



Lehrstuhl für Energieverbundtechnik

Masterarbeit

The background features a large, faint watermark of the University of Leoben seal. The seal is circular and contains a shield with various symbols, including a hammer and pickaxe, a swan, and a lion. The text 'UNIVERSITAS MONTANA LEOBENSIS' is visible around the perimeter of the seal.

Charakterisierung der Leistungselektronik
für die bidirektionale elektrische
Netzkopplung eines rSOC-Systems

Anton Boyer, BSc

September 2022



EIDESSTÄTTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich diese Arbeit selbständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel nicht benutzt, und mich auch sonst keiner unerlaubten Hilfsmittel bedient habe.

Ich erkläre, dass ich die Richtlinien des Senats der Montanuniversität Leoben zu "Gute wissenschaftliche Praxis" gelesen, verstanden und befolgt habe.

Weiters erkläre ich, dass die elektronische und gedruckte Version der eingereichten wissenschaftlichen Abschlussarbeit formal und inhaltlich identisch sind.

Datum 30.08.2022

Unterschrift Verfasser/in
Anton Boyer

Masterarbeit

CHARAKTERISIERUNG DER LEISTUNGSELEKTRONIK FÜR DIE BIDIREKTIONALE ELEKTRISCHE NETZKOPPLUNG EINES RSOC- SYSTEMS

erstellt am

Lehrstuhl für Energieverbundtechnik

Vorgelegt von:

Anton Boyer, Bsc

01535027

Betreuer:

Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Thomas Kienberger

Dipl.-Ing. Christopher Gradwohl

Leoben, September 2022

KURZFASSUNG

Der immer weiter fortschreitende Klimawandel und die Verknappung fossiler Ressourcen machen einen Umstieg von fossilen Energieträgern zu erneuerbarer Energieerzeugung notwendig. Die dazu erforderlichen Technologien zur erneuerbaren Erzeugung beinhalten unter anderem Wind-, und Sonnenenergie oder Wasserkraft. Diese Art der Energieerzeugung unterliegt jedoch starken Fluktuationen, die sich durch die vorherrschende Wetterlage ergeben. Da der Energieverbrauch diesen Fluktuationen im Allgemeinen nicht folgt, werden zusätzliche Flexibilitätsoptionen im Energieversorgungssystem benötigt. Eine neue Technologie, der diesbezüglich großes Potential zugeschrieben wird, ist die reversible Hochtemperatur-Festoxidzelle (reversible solid oxide cell, rSOC). rSOC-Systeme ermöglichen sowohl einen Brennstoffzellen- als auch einen Elektrolysebetrieb in einer einzigen Zelle. Somit sind sie als Energiespeicher einsetzbar und erlauben außerdem eine Kopplung von Energiesektoren wie Wärme, Gas und Elektrizität.

Zur elektrischen Netzintegration eines rSOC-Systems, das einen bidirektionalen Leistungsfluss erlaubt, ist eine umfangreiche Leistungselektronik erforderlich. Die Betriebseigenschaften dieser Leistungselektronik wurden in dieser Arbeit im Rahmen des FIRST-Forschungsprojekts systematisch untersucht und charakterisiert. Zur Charakterisierung wurde ein sogenannter Power-Hardware-in-the-Loop (PHIL)-Ansatz gewählt, der Laborversuche unter realen Betriebslastsituationen erlaubt und ein umfangreiches SCADA-System zur Datenaufzeichnung und -auswertung aufweist. Zudem erlaubt der PHIL-Ansatz ein gezieltes Beaufschlagen definierter Betriebspunkte des rSOC-Systems. Für eine umfangreiche Datenanalyse wurden die elektrischen Größen der Leistungselektronik während des Betriebs hochaufgelöst aufgezeichnet. Um die Leistungselektronik zu charakterisieren, wurden aus den gewonnenen Messdaten die Leistungen und Wirkungsgrade berechnet, die zeitlichen Verläufe von Spannung und Strom dargestellt, die Rippelstromanteile der Gleichströme quantifiziert, sowie die auftretenden Oberschwingungen durch eine harmonische Analyse ermittelt. Die generierten Ergebnisse erlaubten zudem eine Validierung des entwickelten Versuchsaufbaus. Dabei wurden Ursachen für mögliche Ungenauigkeiten identifiziert und damit die Ergebnisse kritisch beleuchtet. Abschließend wurden die Ergebnisse der Charakterisierung diskutiert und ein Ausblick auf Handlungsempfehlungen zur Verbesserung abgegeben.

ABSTRACT

Climate change and dwindling of fossil resources necessitate a shift away from fossil fuels towards renewable energy production. Wind, solar, and hydropower are examples of this kind of required renewable technologies. These types of energy production are subject to significant fluctuations due to the influence of the prevailing weather conditions. Since energy consumption does not generally match these fluctuations, additional flexibility options in the energy supply system are required. The reversible high-temperature solid oxide cell (rSOC) offers a promising new technology for this purpose. rSOC systems can be used as energy storage systems by combining fuel cell and electrolysis operations in a single cell. They also enable the coupling of energy sectors like heat, gas, and electricity. An rSOC system's electrical grid integration, which permits bidirectional power flow, calls for extensive power electronics. As part of the FIRST research project, the operating characteristics of these power electronics have been thoroughly investigated and characterized in this work. An approach known as power-hardware-in-the-loop (PHIL) was chosen. It enables laboratory tests under actual working load scenarios and features a comprehensive SCADA system for data logging, to thoroughly describe the power electronics. Additionally, the PHIL method enables selective exposure of predefined rSOC system operating points. For in-depth data analysis, the electrical properties of the power electronics were captured in high resolution. To characterize the power electronics, the power and efficiencies were calculated based on the measured data, the time characteristics of voltage and current were displayed, the ripple current components of direct currents were quantified, and the harmonics that occurred were determined using a harmonic analysis. The generated results also allowed the developed experimental setup to be validated. Causes of potential inaccuracies were identified, and the results were critically examined. Finally, the results of the characterization were discussed, and recommendations for improvements were made.

VORWORT

An dieser Stelle möchte ich all jenen danken, die mich während meines Studiums begleitet und zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein ausdrücklicher Dank gilt zuerst Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Thomas Kienberger für die Begutachtung und Betreuung dieser Masterarbeit. Diesbezüglich möchte ich mich auch herzlich bei Dipl.-Ing. Christopher Gradwohl bedanken, der bei allen Angelegenheiten mit fachlicher Kompetenz weiterhelfen konnte und unglaublich viel seiner persönlichen Zeit für die Begleitung dieser Arbeit aufgewendet hat.

Außerdem bedanke ich mich bei den Mitarbeitern des Instituts für Elektrotechnik, die mir oft mit interessanten Gesprächen und dem richtigen Werkzeug weitergeholfen haben.

Darüber hinaus möchte ich mich auch bei meiner Familie, insbesondere bei meinen Eltern, bedanken, die mich während meines gesamten Studiums stets bestmöglich unterstützt haben. Ich möchte auch allen Freunden danken, die ich während meines Studiums in Leoben kennenlernen durfte.

Schließlich möchte ich mich auch bei meiner Freundin Charlotte bedanken, die im Studium – wie auch bei so vielen anderen Dingen – ein Vorbild für mich war und ist.

INHALTSVERZEICHNIS

Nomenklatur	VI
Abbildungsverzeichnis	IX
Tabellenverzeichnis	XII
1 Einleitung	1
2 Aufgabenstellung	3
2.1 Vorgehensweise	3
3 Theoretischer Hintergrund – Stand der Technik	5
3.1 Reversible Solid Oxide Cell (rSOC).....	5
3.1.1 Grundlagen elektrochemischer Zellen	5
3.1.2 Hochtemperatur-Festoxidzellen	11
3.2 Leistungselektronik zur bidirektionalen Netzkopplung.....	18
3.2.1 Bidirektionaler Wechselrichter	20
3.2.2 Gleichstromsteller	27
3.2.3 Rückwirkungen durch die Stromrichtertechnik.....	31
3.2.4 Netzintegration von statischen Quellen und Senken	39
3.2.5 Bidirektionaler Leistungsfluss	40
3.2.6 Aktuelle Entwicklungen der Leistungselektronik für rSOC Anwendungen	41
4 Methodik	44
4.1 Power-Hardware-in-the-Loop System.....	44
4.2 Überwachungs-, Steuerungs- und Datenerfassungssystem.....	46
4.2.1 Komponenten des SCADA-Systems.....	47
4.2.2 Modbus.....	49
4.2.3 Messdatenerfassung und -aufzeichnung	50
4.2.4 Software.....	53
4.3 Auswertung.....	54

5	Versuchsaufbau und -durchführung	57
5.1	Leistungssystem	59
5.1.1	rSOC-Kennlinie	61
5.1.2	Simulation des rSOC-Systems	62
5.1.3	Netzsimulation	64
5.1.4	Verwendete Leistungselektronik (EUT)	64
5.2	Messsystem.....	69
5.2.1	LabVIEW-Programm	72
6	Ergebnisse.....	76
7	Diskussion.....	82
8	Zusammenfassung und Ausblick.....	89
9	Literaturverzeichnis	92
10	Anhang.....	99
10.1	Zeit- und Frequenzverläufe ausgewählter Betriebspunkte	99
10.2	Screenshots LabVIEW-Oberfläche	102

NOMENKLATUR

Abkürzungen

ADU	Application Data Unit
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
BoP	Balance-of-Plant
cRIO	CompactRIO
csv	Comma-Seperated-Values
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
EA	Elektro Automatik
EUT	Equipment-Under-Test
FFT	Fast-Fourier-Transformation
FICBC	Floating interleaved cascade boost converter
GE	Grid-Emulator
HMI	Human-Machine-Interface
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench
LHV	Lower heating value
Matlab	Matrix Laboratory
MBAP	Modbus Application Protocol
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MTU	Master-Terminal-Unit
NI	National Instruments
PDU	Protocol Data Unit
PHIL	Power-Hardware-in-the-Loop
PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation

rSOC	Reversible solid oxide cell
RTS	Real-Time-System
RTU	Remote-Terminal-Unit
SCADA	Supervisory control and data acquisition
SOEC	Solid oxide electrolysis cell
SOFC	Solid oxid fuel cell
SSCS	Single-stage converter system
TCP/IP	Transmission Control Protocol/Internet Protocol
TT	Trenntransformator
V2G	Vehicle-to-Grid
VI	Virtual Instrument

Indizes

α	Steuerwinkel [rad]
ΔG	Gibb'sche Enthalpie [J]
ΔH	Enthalpieänderung [J]
Δh_v	Verdampfungsenthalpie [Jmol^{-1}]
ΔS	Entropieänderung [JK^{-1}]
η	Überspannungen [V]
η	Wirkungsgrad [-]
λ	Leistungsfaktor [-]
a_v	Fourier-Koeffizient des Kosinusanteils [V] bzw. [A]
b_v	Fourier-Koeffizient des Sinusanteils [V] bzw. [A]
$\cos \varphi_1$	Verschiebungsfaktor [-]
c_v	komplexer Fourier-Koeffizient [V] bzw. [A]
d_l	Oberschwingungsgehalt [-]

Nomenklatur

e	Elementarladung [C]
E	Elektrodenpotential [V]
E _{th}	thermoneutrale Spannung [V]
F	Faraday-Konstante [Cmol ⁻¹]
F _j	komplexer Fourier-Koeffizient der DFT [V] bzw. [A]
F _s	Abtastfrequenz [Hz]
g _i	Grundschwungsgehalt [-]
k	Reaktionsgeschwindigkeitskonstante [(l·mol ⁻¹) ⁿ⁻¹ ·s ⁻¹]
LHV	unterer Heizwert [Jmol ⁻¹]
N _A	Avogadro-Konstante [mol ⁻¹]
N _s	Anzahl Messwerte [-]
Q	Reaktionsquotient [-]
Q	übertragene Ladungsmenge [C]
Q	Wärmemenge [J]
Q ₁	Verschiebungsblindleistung [var]
Q _d	Verzerrungsblindleistung [var]
R	molare Gaskonstante [Jmol ⁻¹ K ⁻¹]
R _i	Innenwiderstand [Ω]
U ₀	reversible Zellspannung [V]
w	Welligkeit [-]
W _{el}	elektrische Arbeit [J]
() ⁰	Größe unter Standardbedingungen

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 1: rSOC als „flexible energy hub“ [6]	2
Abbildung 2: Elektronentransport im Brennstoff- und Elektrolysebetrieb [14].....	12
Abbildung 3: Gesamter (ΔH), thermischer (ΔQ) und elektrischer (ΔG) Energiebedarf eines idealen Elektrolyseprozesses als Funktion der Temperatur [13]	14
Abbildung 4: Qualitative Spannungs-Stromdichte -Kennlinie einer rSOC-Zelle [14].....	15
Abbildung 5: Stromdichte-Spannung-Kennlinie eines realen rSOC-Stacks [14]	16
Abbildung 6: Komponenten eines leistungselektronischen Systems [32]	18
Abbildung 7: Grundfunktionen der Stromrichtertechnik und Stromrichterarten [32].....	19
Abbildung 8: Schematische Schaltung eines dreiphasigen U-Wechselrichters mit zugehörigen a) Leitschemen, b) Leiterspannungen, c) Strangspannungen [33].....	22
Abbildung 9: Strangspannungs- und -stromverlauf für eine ohmsch-induktive Impedanz [33]	23
Abbildung 10: a) Dreiecksverschneidung, b) resultierende PWM und Stromverlauf [33].....	24
Abbildung 11: a) Pulswechselrichterschaltung, b) PWM, c) Zeigerdiagramm Leistungsfluss aus dem Netz, d) Zeigerdiagramm Leistungsfluss in das Netz [34]	25
Abbildung 12: a) Tiefsetzstellerschaltung, b) Verlauf von Spannung und Strom im lückfreien Betrieb und c) im Lückbetrieb [34]	28
Abbildung 13: a) Hochsetzstellerschaltung, b) Verlauf von Spannung und Strom im lückfreien Betrieb und c) im Lückbetrieb [34]	30
Abbildung 14: Elektrische Größen bei Anschnittsteuerung, a) Verlauf von Spannungs- und Stromgrund- und Oberschwingungen, b) Verlauf der Augenblicksleistung, c) Grundschwingungsleistung, d) Oberschwingungsleistung	32
Abbildung 15: Zeigerdiagramm der Leistungsanteile bei nichtsinusförmigem Strom [36]	36
Abbildung 16: Saugkreis: a) Strom-Frequenz-Verlauf, b) Schaltung [36].....	38
Abbildung 17: Schema der Netzintegration eines Elektrolyseurs [42]	39
Abbildung 18: Einstufiges und zweistufiges Anbindungskonzept eines Batteriespeichers [51]	40
Abbildung 19: Zweiphasiger FICBC [56].....	43
Abbildung 20: Schema eines beispielhaften PHIL-Systems [61].....	44
Abbildung 21: Beispielhafte Umwandlung einer U/I-Kennlinie in eine P/R-Kennlinie	46
Abbildung 22: Beispielhaftes SCADA-Schema [64]	48
Abbildung 23: ADU einer Modbus/RTU-Nachricht [67]	49
Abbildung 24: ADU einer Modbus/TCP-Nachricht [67].....	50

Abbildung 25: Auftreten "negativer" Frequenzen (schwarz) im Spektrum der DFT [68]	56
Abbildung 26: Blockschaltbild des Gesamtaufbaus	58
Abbildung 27: Gesamtaufbau 1	60
Abbildung 28: Gesamtaufbau 2	61
Abbildung 29: Zu untersuchende Kennlinie des rSOC-Systems.....	62
Abbildung 30: EUT: Verwendete TruConvert-Leistungselektronik und 24VDC-Versorgung....	66
Abbildung 31: Oszilloskopbild zur Mittelpunktverschiebung und Störung am Neutralleiter ..	69
Abbildung 32: Schaltkasten des cRIO	71
Abbildung 33: links: Stromverlauf mit Offset, rechts: Stromverlauf ohne Offset	71
Abbildung 34: LabVIEW-Programm: Initialization.....	72
Abbildung 35: LabVIEW-Programm: Data Acquisition, Monitoring und Control	74
Abbildung 36: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -3,6314 A	77
Abbildung 37: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 50,5607 A ...	77
Abbildung 38: rSOC- und zwischenkreisseitige Rippleströme	78
Abbildung 39: Aufgenommene Spannungs-Strom-Kennlinie und Wirkungsgrade	78
Abbildung 40: Aufgenommene Leistungs-Strom-Kennlinie und Wirkungsgrade.....	79
Abbildung 41: Normalisierte Fourier-Transformationen des Netzstromes i_{L1}	80
Abbildung 42: Normalisierte Fourier-Transformationen des Zwischenkreisstromes i_{Link}	80
Abbildung 43: Normalisierte Fourier-Transformationen des rSOC-Stromes i_{rSOC}	81
Abbildung 44: Wirkungsgradverlauf des bächli BDVU25000 Trenntransformators [77].....	84
Abbildung 45: Detailaufnahme der Fourier-Transformationen des rSOC-Stromes i_{rSOC} im SOEC- Betrieb.....	87
Abbildung 46: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -0,42824 A ..	99
Abbildung 47: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 4,1502 A	99
Abbildung 48: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -35,6054 A	100
Abbildung 49: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 24,3951 A .	100
Abbildung 50: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -78,9639 A	101
Abbildung 51: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 50,5607 A .	101
Abbildung 52: LabVIEW-Programm: Initialization.....	102
Abbildung 53: LabVIEW-Programm: Grid-Emulator 1.....	102
Abbildung 54: LabVIEW-Programm: Grid-Emulator 2.....	103
Abbildung 55: LabVIEW-Programm: Oscilloscope	103
Abbildung 56: LabVIEW-Programm: DAQ & Monitoring.....	104
Abbildung 57: LabVIEW-Programm: Overview	104

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 58: LabVIEW-Programm: Individual Control	105
Abbildung 59: LabVIEW-Programm: Error-Screening	105

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 1: Zu erfassende Messgrößen.....	51
Tabelle 2: Verwendete Geräte.....	59
Tabelle 3: Elektrische Rahmenbedingungen des rSOC-Systems.....	62
Tabelle 4: Elektrische Grenzwerte der EA PSI 91000-40 WR.....	63
Tabelle 5 Elektrische Grenzwerte des Frizlen BW83 Lastwiderstands.....	63
Tabelle 6: Übersicht der elektrischen Schnittstellenwerte des TruConvert-Systems [72, 73].	65
Tabelle 7: Verwendete Messgeräte und Sensoren	70
Tabelle 8: Offsetwerte der jeweiligen Hallsensoren	76
Tabelle 9: Maximale ermittelte Wirkungsgrade	79

1 EINLEITUNG

„Das Wasser ist die Kohle der Zukunft. Die Energie von morgen ist Wasser, das durch elektrischen Strom zerlegt worden ist. Die so zerlegten Elemente des Wassers - Wasserstoff und Sauerstoff - werden auf unabsehbare Zeit hinaus die Energieversorgung der Erde sichern.“

(Jules Verne, „Die geheimnisvolle Insel“, 1874)

Dieses Zitat beschreibt bereits vor beinahe 150 Jahren, was heute Realität werden soll. Aufgrund der Auswirkungen des anthropogenen Klimawandels ist eine Dekarbonisierung der Energieversorgung notwendig. Zudem ist klar, dass in einer begrenzten Welt nicht unbegrenzt Ressourcen zur Verfügung stehen können. Dies wurde ebenfalls mittlerweile bereits vor 50 Jahren im berühmten Bericht „The Limits to Growth“ an den Club of Rome wissenschaftlich zum Ausdruck gebracht. Ein Energieversorgungssystem, welches auf fossilen Energieträgern beruht, treibt den Klimawandel weiter voran und braucht limitierte Ressourcen auf. [1]

