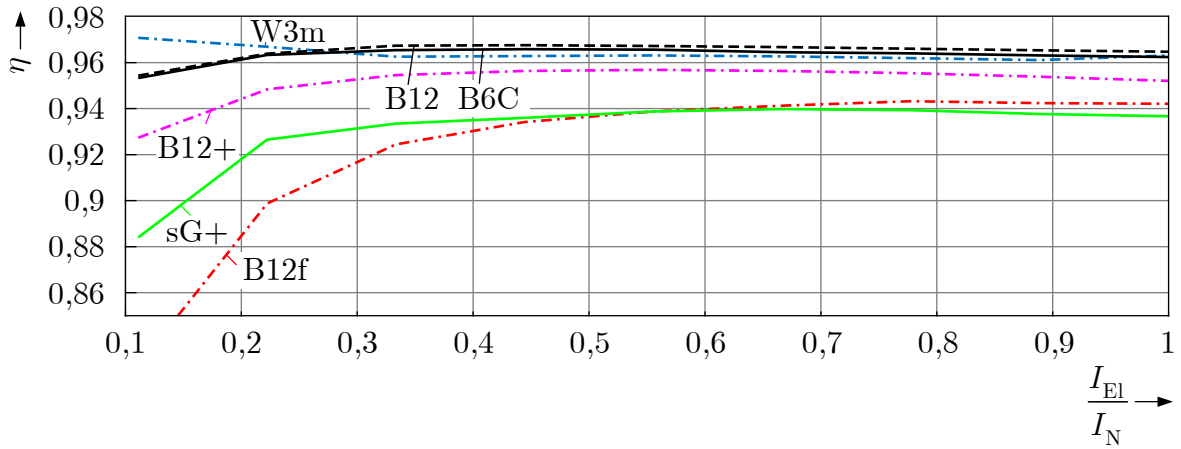


Abbildung B.5: Wirkungsgrad konventioneller Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

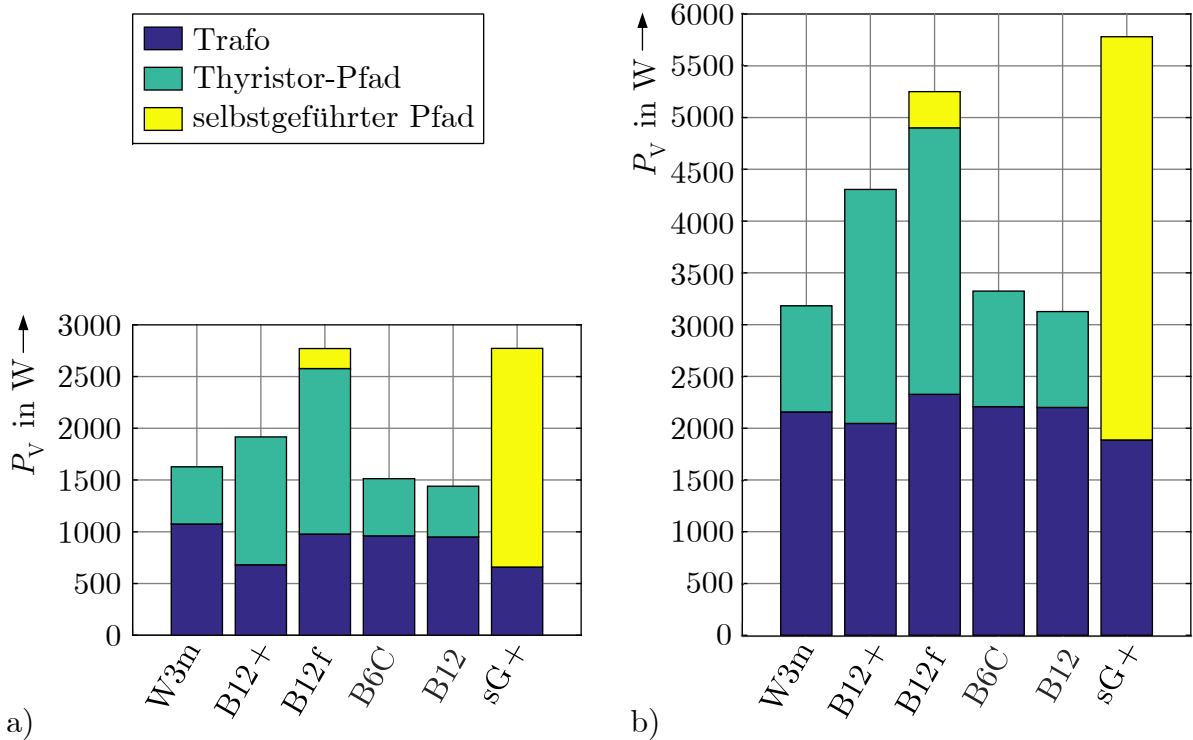


Abbildung B.6: Verlustverteilung konventioneller Gleichrichter bei a) 250 A und b) 450 A Ausgangsstrom

Ergebnisse der Vergleichsmetriken für parallele Hybrid-Gleichrichter mit ZDSZÄ

Selbstgeführte Teilgleichrichter werden mit eZDSZÄ gemäß Abschnitt 3.2.1.6 moduliert und geregelt.

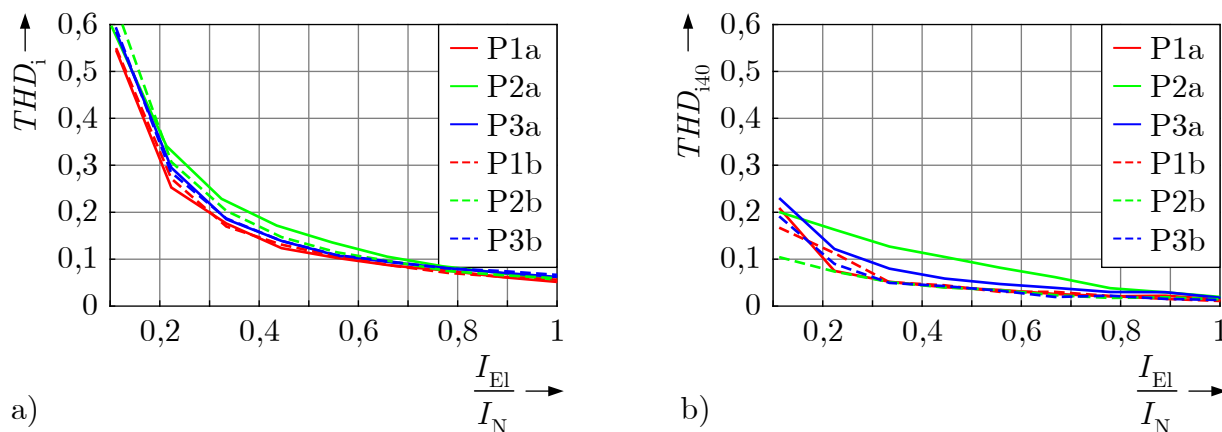


Abbildung B.7: a) gesamte harmonische Stromverzerrung THD_i und b) harmonische Verzerrung THD_{i40} Hybrid-Gleichrichter mit eZDSZÄ abhängig vom Ausgangsstrom

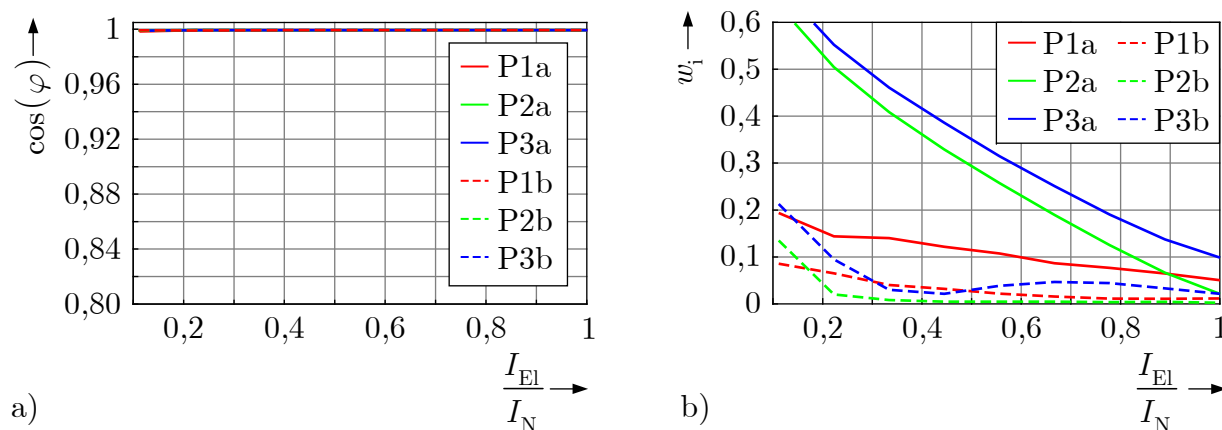


Abbildung B.8: a) $\cos(\varphi)$ und b) Ausgangsstromwelligkeit w_i Hybrid-Gleichrichter mit eZDSZÄ abhängig vom Ausgangsstrom. Bei P2a und P3a ist die Stellreserve unzureichend für eine weitreichende Kompensation der Ausgangswelligkeit des parallelen B6C.

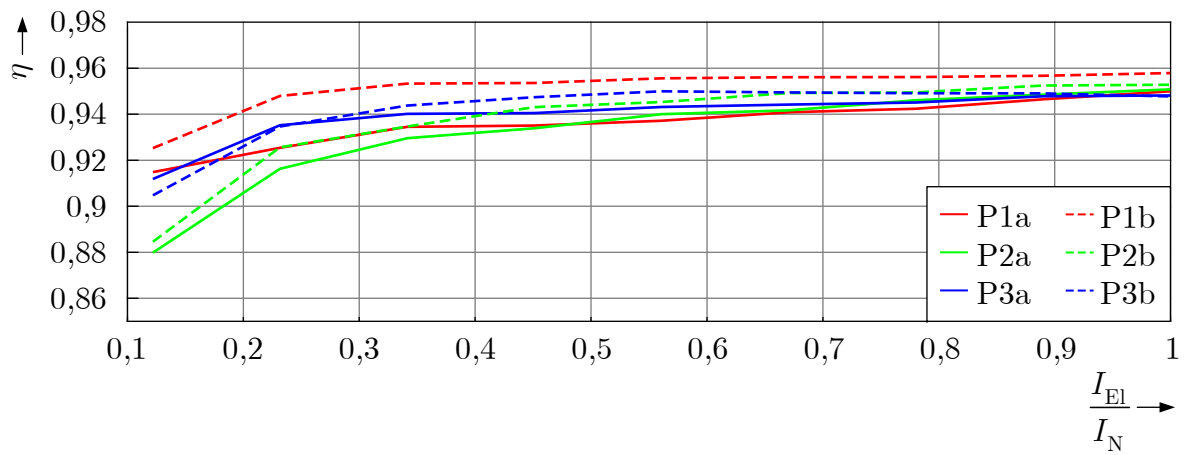


Abbildung B.9: Wirkungsgrad Hybrid-Gleichrichter mit eZDSZÄ abhängig vom Ausgangsstrom

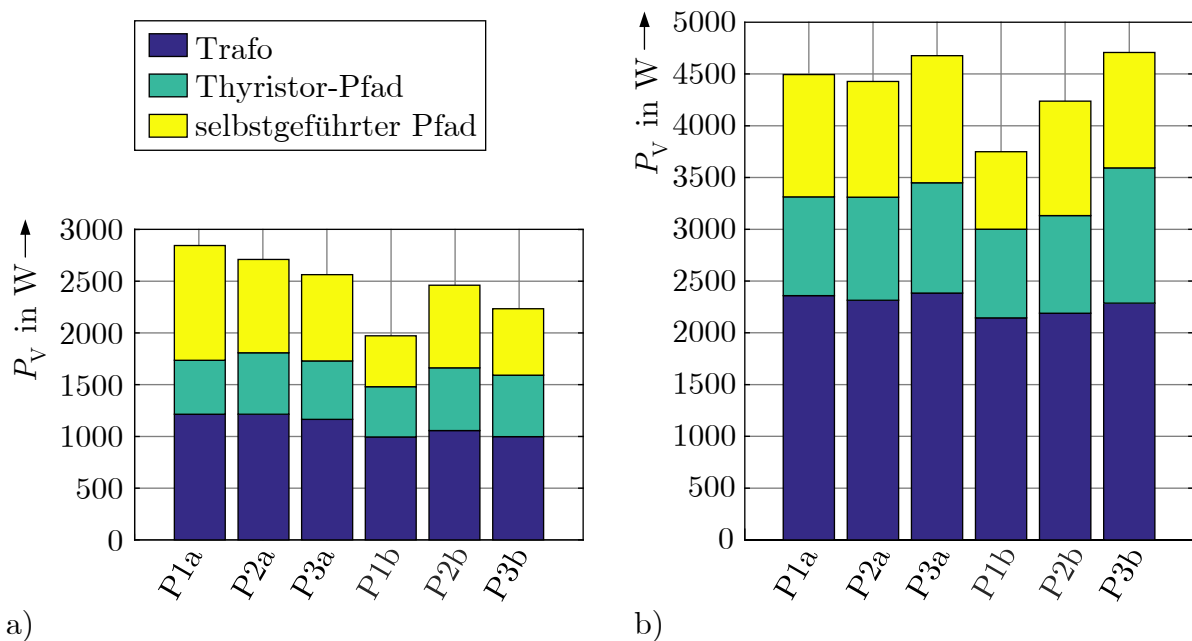


Abbildung B.10: Verlustverteilung Hybrid-Gleichrichter mit eZDSZÄ bei a) 250 A und b) 450 A Ausgangsstrom

Ergebnisse der Vergleichsmetriken für parallele Hybrid-Gleichrichter mit PRC

Selbstgeführte Teilgleichrichter werden mit PRC gemäß Abschnitt 3.2.1.5 moduliert und geregelt.