Als Lösung beider Probleme soll eine Wende weg von einem fossilen und hin zu einem regenerativen Energiesystem stattfinden. Die daraus resultierende volatile, nicht steuerbare Energieerzeugung bedarf jedoch zusätzlicher Flexibilitätsoptionen, um eine sichere Versorgung zu gewährleisten. Für diese Aufgabe rückt Wasserstoff als bedeutender Sekundärenergieträger erzeugt mittels erneuerbarer Primärenergie in den Fokus der Aufmerksamkeit. Wasserstoff soll als Bindeglied zur Kopplung der Energiesektoren Wärme, Gas und elektrischer Energie eingesetzt werden. Nach dem Power-to-Gas Prinzip wird durch Elektrolyse bei negativer Residuallast Energie aus dem Stromnetz in Wasserstoff umgewandelt und kann so auch über einen längeren Zeitraum gespeichert werden. Wasserstoff kann dann bei Bedarf über eine Brennstoffzelle rückverstromt, thermisch oder auch stofflich verwertet werden. Zudem lässt sich ein Wasserstoffanteil von 5-20 % in das bereits bestehende Gasnetz einspeisen, ohne einen großen Einfluss auf damit betriebene Erdgastechnologien zu haben. [2, 3]

Als vielversprechende Technologie zur Umwandlung zwischen chemischer und elektrischer Energie bietet sich die reversible Hochtemperatur-Festoxidzelle (reversible solid oxide cell, rSOC) an. Eine rSOC kombiniert sowohl die Elektrolyse als auch die kalte Verbrennung in einer einzigen Zelle. Die hohen Temperaturen der Zelle lassen außerdem eine Nutzung von Abwärme zu. Darüber hinaus ist die rSOC flexibel in der Brennstoffwahl. Durch diese Eigenschaften kann mit einer einzigen Anlage die erhoffte Sektorenkopplung weitgehend unterstützt werden. In der Literatur wird dabei von einem sogenannten „flexible energy hub“ gesprochen. Abbildung 1 zeigt die Kombinationsmöglichkeit einer rSOC mit einem Wasserstoffspeicher (hydrogen compression and purification unit, HPU), dem elektrischen

Stromnetz und einer Industrieanwendung. Die Abbildung dient der Veranschaulichung der unterschiedlichen Energie- und Stoffströme – die durch die rSOC-Technologie gemeinsam ermöglicht werden. [4–6]

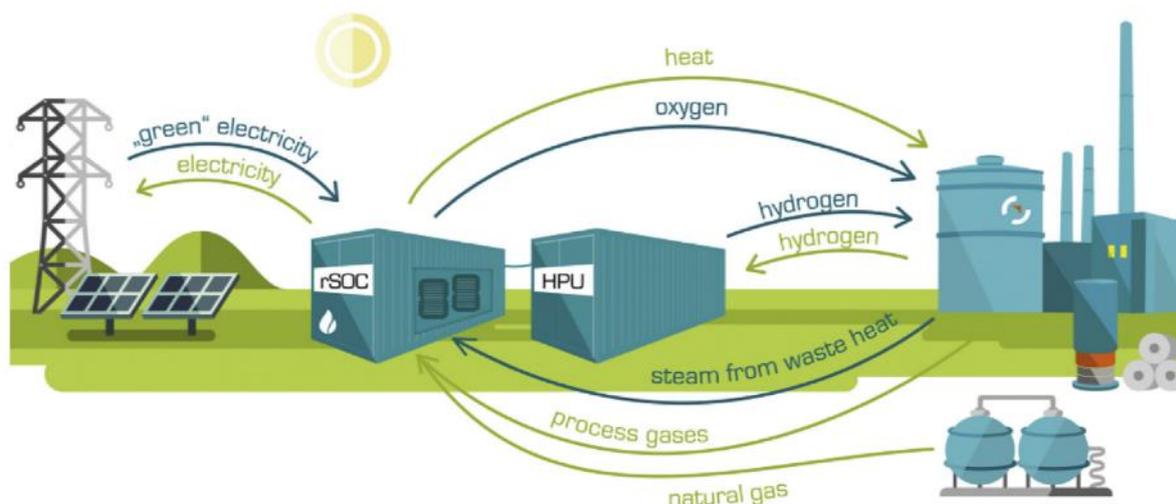


Abbildung 1: rSOC als „flexible energy hub“ [6]

Die vorliegende Arbeit fokussiert sich auf die elektrischen Energieflüsse eines rSOC-Systems. Um Gleichstromquellen und –senken wie ein rSOC-System in das Drehstromnetz zu integrieren, bedarf es einer geeigneten Leistungselektronik. Diese muss mit den niedrigen Spannungsniveaus der rSOC-Systeme kompatibel sein und bidirektionalen Leistungsaustausch mit dem Stromnetz ermöglichen. Außerdem stellen die rSOC-Systeme strenge Anforderungen an die Oberschwingungen und Rippelströme, die unvermeidlich von der Leistungselektronik verursacht werden. Diese müssen so gering wie möglich gehalten werden, um für den Betrieb mit dem rSOC-System geeignet zu sein.

Aus den beschriebenen Anforderungen ergibt sich die Aufgabe, ein gewähltes Leistungselektroniksystem vor dem Einsatz mit dem rSOC-System zu charakterisieren, um festzustellen, ob ein gemeinsamer Betrieb zulässig ist. Zur Vermessung des Leistungselektroniksystems unter definierten Testbedingungen eignet sich ein sogenannter Power-Hardware-in-the-Loop (PHIL) Ansatz. Bei dieser Methode wird eine Testumgebung geschaffen, die es erlaubt, die Betriebspunkte des zu untersuchenden Equipments bei Nenn-, Teil- und Überlast vorzugeben. Das Verhalten der Leistungselektronik wird während des Betriebs aufgezeichnet und die Messdaten sollen anschließend analysiert werden.

2 AUFGABENSTELLUNG

Im Forschungsprojekt FIRST (Fully Integrated Reversible Solid oxide cell sysTem) arbeitet ein Konsortium bestehend aus der Forschung Burgenland GmbH, AVL List GmbH, Energieinstitut an der JKU Linz sowie dem Lehrstuhl für Energieverbundtechnik der Montanuniversität Leoben daran, ein rSOC-System zu entwickeln. Dieses soll im industriellen Einsatz, als Netzknotenpunkt bei erneuerbaren Erzeugern und in Gebäuden untersucht werden. Außerdem sollen bestmögliche Systemarchitekturen für den jeweiligen Einsatz validiert werden.

Der Lehrstuhl für Energieverbundtechnik übernimmt dabei unter anderem die Validierung der geplanten Leistungselektronik. Im Rahmen dieser Arbeit soll daher ein bereits vorab ausgewähltes Leistungselektroniksystem für den Einsatz zur bidirektionalen Netzintegration eines rSOC-Systems untersucht und charakterisiert werden.

Dazu wird eine Spannungs-Strom-Kennlinie vorgegeben, die das elektrische Verhalten eines realen rSOC-Systems beschreibt. Zur Charakterisierung sollen die elektrischen Größen Spannung und Strom für vordefinierte Betriebspunkte der Kennlinie aufgezeichnet werden. Neben den charakteristischen elektrischen Größen stellen Rippelströme der Gleichstromseite kritische Parameter für den Betrieb eines rSOC-Systems da. Daher sollen die enthaltenen Oberschwingungen und die Amplituden der Gleichstrom-Rippelströme quantifiziert werden. Die gewählte Leistungselektronik sollte einen maximalen Rippelstromanteil von 2 % für den Einsatz in Kombination mit einem rSOC-System nicht überschreiten.

Aus den Messdaten sollen weiters die Leistungsverhältnisse im Betrieb ermittelt werden, um so zur gegebenen Kennlinie einen entsprechenden Wirkungsgradverlauf der eingesetzten Leistungselektronik zu ermitteln. Aus den derart gewonnenen Ergebnissen sollen Schlüsse auf die Eignung der verwendeten Leistungselektronikkomponenten zur Netzkopplung eines rSOC-Systems gezogen werden.

2.1 Vorgehensweise

Die zu untersuchende Leistungselektronik wird in eine Power-Hardware-in-the-Loop Umgebung integriert, welche am Lehrstuhl für Energieverbundtechnik zur Verfügung steht. Für die geplanten Messungen muss diese Umgebung zunächst adaptiert werden. Zur Versuchsdurchführung müssen sowohl die Leistungsflüsse der Gleichspannungsseite des rSOC-Systems als auch die netzseitigen Leistungsflüsse durch geeignete Hardware simuliert werden. Zur rSOC-Simulation werden dazu Gleichspannungsquellen zur Abgabe und ein ohmscher Lastwiderstand zur Aufnahme von Gleichstrom eingesetzt. Zur Simulation des Netzes wird ein sogenannter Grid-Emulator verwendet.

Da der Betrieb bis zur Nennleistung des rSOC-Systems getestet werden soll, müssen dementsprechende Sicherheitsvorrichtungen ausgewählt und installiert werden. Im Vorfeld der Versuchsdurchführung muss die Leistungselektronik vollumfänglich aufgebaut, in Betrieb genommen und die korrekte Funktionsweise validiert werden.

Zur Steuerung aller Systemkomponenten, sowie zur Überwachung des laufenden Betriebs und zur Datenerfassung wird zudem ein LabVIEW-Programm entwickelt, welches auf einem Echtzeit-Betriebssystem läuft. Passende Messtechnik und Sensoren müssen ausgewählt und korrekt in das Gesamtsystem integriert werden, um die elektrischen Größen Spannung und Strom aufnehmen zu können.

Bei der Versuchsdurchführung werden vordefinierte Betriebspunkte des rSOC-Systems im System vorgegeben und die sich ergebende Lastsituation dem Leistungselektroniksystem beaufschlagt. Die Spannungs- und Stromwerte werden dabei ein- und ausgangsseitig, sowie im Zwischenkreis der Leistungselektronik für jeden Betriebspunkt in Echtzeit und höchstmöglicher Auflösung aufgezeichnet. Zusätzlich wird die benötigte Versorgungsspannung gemessen.

Aus den Datensets lassen sich die zeitlichen Verläufe der elektrischen Größen darstellen, wodurch die Größen der Rippelströme zu ermitteln sind. Die Leistungen der zu untersuchenden Betriebspunkte werden berechnet, woraus sich die jeweiligen Wirkungsgrade bestimmen lassen. Durch Fourier-Transformation werden die gemessenen Größen in ihre Grund- und Oberschwingungen zerlegt und diese sichtbar gemacht.

3 THEORETISCHER HINTERGRUND – STAND DER TECHNIK

In diesem Kapitel werden die der Arbeit zugrundeliegenden Technologien theoretisch erläutert und deren Stand der Technik aufbereitet. Es wird zunächst das allgemeine Systemverhalten eines rSOC-Systems mit den zugrundeliegenden elektrischen, chemischen sowie thermischen Eigenschaften beschrieben. Danach werden die für den Netzbezug und für die Netzeinspeisung benötigten Leistungselektronikkomponenten und die damit einhergehenden Herausforderungen erläutert.

3.1 Reversible Solid Oxide Cell (rSOC)

Die reversible Festoxidzelle vereint die Technologien der Festoxidbrennstoffzelle (solid oxide fuel cell, SOFC) und der Festoxidelektrolysezelle (solid oxide electrolysis cell, SOEC) in einer einzigen elektrochemischen Zelle. Die Funktionsweise und das Systemverhalten werden im Folgenden näher beschrieben. Dazu werden zuerst die allgemeinen elektrochemischen Grundlagen beschrieben und im Anschluss das Verhalten der rSOC aufgezeigt.

3.1.1 Grundlagen elektrochemischer Zellen

Die in diesem Kapitel dargestellten Erläuterungen zur Elektrochemie, Thermodynamik und Zellkinetik gelten allgemein für alle Arten von elektrochemischen Zellen. Sie dienen als Grundlage für die in Abschnitt 3.1.2 behandelten Hochtemperatur-Festoxidzellen.

Elektrochemische Zellen bestehen aus zwei Elektroden, welche mit einem metallischen Leiter verbunden sind und in Kontakt mit einem Elektrolyten stehen. Der Elektrolyt ermöglicht die Ionenleitung zwischen den Elektroden. Die Elektroden werden in Kathode und Anode unterschieden. Dabei läuft an der Kathode die Reduktion – Elektronen werden aufgenommen – und an der Anode die Oxidation – die gegenläufige Reaktion mit Elektronenabgabe – ab. Über einen externen metallischen Leiter wird der Stromkreis geschlossen. An der Anode freiwerdende Elektronen können so zur Kathode fließen. [7]

Elektrochemische Zellen können in galvanische und elektrolytische Zellen unterteilt werden. Dabei entsteht bei einer galvanischen Zelle ein Stromfluss aufgrund der spontan ablaufenden Reaktion im Inneren der Zelle. Im Gegensatz dazu wird bei einer elektrolytischen Zelle elektrischer Strom verwendet, um eine ansonsten nicht spontan ablaufende Reaktion stattfinden zu lassen. Brennstoffzellen stellen hierbei eine besondere Gruppe der galvanischen Zellen dar, bei denen die Reaktanden während des Betriebs von außen kontinuierlich zugeführt werden müssen. [8]

Es findet also eine Umwandlung von chemischer in elektrische Energie statt. Zur Beschreibung dieser Energieumwandlung ist es wichtig zu verstehen, wie die übertragene Ladungsmenge,

die Zellspannung und die Arbeit einer elektrochemischen Zelle zusammenhängen. Dazu sollen die nun folgenden Erklärungen dienen.

Die Faraday-Konstante stellt eine Beziehung zwischen der chemisch umgesetzten Stoffmenge und der Menge elektrischer Ladungsträger her. Die Faraday-Konstante F beschreibt die Größe der Ladung je Mol Elektronen mit einem Wert von $96,5 \frac{kC}{mol}$ und berechnet sich aus der Multiplikation der Avogadro-Konstanten N_A und der Elementarladung e . Ist die Anzahl je Mol Stoffumsatz übertragenen Elektronen z bekannt, kann mithilfe der Faraday-Konstanten die übertragene Ladungsmenge Q berechnet werden. Dieser Zusammenhang ist aus Gleichung (3-1) ersichtlich. [7, 8]

$$Q = z \cdot F \quad (3-1)$$

Um die Arbeit eines elektrischen Ladungsflusses bestimmen zu können, muss man neben der übertragenen Ladungsmenge auch das elektrische Potential beziehungsweise die Spannung, welche den Elektronenfluss verursacht, kennen. Wie dieses Potential ermittelt wird, soll im Folgenden erläutert werden.

Eine elektrochemische Zelle kann als Kombination zweier Halbzellen betrachtet werden. Jeder Halbzelle wird ein Elektrodenpotential zugeordnet. Da diese nicht absolut zu bestimmen sind, werden Elektrodenpotentiale relativ zum Elektrodenpotential der Normal-Wasserstoffelektrode angegeben, um sie untereinander definiert in Beziehung setzen zu können. Das Potential der Normal-Wasserstoffelektrode ist per Konvention mit 0 V festgelegt worden. Die relativen Potentiale werden in der sogenannten elektrochemischen Spannungsreihe aufgelistet. Mithilfe der Spannungsreihe kann vorhergesagt werden, wie eine Redox-Reaktion ablaufen wird. Als Redox-Reaktion wird dabei die Kombination einer Reduktion und einer Oxidation bezeichnet. Die Redox-Reaktion kann dementsprechend auch getrennt als zwei Teilreaktionen betrachtet werden. Die Potentiale der Teilreaktionen können durch die Spannungsreihe relativ miteinander verglichen werden. Dadurch lässt sich eine Vorhersage über die Art der jeweiligen Teilreaktion treffen. Diejenige Teilreaktion deren Elektrodenpotential positiver ist, ist die Oxidationsteilreaktion und das negativere Elektrodenpotential ist jenes der Reduktionsteilgleichung. Dementsprechend ist auch definiert, welche Elektrode die Anode (Oxidation) und welche die Kathode (Reduktion) ist. [7]

Es ist wichtig festzuhalten, dass Elektrodenpotentiale abhängig von Temperatur, Druck und Aktivität sind, weshalb in der elektrochemischen Spannungsreihe alle Werte für Standardbedingungen gelten. Die Standardbedingungen liegen bei einer Temperatur von 25 °C, einem Druck von 1,013 bar und einer Ionenaktivität von $1 \frac{l}{mol}$. Das Elektrodenpotential unter Standardbedingungen wird als Standardelektrodenpotential E^0 bezeichnet. [9]

Aus den Elektrodenpotentialen lässt sich weiters das Potential der gesamten Reaktion bestimmen, dass zur Berechnung der geleisteten Arbeit notwendig ist. Die reversible Zellspannung U_0 einer elektrochemischen Zelle ergibt sich als die Differenz ΔE der Elektrodenpotentiale der verwendeten Halbzellen, wenn kein Stromfluss stattfindet ($U_0 = \Delta E(I = 0)$). Wird die Zelle belastet und es kommt zu einem Stromfluss ($I \neq 0$), reduziert sich die an den Klemmen messbare Zellspannung. [9]

Dabei reduziert sich die Klemmenspannung bei steigendem Stromfluss aufgrund der ohmschen Verluste des Elektrolyten und der Elektroden, sowie durch kinetische Hemmung der Elektrodenreaktionen. Die ohmschen Verluste können als Innenwiderstand R_i zusammengefasst werden. Die Spannungsverluste aufgrund der kinetischen Hemmung an den Elektroden werden als Polarisierungseffekte beziehungsweise als Überspannungen η bezeichnet. Die Mechanismen, auf die Überspannungen zurückzuführen sind, lassen sich in Aktivierungspolarisation und Konzentrationspolarisation unterscheiden. Die Aktivierungspolarisation bildet die Geschwindigkeit des Elektronenübergangs ab und die Konzentrationspolarisation tritt aufgrund des verzögerten Stofftransports von Produkten und Edukten auf. Die Überspannungen senken jedenfalls die nutzbare Zellspannung bei galvanischen Zellen und erhöhen die notwendige Spannung, die von außen angelegt werden muss, um eine Elektrolyse stattfinden lassen zu können. [10]

Durch den Einfluss der Überspannungen und des Innenwiderstands ergeben sich für elektrochemische Zellen charakteristische Spannungs-Strom-Kennlinien. Auf diese wird in Abschnitt 3.1.2.3 näher eingegangen.

Die reversible Zellspannung stellt also die maximale Spannung dar, die eine Zelle theoretisch liefern kann. Da bei einer gegebenen Redox-Reaktion die Anzahl der je Mol übertragenen Ladungen fixiert ist, ist auch die maximale Nutzarbeit, die eine Zelle liefern kann, durch die reversible Zellspannung gegeben. Diese maximale Nutzarbeit ist durch die Änderung der Gibbs'schen Enthalpie ΔG gegeben. Gleichung (3-2) zeigt den Zusammenhang zwischen der Änderung der Gibbs'schen Enthalpie ΔG , der übertragenen Ladungsmenge z , der Faraday-Konstanten F und der reversiblen Zellspannung beziehungsweise der Differenz der Elektrodenpotentiale ΔE . [7]

$$\Delta G = -z \cdot F \cdot \Delta E \quad (3-2)$$

Bei gleichbleibender Temperatur und gleichbleibendem Druck kann eine Reaktion nur spontan ablaufen, wenn ΔG kleiner als null ist. Daher ist ΔG für eine spontane Reaktion negativ. Gleichung (3-2) zeigt damit auch, dass eine elektrochemische Zelle nur dann als elektrische Stromquelle verwendet werden kann, wenn die Differenz der Elektrodenpotentiale positiv ist. Ist die Differenz der Elektrodenpotentiale negativ, ergibt sich ein positives ΔG . In diesem Fall

läuft die Reaktion nicht spontan ab, sondern es muss Energie von außen zugeführt werden. Dadurch ist auch der Zusammenhang mit der reversiblen Zellspannung U_0 gegeben: Liegt von außen eine Spannung an, die kleiner als U_0 ist, liefert die Zelle Energie und arbeitet als galvanische Zelle. Ist die äußere Spannung größer als U_0 , nimmt die Zelle Energie auf und es findet eine Elektrolyse statt. Wenn die Zellspannung als Differenz der Standardelektrodenpotentiale ΔE^0 verwendet wird, bezeichnet man auch die Gibbs'sche Enthalpie als ΔG^0 , weshalb sich Gleichung (3-2) für Standardbedingungen gemäß Gleichung (3-3) formulieren lässt. [7]

$$\Delta G^0 = -z \cdot F \cdot \Delta E^0 \quad (3-3)$$

Die Gibbs'sche Enthalpie ist eine wichtige thermodynamische Größe. Wie bereits oben erwähnt, kann sie als Nutzarbeit bei konstantem Druck angesehen werden. Bei einer chemischen Reaktion werden von ihr alle Energieäußerungen in und aus dem System sowie die Änderung der Entropie berücksichtigt, was durch Gleichung (3-4) festgehalten wird. [9]

$$\Delta G = \Delta H - T \cdot \Delta S \quad (3-4)$$

In Gleichung 3-4 ist ΔH die Änderung der Enthalpie, ΔS die Änderung der Entropie und T die Temperatur.