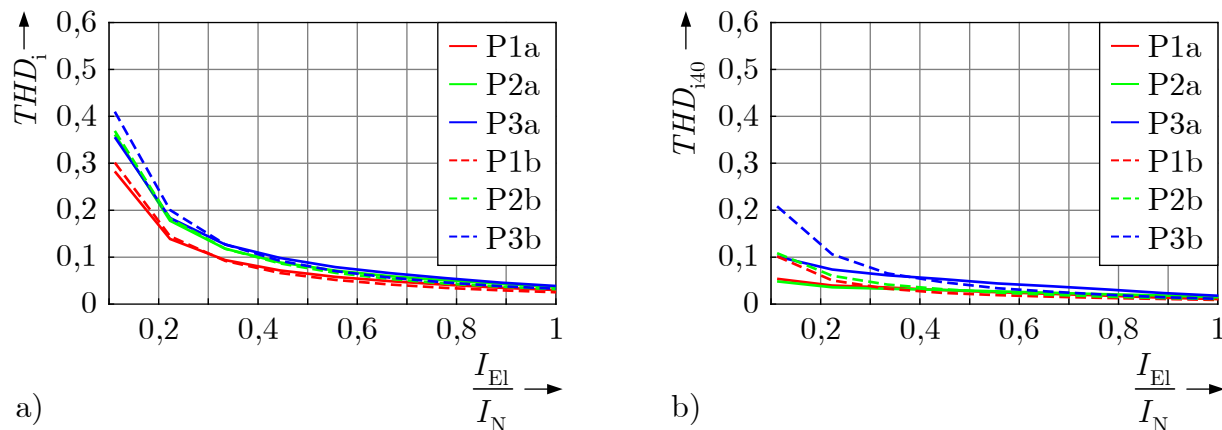


Abbildung B.11: a) gesamte harmonische Stromverzerrung THD_i und b) harmonische Verzerrung THD_{140} Hybrid-Gleichrichter mit PRC abhängig vom Ausgangsstrom. Deutlich wird, dass das PRC-Verfahren bei sonst vergleichbaren Randbedingungen geringere Stromverzerrungen erreicht.

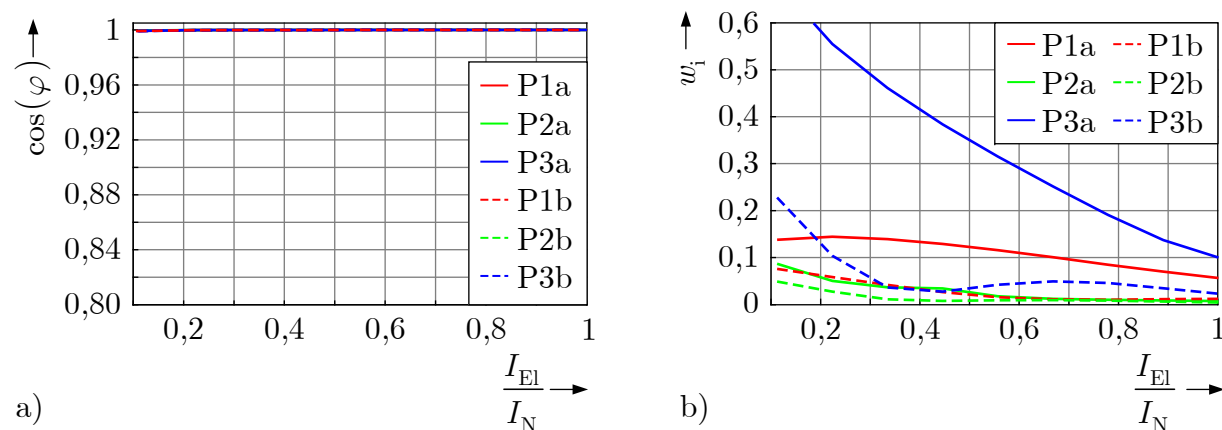


Abbildung B.12: a) $\cos(\varphi)$ und b) Ausgangsstromwelligkeit w_i Hybrid-Gleichrichter mit PRC abhängig vom Ausgangsstrom. Beim P2a ist der Stellbereich durch Ergänzung einer Rückspeisefähigkeit im vgl. zu Abb. B.8 erweitert; bei P3a ist die Stellreserve unzureichend für eine weitreichende Kompensation der Ausgangswelligkeit des parallelen B6C.

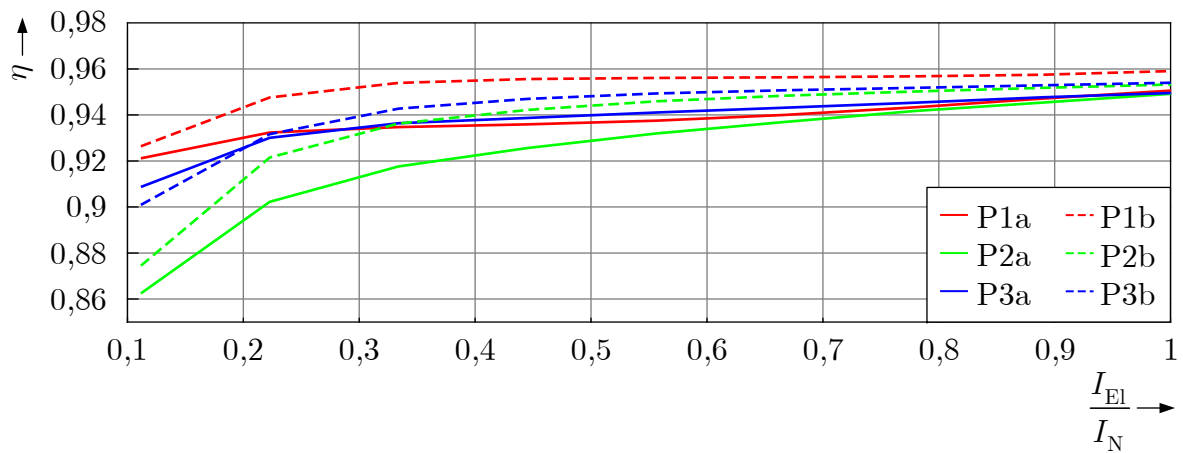


Abbildung B.13: Wirkungsgrad Hybrid-Gleichrichter mit PRC abhängig vom Ausgangsstrom

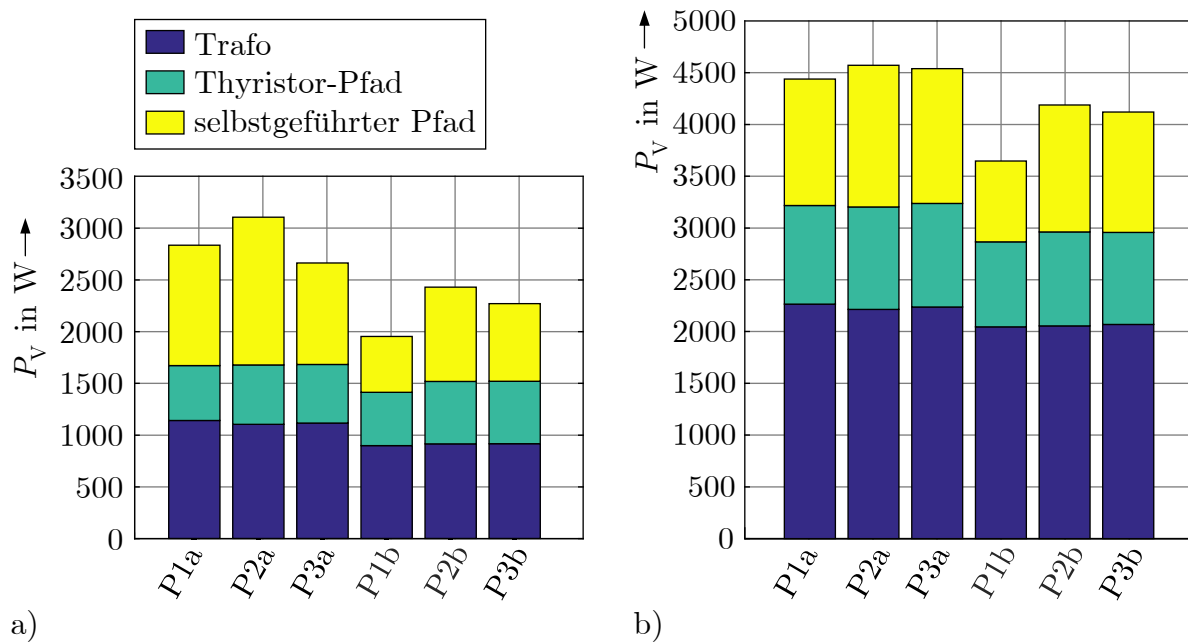


Abbildung B.14: Verlustverteilung Hybrid-Gleichrichter mit PRC bei a) 250 A und b) 450 A Ausgangsstrom

Wirkungsgradverbesserung bei parallelen Hybrid-Gleichrichtern mit PRC und SiC-basierten Transistoren

Selbstgeführte Teilgleichrichter werden mit PRC gemäß Abschnitt 3.2.1.5 geregelt. Als Leistungstransistoren sind SiC-Transistoren (FF8MR12W2M1 [120]) im Modell hinterlegt. Die Ein- und Ausgangsmetriken sind identisch, die Verlustleistung im selbstgeführten Pfad kann jedoch abgesenkt werden.

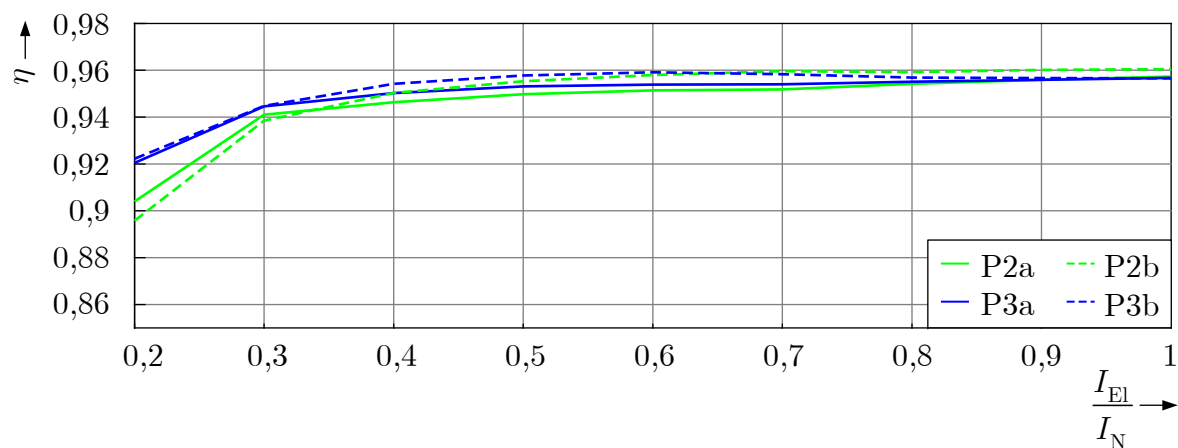


Abbildung B.15: Wirkungsgrad Hybrid-Gleichrichter mit PRC abhängig vom Ausgangsstrom

Zeitverläufe relevanter Größen des Serien-Parallel-Gleichrichter

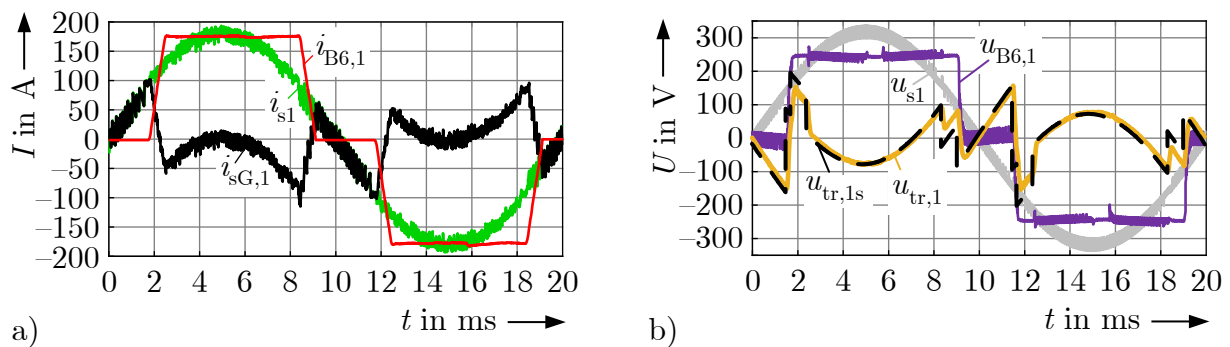


Abbildung B.16: a) Teil-Eingangsströme der ersten Phase und b) Teilspannungen der Spannungsaufschaltung beim Serien-Parallel-Gleichrichter, jeweils im Nennbetriebspunkt bei $I_{E1} = 175$ A

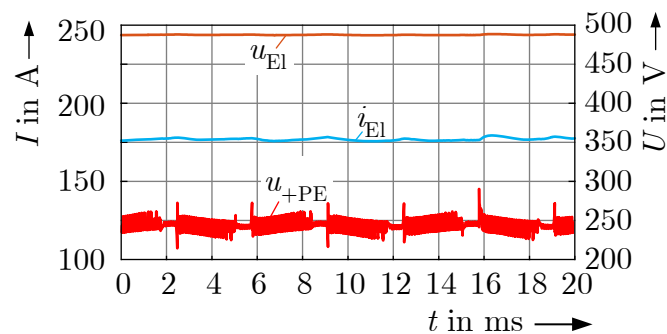


Abbildung B.17: Ausgangsspannung, -strom und Ausgang-zu-Erd-Spannung im Nennbetriebspunkt bei $I_{E1} = 175$ A

Ergebnisse der Vergleichsmetriken beim
Serien-Parallel-Gleichrichter

Tabelle B.2: Übersicht simulierter Varianten des Serien-Parallel-Gleichrichters und deren Kurzzeichen

Kurzzeichen	Topologie nach Abbildung 4.6
SPz1	Serien-Parallel-Gleichrichter mit netzseitiger eZDSZÄ-Modulation im Parallelpfad
SPz2	Serien-Parallel-Gleichrichter mit netzseitiger eZDSZÄ-Modulation und SiC-Transistoren (FF8MR12W2M1 [120]) im Parallelpfad
SPp1	Serien-Parallel-Gleichrichter mit PWM-Modulation und netzseitigem PRC im Parallelpfad
SPp2	Serien-Parallel-Gleichrichter mit PWM-Modulation, netzseitigem PRC und SiC-Transistoren (FF8MR12W2M1 [120]) im Parallelpfad

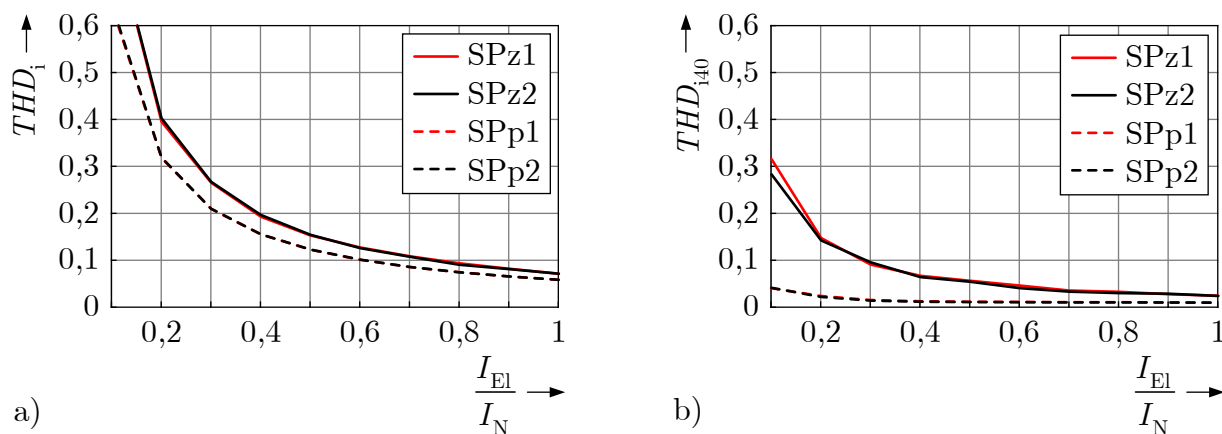


Abbildung B.18: a) gesamte harmonische Stromverzerrung THD_i und b) harmonische Verzerrung THD_{i40} beim Serien-Parallel-Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom. Es ist ebenfalls die geringere Stromverzerrung bei Verwendung des PRC-Verfahrens erkennbar.

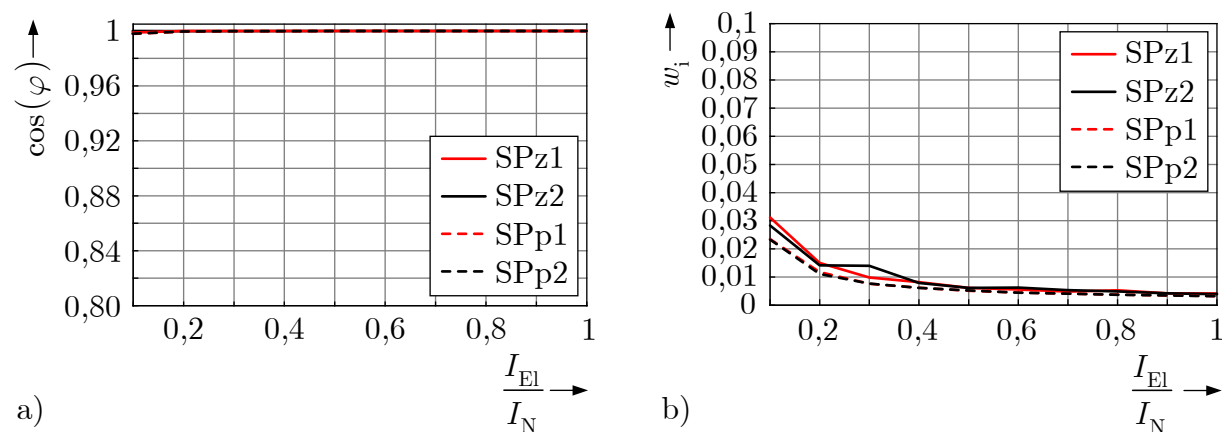


Abbildung B.19: a) $\cos(\varphi)$ und b) Ausgangsstromwelligkeit w_i beim Serien-Parallel-Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

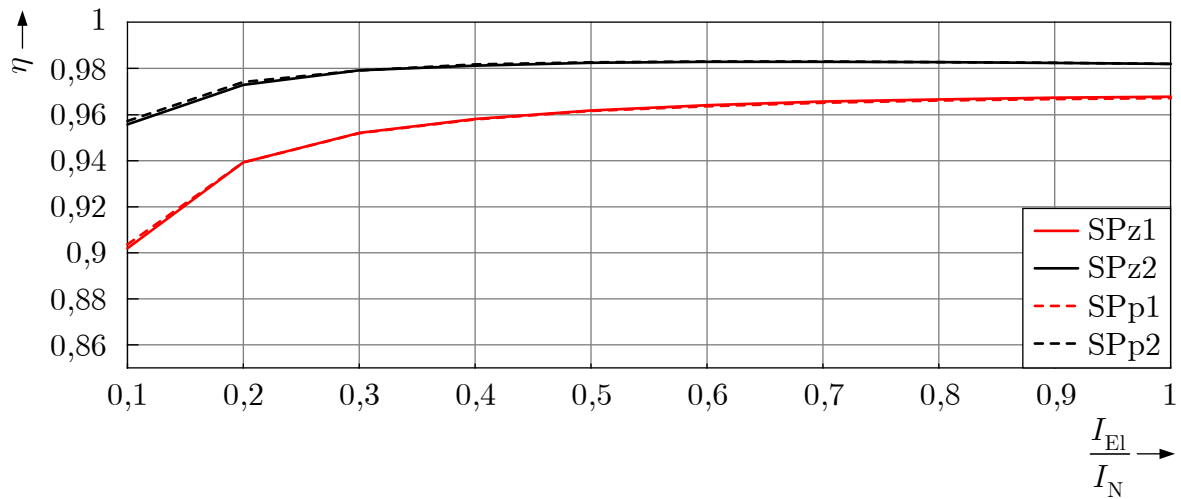


Abbildung B.20: Wirkungsgrad Serien-Parallel-Gleichrichter abhängig vom Ausgangsstrom

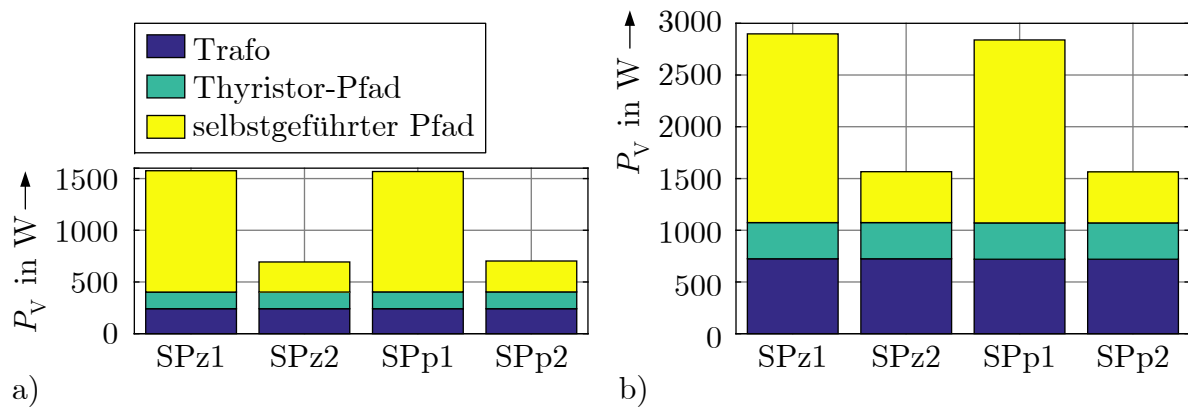


Abbildung B.21: Verlustverteilung Serien-Parallel-Gleichrichter bei a) 87,5 A und b) 175 A Ausgangsstrom

Ausgang-zu-Erd-Spannung als zusätzliches Merkmal beim Serien-Parallel-Gleichrichter

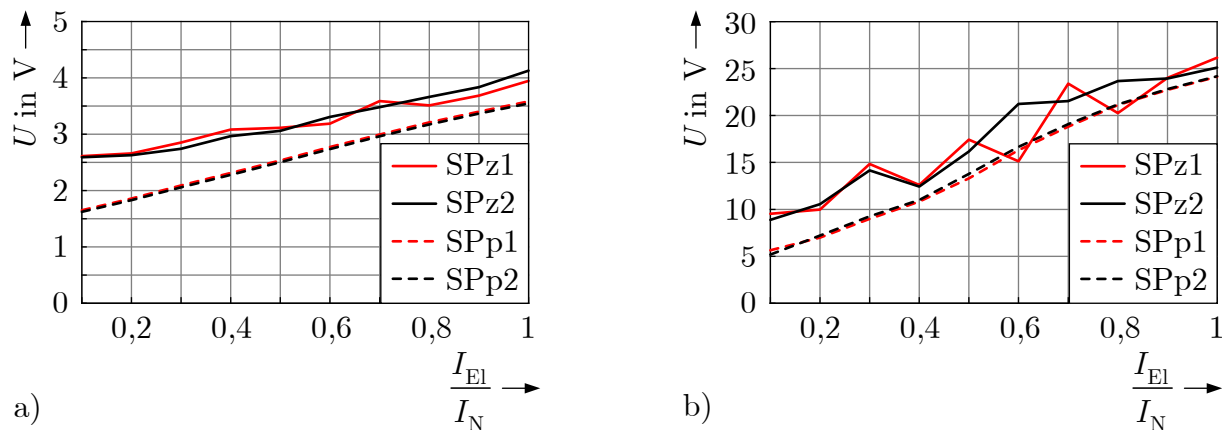


Abbildung B.22: a) Effektiv- und b) Amplitudenwert der Ausgangs-zu-Erd-Spannung. Insbesondere hohe Amplitudenwerte weisen auf unvollständige Kommutierungskompensation hin.