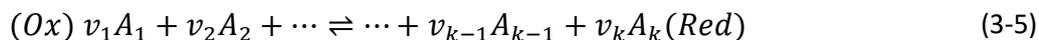
Das Vorzeichen von ΔG sagt aus, ob die Reaktanden im thermodynamischen Gleichgewicht sind. Ist dies der Fall, gilt $\Delta G = 0$ und es wirkt von außen so, als ob keine weitere Reaktion stattfindet. Tatsächlich finden die Hin- und Rückreaktionen gleich schnell statt. Zur weiteren Betrachtung der Kinetik von Reaktionen werden die Geschwindigkeitskonstante k , der Reaktionsquotient Q , sowie die thermodynamische Gleichgewichtskonstante K eingeführt. Deren Bedeutung und Zusammenhänge werden im Folgenden erläutert.

Die Geschwindigkeitskonstante k beschreibt die Reaktionsgeschwindigkeiten von Teilreaktionen. Aus dem Verhältnis der Geschwindigkeitskonstanten der Teilreaktionen ergibt sich die Gleichgewichtskonstante K der Gesamtreaktion. [9]

Weiters soll der Reaktionsquotient Q beschrieben werden, um dessen Zusammenhang mit der Gleichgewichtskonstanten K und damit auch mit den Geschwindigkeitskonstanten k herzustellen. Außerdem wird der Zusammenhang mit der Gibbs'schen Enthalpie hergestellt, wodurch sich die Nernst-Gleichung herleiten lässt. Diese ist für die Betrachtung von elektrochemischen Zellen von entscheidender Bedeutung.

Der Reaktionsquotient Q ist definiert als das Verhältnis der Aktivitäten der Produkte und Edukte. Die stöchiometrischen Koeffizienten gehen als Hochzahlen ein. Dieses Verhältnis nähert sich der Gleichgewichtskonstanten K an, wenn sich die Reaktanden dem chemischen

Gleichgewicht annähern. Für eine chemische Reaktion der Form wie in (3-5) angegeben, berechnet sich der Reaktionsquotient nach Gleichung (3-6). [11]



$$Q = \prod_{i=1}^k a_i^{v_i} \quad (3-6)$$

Die freie Gibbs'sche Enthalpie für Reaktionen unter Nicht-Standardbedingungen ΔG kann aus den Standardwerten ΔG^0 über die folgende Beziehung (3-7) bestimmt werden. [8]

$$\Delta G = \Delta G^0 + R \cdot T \cdot \ln \prod_{i=1}^k a_i^{v_i} \quad (3-7)$$

R ist die molare Gaskonstante. Ihr Wert beträgt $8,3145 \frac{J}{molK}$. [8]

Im Gleichgewichtsfall wird der Reaktionsquotient Q zur Gleichgewichtskonstanten K und ΔG wird null.

Da die Elektrodenpotentiale in der elektrochemischen Spannungsreihe nur unter Standardbedingungen tabelliert sind, benötigt man eine Methode, um die Zellspannung auf die tatsächlichen Bedingungen zu beziehen. Diese Möglichkeit liefert die Nernst-Gleichung – Gleichung (3-8), welche sich durch Kombination von Gleichung (3-2), Gleichung (3-3) und Gleichung (3-7) herleiten lässt. [10]

$$\Delta G = -z \cdot F \cdot \Delta E$$

$$\Delta G^0 = -z \cdot F \cdot \Delta E^0$$

$$\Delta G = \Delta G^0 + R \cdot T \cdot \ln \prod_{i=1}^k a_i^{v_i}$$

$$-z \cdot F \cdot \Delta E = -z \cdot F \cdot \Delta E^0 + R \cdot T \cdot \ln \prod_{i=1}^k a_i^{v_i}$$

$$\Delta E = \Delta E^0 - \frac{R \cdot T}{z \cdot F} \cdot \ln \prod_{i=1}^k a_i^{v_i} \quad (3-8)$$

Die Nernst-Gleichung ist von großer praktischer Bedeutung. Bei Kenntnis der Standardelektrodenpotentiale und den Reaktionsbedingungen kann die Zellspannung berechnet werden. Andererseits kann die Zellspannung gemessen werden, um daraus auf andere wichtige, thermodynamische Größen schließen zu können. Im Gleichgewicht ($\Delta E = 0$)

kann die Gleichgewichtskonstante K berechnet werden. Außerdem können bei Kenntnis der Zellspannung die thermodynamischen Größen freie Gibbs'sche Enthalpie, die Reaktionsenthalpie H oder die Entropie S berechnet werden. Diese und weitere Zusammenhänge sollen hier erläutert werden. [8]

Der Zusammenhang der Zellspannung und der Entropie stellt gleichzeitig auch die Temperaturabhängigkeit der Zellspannung dar. Bei Temperaturerhöhung sinkt die reversible Zellspannung aufgrund der Entropiezunahme. Aus Gleichung (3-4) folgt, dass $(\partial\Delta G / \partial T)_p = -\Delta S$ und dadurch folgt aus Gleichung (3-2) bei Ableitung nach der Temperatur, der Temperaturkoeffizient der Zellspannung einer elektrochemischen Zelle, wie er in Gleichung (3-9) angegeben ist.

$$\left(\frac{\partial E}{\partial T}\right)_p = -\frac{1}{z \cdot F} \left(\frac{\partial \Delta G}{\partial T}\right)_p = \frac{\Delta S}{z \cdot F} \quad (3-9)$$

Mithilfe des Temperaturkoeffizienten kann somit die Zellspannung für eine gegebenen Temperatur T berechnet werden, wenn diese für eine andere Temperatur T_{bekannt} bereits bekannt ist:

$$E(T) = E(T_{\text{bekannt}}) + \left(\frac{\partial E}{\partial T}\right)_p \cdot (T - T_{\text{bekannt}}) \quad (3-10)$$

Für Gaselektroden existiert auch eine Druckabhängigkeit, welche sich allerdings erst bei 10 bar auszuwirken beginnt. Für eine Wasserstoff-Sauerstoff-Zelle erhöht sich die Zellspannung bei einer Druckerhöhung von 1 bar auf 30 bar beispielsweise um 0,0065 V. Die Druckabhängigkeit der Zellspannung ist durch Gleichung (3-11) gegeben. [10]

$$E(p) = E(p_{\text{bekannt}}) - \sum_i \frac{n_i RT}{zF} \cdot \ln p_i \quad (3-11)$$

Wichtig ist auch die Betrachtung der Wärmebilanzen einer Zelle. Die Zelle erzeugt Wärme, wenn ΔS negativ ist und nimmt Wärme auf, wenn ΔS positiv ist. Dieser Zusammenhang wird durch Gleichung (3-12) ausgedrückt. Zu beachten ist hier, dass ein negatives Vorzeichen der Wärmemenge Q bedeutet, dass die Zellreaktion Wärme produziert. W_{el} bezeichnet die elektrische Arbeit.

$$Q = \Delta H + W_{\text{el}} = \Delta H - \Delta G = T \cdot \Delta S \quad (3-12)$$

Zusätzlich zur Wärme, die durch die Zellreaktion selbst erzeugt oder aufgenommen wird, entsteht bei Stromfluss Abwärme aufgrund der ohmschen Verluste. [10]

Zusammenfassend kann also gesagt werden, dass die Zellspannung von Temperatur, Druck, chemischen Aktivitäten, ohmschen Verlusten und Elektrodenkinetik abhängt.

Die bis hier erläuterten Zusammenhänge sollen nun verwendet werden, um auf den Wirkungsgrad einer elektrochemischen Zelle einzugehen. Der thermodynamische Wirkungsgrad η kann unter Zuhilfenahme der Zellspannung berechnet werden. Dieser ist definiert als das Verhältnis der reversiblen Nutzarbeit ΔG zur Reaktionsenthalpie ΔH der Zellreaktion [10]. Wie Gleichung (3-13) entnommen werden kann, wird der Wirkungsgrad nur durch die Irreversibilitäten ($T \cdot \Delta S$) geschmälert. Für einen ideal reversiblen Prozess ($\Delta S = 0$) erreicht der thermodynamische Wirkungsgrad η den Wert 1. [10]

$$\eta = \frac{\Delta G}{\Delta H} = \frac{\Delta H - T \cdot \Delta S}{\Delta H} = \frac{E}{E_{th}} \quad (3-13)$$

Gleichung (3-13) zeigt auch, dass der Wirkungsgrad als Verhältnis zwischen der Zellspannung E und der sogenannten thermoneutralen Spannung E_{th} definiert werden kann. Die thermoneutrale Spannung E_{th} betrachtet anders als die reversible Zellspannung nicht die reversible Nutzenergie ΔG , sondern die Reaktionswärme ΔH der Zellreaktion. Diese Spannung könnte an einer galvanischen Zelle abgegriffen werden, falls die gesamte chemische Energie in elektrische Energie umgewandelt wird. In der Realität muss aber die Wärmeentwicklung berücksichtigt werden. Die Definitionsgleichung der thermoneutralen Spannung ist in Gleichung (3-14) angegeben. [12]

$$E_{th} = \frac{\Delta H}{z \cdot F} \quad (3-14)$$

3.1.2 Hochtemperatur-Festoxidzellen

Die bisher ausgeführten allgemeinen Erläuterungen sollen im Folgenden auf Hochtemperatur-Festoxidzellen angewandt werden, um deren Aufbau, Funktion, Wirkungsweise und Motivation zu diskutieren.

Hochtemperatur-Festoxidzellen können sowohl als Brennstoffzellen als auch als Elektrolysezellen verwendet werden. Neuere Entwicklungen zeigen, dass beide Betriebsarten in einer einzigen Zelle realisiert werden können und so ein reversibler Betrieb möglich ist. In diesem Fall spricht man von der in dieser Arbeit behandelten rSOC. In diesen Zellen werden Festoxide als Elektrolyte eingesetzt, welche erst bei hohen Temperaturen Ionenleitung ermöglichen. Die benötigten Temperaturen liegen üblicherweise bei 700 °C bis zu 1000 °C. [9, 10, 12–14]

Die einzelnen Zellen werden zu sogenannten Stacks verschalten. Dadurch können die Spannungs- und Leistungsbereiche des Systems skaliert werden.

3.1.2.1 Brenngase und Reaktionsgleichungen

Ein bedeutender Vorteil von Hochtemperatur-Festoxidzellen ist, dass diese flexibel bei der Auswahl der Brenngase sind. Der Fokus soll hier auf Wasserstoff gelegt werden, allerdings sind auch kohlenstoffbasierte Systeme möglich. [14–16]

In jedem Fall findet der Ladungstransport durch Oxidionen statt. Für den wasserstoffbasierten Betrieb ergeben sich folgende reversible Reaktionsgleichungen: [10, 12, 14]



Zusätzlich ergeben sich für kohlenstoffbasierte Brenngase die Dampfreformierung (oder Methanisierung) und die Wassergas-Shiftreaktion: [15]



Der Elektronentransport und die ablaufenden Reaktionen für beide Betriebsmodi können anhand von Abbildung 2 veranschaulicht werden (links: Brennstoffzellenmodus, rechts: Elektrolysemodus). Die Verwendung von kohlenstoffhaltigen Brenngasen bringt nicht nur Flexibilität im Betrieb, sondern ermöglicht auch eine potentielle Technologie für Carbon Capture and Storage und Carbon Capture and Utilization Ansätze. [17]

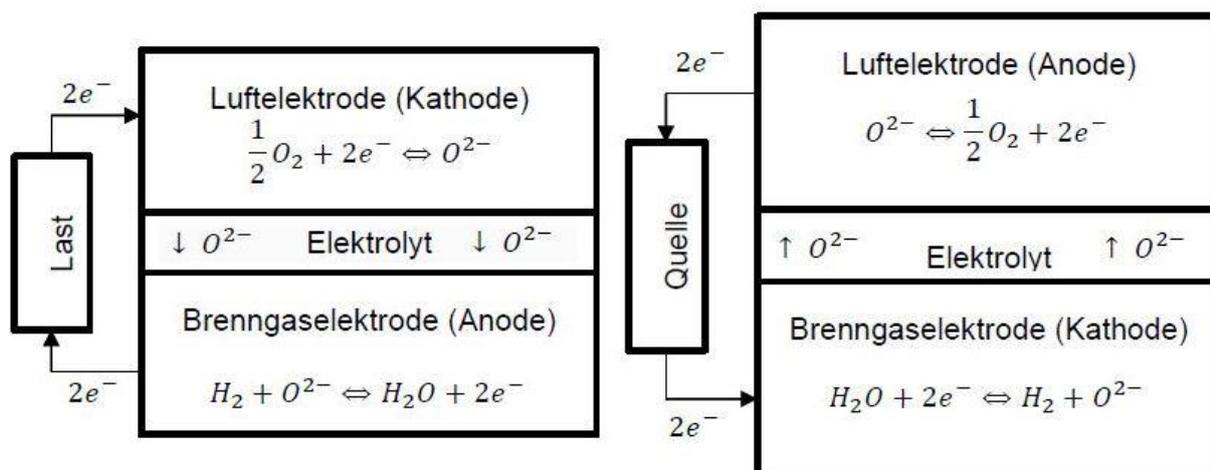


Abbildung 2: Elektronentransport im Brennstoff- und Elektrolysebetrieb [14]

3.1.2.2 *Materialien*

Die hohen Temperaturen resultieren in höhere Wirkungsgrade als bei beispielsweise alkalischer Elektrolyse oder Polymerelektrolyt-Membran-Elektrolyse, stellen aber auch höhere Ansprüche an das Material dar [13, 18]. Wie bereits erwähnt, wird ein sauerstoffleitender Festoxid als Elektrolyt verwendet. Zumeist wird dabei yttrium-stabilisiertes Zirkoniumdioxid eingesetzt, welches Sauerstoffionen bei hohen Temperaturen leitet und gleichzeitig ein guter elektrischer Isolator ist. [12, 19–21] Um die ohmschen Verluste im Elektrolyten so gering wie möglich zu halten, wird dieser sehr dünn (im μm -Bereich) ausgeführt. Dabei muss allerdings darauf geachtet werden, dass es zu keinem Kurzschluss der Elektroden kommt. Aufgrund der dünnen Elektrolytschicht werden die Zellen nicht mehr elektrolytgestützt, sondern elektrodengestützt hergestellt, um die mechanische Stabilität zu gewährleisten. [20, 22] Es wurde gezeigt, dass sich der reversible Betrieb vorteilhaft auf die Lebensdauer der Zellen auswirkt [18, 23].

Da die Beschreibungen sowohl für den Brennstoff- als auch für den Elektrolysezellenbetrieb gelten, wird im Folgenden Brennstoff- und Sauerstoffelektrode verwendet und gemeint ist jeweils die entsprechende Anode beziehungsweise Kathode. Bei der Elektrolysezelle ist die Brennstoffelektrode die Kathode und die Sauerstoffelektrode die Anode. Bei der Brennstoffzelle ist es dementsprechend umgekehrt. Eine Hilfestellung liefert hier wiederum Abbildung 2.

Für die Brennstoffelektrode wird meistens ein sogenanntes Cermet (keramisches Metall) verwendet. Dabei handelt es sich um nickelbasierte Komposit-Elektroden, bei denen eine möglichst hohe Porosität gewünscht ist. [12, 19] Bei der Sauerstoffelektrode werden Lanthan-Strontium-Cobalt-Ferri Perowskite eingesetzt, welche eine ausgezeichnete Fähigkeit zur Sauerstoffreduktion und zur Oxidionenleitung aufweisen. [19, 24]

3.1.2.3 *Thermodynamische Eigenschaften*

Aus den allgemeinen elektrochemischen Grundlagen lassen sich die thermodynamischen Eigenschaften der Festoxidzellen ableiten. Zunächst soll die Reaktionsenthalpie für hohe Temperaturen betrachtet werden. Daran anschließend werden die Auswirkungen der Polarisierungseffekte beleuchtet und die sich daraus ergebende Spannungs-Strom-Kennlinie eingeführt.

Aus Gleichung (3-12) geht hervor, dass die Enthalpie ΔH einer elektrochemischen Reaktion zu einem Teil als Wärme und zum anderen Teil als elektrische Arbeit zugeführt werden muss oder entsteht ($\Delta H = \Delta G + \Delta Q$). Wie in Abbildung 3 gezeigt, steigt der absolute Energiebedarf der Elektrolyse-reaktion nur gering bei steigender Temperatur, allerdings erhöht sich der als Wärmeenergie zuführbare Anteil deutlich. Dadurch lässt sich niederexergetische Abwärme

anstatt hochexergetischem elektrischen Strom einsetzen, was eine der Hauptmotivationen für eine Elektrolyse bei 700 °C – 900 °C darstellt. Darüber hinaus lässt sich auch erkennen, dass ein Teil des Wärmebedarfs als latente Wärme der Dampfphase zugeführt werden kann. [13]

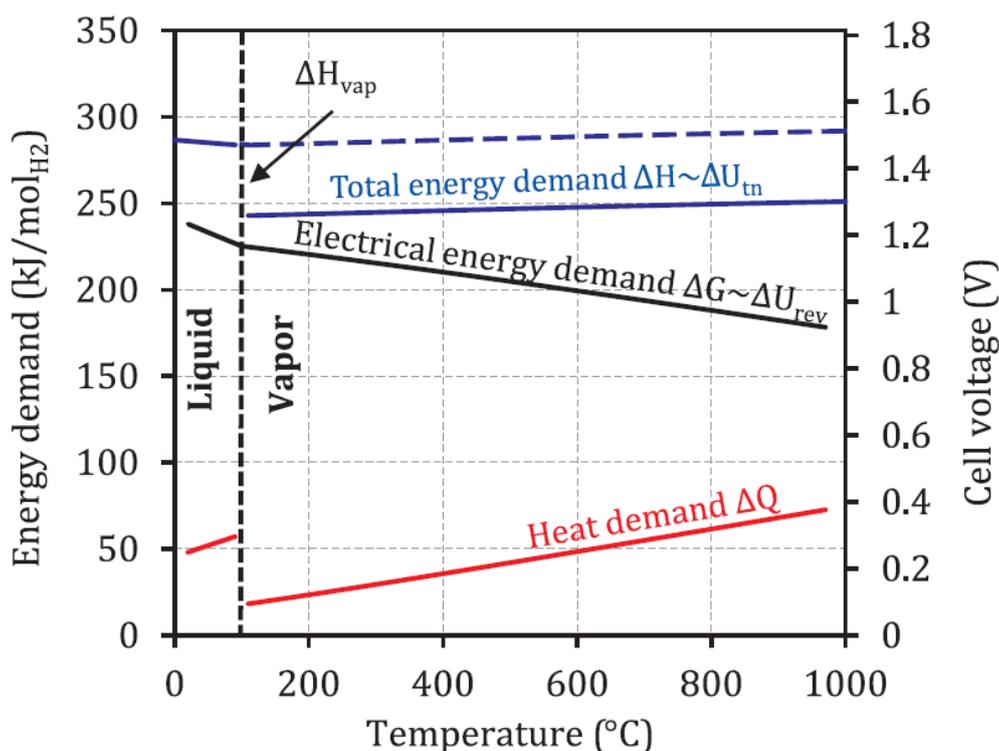


Abbildung 3: Gesamter (ΔH), thermischer (ΔQ) und elektrischer (ΔG) Energiebedarf eines idealen Elektrolyseprozesses als Funktion der Temperatur [13]

Im Folgenden soll durch Berücksichtigen der Polarisierungseffekte beziehungsweise Überspannungen die charakteristische Spannungs-Strom-Kennlinie von reversiblen Festoxidzellen abgeleitet werden.

Die zuvor in Abschnitt 3.1.1 beschriebenen Polarisationsmechanismen beeinflussen, wie erwähnt, die Zellspannung bei Stromfluss. Bei geringen Stromdichten ist vor allem die Aktivierungspolarisation von Bedeutung. Die Geschwindigkeit der Reaktion ist durch die Rate des Ladungsträgertransfers limitiert. Das heißt, die Reaktion kann bei geringem Stromfluss – also geringer Reaktionsrate – nicht ungehemmt ablaufen. Die Aktivierungspolarisation führt zu einem exponentiellen Abfall der nutzbaren Zellspannung im Brennstoffzellenbetrieb beziehungsweise zu einem Anstieg der benötigten Spannung, um eine Elektrolyse stattfinden zu lassen. Bei hohen Stromdichten dominiert wiederum die Konzentrationsüberspannung. Diese entsteht dadurch, dass die elektrochemische Reaktion schneller abläuft, als die entstehenden Gase abtransportiert werden können und die Reaktion dadurch limitiert wird. In einem weiten Bereich sind die ohmschen Verluste des Elektrolyten bestimmend und äußern sich in einem linearen Abfall der Spannung beim Brennstoffbetrieb und in einem linearen Anstieg im Elektrolysebetrieb. [10, 25, 26]

Abbildung 4 zeigt die sich daraus ergebende, qualitative Spannungs-Stromdichte-Kennlinie einer rSOC-Zelle mit den auftretenden Spannungsverlusten. Dem Elektrolysebetrieb werden dabei negative Stromdichten zugewiesen. Diese Vorzeichenkonvention soll für diese Arbeit beibehalten werden. [14]

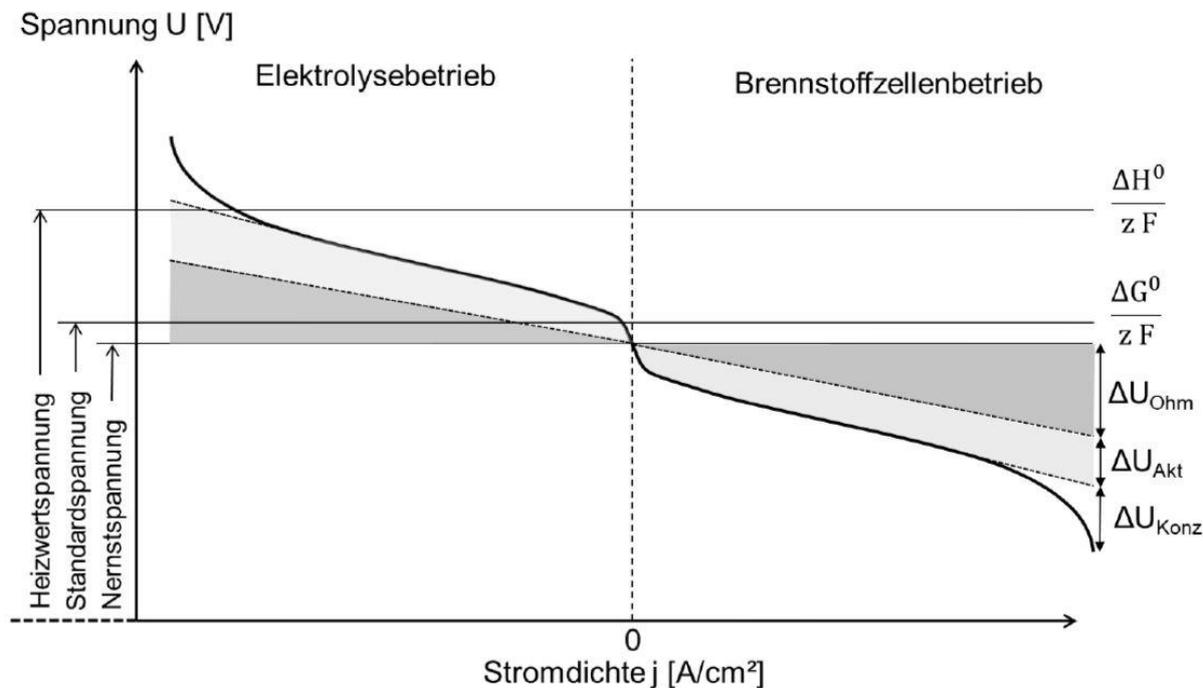


Abbildung 4: Qualitative Spannungs-Stromdichte -Kennlinie einer rSOC-Zelle [14]

Zum Vergleich ist in Abbildung 5 die Aufnahme eines realen, reversibel betriebenen Stacks bei ungefähr 800 °C dargestellt. Man erkennt, dass hier die Aktivierungs- und die Konzentrationspolarisation nicht so ausgeprägt sind. Zu beiden Abbildungen ist zu erwähnen, dass sich die Kennlinien in der Mitte nur treffen, wenn die Gaszusammensetzung in beiden Betriebsmodi gleich ist. Für die in Abbildung 5 gezeigte Aufnahme wurde das mit einer Gaszusammensetzung von 50 % Wasserstoff und 50 % Wasserdampf realisiert. In praktischen Anwendungen weichen die Zusammensetzungen normalerweise voneinander ab und die Kennlinien treffen sich nicht.

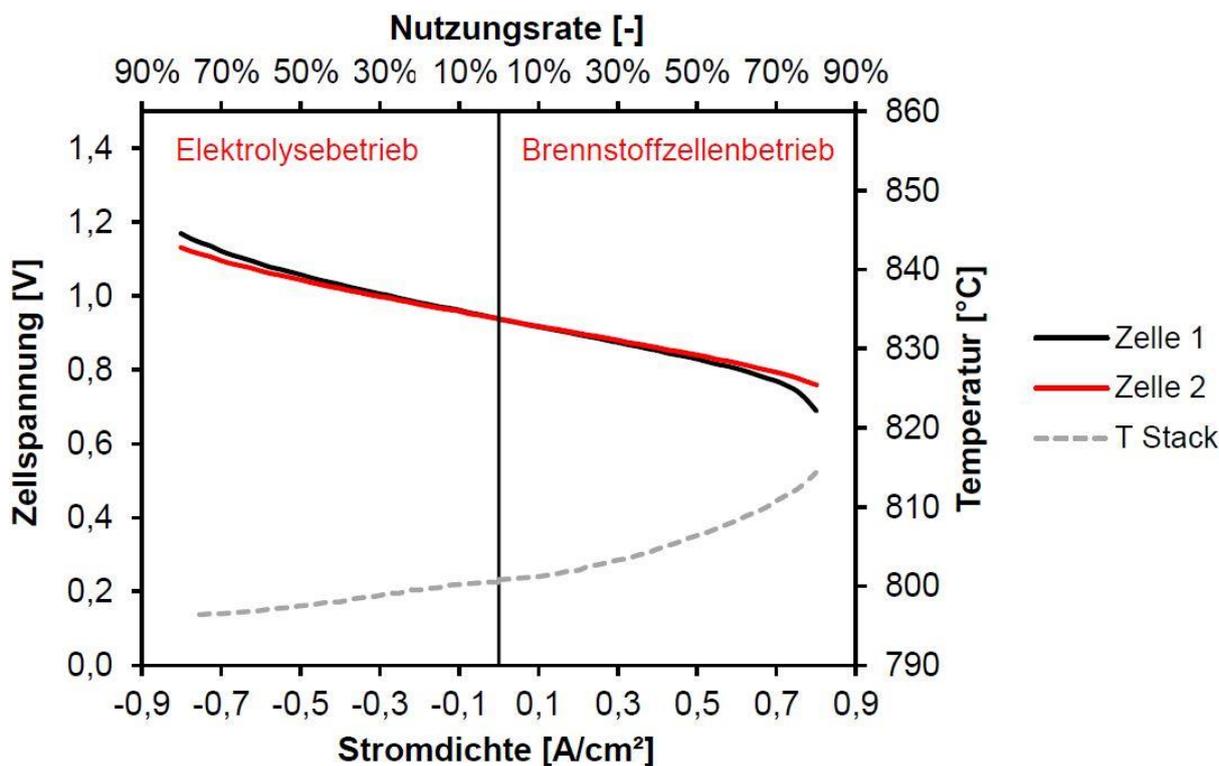


Abbildung 5: Stromdichte-Spannung-Kennlinie eines realen rSOC-Stacks [14]

3.1.2.4 Wirkungsgrad

Die in Abschnitt 3.1.1 dargestellten Zusammenhänge bezüglich der Wirkungsgrade elektrochemischer Zellen sollen nun für Festoxidzellen angewandt werden. Der Wirkungsgrad eines rSOC-Systems kann getrennt im SOFC- und im SOEC-Modus betrachtet werden. Außerdem ist bei Energiespeichern der sogenannte Round-trip-Wirkungsgrad eine wichtige Kenngröße. Dieser entspricht dem Output-Input-Verhältnis eines Ein- und Ausspeichervorganges. Ein Vergleich mit dem theoretisch möglichen, idealen Wirkungsgrad dient zusätzlich der Bewertung von realen Systemen.

Zunächst sollen nur die elektrischen Wirkungsgrade in den beiden Betriebsmodi von rSOC-Systemen dargestellt werden. Zu beachten ist, dass neben den Verlusten des Stacks selbst auch der Energieverbrauch der peripheren Betriebsmittel, die zum Betrieb notwendig sind (Kompressor, Kondensator, Leistungselektronik, ...), zur Wirkungsgradberechnung herangezogen werden müssen. Diese werden unter „Balance of Plant“ (BoP) zusammengefasst. Die elektrischen Wirkungsgrade beider Betriebsmodi berechnen sich nach Gleichung (3-20) und (3-21). LHV (lower heating value) bezeichnet dabei den unteren Heizwert von Wasserstoff. Das Produkt aus dem Wasserstoff-Massenstrom \dot{m}_{H_2} und dem LHV-Wert bezeichnet also die eingesetzte chemische Leistung des Wasserstoffs. [14, 18, 27]

$$\eta_{el,SOFC} = \frac{P_{AC,stack} - P_{AC,BoP}}{\dot{m}_{H_2} \cdot LHV} \quad (3-20)$$

$$\eta_{el,SOEC} = \frac{\dot{m}_{H_2} \cdot LHV}{P_{AC,stack} - P_{AC,BoP}} \quad (3-21)$$

Verwendet man ein rSOC-System zur Energiespeicherung ist der sogenannte Round-trip-Wirkungsgrad von Interesse. Dieser bildet das Input-Output-Verhältnis nach einem Einspeise- und Ausspeisevorgang ab. Er berechnet sich durch Multiplikation der Einzelwirkungsgrade nach Gleichung (3-22). [14, 27]

$$\eta_{rt} = \eta_{el,SOFC} \cdot \eta_{el,SOEC} \quad (3-22)$$

Der ideale thermodynamische Wirkungsgrad, welcher nur theoretisch erreicht werden kann, eignet sich zur Einordnung realer Systeme. Dieser berechnet sich im Brennstoffzellenbetrieb als Verhältnis zwischen der Änderung der Gibbs-Energie (entspricht der maximalen elektrischen Energie) und dem unteren Heizwert LHV. Hier ist auf die Temperaturabhängigkeit zu achten. Zur Berechnung wird – wie in [27] – der LHV-Wert bei 750°C von $191 \frac{kJ}{mol}$ beispielhaft verwendet. Im Elektrolysezellenbetrieb wird der erzeugte Wasserstoffstrom zur aufgewendeten elektrischen Leistung in Beziehung gesetzt. Die zuvor zugeführte elektrische Energie ist vollständig im Heizwert des Wasserstoffes enthalten. Zusätzlich muss allerdings noch die Verdampfungsenthalpie Δh_v berücksichtigt werden. Die Berechnung des idealen Round-trip-Wirkungsgrades ist in Gleichung (3-23) gegeben. Es ergibt sich bei einer Temperatur von 750 °C ein idealer Round-trip-Wirkungsgrad von 66,7 %. [14, 27]

$$\begin{aligned} \eta_{ideal,rt} &= \eta_{ideal,SOFC} \cdot \eta_{ideal,SOEC} = \frac{\Delta G(T)}{LHV} \cdot \frac{LHV}{(LHV + \Delta h_v)} = \\ &= \frac{191 \frac{kJ}{mol}}{242 \frac{kJ}{mol}} \cdot \frac{242 \frac{kJ}{mol}}{(242 + 44) \frac{kJ}{mol}} = 78,9\% \cdot 84,6\% = 66,7\% \end{aligned} \quad (3-23)$$

In der Literatur werden erreichte Round-trip-Wirkungsgrade von 43 % bis beinahe 50 % für reale rSOC-Systeme angegeben [27–29]. Es bestehen Ansätze zur zusätzlichen Nutzung der Wärme als Kraft-Wärme-Kopplung (Combined-Heat-and-Power) sowohl von rSOCs, als auch von SOFCs und SOECs separat [29–31]. Dabei werden Potentiale für höhere Gesamtwirkungsgrade von bis zu 60 – 80 % erzielt [29].

3.2 Leistungselektronik zur bidirektionalen Netzkopplung

Die Kopplung von Gleichspannungsquellen und -senken mit dem elektrischen Stromnetz wäre ohne den Einsatz von Leistungselektronik nicht möglich. Zur Einspeisung müssen Spannungshöhe, -qualität und -frequenz, sowie der Phasenwinkel den Kriterien des Netzes genügen, was nur durch zwischengeschaltete Leistungselektronik realisiert werden kann. Der Einsatz von Speichern setzt zusätzlich einen Leistungsfluss in beide Richtungen voraus.

Im vorliegenden Abschnitt wird auf die Problemstellungen und Lösungsansätze der bidirektionalen Netzintegration mittels Leistungselektronik eingegangen. Dazu soll der Begriff Leistungselektronik zunächst definiert werden, um anschließend die möglichen Funktionen, die sich damit realisieren lassen, vorzustellen. Daraufhin sollen wichtige Grundschaltungen vorgestellt und deren Funktionsweise erläutert werden. Ein wichtiger Aspekt dieser Arbeit sind die Rückwirkungen, welche durch Leistungselektronik erzeugt werden. Diese sind in Abschnitt 3.2.3 ausführlich beschrieben. Die so behandelten Grundlagen sollen damit der Vorstellung von Konzepten zum Einsatz von Leistungselektronik zur Netzintegration von Gleichspannungsquellen und -senken dienen. Abschließend wird noch auf aktuelle State-of-the-Art Entwicklungen speziell für die Anwendung mit rSOC-Systemen hingewiesen.

Als Leistungselektronik wird in der Energietechnik das Schalten, Umformen und Steuern elektrischer Energie durch die Verwendung von elektronischen Halbleiter-Bauelementen bezeichnet. Die Halbleiter-Bauelemente werden dabei elektrische Ventile genannt. Ein Leistungselektroniksystem kann in Leistungs- und Steuerteil eingeteilt werden. Abbildung 6 stellt diesen Zusammenhang grafisch dar. [32]

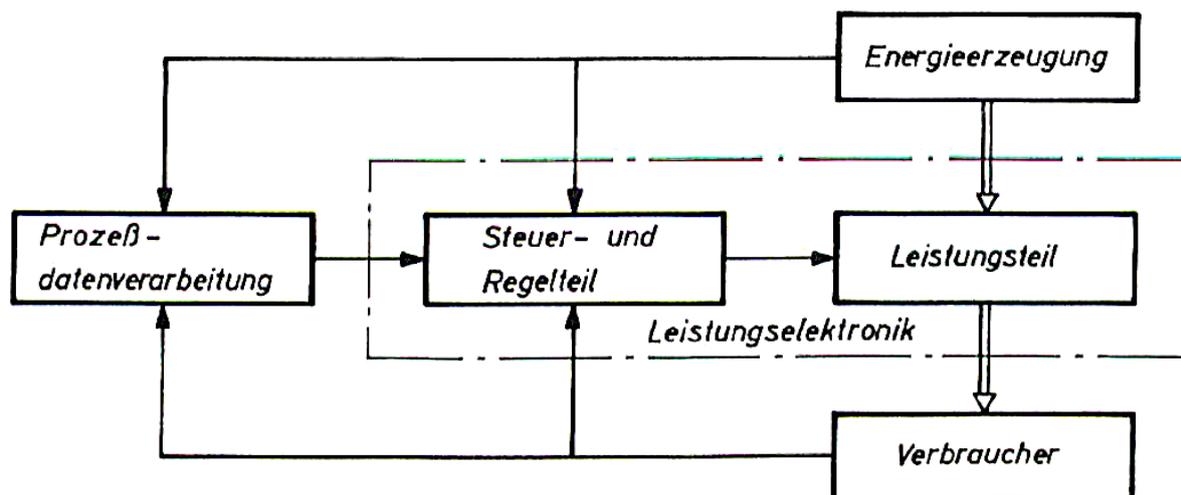


Abbildung 6: Komponenten eines leistungselektronischen Systems [32]

Die Anwendungen umfassen ein weites Gebiet von elektromotorischen Antrieben über Höchstspannungs-Energieübertragungen bis zur Versorgung und Kopplung mit netzfremden Frequenzen, Spannungsformen oder -niveaus. In industrialisierten Ländern werden mehr als

zwei Drittel der gesamten elektrischen Energie durch leistungselektronische Geräte und Anlagen geschaltet oder umgeformt. [32–34]

Durch den Einsatz von Leistungselektronik können sogenannte Stromrichterschaltungen realisiert werden, wodurch die folgenden Umformungen ermöglicht werden:

- Gleichrichten
- Wechselrichten
- Wechselstromumrichten
- Gleichstromumrichten [32, 34]

Abbildung 7 zeigt den Zusammenhang der Grundfunktionen der Stromrichtertechnik, sowie die Bezeichnungen der Stromrichterarten. [32, 34]

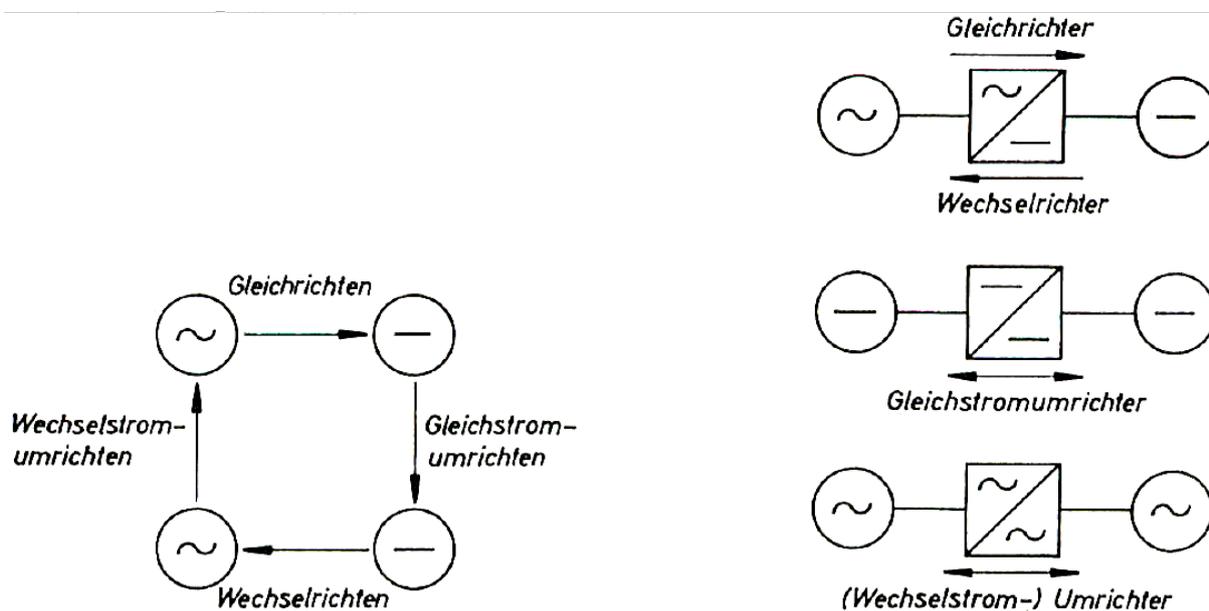


Abbildung 7: Grundfunktionen der Stromrichtertechnik und Stromrichterarten [32]

Von „Gleichrichten“ spricht man, wenn Wechselstrom in Gleichstrom umgeformt wird; entsprechend nennt man das Umformen von Gleichstrom in Wechselstrom „Wechselrichten“. „Wechselstromumrichten“ bezeichnet das Umformen einer Spannung von bestimmter Amplitude und Frequenz in eine Wechselspannung anderer Amplitude und anderer Frequenz. Die Umformung von Gleichspannung auf ein neues Spannungsniveau und gegebenenfalls eine andere Polarität bezeichnet man als „Gleichstromumrichten“.