Aufwandsvergleich anhand der benötigten Leistungshalbleiter-Chipflächen

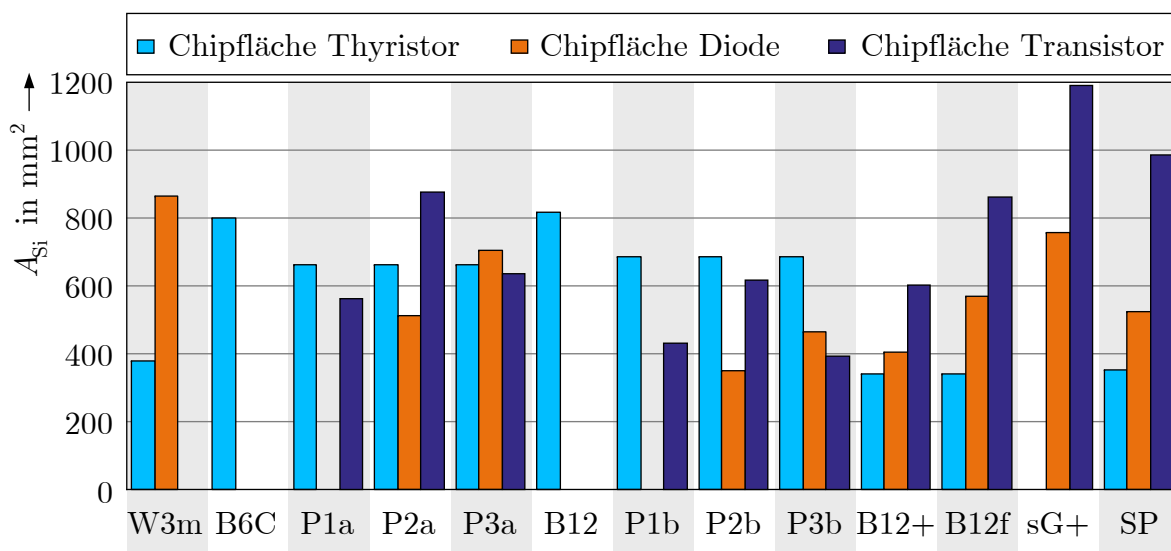


Abbildung B.23: Chipflächenvergleich

Aufwandsvergleich über Volumen passiver Bauteile

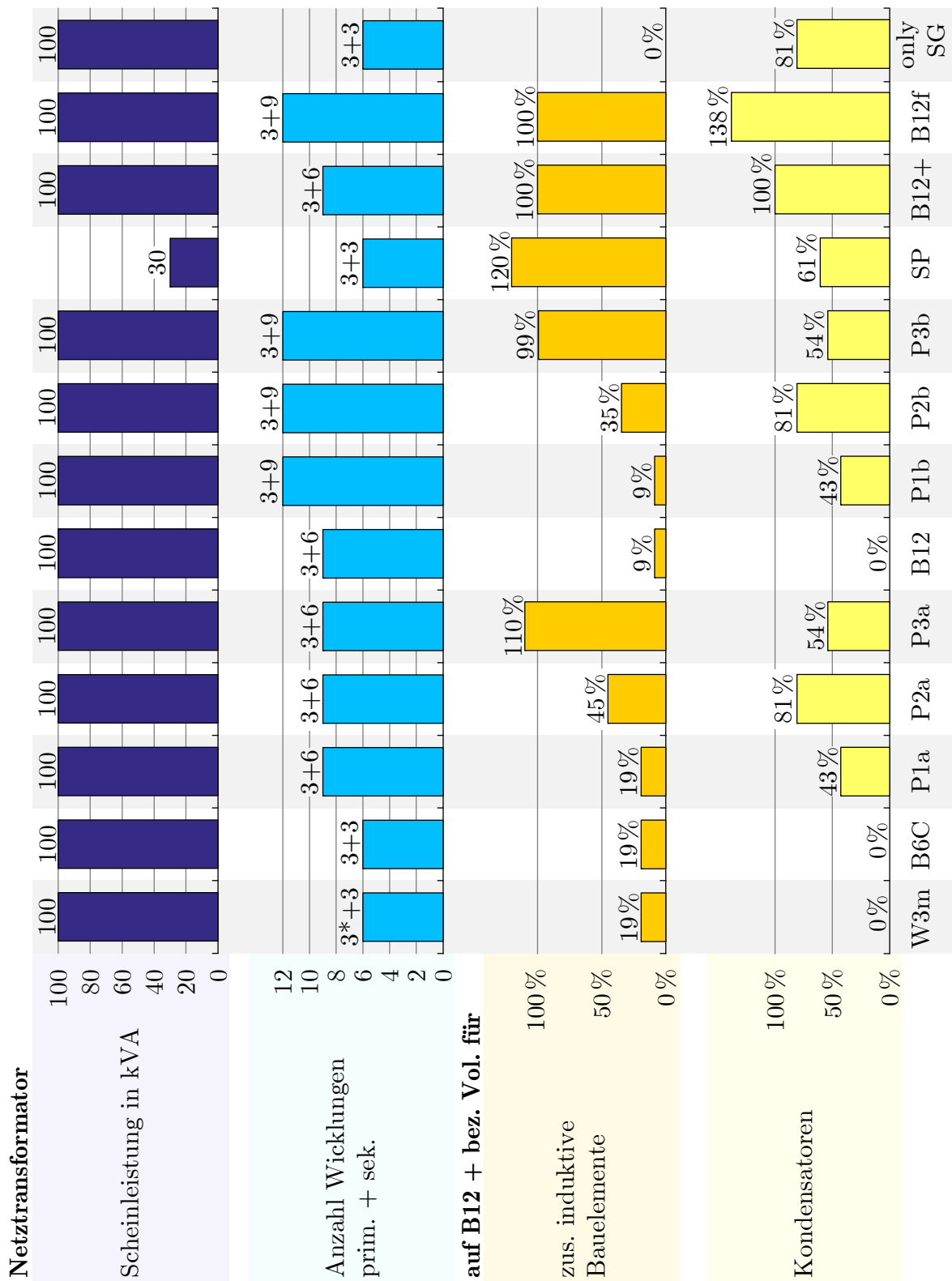


Abbildung B.24: Vergleich Aufwand passiver Bauteile

C Erweiterte Daten und Ergebnisse zu Gleichrichter-Demonstratoren

In diesem Anhang werden Aufbau, Messergebnisse und Auswertungen der aufgebauten Gleichrichter demonstratoren präsentiert, die in Kapitel 6 nicht ausführlich behandelt worden sind.

Tabelle C.1: Übersicht aufgebauter Demonstratoren und deren Kurzzeichen

Kurzsz.	Entspr. in Abb. 5.1	Topologie
B6C	Δ -B6C	sechspulsiger Thyristorgleichrichter
P1a	Δ -B6C Δ -sG	Hybrid: sechspulsiger Thyristorgleichrichter und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter
P2a	Δ -B6C Δ -sG-TSS	Hybrid: sechspulsiger Thyristorgleichrichter und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit seriellem Tiefsetzsteller
P3a	Δ -B6C Δ -sG-GDFW	Hybrid: sechspulsiger Thyristorgleichrichter und paralleler Zweipunkt-Gleich-/ Wechselrichter mit seriellem Gegentakt-Durchflusswandler
SP	nach Abschnitt 4.2, Abb. 4.6	Hybrid: Serien-Parallel-Gleichrichter

Zusätzliche Ergebnisse zum Parallel-Gleichrichter P1a

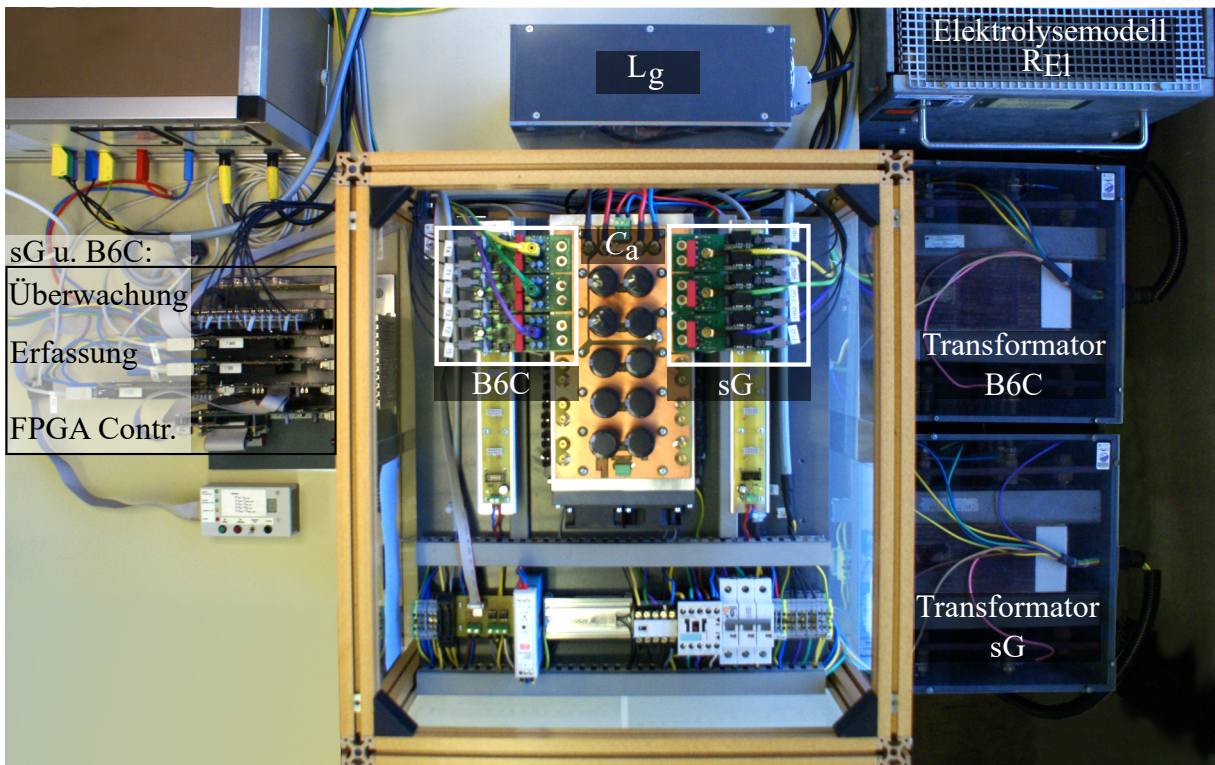


Abbildung C.1: Abbildung des Demonstrators der Parallelgleichrichtervariante P1a

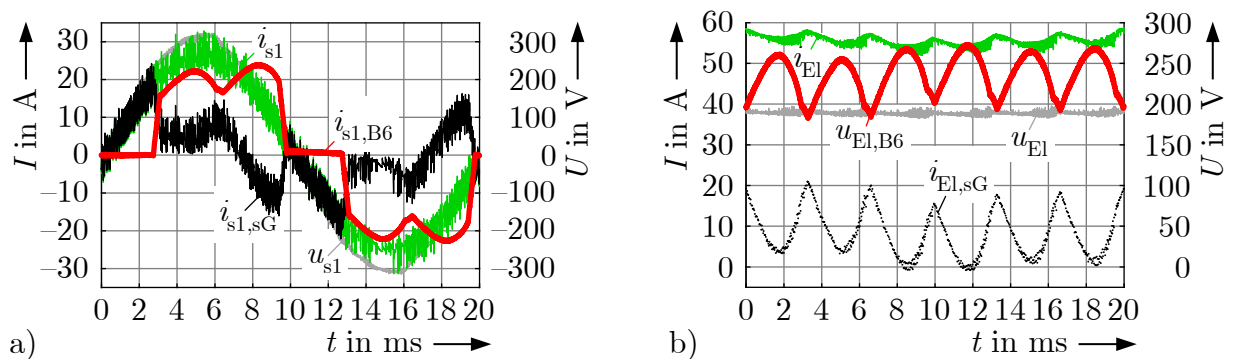


Abbildung C.2: a) Teil-Eingangsströme der ersten Phase und b) Teil-Ausgangsströme des Hybrid-Gleichrichterdemonstrators P1a bei Verwendung von eZDS-ZÄ für den sG, jeweils im Nennbetriebspunkt

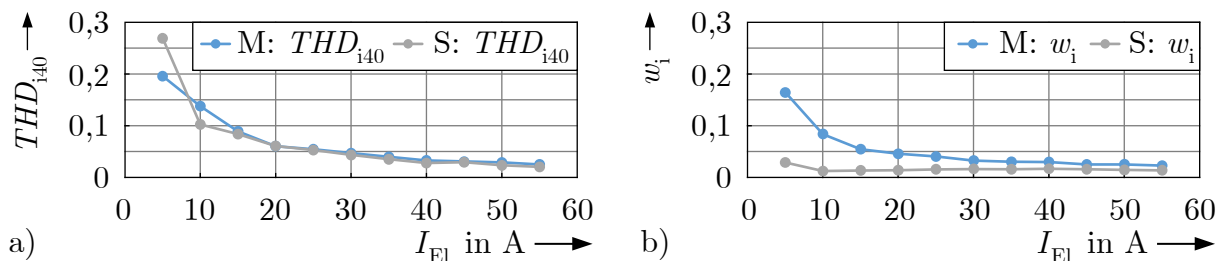


Abbildung C.3: a) harmonische Verzerrung THD_i des Eingangsstroms und b) Welligkeit w_i des Ausgangsstroms beim P1a, jeweils von Demonstrator (M) und Simulation (S) bei eZDSZÄ-Modulation; die mittleren Abweichungen zwischen M und S betragen $\overline{RMSE}|_{THD_{i40}} = 1,28\%$, $\overline{RMSE}|_{w_i} = 3,43\%$

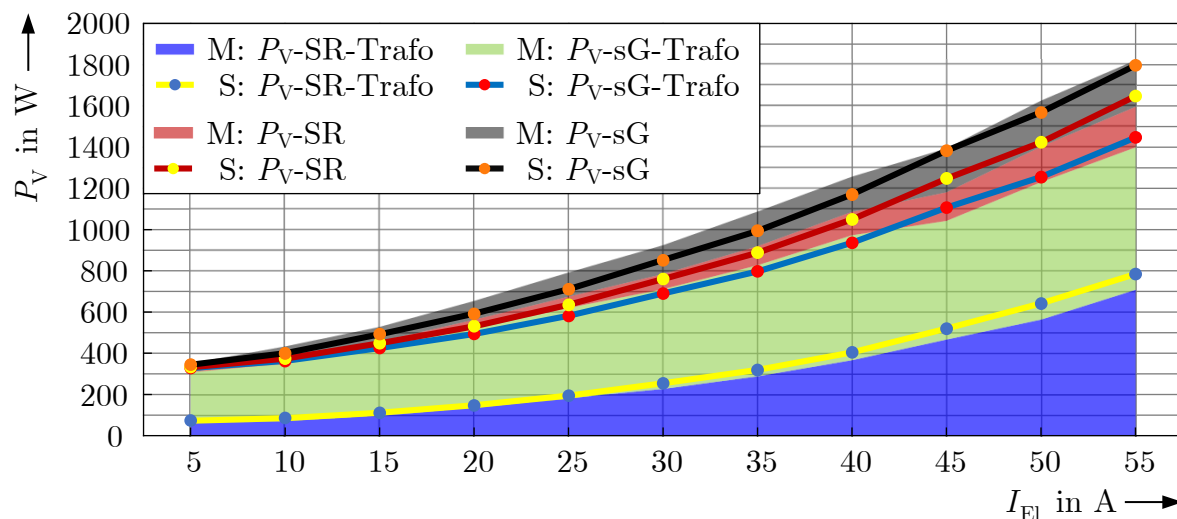


Abbildung C.4: Verluststapel im Vergleich zum Simulationsmodell (Flächenstapel aus Messung (M), Liniestapel aus Simulation (S)) bei eZDSZÄ-Modulation; die mittlere normierte Abweichung der Gesamtverlustleistung zwischen M und S beträgt $\overline{nRMSE}|_{P_V} = 5,85\%$