Die als Ventile eingesetzten elektronischen Halbleiterbauteile haben zumeist die Eigenschaft, dass sie Strom nur in eine bestimmte Richtung leiten und in die andere Richtung sperren. Im einfachsten Fall handelt es sich dabei um die nicht-steuerbare Halbleiterdiode. Bei den steuerbaren Elementen handelt es sich um Transistoren und Thyristoren, welche durch äußere Ansteuerung eingeschaltet und teilweise auch ausgeschaltet werden können. Der Ein- und Ausschaltvorgang wird vor allem bei Thyristoren historisch bedingt auch als Zünden und

Löschen bezeichnet. Bei den Stromventilen handelt es sich um nichtlineare Komponenten eines elektrischen Systems. [32–34]

Das Schalten von großen Leistungen war früher nur mit Thyristoren möglich. Heute ersetzen sogenannte bipolare Transistoren mit isoliertem Steueranschluss (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) die abschaltbaren Gate-Turn-Off Thyristoren aufgrund ihrer vorteilhaften Eigenschaften zunehmend. [33–35] Es sind IGBT für Sperrspannungen bis 6,5 kV und Durchlassströme bis 3,5 kA verfügbar, wodurch Schaltleistungen bis zu 4 MVA realisierbar sind [33, 35].

3.2.1 Bidirektionaler Wechselrichter

Die in diesem Abschnitt vorgestellten Grundsaltungen dienen der Kopplung einer Gleichstrom- und einer Wechselstromseite. Schaltungen, welche einen Leistungsfluss sowohl von Gleichstromseite zur Wechselstromseite als auch in die andere Richtung ermöglichen, werden oft einfach als bidirektionale Wechselrichter (bidirectional inverter) bezeichnet, wobei eine korrektere, allerdings sperrigere Bezeichnung „Wechselstrom-Gleichstrom- und Gleichstrom-Wechselstrom-Wandler“ wäre [34]. Aufgrund der besseren Lesbarkeit wird in dieser Arbeit die Bezeichnung „bidirektionaler Wechselrichter“ verwendet. Ausgehend von einer Leistungsrichtung soll das Verständnis für die Schaltung und Funktionsweise von bidirektionalen Wechselrichtern systematisch aufgebaut werden.

Es gibt mehrere unterschiedliche Möglichkeiten in der Stromrichtertechnik, wie die in Abbildung 7 dargestellten Spannungsumformungen realisiert werden können. Diese können nach verschiedenen Kriterien unterteilt werden, welche zunächst erläutert werden sollen.

Man unterscheidet zwischen gesteuerten oder ungesteuerten, sowie fremdgeführten und selbstgeführten Stromrichtern. Bei ungesteuerten Schaltungen werden Dioden als passive Bauelemente verwendet. Im Gegensatz dazu spricht man von gesteuerten Schaltungen, wenn schaltbare Elemente wie beispielsweise Thyristoren eingesetzt werden. Der Begriff „schaltbar“ bezieht sich hier im Allgemeinen nur auf den Einschaltvorgang. Auch wenn mittlerweile abschaltbare Stromventile für verschiedene Leistungsklassen zur Verfügung stehen, ist diese Eigenschaft nicht zwingend vorauszusetzen. Für nicht-abschaltbare Bauteile ist mit sogenannten zusätzlichen Löschsaltungen zu arbeiten. [32–34, 36]

Abschaltbare Stromventilelemente bieten hier durch ihren geringeren Aufwand, ihre geringeren Kosten, höhere Zuverlässigkeit und einen Pulsbetrieb bei höheren Frequenzen und den damit zusammenhängenden verringerten Verlusten einige entscheidende Vorteile. Die höheren Pulsfrequenzen wirken sich zudem positiv auf die Rückwirkungen auf das Netz sowie auf die Umgebung aus, worauf in Abschnitt 3.2.3 näher eingegangen wird. Dementsprechend werden heute beinahe ausschließlich Leistungstransistoren und Abschaltthyristoren

verwendet, sofern es die geforderten Leistungs- und Frequenzanforderungen zulassen. [33, 36, 37]

Welche Ausführung gewählt werden soll, wird vom jeweiligen Anwendungsfall bestimmt. Bei einer ungesteuerten Bauweise beispielsweise kann die Höhe der Ausgangsspannung nicht variiert und die Leistungsrichtung nicht umgekehrt werden. [33, 34, 36]

Die Unterscheidung zwischen fremdgeführten und selbstgeführten Stromrichtern wird nach Art der Kommutierungsspannung getroffen. Als Kommutierung bezeichnet man den Stromübergang von direkt hintereinander stromführenden Zweigen. Vollständigkeitshalber soll hier erwähnt werden, dass es auch nichtkommutierende Stromrichter gibt, die aber eine kleinere Gruppe darstellen, auf die nicht näher eingegangen wird. [33, 34, 36]

Ist der Ursprung der für die Kommutierung notwendigen Spannung das Netz oder eine externe Lastkreis-Spannung so spricht man von fremdgeführten Stromrichtern. Diese werden dementsprechend in netz- und lastgeführte Schaltungen weiter unterteilt. Bei diesen Schaltungen werden die zeitlichen Abfolgen der Kommutierungsvorgänge von der externen Spannung bestimmt. Die größte Bedeutung haben fremdgeführte Stromrichter als netzgeführte Gleichrichter. Soll allerdings ein von der Frequenz der Fremdspannung verschiedenes An- und Abschalten von stromführenden Zweigen erfolgen, ist dies mit einer fremdgeführten Schaltung nicht möglich. Dementsprechend muss eine selbstgeführte Realisierung erfolgen. Eine selbstgeführte Schaltung ist außerdem notwendig, wenn eine externe Kommutierungswechselspannung nicht zur Verfügung steht, wie das zum Beispiel auch beim Einspeisen in ein Wechselstromnetz oder eines Wechselstromverbrauchers aus einer Gleichspannungsquelle der Fall ist. [33, 34, 36]

Die eben beschriebenen Einteilungskriterien gelten für Stromrichter allgemein. Wechselrichter stellen hier wiederum nur eine Untergruppe der Stromrichter dar und können weiter nach ihren Eigenschaften klassifiziert werden.

Man unterscheidet Wechselrichter nach der Art der speisenden Quelle. Es ergibt sich dadurch eine Einteilung nach Wechselrichter mit eingepprägter Gleichspannung oder eingepprägtem Gleichstrom. Bei eingepprägter Gleichspannung spricht man von einem Spannungs-Wechselrichter (U-Wechselrichter, Voltage Source Inverter). Hier kommen als Quelle Batterien, Brennstoffzellen oder netzgeführte Gleichrichter zum Einsatz. Die Gleichspannung wird durch einen parallel geschalteten Kondensator stabilisiert. Bei einem Strom-Wechselrichter (I-Wechselrichter, Current Source Inverter) wird der eingepprägte Gleichstrom durch eine vorgeschaltete Induktivität realisiert. [33, 34]

Wechselrichter können in verschiedenen Schaltungsformen einphasig sowie mehrphasig ausgeführt werden. Abbildung 8 zeigt das Prinzipschaltbild eines dreiphasigen

Wechselrichters mit eingepprägter Gleichspannung und den zugehörigen Verläufen der Leitschemen der Zweige, der Leiterspannungen sowie der Strangspannungen. Das Symbol der leistungselektronischen Schalter ist nicht genormt und soll für ein beliebiges abschaltbares Bauteil stehen. [33] Anhand dieser Abbildung sollen einige grundlegende Funktionsweisen der Wechselrichtertechnik erläutert werden.

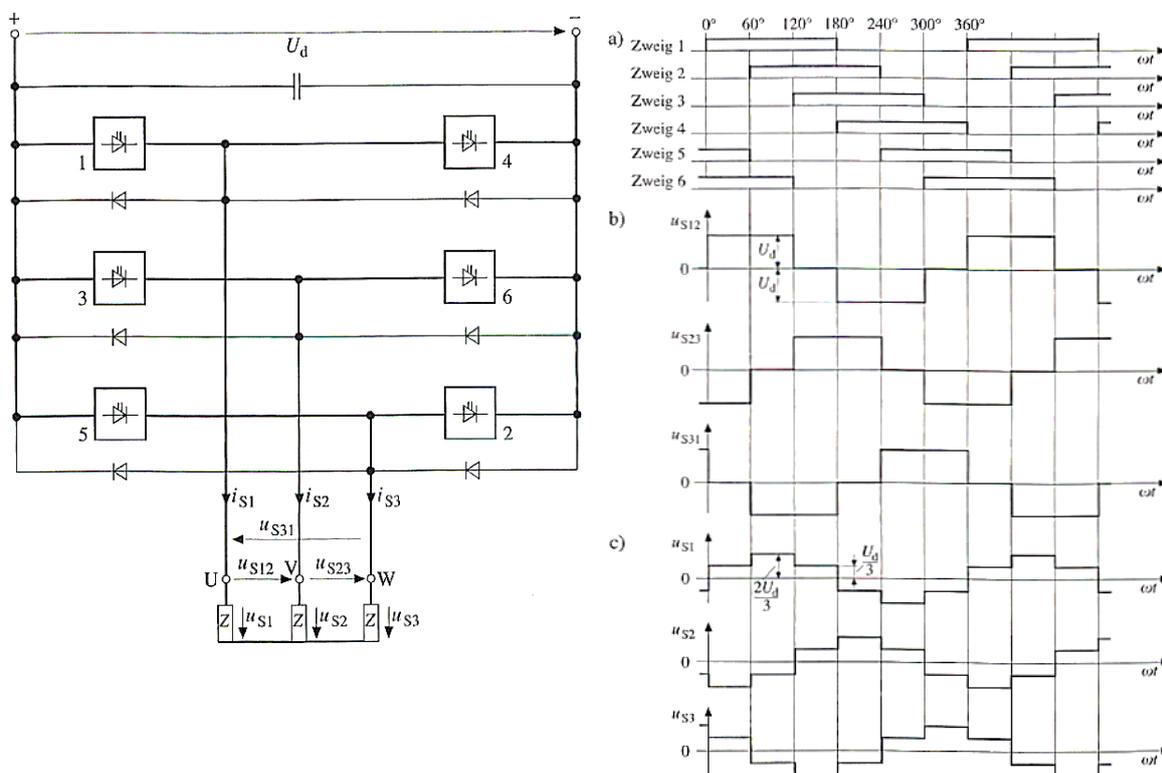


Abbildung 8: Schematische Schaltung eines dreiphasigen U-Wechselrichters mit zugehörigen a) Leitschemen, b) Leiterspannungen, c) Strangspannungen [33]

Wie dargestellt, werden je Phase jeweils zwei Schaltelemente eingesetzt. Da diese gezielt angesteuert werden können, kann das Leitschema der Zweige eingestellt werden. Die hier gewählte Ansteuerung beträgt $\omega T/2 \cong 180^\circ$ der gewünschten Ausgangsspannung. Dadurch resultiert, dass jeweils drei Zweige gleichzeitig stromführend sind und sich das in a) dargestellte Leitschema ergibt. Die Leiter- und Strangspannungen ergeben sich dementsprechend und sind in b) und c) dargestellt. Schaltungen mit einer derartigen blockförmigen Ausgangsspannung werden als Block-Wechselrichter bezeichnet. [33]

Die Dioden der Schaltung aus Abbildung 8 jedes Zweigs nennt man Freilaufdioden. Diese führen die Ströme, welche durch die Entladung der im Kreis enthaltenen Energiespeicher entstehen. Der resultierende Strangstrom, welcher durch die Strangspannung entsteht, und die Leitschemen der Zweige sind in Abbildung 9 für ohmsch-induktive Impedanzen dargestellt. [33]

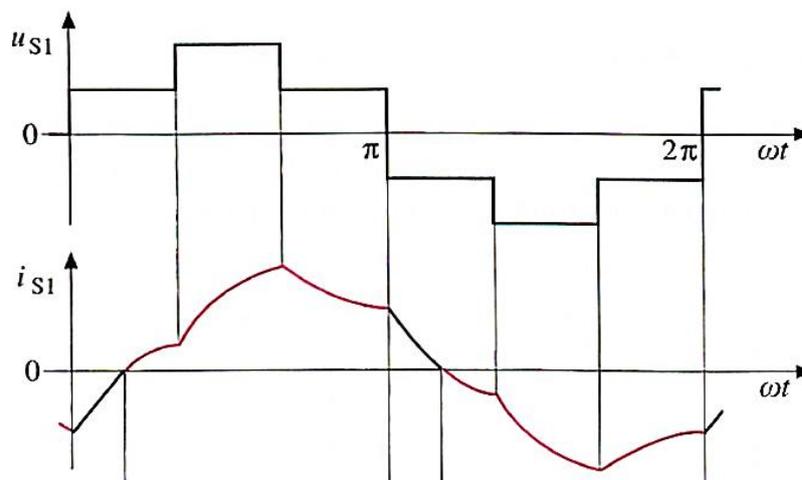


Abbildung 9: Strangspannungs- und -stromverlauf für eine ohmsch-induktive Impedanz [33]

Die durch die Block-Wechselrichter erzeugten Blockspannungen weichen sehr stark von der Sinusform ab. Wird eine solche Ausgangsspannung beispielsweise für den Antrieb einer Drehstrommaschine eingesetzt, bewirken die Abweichungen von der Sinusform Drehmomentabweichungen und -verluste. Daraus resultieren zusätzliche Beanspruchungen des Maschinenmaterials. [33, 34, 37]

Durch den Einsatz abschaltbarer Ventile und die im Folgenden beschriebene Pulssteuerung können die Form der Ausgangsspannung deutlich verbessert werden.

Die Pulssteuerung ergibt sich durch das mehrfache Schalten desselben Stromzweigs mit einer Pulsfrequenz, die höher ist als die gewünschte Ausgangsfrequenz. Das Ein- und Ausschaltmuster soll dabei so gewählt werden, dass darin eine gewünschte Grundschwingung enthalten ist. Im einfachsten Fall ergibt sich dabei wieder das zuvor beschriebene Blockschaltmuster. Durch mehrmaliges Schalten eines Zweiges und variieren der Ein- beziehungsweise Ausschaltdauer ergibt sich die sogenannte Pulsweitenmodulation (PWM), die eine genauere Annäherung der Ausgangsspannung an die gewünschte Stromform (zum Beispiel Sinusform) ermöglicht.

Eine häufig eingesetzte Möglichkeit, um das gewünschte Pulsmuster zu generieren ist beispielsweise das Verschneiden einer Referenzspannung mit einer Steuerspannung. Die Frequenz der Referenzspannung entspricht dabei der der Ausgangsspannung und die Steuerspannung wird höherfrequenter gewählt. Abbildung 10 a) zeigt als Beispiel eine Dreieckverschneidung, bei der als Referenzsignal ein Sinus und als Steuersignal ein höherfrequentes Dreiecksignal gewählt wird. Abbildung 10 b) zeigt die modulierte Sinusausgangsspannung einer Phase. Dessen gleitender Mittelwert ergibt den Sinus mit geforderter Frequenz und Amplitude. Außerdem ist der resultierende Strom einer beispielhaften ohmsch-induktiven Last dargestellt. Dabei ist leicht zu erkennen, dass dieser sich der tatsächlichen Sinusform immer mehr annähern wird, je höher die Frequenz der

Steuerspannung eingestellt wird. Ein geeignetes Pulsmuster kann auch zuvor berechnet werden und als Ausgang eines Mikrocontrollers die Steueranschlüsse der Ventile ansteuern. Je schneller geschaltet wird, umso eher nähert sich der Stromverlauf einem Sinus an, allerdings sind hier Grenzen durch die endlichen Schaltzeiten und Schaltverluste der leistungselektronischen Bauteile gesetzt. [33, 34, 36, 37]

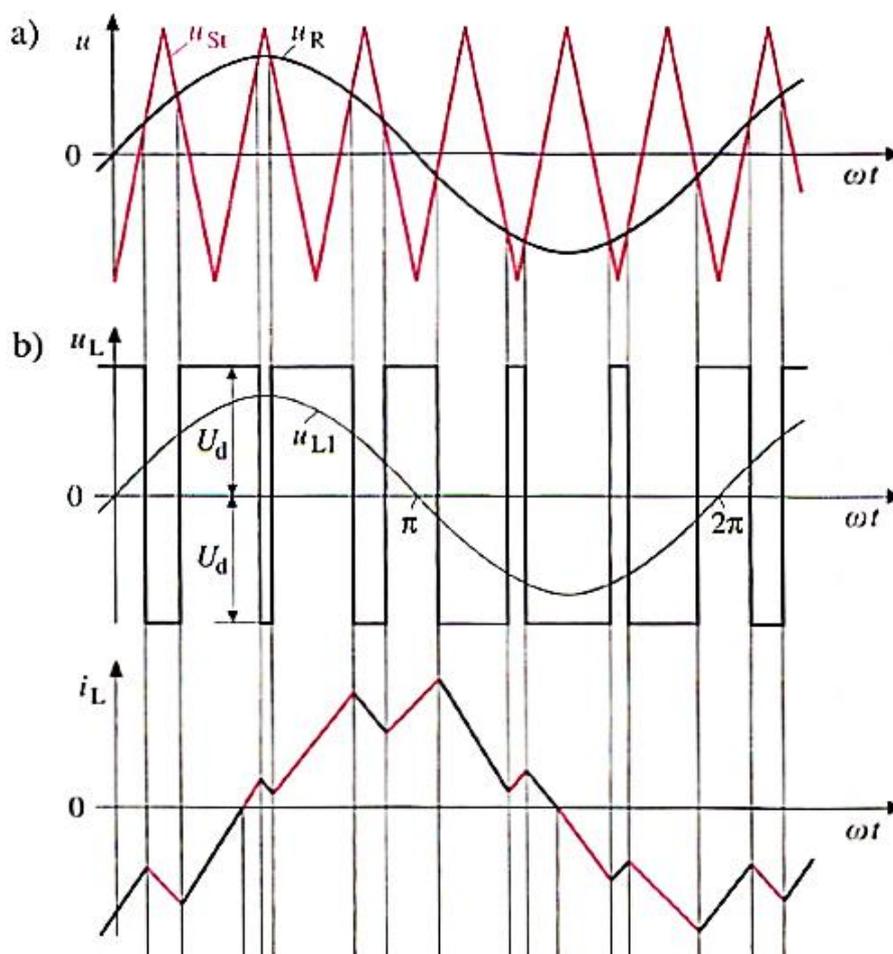


Abbildung 10: a) Dreiecksverschneidung, b) resultierende PWM und Stromverlauf [33]