Ergebnisse des Parallel-Gleichrichters P2a

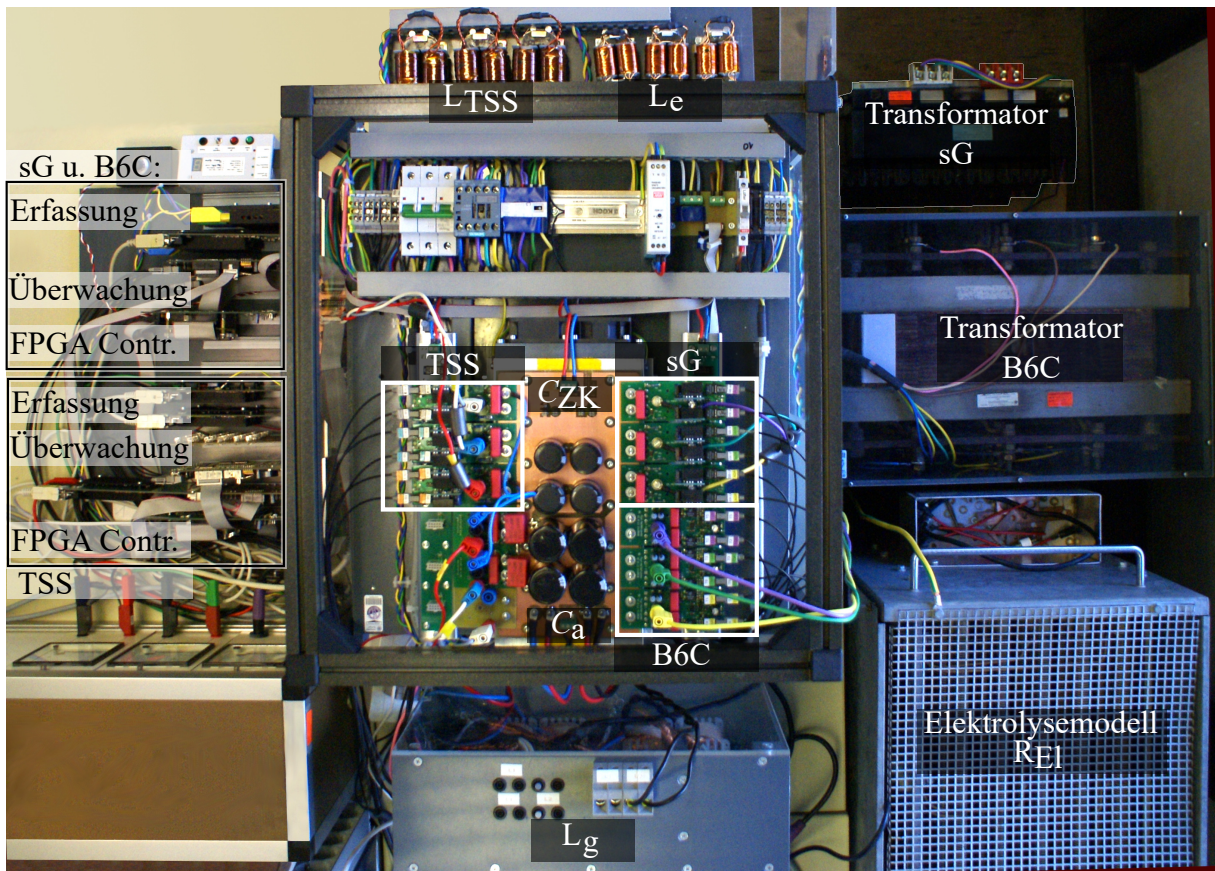


Abbildung C.5: Abbildung des Demonstrators der Parallelgleichrichtervariante P2a

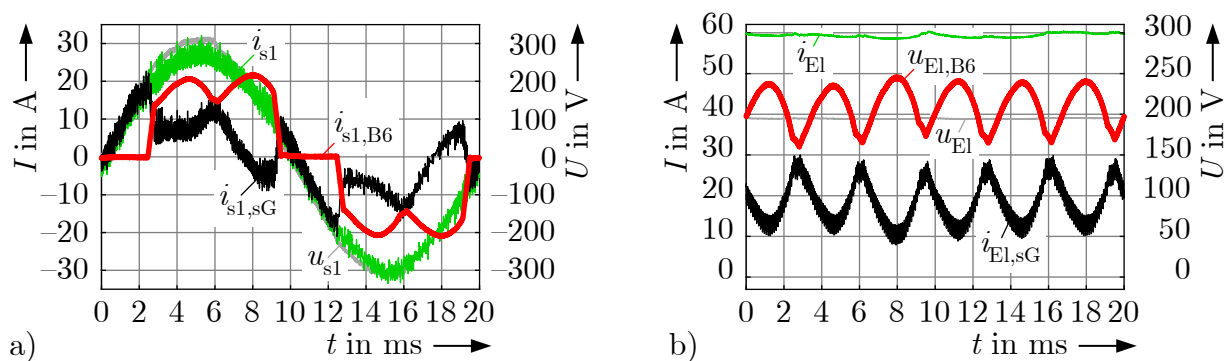


Abbildung C.6: a) Teil-Eingangsströme der ersten Phase und b) Teil-Ausgangsströme des Hybrid-Gleichrichterdemonstrators P2a bei Verwendung von eZDS-ZÄ für den sG, jeweils im Nennbetriebspunkt

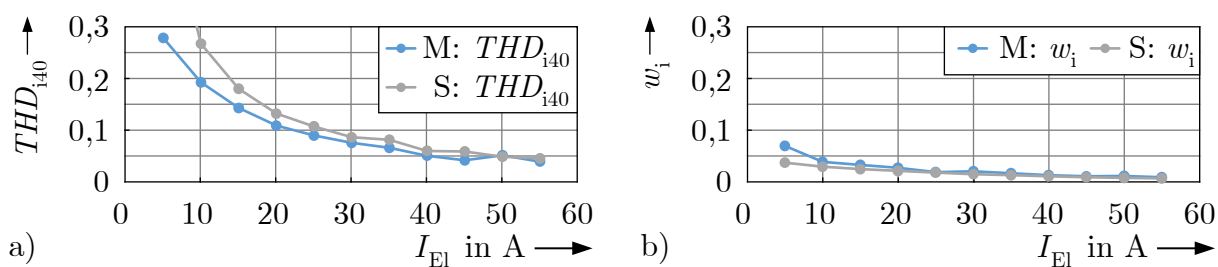


Abbildung C.7: a) harmonische Verzerrung THD_{140} des Eingangsstroms und b) Welligkeit w_i des Ausgangsstroms beim P2a, jeweils von Demonstrator (M) und Simulation (S) bei eZDSZÄ-Modulation; die mittleren Abweichungen zwischen M und S betragen $\overline{RMSE}|_{THD_{140}} = 4,56\%$, $\overline{RMSE}|_{w_i} = 0,70\%$

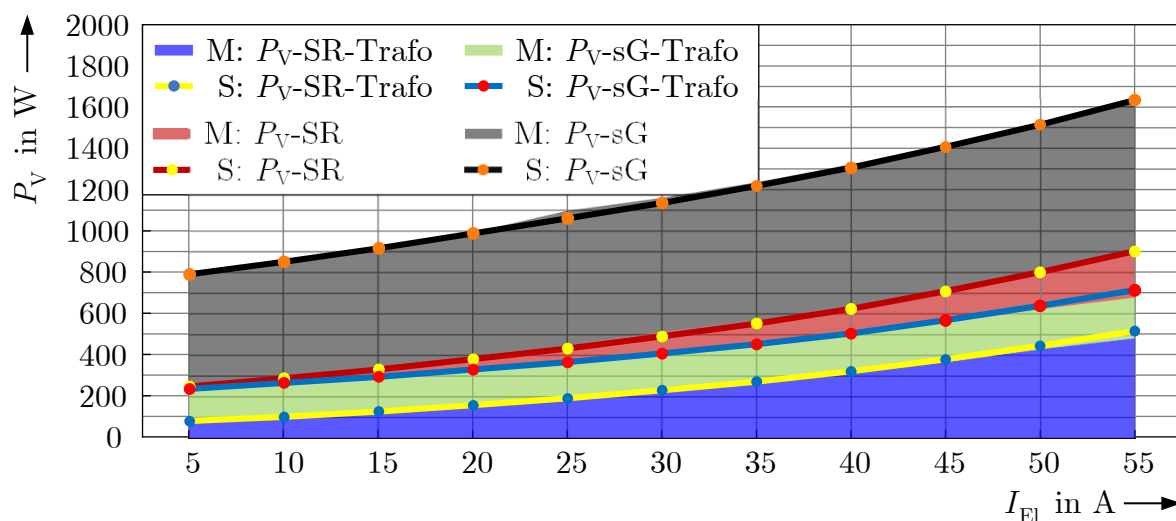


Abbildung C.8: Verluststapel im Vergleich zum Simulationsmodell (Flächenstapel aus Messung (M), Liniensstapel aus Simulation (S)) bei eZDSZÄ-Modulation; die mittlere normierte Abweichung der Gesamtverlustleistung zwischen M und S beträgt $\overline{nRMSE}|_{P_V} = 1,02\%$

Ergebnisse des Parallel-Gleichrichters P3a

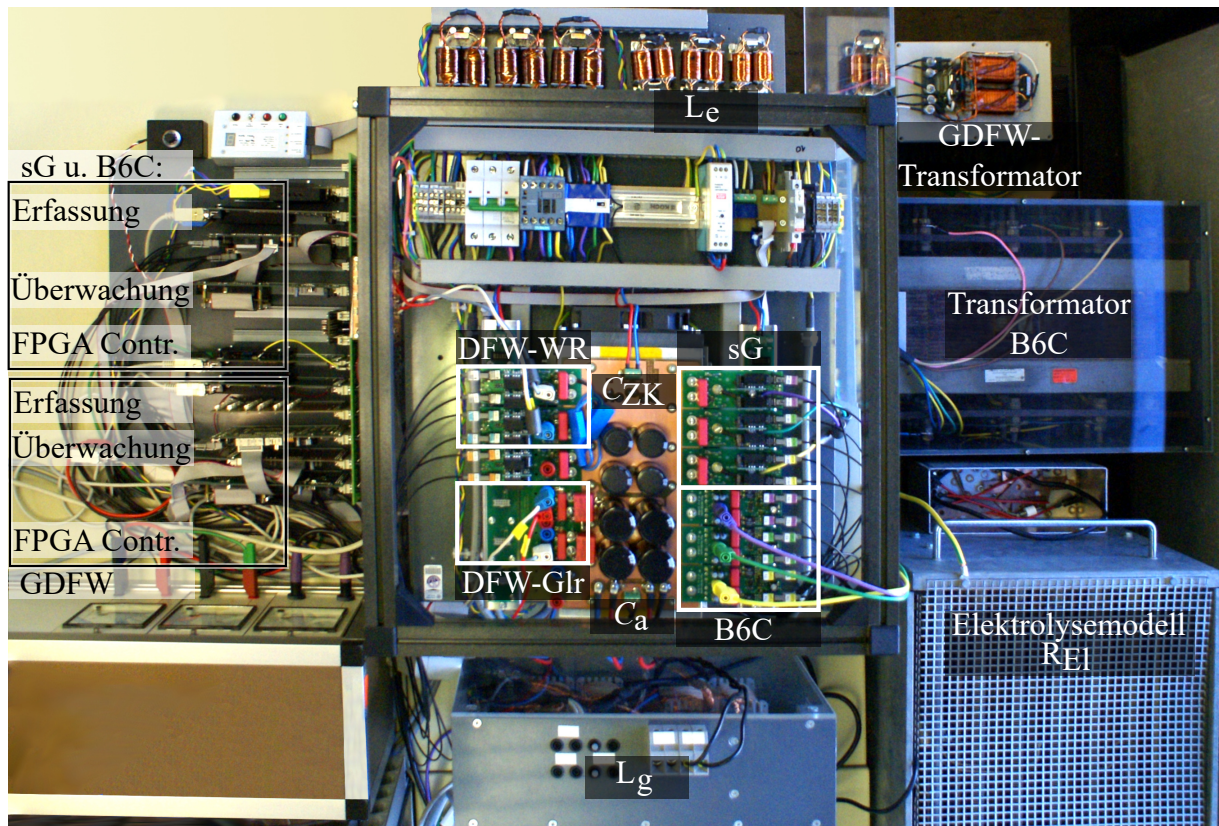


Abbildung C.9: Abbildung des Demonstrators der Parallelgleichrichtervariante P3a (modifizierter Baukasten der Variante P2a)

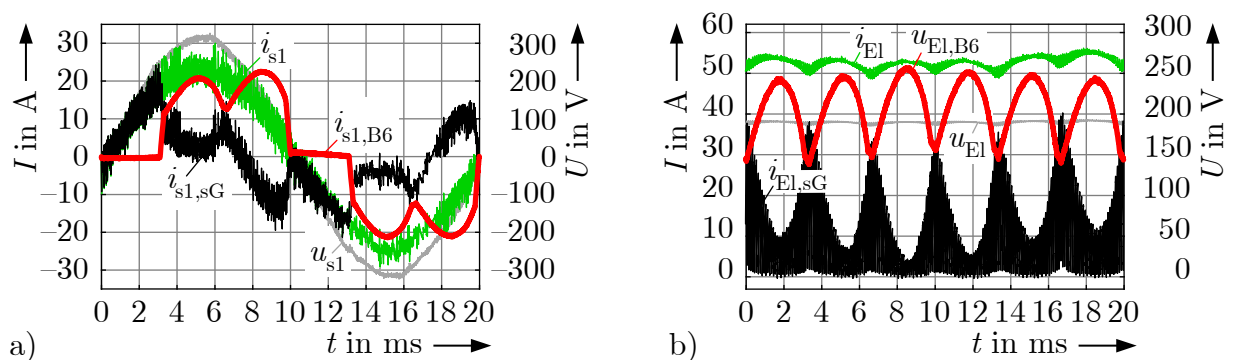


Abbildung C.10: a) Teil-Eingangsströme der ersten Phase und b) Teil-Ausgangsströme des Hybrid-Gleichrichterdemonstrators P3a bei Verwendung von eZDSZÄ für den sG, jeweils im Nennbetriebspunkt