Für den bidirektionalen Betrieb zwischen einer Gleichspannungsseite und einer Wechselspannungsseite muss ein leistungselektronisches System sowohl die Funktion eines Wechselrichters als auch eines Gleichrichters erfüllen. Durch PWM lassen sich beide Energieflussrichtungen in einer einzigen Schaltung realisieren. Die dazu notwendige Schaltung, die in Abbildung 11 a) dargestellt ist, unterscheidet sich im Grunde nicht von jener in Abbildung 8. Es unterscheidet sich allerdings die Ansteuerung der Schaltelemente. Anhand dieser Abbildung soll die Funktion eines sogenannten Pulswechselrichters beschrieben werden. [34]

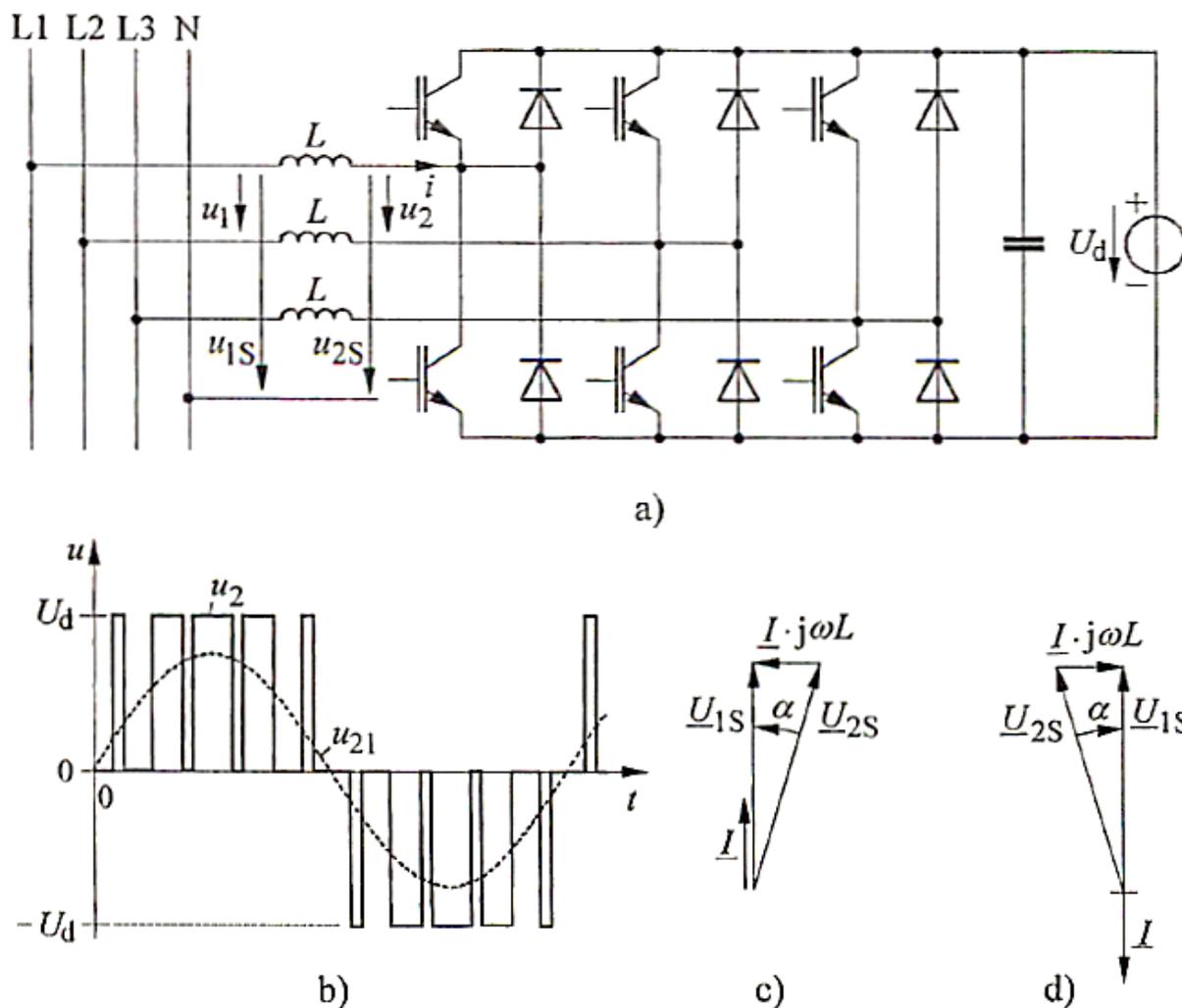


Abbildung 11: a) Pulswechselrichterschaltung, b) PWM, c) Zeigerdiagramm Leistungsfluss aus dem Netz, d) Zeigerdiagramm Leistungsfluss in das Netz [34]

In Abbildung 11 sei U_d eine Gleichspannungsquelle, welche Gleichstrom liefern, aber auch aufnehmen kann. L1, L2, L3 und N stellen ein Drehstromnetz dar. Die Kapazität an der Gleichspannungsseite dient zur Stützung der Gleichspannung, die netzseitigen Drosselspulen dienen der Glättung des Netzstromes. Die Spannung U_d muss stets größer sein als der Scheitelwert der netzseitigen Außenleiterspannung u_1 . u_2 ist die von der Leistungselektronik erzeugte Ausgangsspannung, u_{1S} und u_{2S} sind die entsprechenden Strangspannungen.

Die in Abbildung 11 dargestellte Schaltung gilt nur für eine symmetrische Belastung des Dreiphasensystems. Dieser Fall kommt sehr häufig vor und wurde daher zur Beschreibung der Funktionsweise gewählt. Würde man die Gleichspannungsquelle durch zwei in Serie geschaltete Quellen der Spannung $U_d/2$ ersetzen und diese im Mittelpunkt mit dem Neutralleiter des Netzes verbinden, kann die Spannung an jeder einzelnen Netzphase unabhängig voneinander gesteuert werden. [34]

Durch die jeweilige Einstellung der PWM lassen sich – limitiert durch die Schaltfrequenz – alle gewünschten ausgangsseitigen Kurvenformen erzeugen. In Abbildung 11 b) ist die PWM der Spannung u_2 dargestellt. u_{21} bezeichnet die in u_2 beinhaltete sinusförmige Grundschwingung. [34]

Da die Stromkurvenform beliebig eingestellt werden kann, lässt sich eine Umkehrung der Leistungsrichtung einfach realisieren. Dazu muss die Phasenlage des resultierenden Stroms zur Netzspannung herangezogen werden. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 11 c) und d) die entsprechenden Zeigerdiagramme für eine Leistungsentnahme aus dem Netz und für die Leistungseinspeisung von der Gleichspannungsquelle in das Netz dargestellt. Aus diesen Zeigerdiagrammen wird deutlich, dass sich ein Leistungsfluss aus dem Netz in Richtung Gleichspannungsquelle dann einstellt, wenn die Grundschwingung der erzeugten Spannung \underline{U}_{2S} der entsprechenden Netzspannung \underline{U}_{1S} um einen Winkel α nacheilt. Umgekehrt stellt sich ein Leistungsfluss von der Gleichspannungsquelle ins Netz dann ein, wenn \underline{U}_{2S} der Netzspannung \underline{U}_{1S} vorausseilt. Der Effektivwert der Ausgangsspannung U_{2S} kann dabei durch Einstellen des Phasenwinkels α nach Gleichung (3-24) verändert werden, wodurch sich auch der Ausgangsstrom anpasst. Dadurch kann weiters jede beliebige Phasenlage zwischen Netzspannung und -strom eingestellt werden. Auf diese Weise lassen sich unter anderem sogenannte Blindleistungsstromrichter realisieren. [33, 34]

$$U_{2S} = \frac{U_{1S}}{\cos \alpha} \quad (3-24)$$

3.2.2 Gleichstromsteller

Stromrichter, an denen ein- und ausgangsseitig Gleichspannung anliegt, bezeichnet man als Gleichstromsteller. Ihre Aufgabe ist es, die Gleichspannung auf ein anderes Spannungsniveau zu bringen. Man unterscheidet dabei zwischen Tief- und Hochsetzstellerbetrieb. Die Grundfunktionen und -schaltungen sollen in diesem Abschnitt behandelt werden.

Auch bei Gleichstromstellern handelt es sich um selbstgeführte Stromrichter. Ihr Einsatz ermöglicht es, bei konstanter Eingangsgleichspannung den Mittelwert der Ausgangsspannung zu verstellen. Zur Spannungsanpassung besteht für Gleichspannung nicht die Möglichkeit einen Transformator einzusetzen, weshalb sich durch den Einsatz leistungselektronischer Schalter beholfen werden muss. Im Allgemeinen wird dabei die Ausgangsspannung gegenüber der anliegenden Eingangsspannung durch schnelles Schalten und das Einstellen der Ein- und Ausschaltzeit gesteuert. [33, 34, 36, 37]

Bei der Funktionsweise der Gleichstromsteller kann unterschieden werden, in welchem Quadranten eines Spannungs-Strom-Kennfelds ein Gleichstromsteller arbeitet. Im einfachsten Fall handelt es sich dabei um einen Betrieb in nur einem Quadranten. Das bedeutet, dass nur je eine Strom- und Spannungsrichtung möglich sind. Die Schaltungen können allerdings auch erweitert werden und eine Änderung der Polarität einer Größe zulassen. Dadurch weitet sich das Betriebsverhalten auf einen Zweiquadrantenbetrieb aus. Lässt sich sowohl die Polarität von Spannung und Strom beliebig einstellen, spricht man von einem Vierquadrantensteller. Gleichstromsteller werden auch als Pulswandler oder Chopper bezeichnet. [32–34]

3.2.2.1 Tiefsetzsteller

Einen Gleichstromsteller, dessen Ausgangsspannung niedriger als die Eingangsspannung ist, bezeichnet man als Tiefsetzsteller (buck converter). Die entsprechende Schaltung mit den Verläufen von Spannung und Strom sind in Abbildung 12 gezeigt. Diese sollen im Folgenden anhand der Abbildung erläutert werden.

Wie erwähnt, wird die Ausgangsspannung in Gleichstromstellern durch das schnelle Schalten eines elektronischen Schalters – hier ein Transistor – gesteuert. Ist der Transistor eingeschaltet, ist die Spannung u_L gleich der Eingangsspannung U_d . Der Spulenstrom i_L steigt dadurch nach Gleichung (3-25) an. L bezeichnet die Induktivität der eingezeichneten Drosselspule. Im ausgeschalteten Zustand fließt dieser Strom – getrieben durch die Spule – in der Freilaufdiode weiter und nimmt entsprechend Gleichung (3-26) ab. [34]

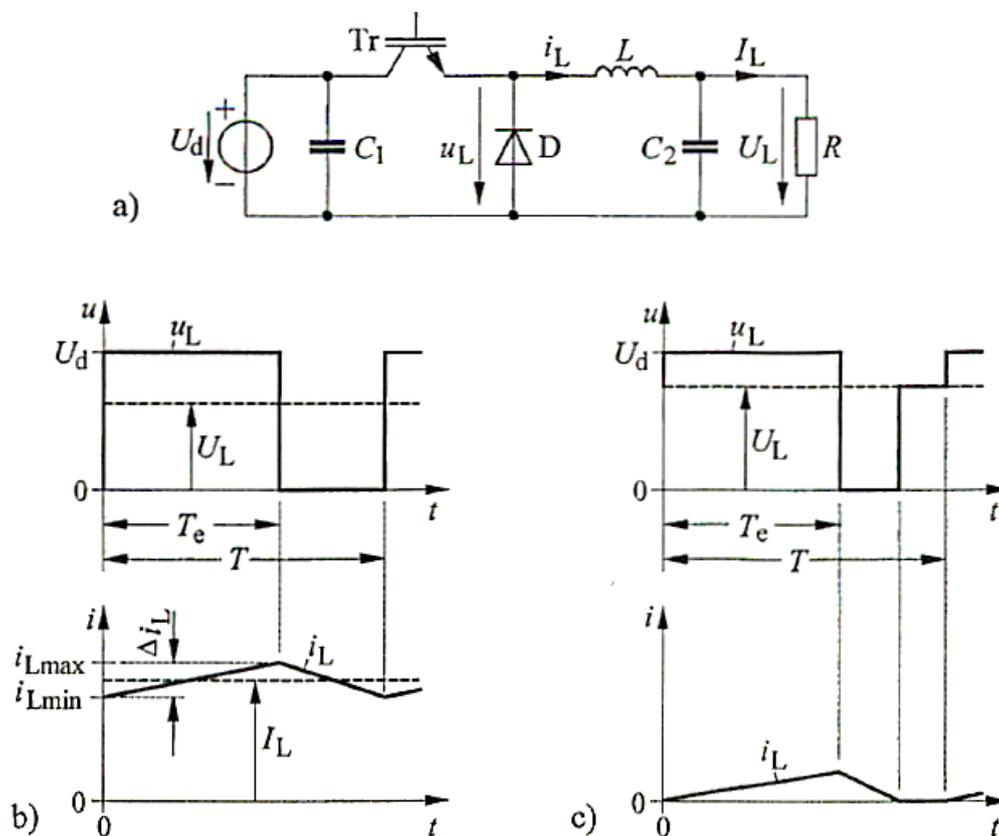


Abbildung 12: a) Tiefsetzstellerschaltung, b) Verlauf von Spannung und Strom im lückfreien Betrieb und c) im Lückbetrieb [34]

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_d - U_L}{L} \quad (3-25)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{U_L}{L} \quad (3-26)$$

Die sich ergebenden Verläufe von u_L und i_L sind in Abbildung 12 b) gezeigt. Es soll angenommen werden, dass die Kapazität die Ausgangsspannung U_L ideal glättet. Die Drosselspule ist nicht in der Lage, Gleichspannung aufzunehmen weshalb sich U_L aus dem zeitlichen Mittelwert von u_L nach Gleichung (3-27) ergibt. [34]

$$U_L = \frac{T_e}{T} \cdot U_d \quad (3-27)$$

T_e ist dabei die Einschaltzeitdauer des Transistors und T die gesamte Periodendauer aus Ein- und Ausschaltzeit. Das Verhältnis aus Einschaltzeit zu Periodendauer bezeichnet man als Aussteuerungsgrad oder Übersetzungsfaktor. Daran ist zu erkennen, dass die Spannung an der Last immer nur gleich oder kleiner als die Eingangsspannung sein kann. Der Laststrom I_L bildet sich als zeitlicher Mittelwert von i_L . Die Zusammenhänge zwischen den elektrischen Größen und der Einschaltzeit sind ebenfalls in Abbildung 12 b) grafisch veranschaulicht. [34]

Die zuvor beschriebenen Eigenschaften gelten nur, wenn während der Ausschaltzeit des Transistors die Spule nicht entladen und der Strom i_L nicht null wird. Wird der Strom i_L allerdings null, so spricht man von einem sogenannten Lückbetrieb. Dieser Fall ist in Abbildung 12 c) dargestellt. Dadurch kommt es zu einem Anstieg von U_L , wie den Verläufen der Spannungen entnommen werden kann. Damit ist die Ausgangsspannung nicht mehr allein abhängig durch den Aussteuergrad, sondern zusätzlich vom Strom I_L , welcher sich durch die Last einstellt. [33, 34, 36, 37]

Die Schaltfrequenz sollte allgemein so groß wie möglich gewählt werden. Dadurch können die Induktivität und die Kapazitäten entsprechend kleiner ausgelegt werden. Bei der Wahl der Schaltfrequenz ist allerdings auf die Limitierungen der Bauteile und deren Schaltverluste zu achten. [32–34, 36, 37]

3.2.2.2 Hochsetzsteller

Um eine Gleichspannung auf ein höheres Spannungsniveau zu heben, wird eine sogenannte Hochsetzstellerschaltung (boost converter) eingesetzt. Diese ähnelt der des Tiefsetzstellers und arbeitet nach demselben Prinzip, also der Manipulation der Ausgangsspannung durch schnelle Schaltvorgänge. Die Schaltung und die zeitlichen Verläufe der elektrischen Größen sind in Abbildung 13 dargestellt, anhand derer ihre Funktionsweise erläutert werden soll. Für die Betrachtung soll angenommen werden, dass die Ausgangsspannung U_L größer ist als die Eingangsspannung U_d . [34]

Auch beim Hochsetzsteller wird der Mittelwert der Ausgangsspannung durch schnelles Ein- und Ausschalten des Transistors verändert. Ist der Transistor eingeschaltet, ist $u_L = 0$. Daraus ergibt sich ein Stromanstieg nach Gleichung (3-28). [34]

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d}{L} \quad (3-28)$$

Durch die Diode wird eine Entladung des Kondensators verhindert. Allerdings fließt im ausgeschalteten Zustand des Transistors der durch die Spule getriebene Strom i_L über die Diode und wirkt der Spannung U_L entgegen. Der Strom nimmt dabei nach Gleichung (3-29) ab. [34]

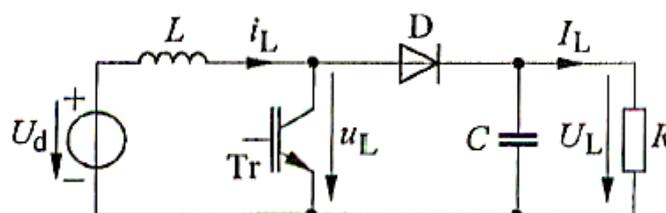
$$\frac{di}{dt} = \frac{U_d - U_L}{L} \quad (3-29)$$

Analog zum Tiefsetzsteller ergibt sich hier aus der Tatsache, dass die Spule keine Gleichspannung aufnimmt, die Eingangsspannung U_d als der Mittelwert der Spannung u_L . Dieser Zusammenhang ist grafisch Abbildung 13 b) zu entnehmen. Man erkennt, dass sich die Spannungen entsprechend der Ein- und Ausschaltzeiten ergeben und die Ausgangsspannung

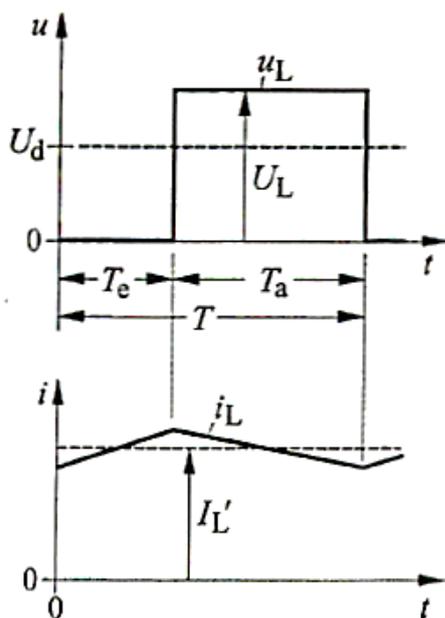
höher ist als die Eingangsspannung. Die Spannungshöhe am Ausgang U_L ergibt sich demnach nach Gleichung (3-30). [34]

$$U_L = \frac{T}{T_a} \cdot U_d \quad (3-30)$$

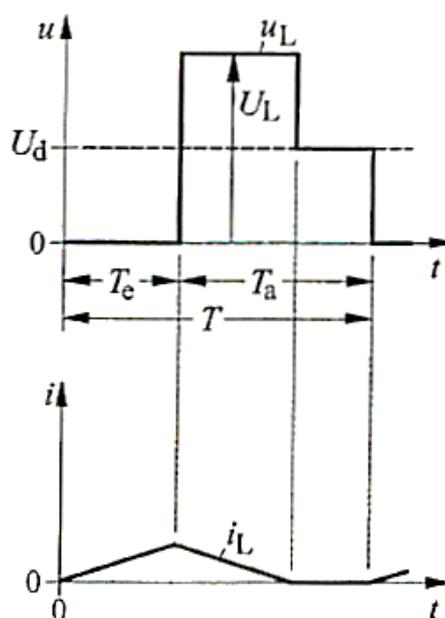
Auch hier wird in Analogie zum zuvor beschriebenen Tiefsetzsteller das Verhältnis aus Periodendauer T zur Ausschaltdauer T_a als Übersetzungsfaktor des Hochsetzstellers bezeichnet. [32–34]



a)



b)



c)

Abbildung 13: a) Hochsetzstellerschaltung, b) Verlauf von Spannung und Strom im lückfreien Betrieb und c) im Lückbetrieb [34]

Auch für den Hochsetzsteller gelten die oben angeführten Zusammenhänge nur unter der Voraussetzung, dass sich die Drosselspule während der Stromabnahme nicht völlig entlädt und der Strom dabei null werden würde, bevor der Transistor wieder schaltet. Ansonsten spricht man wie erwähnt vom Lückbetrieb. U_L steigt während der stromlosen Phase an. Die Ausgangsspannung ist damit wieder nicht mehr allein vom Übersetzungsfaktor, sondern auch von der Höhe des Laststromes I_L abhängig (Abbildung 13 c)). [34, 36, 37]

3.2.3 Rückwirkungen durch die Stromrichtertechnik

Wie die bisherigen Ausführungen gezeigt haben, arbeiten Stromrichter durch schnelle Schaltvorgänge. Durch diese Schaltvorgänge werden nichtsinusförmige Spannungen und Ströme erzeugt. Wie im Folgenden gezeigt werden soll, können diese nichtsinusförmigen Größen in sinusförmige Grund- und Oberschwingungen zerlegt werden. Dadurch entstehen Rückwirkungen sowohl am speisenden Netz als auch auf der Gleichspannungsseite. Die genaue Analyse dieser Auswirkungen ist Inhalt dieses Abschnitts. Zusätzlich werden Methoden vorgestellt, wie diese Effekte reduziert werden können.