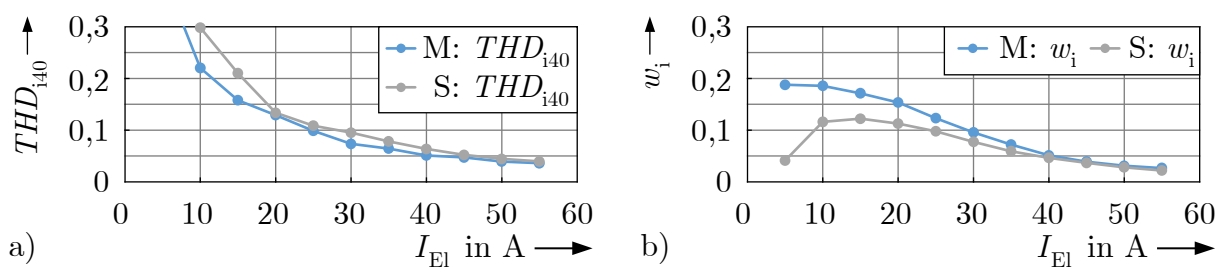


Abbildung C.11: a) harmonische Verzerrung THD_{140} des Eingangsstroms und b) Welligkeit w_i des Ausgangsstroms beim P3a, jeweils von Demonstrator (M) und Simulation (S) bei eZDSZÄ-Modulation; die mittleren Abweichungen zwischen M und S betragen $\overline{RMSE}|_{THD_{140}} = 4,54\%$, $\overline{RMSE}|_{w_i} = 3,44\%$

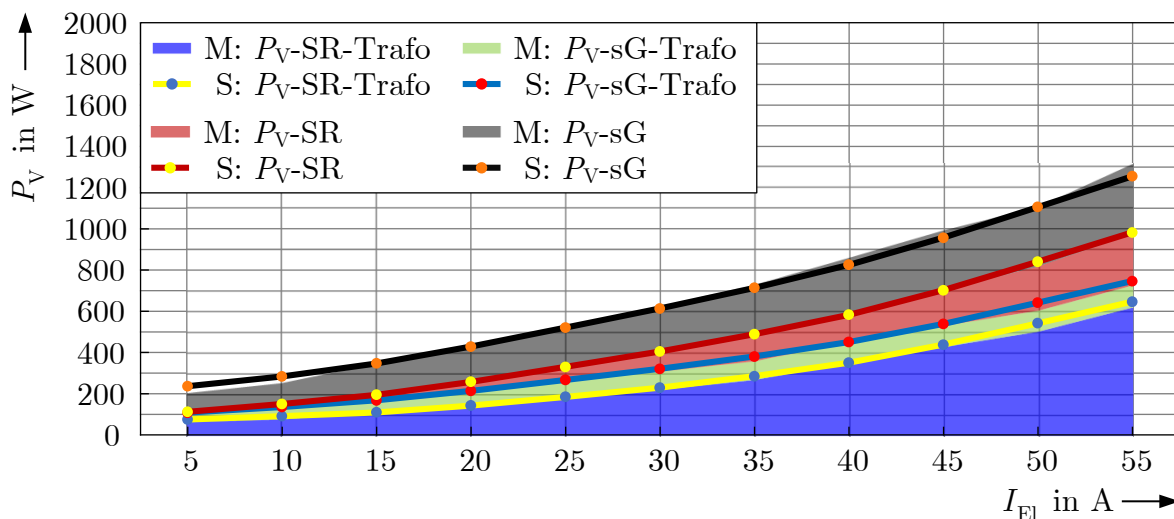


Abbildung C.12: Verluststapel im Vergleich zum Simulationsmodell (Flächenstapel aus Messung (M), Linienstapel aus Simulation (S)) bei eZDSZÄ-Modulation; die mittlere normierte Abweichung der Gesamtverlustleistung zwischen M und S beträgt $\overline{nRMSE}|_{P_V} = 4,14\%$

Zusätzliche Ergebnisse zum Serien-Parallel-Gleichrichter SP

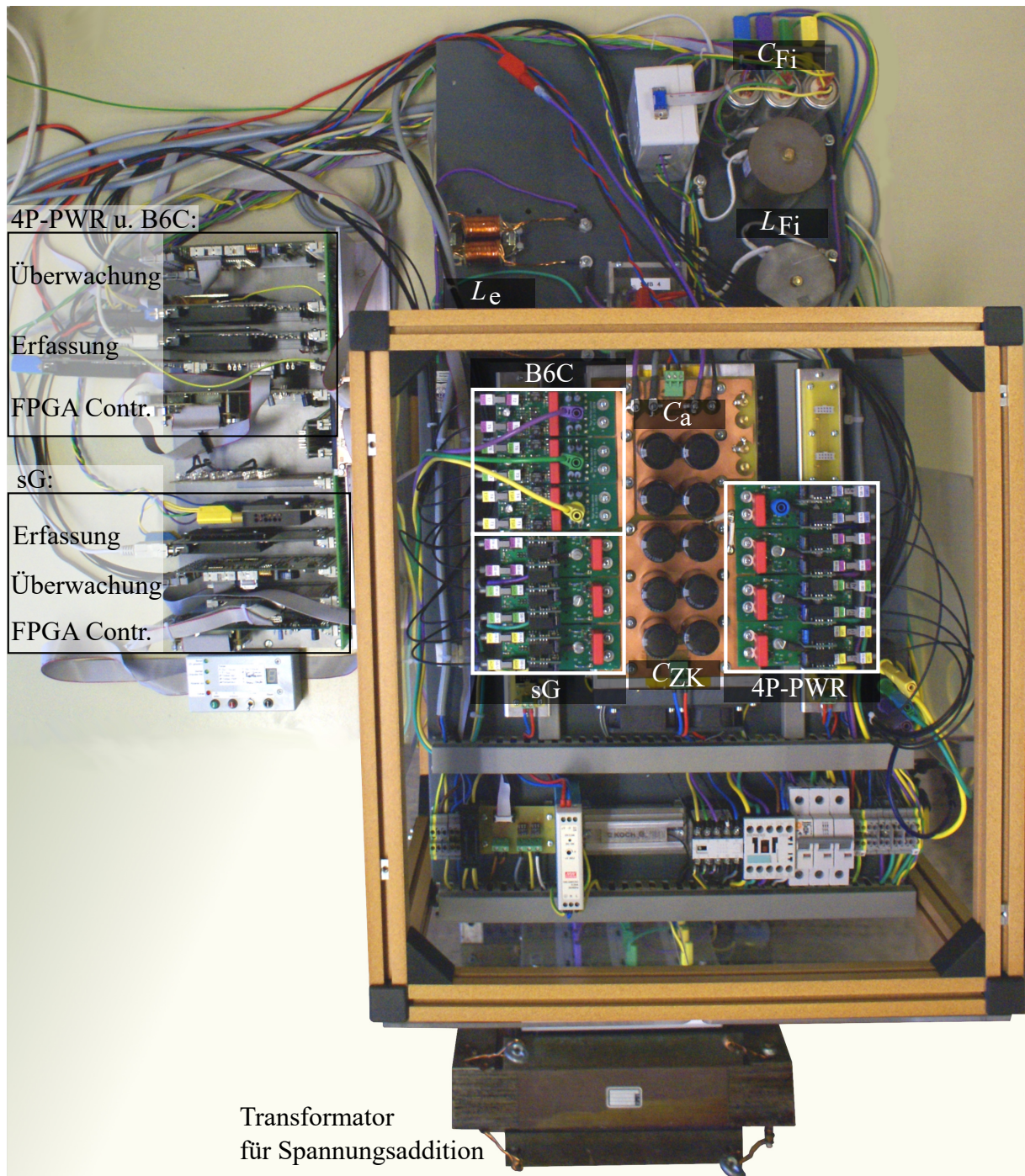


Abbildung C.13: Abbildung des Demonstrators der Parallelgleichrichtervariante SP

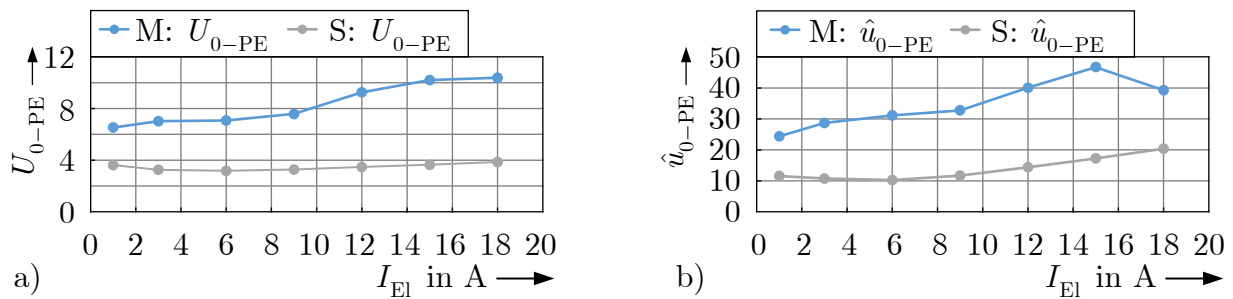


Abbildung C.14: Spannung von (gedachtem) Last-Mittelpunkt und Erde U_{0-PE} ; a) Effektivwert und b) maximale Amplituden beim SP, jeweils von Demonstrator (M) und Simulation (S); die große relative Abweichung von jeweils $\overline{nRMSE}|_{U_{0-PE}} \approx 60\%$ begründet sich im real ungünstigeren Verhalten der implementierten Kommutierungsspannungsaufschaltung und einem nicht optimal gewählten Referenzpunkt bei den Messungen.

Literatur

- [1] UBA. (2020). Erneuerbare Energien in Zahlen, Adresse: <https://www.umweltbundesamt.de/themen/klima-energie%20/erneuerbare-energien/erneuerbare-energien-in-zahlen>.
- [2] J. Adolf, M. Fishedick, C. H. Balzer et al.: „Shell Wasserstoff-Studie,“ Shell Deutschland Oil GmbH, Wuppertal Institut, Techn. Ber., 2017. Adresse: www.shell.de/Wasserstoffstudie.
- [3] O. Ehret: „Wasserstoff und Brennstoffzellen: Antworten und wichtige Fragen,“ NOW GmbH Nationale Organisation Wasserstoff und Brennstoffzellentechnologie, Techn. Ber., 2018. Adresse: https://www.now-gmbh.de/content/service/3-publikationen/1-nip-wasserstoff-und-brennstoffzellentechnologie/180502_dossier-wasserstoff-und-brennstoffzellen_de_web.pdf.
- [4] BMWi: „Die Nationale Wasserstoffstrategie,“ Bundesministerium für Wirtschaft und Energie, Techn. Ber., 1. Juni 2020. Adresse: https://www.bmwi.de/Redaktion/DE/Publikationen/Energie/die-nationale-wasserstoffstrategie.pdf?__blob=publicationFile&v=16.
- [5] VDE-AR-N 4110: *Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Mittelspannung)*. VDE-Verlag, 19. Okt. 2018.
- [6] W. Bartels, N. Bruns, M. Elsner et al.: „Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Mittelspannungsnetz (TAB Mittelspannung 2008),“ BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., Techn. Ber., 2008.
- [7] W. Bartels, F. Ehlers, K. Heidenreich et al.: „Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz (Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz),“ BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e. V., Techn. Ber., 2008.
- [8] VDE-AR-N 4105: *Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz - Technische Mindestanforderungen für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz (TAR Niederspannung)*. VDE-Verlag, 1. Aug. 2011.

- [9] Westnetz-Innogy: „Technische Anschlussbedingungen Mittelspannung (Westnetz),“ Westnetz-Innogy, Techn. Ber., 1. Apr. 2019. Adresse: <https://iam.westnetz.de/-/media/westnetz/documents/fuer-bauherren/ihr-weg-zum-netzanschluss/mittelspannung-2019-04-01/190401-tab-mittelspannung-westnetz-2019.pdf?la=de-DE&hash=7B778876D4D98B5F89A70592F08678E41B28DC02>.
- [10] K. Heumann: *Grundlagen der Leistungselektronik*. B.G. Teubner Stuttgart, 1989, ISBN: 3-519-36105-1.
- [11] IEEE Standard 1459-2010: „Definitions for the Measurement of Electric Power Qualities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions,“ Institute of Electrical und Electronics Engineers (IEEE), Techn. Ber., 2010.
- [12] AEG Power Solutions GmbH: *AEG-Thyrobax (Product Overview: Rectifier for Electrolysis Applications)*, hrsg. von A. P. Solutions, 2014. Adresse: www.aegps.com.
- [13] K. D. Brabandere: „Dezentrale Netzstützung durch PV Wechselrichtern im NS-Netz,“ SMA Solar Technology AG, Workshop zur Dezentralen Netzstützung Goslar, 23. Okt. 2009. Adresse: http://www.iee.tu-clausthal.de/fileadmin/downloads/02-Karel_DeBrabandere.pdf.
- [14] S. Fassbinder: „Oberschwingungen - Es funktioniert: Passive Filter,“ Deutsches Kupferinstitut, Techn. Ber., 1. Juni 2004. Adresse: https://www.kupferinstitut.de/fileadmin/user_upload/kupferinstitut.de/de/Documents/Shop/Verlag/Downloads/Anwendung/Elektrotechnik/Leonardo/3.3.1_passiveFilter.pdf.
- [15] B&W TechComp: „Richtlinien zur Auslegung von Blindstromkompensationsanlagen,“ B&W TechComp Handels GmbH, Techn. Ber., 1. März 2011. Adresse: http://www.b-w.at/upload-bw/auslegung_bk_anlagen.pdf.
- [16] G. Reed, R. Pape und M. Takeda: „Advantages of Voltage Sourced Converter (VSC) Based Design Concepts for FACTS and HVDC-Link Applications,“ in *IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No.03CH37491)*, Bd. 3, 2003, S. 1816–1821. DOI: 10.1109/pes.2003.1267437.
- [17] L. Gyugyi, C. D. Schauder, S. L. Williams et al.: „The unified power flow controller: a new approach to power transmission control,“ in *IEEE Transactions on Power Delivery*, Bd. 10, 1. Apr. 1995, S. 1085–1097. DOI: 10.1109/61.400878.