Für die Betrachtung soll eine am Stromnetz betriebene Stromrichterschaltung herangezogen werden. Findet der Schaltvorgang des Stromventils nicht beim Nulldurchgang der speisenden Wechselspannung statt, sondern um einen Winkel α verspätet, spricht man von einer sogenannten Anschnittsteuerung, da die entstehende Spannung und auch der entstehende Strom an einem Verbraucher dadurch im Vergleich zur speisenden Spannung „angeschnitten“ wirken. Der Winkel α wird dabei Steuerwinkel genannt. [32–34, 36, 37]

Abbildung 14 zeigt die zeitlichen Verläufe von Spannung und Strom sowie den sich ergebenden Leistungsverläufen, welche aus einer solchen Betriebsweise resultieren. Dabei sind die Verläufe für einen Steuerwinkel von $\alpha = 60^\circ$ und $\alpha = 120^\circ$ dargestellt. Zu beachten ist, dass die Verläufe für einen rein ohmschen Verbraucher gelten. [33]

Dabei ist in Abbildung 14 a) der nichtsinusförmige Stromverlauf zu erkennen, welcher durch den Phasenanschnitt der Spannung entsteht. Dieser Strom kann allerdings nach Fourier in sinusförmige Anteile einer Grundschwingung und Oberschwingungen zerlegt werden, wie es im folgenden Unterabschnitt gezeigt werden soll. Die Erläuterungen gelten allgemein für nichtsinusförmige Größen. Dabei spielt die Ursache für die Abweichung von der Sinusform keine Rolle. Die Anschnittsteuerung wurde hier als Anwendungsbeispiel gewählt, da sie in der Praxis häufig eingesetzt wird.

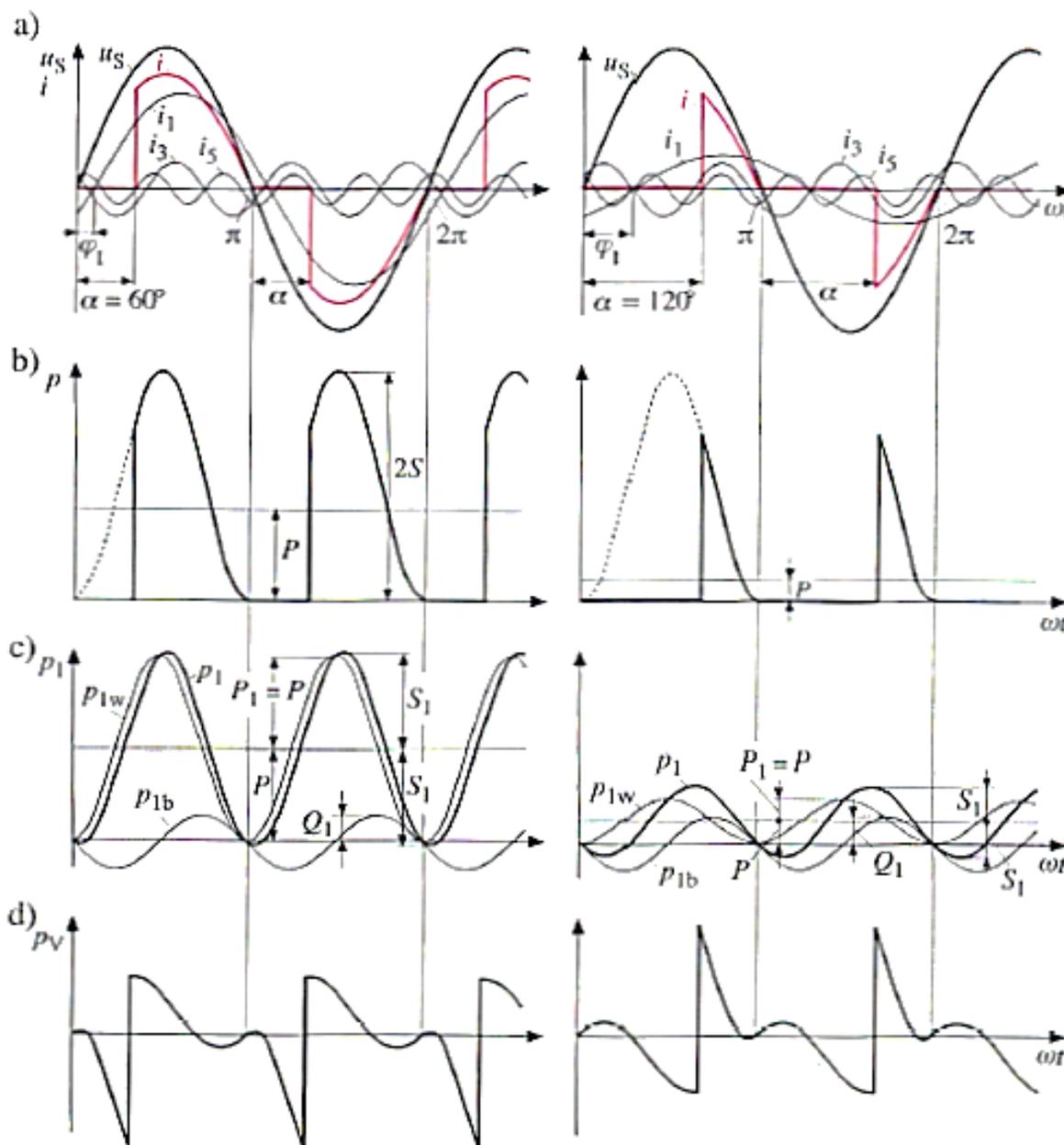


Abbildung 14: Elektrische Größen bei Anchnittsteuerung, a) Verlauf von Spannungs- und Stromgrund- und oberhalbungen, b) Verlauf der Augenblicksleistung, c) Grundschwingungsleistung, d) Oberschwingungsleistung

3.2.3.1 Oberschwingungen und Fourier-Analyse

Die Zerlegung einer periodischen Größe in Einzelschwingungen wird als harmonische Analyse beziehungsweise Fourier-Analyse bezeichnet. Die betrachtete Größe wird dazu als trigonometrische Reihe dargestellt, wie sie in Gleichung (3-31) für eine periodische Ausgangsspannung u_d angegeben ist. Die Erläuterungen sollen hier anhand einer Spannung dargestellt werden, gelten aber ebenso für die Fourier-Analyse eines Stroms. [33, 38, 39]

$$\begin{aligned}
 u_d(t) &= U_d + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos(2\omega t) + \dots + a_n \cos(n\omega t) + b_1 \sin(\omega t) & (3-31) \\
 &+ b_2 \sin(2\omega t) + \dots + b_n \sin(n\omega t) \\
 &= U_d + \sum_{v=1}^n (a_v \cos(v\omega t) + b_v \sin(v\omega t))
 \end{aligned}$$

U_d ist der zeitliche Mittelwert und a_v und b_v sind die Amplituden der v -ten Teilschwingung, welche sich durch die Gleichungen (3-32), (3-33) sowie (3-34) berechnen lassen. Dabei nennt man den Anteil für $v = 1$ Grundschwingung und die anderen v -te Oberschwingung. [33, 38, 39]

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) d(\omega t) \quad (3-32)$$

$$a_v = \frac{2}{T} \int_0^T u_d(t) \cos(v\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) \cos(v\omega t) d(\omega t) \quad (3-33)$$

$$b_v = \frac{2}{T} \int_0^T u_d(t) \sin(v\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\omega t) \sin(v\omega t) d(\omega t) \quad (3-34)$$

Da sich die Spannung aus einem Gleichanteil und Wechselanteilen zusammensetzt, spricht man hier von einer sogenannten Mischspannung. In Analogie bezeichnet man einen entsprechenden Strom als Mischstrom. Die Frequenzen der Teilschwingungen ergeben sich als Vielfache der Grundschwingungsfrequenz. Die Sinus- und Kosinusanteile aus Gleichung (3-31) können zusammengefasst werden. Dadurch lässt sich $u_d(t)$ gemäß Gleichung (3-35) als Summe eines Gleichanteils U_d und eines Wechselanteils $u_{d\sim}(t)$ schreiben. [33, 38, 39]

$$u_d(t) = U_d + \sum_{v=1}^{\infty} \hat{u}_{dv} \sin(v\omega t + \varphi_v) = U_d + u_{d\sim}(t) \quad (3-35)$$

Die Amplituden \hat{u}_{dv} der v -ten Teilschwingung und der Phasenwinkel φ_v sind dabei durch Gleichung (3-36) und (3-37) gegeben. [33, 38, 39]

$$\hat{u}_{dv} = \sqrt{a_v^2 + b_v^2} \quad (3-36)$$

$$\varphi_v = \arctan(a_v/b_v) \quad (3-37)$$

Für die Ausgangsspannung $u_d(t)$ ergibt sich der Effektivwert U_{deff} nach Gleichung (3-38). [33, 38, 39]

$$U_{def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_d^2(t) dt} = \sqrt{U_d^2 + \sum_{v=1}^{\infty} U_{dv}^2} = \sqrt{U_d^2 + U_{d\sim}^2} \quad (3-38)$$

In Gleichung (3-38) bezeichnet U_{dv} den Effektivwert der v -ten Teilschwingung und $U_{d\sim}$ jenen des gesamten Wechselanteils.

Das Verhältnis aus dem Effektivwert des Wechselspannungsanteils $U_{d\sim}$ und dem Gleichanteil U_d wird als Welligkeit w bezeichnet und gilt als Maß zur Quantifizierung des Wechselspannungsgehalts der Mischgröße. Dieser Zusammenhang ist in Gleichung (3-39) formelmäßig dargestellt. [33, 37, 38]

$$w_U = \frac{U_{d\sim}}{U_d} = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_{dv}^2}}{U_d} = \sqrt{\left(\frac{U_{def}}{U_d}\right)^2 - 1} \quad (3-39)$$

Für reine Gleichgrößen ergibt sich demnach eine Welligkeit von $w = 0$. Für vollständige Wechselgrößen wird $w \rightarrow \infty$.

Die durch die dargestellte Anschnittsteuerungen erzeugte Grundschwingung (i_1), sowie die dritte und fünfte Oberschwingung (i_3, i_5) sind in Abbildung 14 a) gezeigt. [33]

3.2.3.2 Blindleistungen und Leistungsfaktor

Abbildung 14 a) ist zusätzlich zu entnehmen, dass die Grundschwingung des Stromes i_1 der Netzspannung u_s trotz rein ohmschem Verbraucher nacheilt. Diese Phasenverschiebung φ_1 ist für $\alpha = 120^\circ$ größer als für $\alpha = 60^\circ$. Zur Betrachtung der Folgen, die sich aus dieser Phasenverschiebung ergeben, sollen zunächst zwei Kenngrößen angeführt werden: Der Grundschwingungsgehalt g_I und der Oberschwingungsgehalt d_I (auch Klirrfaktor) des betrachteten Stromes. Sie sind nach den Gleichungen (3-40) und (3-41) durch das Verhältnis der jeweiligen Teilschwingungen zur Gesamtgröße definiert. [33, 37]

$$g_I = \frac{I_1}{I} \quad (3-40)$$

$$d_I = \frac{\sum_{v=2}^{\infty} I_v^2}{I} \quad (3-41)$$

Es gilt, $d_I^2 + g_I^2 = 1$.

Die folgende Leistungsbetrachtung soll zeigen, wie die durch den Stromrichter auftretende Phasenverschiebung eine Reduktion des Wirkleistungsanteils verursacht. Dazu wird Gleichung (3-31) mit der Definition der Wirkleistung (Gleichung (3-42)) in Beziehung gesetzt, wodurch sich

Gleichung (3-43) ergibt. Der zeitliche Mittelwert des Stroms I_d ist null und alle enthaltenen Teilintegrale $v \neq 1$ in Gleichung (3-43) sind ebenfalls null, wodurch sich die in Gleichung (3-44) dargestellte Formel für den Wirkleistungsanteil P ergibt. [33, 36, 37, 40]

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (3-42)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{u}_S \sin \omega t \sum_{v=1}^{\infty} \hat{i}_v \sin(v\omega t + \varphi_v) dt \quad (3-43)$$

$$P = U_S I_1 \cos \varphi_1 = P_1 \quad (3-44)$$

In Gleichung (3-44) ist U_S der Effektivwert der Netzspannung und I_1 der Effektivwert der Grundschiwingung des Stroms. Daraus wird erkennbar, dass nur die Grundschiwingung des Stroms einen Beitrag zur Wirkleistung beiträgt. Hier ist zu beachten, dass dies nur für nichtsinusförmigen Strom bei sinusförmiger Spannung gilt. Ist auch die Spannung durch Oberschwingungen verzerrt, sind nicht alle Teilintegrale $v \neq 1$ null. Hier sei auf die einschlägige Norm DIN 40110 verwiesen. Gleichung (3-42) ist allgemein – unabhängig von den Kurvenformen – gültig. [40]

Der Verlauf der Augenblicksleistung ist in Abbildung 14 b) gezeigt. Die Wirkleistung P ist dabei als deren Mittelwert gegeben. Wie in der Abbildung eingezeichnet, beträgt der Scheitelwert den doppelten Wert der Gesamt-Scheinleistung S und oszilliert mit doppelter Netzfrequenz. Die Gesamt-Scheinleistung ergibt sich nach Gleichung (3-45). [33]

$$S = U_S \cdot I \quad (3-45)$$

Abbildung 14 c) zeigt den Verlauf der Grundschiwingungsleistung und deren Zusammensetzung aus Schein-, Wirk- und Blindleistung. Wieder wird durch den Mittelwert die Wirkleistung P_1 angegeben und es ist zu erkennen, dass diese gleich dem Wirkleistungsanteil der Gesamtleistung P ist, da – wie oben gezeigt – nur die Grundschiwingung zur Wirkleistung beiträgt. Der Mittelwert des Blindleistungsanteils Q_1 ist null und wird Grundschiwingungs-Blindleistung oder Verschiebungsblindleistung genannt. Die Schein- und Blindleistung für die Grundschiwingung berechnen sich nach Gleichung (3-46) und Gleichung (3-47). [33, 34]

$$S_1 = U_S \cdot I_1 \quad (3-46)$$

$$Q_1 = U_S I_1 \sin \varphi_1 \quad (3-47)$$

Durch die Oberschwingungen des nichtsinusförmigen Stroms ergibt sich ebenfalls ein Leistungsanteil, welcher in Abbildung 14 d) dargestellt ist. Auch dieser Leistungsanteil hat den Mittelwert null und wird als Verzerrungsblindleistung Q_d oder D bezeichnet. Dieser Anteil berechnet sich durch die Summe aller einzelnen Oberschwingungen und kann formelmäßig durch Gleichung (3-48) ausgedrückt werden. [33, 36, 38]

$$Q_d = U_s \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_v^2} \quad (3-48)$$

Die Leistungsanteile lassen sich als Zeigerdiagramm ausdrücken, wodurch das in Abbildung 15 dargestellt Vierflach entsteht. [36, 40]

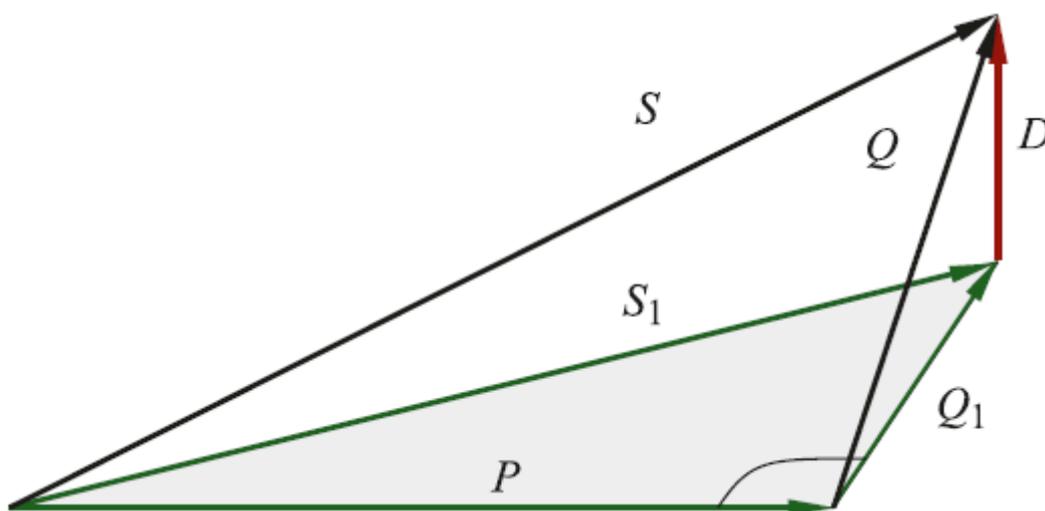


Abbildung 15: Zeigerdiagramm der Leistungsanteile bei nichtsinusförmigem Strom [36]

Durch verzerrte Kurvenformen kann der für vollständig sinusförmige Wechselgrößen verwendete Leistungsfaktor $\cos \varphi$ prinzipiell nur für die Grundschwingung herangezogen werden. In diesem Fall spricht man vom Verschiebungsfaktor $\cos \varphi_1$, welcher durch Gleichung (3-49) definiert ist. [33, 36, 37]

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P}{S_1} \quad (3-49)$$

Der korrigierte Leistungsfaktor wird mit λ bezeichnet und ergibt sich aus Gleichung (3-40), (3-44) und (3-45) zu Gleichung (3-50). [33, 37, 38]

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = g_I \cos \varphi_1 \quad (3-50)$$

Der Leistungsfaktor vereint damit das Maß der Phasenverschiebung (Verschiebungsfaktor $\cos \varphi_1$) und der Kurvenformverzerrung (Grundschwingungsgehalt g_1), welche durch die nichtsinusförmige Größe hervorgerufen wird.

3.2.3.3 Negative Auswirkungen durch nichtsinusförmige Größen

Die bis hierher beschriebenen Effekte, welche durch die in der Leistungselektronik eingesetzten Schaltvorgänge ausgelöst werden, sollen nun als Grundlage dienen, die negativen Auswirkungen, die durch Oberschwingungen und Phasenverschiebung hervorgerufen werden, zu verstehen.