- [18] P. Heskes, J. Myrzik und W. Kling: „Power Electronic Loads with Negative Differential Impedance in a Low Voltage Distribution System,“ in *20th International Conference on Electricity Distribution*, Prague, Czech Republic, 2009. DOI: 10.1049/cp.2009.0830.
- [19] P. J. M. Heskes, J. M. A. Myrzik und W. L. Kling: „Harmonic Distortion and Oscillatory Voltages and the Role of Negative Impedance,“ in *IEEE PES General Meeting*, 2010. DOI: 10.1109/pes.2010.5588137.
- [20] M. Nuschke, B. O. Winter, D. Strauß-Mincu und B. Engel: „Power System Stability Analysis for System-Split Situations with Increasing Shares of Inverter Based Generation,“ in *Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems (NEIS'19)*, 20. Sep. 2019.
- [21] K. Ghaib: *Das Power-to-Methane-Konzept*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 6. Okt. 2017, ISBN: 978-3-658-19725-4. DOI: 10.1007/978-3-658-19726-1.
- [22] A. Ursúa, L. Marroyo, E. Gubía et al.: „Influence of the power supply on the energy efficiency of an alkaline water electrolyser,“ in *International Journal of Hydrogen Energy*, Bd. 34, 9. März 2009, S. 3221–3233. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2009.02.017.
- [23] Ø. Ulleberg: „Modeling of advanced alkaline electrolyzers: a system simulation approach,“ in *International Journal of Hydrogen Energy*, Bd. 28, 2003, S. 21–33. DOI: 10.1016/s0360-3199(02)00033-2.
- [24] P. Diéguez, A. Ursúa, P. Sanchis et al.: „Thermal performance of a commercial alkaline water electrolyzer: Experimental study and mathematical modeling,“ in *International Journal of Hydrogen Energy*, Bd. 33, 14. Nov. 2008, S. 7338–7354. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2008.09.051.
- [25] S. Srinivasan: *Fuel Cells - From Fundamentals to Applications*. 2006, ISBN: 978-0387-25116-5.
- [26] J. Udagawa, P. Aguiar und N. Brandon: „Hydrogen production through steam electrolysis: Model-based steady state performance of a cathode-supported intermediate temperature solid oxide electrolysis cell,“ in *Journal of Power Sources*, Bd. 166, 16. Jan. 2007, S. 127–136. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2006.12.081.

- [27] L. Mingyi, Y. Bo, X. Jingming und C. Jing: „Thermodynamic analysis of the efficiency of high-temperature steam electrolysis system for hydrogen production,“ in *Journal of Power Sources*, Bd. 177, 17. Nov. 2008, S. 493–499. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2007.11.019.
- [28] M. H. Miles: „Evaluation of Electrocatalysts for Water Electrolysis in Alkaline Solutions,“ in *Electroanalytical Chemistry and Interfacial Electrochemistry*, 1975, S. 89–96. DOI: 10.1016/s0022-0728(75)80205-1.
- [29] R. Solmaz und G. Kardas: „Electrochemical deposition and characterization of NiFe coatings as electrocatalytic materials for alkaline water electrolysis,“ in *Electrochimica Acta*, Bd. 54, 22. Jan. 2009, S. 3726–3734. DOI: 10.1016/j.electacta.2009.01.064.
- [30] F.-W. Speckmann, S. Bintz, M. L. Groninger und K. P. Birke: „Alkaline Electrolysis with Overpotential-Reducing Current Profiles,“ in *Journal of the Electrochemical Society*, Bd. 165, 1. Mai 2018, S. 456–462. DOI: 10.1149/2.0511807jes.
- [31] P. Choi, D. G. Bessarabov und R. Datta: „A simple model for solid polymer electrolyte (SPE) water electrolysis,“ in *Solid State Ionics*, Bd. 175, 13. Jan. 2004, S. 535–539. DOI: 10.1016/j.ssi.2004.01.076.
- [32] T. Y. S. Sawada and, T. Maeno, M. Asano et al.: „Solid polymer electrolyte water electrolysis systems for hydrogen production based on our newly developed membranes, Part I: Analysis of voltagecurrent characteristics,“ in *Progress in Nuclear Energy*, Bd. 50, 1. Jan. 2008, S. 443–448. DOI: 10.1016/j.pnucene.2007.11.029.
- [33] K. Mazloomi, N. b. Sulaiman und H. Moayedi: „An Investigation into the Electrical Impedance of Water Electrolysis Cells – With a View to Saving Energy,“ in *International Journal of Electrochemical Science*, Bd. vol. 7, 1. Apr. 2012, S. 3466–3481.
- [34] K. Mazloomi, N. b. Sulaiman und H. Moayedi: „Electrical Efficiency of Electrolytic Hydrogen Production,“ in *International Journal of Electrochemical Science*, Bd. 7, 1. Apr. 2012, S. 3314–3326.
- [35] P. Lettenmeier: „Wirkungsgrad Elektrolyse - Whitepaper,“ Siemens AG, Siemens Corporate Technology Strategy & Business Development P.O. Box 3220 91050 Erlangen Deutschland, Techn. Ber., Jan. 2019, ISRN: SICM-T10001-00. Adresse: <https://assets.new.siemens.com/siemens/assets/api/uuid:139de890-44e1-453b-8176-c3d45c905178/white-paper-efficiency-en.pdf>.

- [36] G. H. Tjarks: *PEM-Elektrolyse-Systeme zur Anwendung in Power-to-Gas Anlagen (Dissertation)*, *PEM-Electrolysis-Systems for the Integration in Power-to-Gas Applications*, 366. Aufl. Schriften des Forschungszentrums Jülich Reihe Energie & Umwelt / Energy & Environment, 2017, ISBN: 978-3-95806-217-7.
- [37] O. Onar, M. Uzunoglu und M. Alam: „Dynamic Modeling, Design and Simulation of a Wind/Fuel Cell/Ultra-Capacitor-based Hybrid Power Generation System,“ in *Journal of Power Sources*, Bd. 161, 18. Mai 2006, S. 707–722. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2006.03.055.
- [38] T. Zhou und B. François: „Energy Management and Power Control of a Hybrid Active Wind Generator for Distributed Power Generation and Grid Integration,“ in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 58, 1. Jan. 2011, S. 95–104. DOI: 10.1109/tie.2010.2046580.
- [39] H. Xu, L. Kong und X. Wen: „Fuel Cell Power System and High Power DC–DC converter,“ in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 19, 5. Sep. 2004, S. 1250–1255. DOI: 10.1109/TPEL.2004.833440.
- [40] F. da Costa Lopes und E. H. Watanabe: „Experimental and theoretical development of a PEM electrolyzer model applied to energy storage systems,“ in *2009 Brazilian Power Electronics Conference, Bonito-Mato Grosso do Sul*, 2009, S. 775–782. DOI: 10.1109/cobep.2009.5347619.
- [41] K. Mazloomi, N. Sulaiman, S. A. Ahmad und N. A. M. Yunus: „Analysis of the Frequency Response of a Water Electrolysis cell,“ in *International Journal of Electrochemical Science*, Bd. vol. 8, 1. März 2013, S. 3731–3739.
- [42] L. Ljung: *MATLAB System Identification Toolbox(TM) Reference*, hrsg. von MATLAB, MATLAB2019b, 2019.
- [43] S. Bintz, M. Fischer und J. Roth-Stielow: „Load Emulation for Electrolysis Rectifiers,“ in *IEEE Power Electronics and Drive Systems 2019*, 9. Juli 2019. DOI: 10.1109/peds44367.2019.8998887.
- [44] A. Kosonen, J. Koponen, V. Ruuskanen et al.: „Dynamic Behavior Emulation of Alkaline Electrolyzer by Power-Hardware-In-the-Loop,“ in *20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18)*, 2018, ISBN: 9789075815290.
- [45] Z. Dobó und Á. B. Palotás: „Impact of the current fluctuation on the efficiency of Alkaline Water Electrolysis,“ in *International Journal of Hydrogen Energy*, Bd. 42, 12. Dez. 2016, S. 5649–5656. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2016.11.142.

- [46] J. Koponen, V. Ruuskanen, A. Kosonen et al.: „Considering Power Quality in Energy Efficiency of Alkaline Water Electrolyzers,“ in *20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18)*, 21. Sep. 2018, ISBN: 978-9-0758-1528-3.
- [47] S. Bintz, M. Fischer und J. Roth-Stielow: „Parallel Rectifier for Regenerative Hydrogen Production Utilizing a Combination of Thyristor and PWM-based Topologies,“ in *20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18)*, Latvia, 2018.
- [48] DIN 40110-1:1994-03: *Wechselstromgrößen; Zweileiter-Stromkreise*. 1. März 1994. DOI: 10.31030/2572232.
- [49] S. Bintz, F.-W. Speckmann und J. Roth-Stielow: „Process Current Source for Investigation on Current Waveform in Electrolysis Process,“ in *Electrochemical Society Transactions*, Bd. 83, 2018, S. 195–209. DOI: 10.1149/08301.0195ecst.
- [50] F.-W. Speckmann, S. Bintz und K. P. Birke: „Influence of rectifiers on the energy demand and gas quality of alkaline electrolysis systems in dynamic operation,“ in *Applied Energy*, Bd. 250, 24. Aug. 2019, S. 855–863. DOI: 10.1016/j.apenergy.2019.05.014.
- [51] J. Koponen, V. Ruuskanen, A. Kosonen et al.: „Effect of Converter Topology on the Specific Energy Consumption of Alkaline Water Electrolyzers,“ in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 34, 1. Juli 2019, S. 6171–6182. DOI: 10.1109/tpel.2018.2876636.
- [52] F.-W. Speckmann, Z. Cosgun und K. P. Birke: „Automated Gas Bubble Tracking in Alkaline Electrolysis,“ in *Energy Reliability - 9th International Conference & Workshop Hong Kong*, 18. Apr. 2019.
- [53] J. Solanki, N. Fröhleke, J. Böcker et al.: „High-current variable-voltage rectifiers: state of the art topologies,“ in *IET Power Electronics*, Bd. 8, 9. Dez. 2014, S. 1068–1080. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0533.
- [54] M. Zhiheng, X. Zheng und L. Yujun: „Harmonic Analysis and Simulation of Multi-pulse Rectifiers Applied in Electrolysis Industry,“ in *2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Vancouver BC*, 2014. DOI: 10.1109/ias.2014.6978498.

- [55] J. R. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva et al.: „Large current rectifiers: State of the art and future trends,“ in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 52, 1. Juni 2005, Kap. 3, S. 738–746. DOI: 10.1109/tie.2005.843949.
- [56] S. Mohamadian, R. Ghandehari und A. Shoulaie: „A comparative study of AC/DC converters used in high current applications,“ in *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, Tehran*, 2011, S. 604–609. DOI: 10.1109/pedstc.2011.5742491.
- [57] P. E. Aqueveque, E. P. Wiechmann und R. P. Burgos: „On the efficiency and reliability of high-current rectifiers,“ in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes*, 2008, S. 4509–4516. DOI: 10.1109/pesc.2008.4592674.
- [58] Siemens AG: *Sinamics DCM (DC Converters von 6 kW bis 2500 kW für drehzahlveränderbare Gleichstromantriebe)*, hrsg. von S. Sinamics, 2011.
- [59] R. Jäger und E. Stein: *Leistungselektronik - Grundlagen und Anwendungen*, 5. Aufl. VDE-Verlag, 2000, ISBN: 3-8007-2343-3.
- [60] J. Roth-Stielow: *Leistungselektronik II*. Vorlesung des Instituts für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe (ILEA), Universität Stuttgart, 2012.
- [61] J. Roth-Stielow: *Regelungstechnik II*. Vorlesung des Instituts für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe (ILEA), Universität Stuttgart, 2014.
- [62] M. Bhardwaj: „Software Phase Locked Loop Design Using C2000TM Microcontrollers for Single Phase Grid Connected Inverter,“ Texas Instruments, Techn. Ber., 2017.
- [63] O. Lehmann: *Geberfreie Regelung permanenterregter Synchronmaschinen im elektrifizierten Antriebsstrang*. Shaker Verlag, 2017, ISBN: 978-3-8440-5208-4. Adresse: <http://d-nb.info/1128608022>.
- [64] S. Bintz, J. Haarer und J. Roth-Stielow: „Repetitive Controller for Low Grid Current Harmonics in a Hybrid Parallel Electrolysis Rectifier,“ in *Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems (NEIS'19)*, 20. Sep. 2019.
- [65] F. Hoadley, S. Kennedy und G. Skibinski: „Comparison of AC to DC Rectifier Topologies Operating on Various Power Distribution Networks,“ in *IEEE 55th Petroleum and Chemical Industrie Technical Conference*, 2008. DOI: 10.1109/pcicon.2008.4663981.
- [66] P. Wallmeier, AEG Power Solutions GmbH: „Stromversorgungsanordnung zum Gleichrichten,“ EP 2 479 880 A1, 24. Jan. 2011.

- [67] C. Hesse, C. Schaffarra, AEG Power Solutions GmbH: „Verfahren zum Einstellen eines Wechselstromstellers,“ DE102010015803 A1, 20. Apr. 2010.
- [68] R. Burkart, J. W. Kolar und G. Griepentrog: „Comprehensive comparative evaluation of single- and multi-stage three-phase power converters for photovoltaic applications,“ in *International Communications Energy Conference - (INTELEC) 2012, Scottsdale, AZ*, 2012, S. 1–8. DOI: 10.1109/intlec.2012.6374463.
- [69] Infineon: *Datenblatt IGBT-Modul FS150R12KT4*, hrsg. von Infineon Technologies AG, 4. Nov. 2013. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS150R12KT4_B11-DS-v02_01-en_de.pdf?fileId=db3a3043156fd573011618fe2c1a1c7e.
- [70] Infineon: *Datenblatt IGBT-Modul FF150R12RT4*, hrsg. von Infineon Technologies AG, 5. Nov. 2013. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF150R12RT4-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304327b8975001280604608b6165.
- [71] J. Roth-Stielow: *Leistungselektronik I*. Vorlesung des Instituts für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe (ILEA), Universität Stuttgart, 2015.
- [72] T.-L. Lee und S.-H. Hu: „An Active Filter With Resonant Current Control to Suppress Harmonic Resonance in a Distribution Power System,“ in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Bd. 4, 1. März 2016, Kap. 4, S. 198–209. DOI: 10.1109/jestpe.2015.2478149.
- [73] M. Tomizuka, T.-C. Tsao und K.-K. Chew: „Discrete-Time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers,“ in *American Control Conference, Atlanta, GA, USA*, 1988, S. 860–866. DOI: 10.23919/acc.1988.4789842.
- [74] L. Cuiyan, Z. Dongchun und Z. Xianyi: „Theory and Applications of the Repetitive Control,“ in *SICE 2004 Annual Conference, Sapporo*, Bd. 1, 2004, S. 27–34.
- [75] X. Chen: *Internal Model Principle and Repetitive Control*. Lecture materials, University of California, Berkeley, 2014.
- [76] R. Zaier, M. Yamada und Y. Funahashi: „Discrete-time prototype repetitive controllers considering pole-assignment and its application,“ in *Proceedings of the 37th SICE Annual Conference International Session Papers, Chiba, Japan*, 1998, S. 985–990. DOI: 10.1109/sice.1998.742964.
- [77] M. Abusara, S. Sharkh und P. Zanchetta: „Adaptive repetitive control with feed-forward scheme for grid-connected inverters,“ in *IET Power Electronics*, Bd. 8, 2015, Kap. 8, S. 1403–1410. DOI: 10.1049/iet-pe1.2014.0481.

- [78] R. Grino, R. Cardoner, R. Costa-Castello und E. Fossas: „Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter,“ in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 8, 1. Juni 2007, Kap. 3, S. 1495–1503. DOI: 10.1109/tie.2007.894790.
- [79] J. Roth-Stielow: *Regelungstechnik I*. Vorlesung des Instituts für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe (ILEA), Universität Stuttgart, 2014.
- [80] Infineon AG: „3-Level configurations (Product Brief),“ Infineon AG, Techn. Ber., 2009.
- [81] SEMIKRON: „Application Note AN-11001: 3L NPC & TNPC Topology,“ Semikron, Techn. Ber., 12. Okt. 2015.
- [82] H. Zhang, A. von Jouanne, S. Dai et al.: „Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages,“ in *IEEE Transactions in Industry Applications*, Bd. 36, 2000, Kap. 6, S. 1645–1653. DOI: 10.1109/28.887217.
- [83] S. Rees: *Pulsumrichter mit Stromzwischenkreis zur Speisung von drehzahlgeregelten Hochgeschwindigkeits-Asynchronmaschinen*. Shaker Verlag, 2003, ISBN: 3-8322-1824-6.
- [84] A. Stupar, T. Friedli, J. Miniböck et al.: „Towards a 99% efficient three-phase buck-type PFC rectifier for 400 V DC distribution systems,“ in *26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, S. 505–512. DOI: 10.1109/apec.2011.5744644.
- [85] M. Salo: „A Three-Switch Current-Source PWM Rectifier with Active Filter Function,“ in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, S. 2230–2236. DOI: 10.1109/pesc.2005.1581942.
- [86] T. Nussbaumer, M. Baumann und J. W. Kolar: „Comprehensive Design of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier,“ in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 22, 2. März 2007, S. 551–562. DOI: 10.1109/tpel.2006.889987.
- [87] B. Chae, T. Kang, T. Kang und Y. Suh: „Carrier based PWM for three-phase three-switch buck-type rectifier in EV rapid charging system,“ in *9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, 2015. DOI: 10.1109/icpe.2015.7167886.
- [88] J. W. Kolar und G. Ortiz: „Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems,“ in *International Power Electronics Conference - ECCE Asia (IPEC 2014), Hiroshima, Japan*, 18. Mai 2014.

- [89] M. Malinowski, K. Mozdzynski, T. Gajowik und S. Stynski: „Fault Tolerant Smart Transformer in Distributed Energy Systems,“ in *Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems (NEIS'19)*, 20. Sep. 2019.
- [90] J. Karatzaferis, N. Papanikolaou, E. Tatakis et al.: „Comparison and Evaluation of Power Factor Correction Topologies for Industrial Applications,“ in *Energy and Power Engineering*, Bd. 5, 1. Aug. 2013, S. 401–410. DOI: 10.4236/epe.2013.56042.
- [91] M. Makoschitz, M. Hartmann und H. Ertl: „Control Concepts for Hybrid Rectifiers Utilizing a Flying Converter Cell Active Current Injection Unit,“ in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 32, 1. Apr. 2017, S. 2584–2595. DOI: 10.1109/tpe1.2016.2570429.
- [92] G. Oriti und A. L. Julian: „Hybrid Rectifier using Thyristors and IGBTs for Low Cost Regenerative Drives,“ in *15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Bd. 2, New Orleans, LA, 2000, S. 951–956. DOI: 10.1109/apec.2000.822804.
- [93] R. L. Alves, C. H. I. Font und I. Barbi: „Novel Unidirectional Hybrid Three-Phase Rectifier System Employing Boost Topology,“ in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife, 2005, S. 487–493. DOI: 10.1109/pesc.2005.1581669.
- [94] L. C. G. de Freitas, M. G. Simões, C. A. Canesin und L. C. de Freitas: „Programmable PFC Based Hybrid Multipulse Power Rectifier for Ultra Clean Power Application,“ in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 21, 1. Juli 2006, S. 959–966. DOI: 10.1109/TPEL.2006.876859.
- [95] M. D. Manjrekar, P. Steimer und T. A. Lipo: „Hybrid Multilevel Power Conversion System: a competitive solution for high power applications,“ in *IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting*, Bd. 3, Phoenix, AZ, 1999, S. 1520–1527. DOI: 10.1109/ias.1999.805943.
- [96] W. Leonhard: *Einführung in die Regelungstechnik*. Vieweg Verlag, 1981, ISBN: 3-528-03584-6.
- [97] J. Haarer: „Aufbau eines Elektrolysegleichrichters in Parallel-Topologie,“ Forschungsarbeit, ILEA - Universität Stuttgart, 2019, Betreuer: S. Bintz. DOI: <http://dx.doi.org/10.18419/opus-11056>.
- [98] R. L. Steigerwald und K. D. T. Ngo: „Full-bridge lossless switching converter,“ US4864479A, 1989.

- [99] Texas Instruments: „Application Report: Phase-Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations (SLUA107A),“ Texas Instruments, Techn. Ber., 1. Aug. 2011.
- [100] S. Bintz, D. Häfele, V. Ketchedjian und J. Roth-Stielow: „Parallel-Serial-Rectifier for Power-to-Hydrogen Applications,“ in *21th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19)*, 6. Sep. 2019. DOI: 10.23919/epe.2019.8915526.
- [101] PLEXIM GmbH: *PLECS: The Simulation Plattform for Power Electronic Systems (Workshop Documentation)*, hrsg. von PLECS, 1. Aufl., 2014.
- [102] SGB-SMIT: *Gießharztransformatoren UniQ*, hrsg. von Starkstrom-Geräte-Bau - SMIT GmbH, 2012. Adresse: https://www.sgb-smit.com/fileadmin/user_upload/Downloads/Broschueren/Cast_Resin_Transformers/GT_Technik_UniQ_D.pdf.
- [103] SGB-SMIT: *Gießharztransformatoren gravity-line*, hrsg. von Starkstrom-Geräte-Bau - SMIT GmbH, 2019. Adresse: https://www.sgb-smit.com/fileadmin/user_upload/Downloads/Broschueren/Cast_Resin_CZ/Broschuere_GLCZ_D_Web.pdf.
- [104] Ruhstrat: *Gießharztransformatoren TSIAN Technische Informationen*, hrsg. von RPT Ruhstrat Power Technology GmbH, 2013.
- [105] Vacuumschmelze: *Weichmagnetische Werkstoffe und Halbzeuge*, hrsg. von Vacuumschmelze GmbH & Co. KG, 2002. Adresse: https://www.sekels.de/fileadmin/PDF/Deutsch/02_Broschuere_Weichmagnetische_Halbzeuge__VAC.pdf.
- [106] EMT: *Allgemeine Informationen zu Elektroblechen*, hrsg. von Ingenieurbüro für Elektro-Maschinenbau GmbH, 2020. Adresse: <https://www.emt-net.de/elektrobleche/Allgemeine-Informationen-zu-Elektroblechen.pdf>.
- [107] NLMK: *Product Catalogue*, hrsg. von NLMK-Group.
- [108] M. Luo, D. Dujic und J. Allmeling: „Permeance Based Modeling of Magnetic Hysteresis with Inclusion of Eddy Current Effect,“ in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX*, 2018, S. 1764–1771. DOI: 10.1109/apec.2018.8341256.

- [109] Thyssen Krupp Steel: *Electrical Steel - Grain oriented electrical steel power core (Product Range)*, hrsg. von Thyssen Krupp AG, 2019. Adresse: https://www.thyssenkrupp-steel.com/media/content_1/produkte/elektroband/electrical_steel_integration/thyssenkrupp_electrical_steel_product_range.pdf.
- [110] Waasner: *Magnetische und Technologische Eigenschaften - Kaltgewalztes Elektroblech und -band, nach DIN EN 10106*, hrsg. von Firma Gebr. WAASNER GmbH, 2020. Adresse: http://www.waasner.de/fileadmin/Assets/PDFs/MagTechnEigenschaften_112011.pdf.
- [111] DIN EN 600078-16 (VDE 0532-76-16):2012-05: *Leistungstransformatoren - Teil 16: Transformatoren für Windenergieanlagen-Anwendungen*. VDE-Verlag, 1. Mai 2012.
- [112] Y. Liu, D. Zhang, Z. Li et al.: „Calculation Method of Winding Eddy-Current Losses for High-Voltage Direct Current Converter Transformers,“ in *IET Electric Power Applications*, Bd. 10, 2016, Kap. 6, S. 488–497. DOI: 10.1049/iet-epa.2015.0559.
- [113] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky und T. Reimann: *Semikron Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. Verlag ISLE, Betriebsstätte des ISLE e.V., 2015, ISBN: 978-3-938843-85-7.
- [114] Infineon: *Datenblatt Netz-Thyristor T470N*, hrsg. von Infineon Technologies Bipolar GmbH & Co. KG, 16. Dez. 2009. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-T470N-DS-v03_01-en_de.pdf?fileId=db3a3043284aacd801286378ae6b532f.
- [115] WIMA: *WIMA DC-LINK HC - Kondensatoren für Zwischenkreisanwendungen*, hrsg. von WIMA GmbH & Co. KG, 2019. Adresse: https://www.wima.de/wp-content/uploads/media/d_WIMA_DC_Link_HC.pdf.
- [116] WIMA: *WIMA DC-LINK MKP*, hrsg. von WIMA GmbH & Co. KG, 2019. Adresse: https://www.wima.de/wp-content/uploads/media/e_WIMA_DC_Link_MKP_6.pdf.
- [117] Infineon: *Datenblatt Netz-Diode D650N*, hrsg. von Infineon Technologies Bipolar GmbH & Co. KG, 19. Jan. 2010. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-D650N-DS-v03_01-en_de.pdf?fileId=db3a3043284aacd80128a5c46e180069.

- [118] Infineon: *Datenblatt Netz-Thyristor TT190N18*, hrsg. von Infineon Technologies Bipolar GmbH & Co. KG, 14. Juni 2017. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TT190N18SOF-DS-v03_01-EN.pdf?fileId=5546d4625cc9456a015d06e57a387eed.
- [119] Infineon: *Datenblatt IR MOSFET - StrongIRFET IRF250P224*, hrsg. von Infineon Technologies AG, 16. März 2017. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRF250P224-DataSheet-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4625a888733015a8bb640137c6e.
- [120] Infineon: *Datenblatt SiC-MOSFET-Modul FF8MR12W2M1*, hrsg. von Infineon Technologies AG, 31. Mai 2019. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF8MR12W2M1_B11-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46266a498f50166c59001393828.
- [121] STMicroelectronics: *Datenblatt Netz-Thyristor TN5050H12*, hrsg. von STMicroelectronics International NV, 1. Feb. 2020. Adresse: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tn5050h-12wy.pdf>.
- [122] Infineon: *Datenblatt IGBT IKW40N120H3*, hrsg. von Infineon Technologies AG, 26. Nov. 2014. Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW40N120H3-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a304325305e6d012591d4832f7032.
- [123] IXYS: *Datenblatt Diode DSEI60-06*, hrsg. von IXYS Littlefuse Inc., 1. Sep. 2008. Adresse: <https://ixapps.ixys.com/Viewer.aspx?p=https%3a%2f%2fixapps.ixys.com%2fDataSheet%2fDSEI60-06A.pdf>.

Lebenslauf

Persönliches: Steffen Bintz
geboren am 02.03.1989 in Backnang
Eltern: Helmut Bintz
Beatrix Bintz, geb. Gruber

Schulbildung: 1995 - 1999 Grundschole an der Weissach
1999 - 2005 Gymnasium am Bildungszentrum Weissacher Tal
2005 - 2008 Technisches Gymnasium an der gewerblichen Schule
Backnang
Abiturzeugnis vom 20.06.2008

Studium: 2008 - 2011 Elektrotechnik und Informationstechnik
an der Universität Stuttgart
Zeugnis zum Bachelor of Science vom 25.10.2011

2011 - 2013 Elektrotechnik und Informationstechnik
an der Universität Stuttgart
Zeugnis zum Master of Science vom 12.12.2013

Praktikum: 10/2012 - 02/2013 Robert Bosch GmbH Tamm im Rahmen der For-
schungsarbeit

Berufstätigkeit: 2014 - 2020 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Leis-
tungselektronik und elektrische Antriebe der Univer-
sität Stuttgart
12/2020 - 06/2023 Entwicklung Umrichtertechnik bei
EMA Indutec GmbH
seit 07/2023 Entwicklungsleitung Umrichtertechnik bei
EMA Indutec GmbH