Der in Gleichung (3-50) definierte Leistungsfaktor λ ist für nichtsinusförmige Größen immer $\lambda < 1$, da auch $g_1 < 1$ gilt. Dadurch erhöht sich allerdings die Scheinleistung S , wenn man eine gegebene Wirkleistung P übertragen möchte, nach Gleichung (3-51). [33]

$$S = \frac{P}{\lambda} \quad (3-51)$$

Dieser Zusammenhang muss für die Auslegung des Netzes, der Zuleitungen und der im System befindlichen Transformatoren und Generatoren berücksichtigt werden und vergrößert diese. Der für die Steuer- und Schaltfunktionen der Stromrichter erforderliche Blindstrom verursacht so Verlustleistung und Spannungsabfälle. Dadurch wird das speisende Netz zusätzlich belastet. [33, 34, 36]

Die verzerrte Kurvenform des Stroms resultiert in nichtsinusförmigen Spannungsabfällen an den Netzimpedanzen, wodurch es außerdem zu einer Verformung der Netzspannung kommt. Dadurch entstehen Spannungsüberschwingungen im Netz, welche an parallel angeschlossene Verbraucher weitergegeben werden und deren Wirkungsgrad und Funktionsfähigkeit beeinträchtigen. [33, 34]

Unter ungünstigen Umständen können die Stromüberschwingungen zudem Resonanzen hervorrufen, wenn die Resonanzfrequenz einzelner Netzkreise mit der Frequenz einer Oberschwingung zusammenfällt. Dadurch kann es zu kritischen Überspannungen und unzulässig hohen Strömen kommen. [33, 34]

Allgemein sind Stromrichter durch ihre Schaltvorgänge Hochfrequenz-Störstrahler, was sich negativ auf ihre elektromagnetische Verträglichkeit auswirkt. [33, 34, 36]

3.2.3.4 Maßnahmen zur Oberschwingungs- und Blindleistungskompensation

Es ist zu erkennen, dass es wünschenswert ist, die Oberschwingungen und Blindleistungen so gering wie möglich zu halten. Wird eine Anschnittsteuerung verwendet, sollte dabei ein Steuerwinkel nahe bei 0° - also so weit wie möglich Vollaussteuerung – gewählt werden.

Ansonsten sollte immer darauf geachtet werden, eine möglichst hohe Pulszahl zu wählen. Dadurch werden Oberschwingungen mit niederen Ordnungszahlen vermieden. Oberschwingungen höherer Ordnung treten im Allgemeinen mit niedrigeren Amplituden auf, wodurch sich der Oberschwingungsgehalt reduzieren lässt. [33, 34, 36]

Neben der Steuerung der Stromventile lassen sich auftretende Oberschwingungen durch passive oder aktive Filter reduzieren. Bei der passiven Variante werden Filterkreise aus LC-Reihenschaltungen verwendet. Die Bauteile werden dabei so gewählt, dass ihre Resonanzfrequenz mit jenen der Oberschwingungen übereinstimmt und dadurch für die entsprechenden Frequenzen als Kurzschluss wirken. Auf diese Weise treten die Oberschwingungen nur noch zwischen den entsprechenden LC-Schaltungen und der Stromrichterschaltung selbst auf, nicht aber im angeschlossenen Netz. Die Filterschaltungen werden als Saugkreise bezeichnet. Man benötigt grundsätzlich für jede Oberschwingungsfrequenz einen eigenen Saugkreis. Da die Oberschwingungen mit niedriger Frequenz die größten Amplituden aufweisen, werden häufig nur Saugkreise für diese Frequenzen verbaut. In Abbildung 16 a) ist das Strom-Frequenz-Diagramm eines Saugkreises dargestellt. Die Darstellung gilt hier beispielhaft für die Frequenz der 5. Oberschwingung. Abbildung 16 b) zeigt einen allgemeinen Schaltungsaufbau eines Saugkreises. [33, 34, 36]

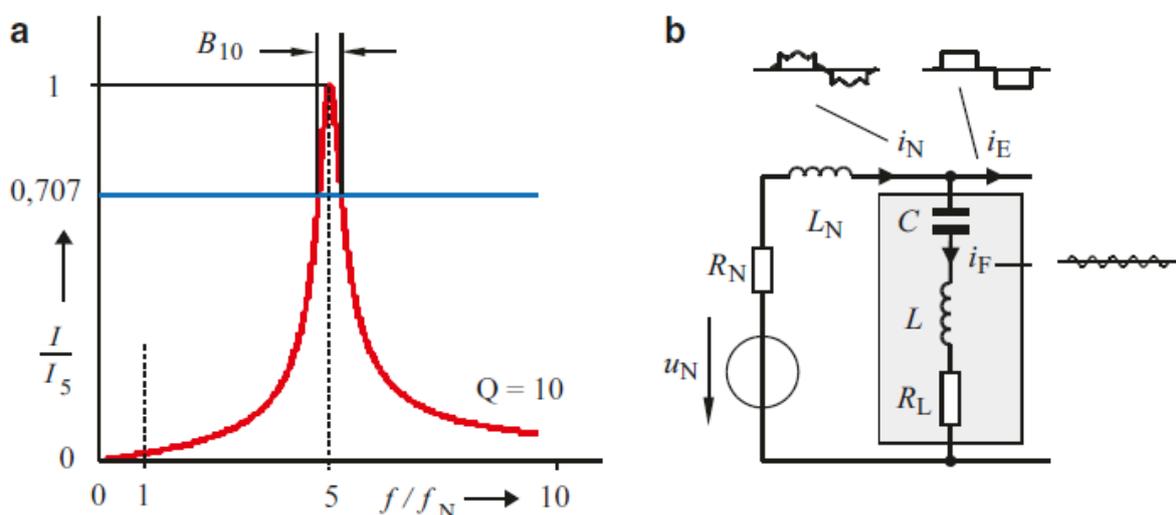


Abbildung 16: Saugkreis: a) Strom-Frequenz-Verlauf, b) Schaltung [36]

Neben passiven Filtern können Blindleistung und Oberschwingungen auch durch aktive Elemente kompensiert werden. Dazu werden selbstgeführte Stromrichter verwendet, die in der Lage sind, Blindleistung abzugeben oder aufzunehmen. Diese Vorgehensweise entspricht dem Phasenschieber-Betrieb von über- oder untererregten Synchronmaschinen. Solche Stromrichter werden auch dynamische Kompensatoren genannt. Außerdem können diese den Netzstrom so ergänzen, dass er zur Spannung in Phase und möglichst überschwingungsarm wird. Eine weitere Möglichkeit der aktiven Blindleistungskompensation besteht darin, wie

beim Saugkreis ein LC-Glied stromrichternahe dazu zu schalten. Der Induktionsstrom kann dann durch Phasenanschnitt gesteuert und so die Blindleistung eingestellt werden. Im Gegensatz zu den Dynamischen spricht man hier von statischen Kompensatoren. [33, 36]

3.2.4 Netzintegration von statischen Quellen und Senken

Brennstoffzellen liefern wie auch beispielsweise Photovoltaik (PV)-Anlagen Gleichspannung, dasselbe gilt im umgekehrten Fall für Elektrolysezellen. Da diese Technologien keine drehende Mechanik aufweisen, werden sie als statische Energiequellen und Speicher bezeichnet. [41] Um diese an ein Drehstromnetz anzubinden, muss die Spannung wechsel- beziehungsweise gleichgerichtet und auf das richtige Spannungsniveau gebracht werden. Abbildung 17 zeigt ein beispielhaftes Schema der Netzintegration eines Elektrolyseurs an ein Drehstromnetz [42]. Die Leistung wird aus dem Netz entnommen, von einem Gleichrichter gleichgerichtet, anschließend von einem Gleichstromsteller auf das geforderte Spannungsniveau gebracht und kann so in der Elektrolysezelle eingesetzt werden. Dasselbe Schema kann auch für eine Brennstoffzelle oder eine rSOC herangezogen werden. Es ändert sich dabei nur die Richtung des Leistungsflusses. Für die Elektrolyse fließt Energie von der Wechselspannungsseite (Netz) zur Gleichspannungsseite (Zelle). Für eine Brennstoffzelle dreht sich der Leistungsfluss um und es wird Energie von der Zelle ins Netz transportiert. Da eine rSOC Brennstoff- und Elektrolysezelle miteinander vereint, muss die eingesetzte Leistungselektronik einen bidirektionalen Leistungsfluss ermöglichen. [41–44] Bidirektionaler Leistungsfluss muss auch bei anderen Anwendungen wie etwa Batteriespeichersystemen erfüllt werden. Darauf wird in Abschnitt 3.2.5 näher eingegangen.

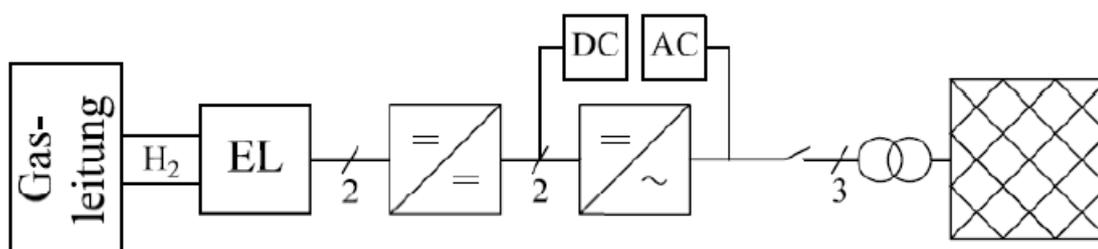


Abbildung 17: Schema der Netzintegration eines Elektrolyseurs [42]

3.2.4.1 Ein- und zweistufige Netzanbindungskonzepte

Das in Abbildung 17 gezeigte Schema bezeichnet man als ein sogenanntes zweistufiges (two-stage) Netzanbindungskonzept. In einem einstufigen Aufbau (single-stage converter system, SSCS) würde die DC/DC-Stufe entfallen und die Gleichspannungsquelle oder -senke wäre direkt mit dem Wechselrichter verbunden. In PV-Anwendungen ändert sich die Leistung mit den Fluktuationen der Sonneneinstrahlung und es wird die DC/DC-Stufe verwendet, um den

Punkt der höchsten Leistung zu finden (maximum power point tracking, MPPT). Es wurden allerdings bereits auch SSCS mit MPPT in einer einzigen Stufe realisiert. [35, 45–48]

Der einstufige Aufbau hat einige Vorteile, wie weniger Bauteile, niedrigere Kosten und geringere Verluste. Allerdings gibt es Limitierungen bei dem direkten Anschluss des Wechselrichters an Gleichspannungssysteme auf niedrigen Spannungsniveaus. Daher wird die zweistufige Variante eingesetzt, um die Gleichspannung auf ein für den Wechselrichter passendes Niveau zu bringen. Eine zweistufige Ausführung ist beispielsweise auch bei der Netzintegration von rSOC-Systemen aufgrund der niedrigen Spannungsniveaus notwendig. [43, 49, 50]

Abbildung 18 zeigt eine Gegenüberstellung der schematischen Darstellung der vorgestellten Netzanbindungskonzepte für einen Batteriespeicher [51].

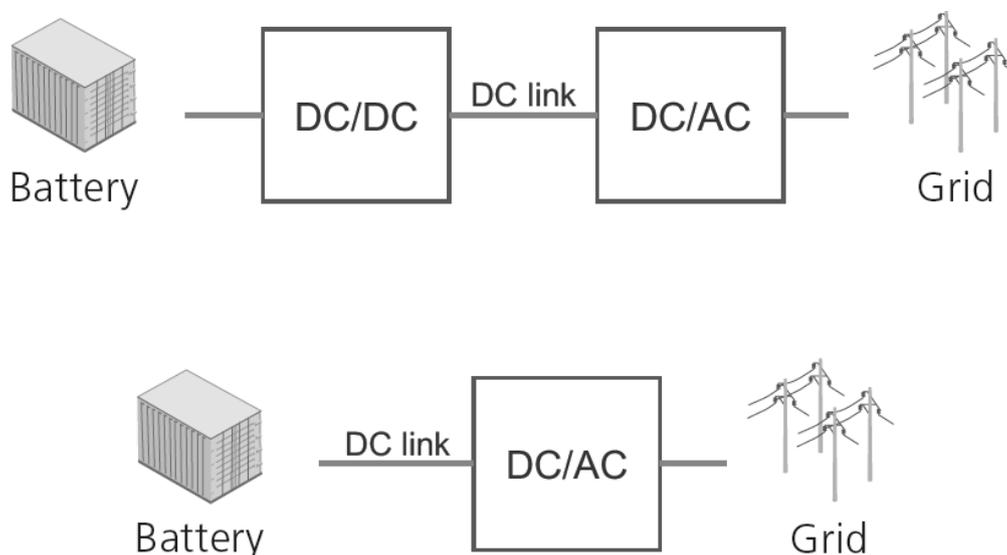


Abbildung 18: Einstufiges und zweistufiges Anbindungskonzept eines Batteriespeichers [51]

3.2.5 Bidirektionaler Leistungsfluss

Der ursprüngliche Aufbau des Stromnetzes bestand aus zentralen Erzeugern und einer Leistungsverteilung zu Verbrauchern. Damit war die Leistungsrichtung festgelegt. Durch das Aufkommen von dezentralen Erzeugern kann sich der Leistungsfluss allerdings umkehren. Für die Übertragungsnetze kann dies grundsätzlich eine Entlastung bedeuten, da die Leistung nun näher an ihrer Erzeugung verbraucht werden kann. Zu einer zusätzlichen Belastung der Netze kommt es dann, wenn Erzeugung und Verbrauch nicht nah beieinanderliegen. Dieser Fall kann eintreten, wenn beispielsweise viele erneuerbare Erzeuger, wie Windkraft- und Photovoltaikanlagen, regional eng gebaut wurden und durch günstige Wetterlage eine starke Erzeugung aufweisen. Wird in diesen Fällen nicht ausreichend verbraucht, müssten zusätzliche Verbraucher in Form von Speichern als Verbraucher agieren und die überschüssige

Energie aufnehmen. Durch eine weite Entfernung der Speicher von den Überschusserzeugern werden die Stromnetze stark belastet. [41, 52, 53]

Aus dieser Betrachtung lässt sich eine Motivation für die Netzintegration von Speichern ableiten. Eine weitere ist natürlich, dass regenerative Energiequellen starken Fluktuationen aufgrund des Wetters ausgesetzt sind, auf die kein Einfluss genommen werden kann. Die Folge daraus ist, dass die so erzeugte Energie nicht jederzeit in vollem Umfang zur Verfügung steht. Daher ergibt sich die Konsequenz, dass Überschussenergie für erzeugungsarme Phasen gepuffert werden muss. [41, 54, 55]

Eine Änderung der Leistungsflussrichtung kommt allerdings nicht nur auf Übertragungsebene vor, sondern muss auch auf Komponentenebene realisiert werden, falls die Systemkomponente sowohl Speicher als auch Erzeuger elektrischer Energie ist. Dies ist beispielsweise bei der rSOC der Fall, allerdings auch bei Batteriespeichersystemen. Ein Spezialfall der Batteriespeichersysteme, der an Bedeutung zunimmt, sind sogenannte Vehicle-to-Grid (V2G) Konzepte. Dabei sollen die in Elektroautos verbauten Akkumulatoren sowohl für den Antrieb als auch zur Netzstabilisation verwendet werden. Dazu müssen die eingesetzten Netzanschlussstellen bidirektionalen Leistungsfluss mittels Leistungselektronik ermöglichen. Auch hier wird häufig ein zweistufiges Anbindungskonzept gewählt. [46]

3.2.6 Aktuelle Entwicklungen der Leistungselektronik für rSOC Anwendungen

Die V2G-Entwicklungen stellen prinzipiell gute Anhaltspunkte dar, um auf großem Maßstab Anwendungen der bidirektionalen Netzanbindung von statischen Energiequellen und -senken zu beobachten. Es können allerdings nicht alle Fortschritte in ähnlichen Bereichen direkt auch für rSOC-Systeme übernommen werden. Der vorliegende Abschnitt dient dazu, auf aktuelle Entwicklungen auf dem Gebiet der Leistungselektronik speziell für rSOC-Systeme hinzuweisen.

Zusätzlich zu den Parallelen der V2G-Technologie werden auch Elektroautos entworfen, welche eine Brennstoffzelle als Energiequelle verwenden, weshalb auch hier Entwicklungen in der Leistungselektronik für diese Spannungsbereiche zu beobachten sind. Die Leistungselektronik muss auch hier bidirektional ausgeführt sein, um Bremsenergie rekuperieren zu können. Bei Brennstoffzellenautos wird aufgrund der besseren dynamischen Eigenschaften eine Batterie zwischengeschaltet. [56–58]

Eine rSOC arbeitet üblicherweise in einem niedrigen Spannungsbereich. Eine einzige Zelle erzeugt circa einen Volt Spannung. Zur Erhöhung der Spannung werden – wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben – mehrere Zellen in Serie zu Stacks verschalten. Dabei sind allerdings Grenzen gesetzt, aufgrund des erhöhten technischen Aufwands, sowie der Zuverlässigkeit und Lebensdauer, da eine einzige defekte Zelle zum Ausfall des Stacks führt. Daher begrenzt sich

die Ausgangsspannung solcher Stacks im Bereich von ungefähr 100-300V. [56] Aufgrund der niedrigen Ausgangsspannungen liegt der Fokus in der Entwicklung der Leistungselektronik für rSOCs bei den Gleichstromstellern, um die Ausgangsgleichspannung auf ein passendes Niveau für nachfolgende Wechselrichter-Zwischenkreise oder andere Anforderungen zu bringen.

Einer der Haupteigenschaften, die ein passender Gleichstromsteller aufweisen muss, ist daher ein hohes Verhältnis aus Ausgangs- zu Eingangsspannungsbereich. Dazu ist es beispielsweise möglich mehrere Hochsetzsteller in Serie hintereinander zu schalten. Eine solche Schaltung wird kaskadierter Hochsetzsteller genannt. Allerdings wird auch hier durch die erhöhte Komplexität aufgrund der Bauteilanzahl die Zuverlässigkeit reduziert. [56]

Eine weitere wichtige Anforderung, die an die Gleichstromsteller gestellt wird, ist ein geringer Stromripple an der Niederspannungsseite, da hohe Rippel sich negativ auf die Lebensdauer der Zellen auswirken. Je besser der Strom geglättet werden soll, desto größer muss die Induktivität ausgeführt werden, was sich auf Baugröße und Gewicht der Schaltung auswirkt. Wie bereits erwähnt, wird auch durch eine möglichst hohe Schaltfrequenz der Stromripple klein gehalten, wobei auch hier Grenzen gesetzt sind. Durch die hohen Übersetzungsverhältnisse sinkt auch der Wirkungsgrad eines Gleichstromstellers und durch die hohen Ströme müssen die Komponenten dementsprechend ausgeführt werden. Dies wirkt sich auch auf die Kosten aus. [56]

Aktuelle Entwicklungen um die hohe Strombeanspruchung und den Stromripple zu reduzieren, verwenden das Konzept mehrere Hochsetzsteller ineinander zu verschachteln (interleaving). Solche Schaltungen weisen bessere Eigenschaften für große Übersetzungsverhältnisse auf.

Speziell für Brennstoffzellenanwendungen werden sogenannte „floating interleaved boost converter“ Schaltungen als momentane State-of-the-Art Lösungen angesehen. Diese Schaltungen können ebenfalls durch Kaskadierung erweitert werden, wodurch ein sogenannter „floating interleaved cascade boost converter“ (FICBC) entsteht. Es muss dabei zwischen Anforderungen, Komplexität und Kosten abgewogen werden. Beispielsweise sind zur Stromrippelreduktion nach wie vor entsprechende Induktivitäten zu verbauen, die durch mehrere verschachtelte Phasen kleiner gehalten werden können. Dadurch erhöht sich allerdings wiederum die Komplexität und Bauteilanzahl. Abbildung 19 zeigt eine zweiphasige FICBC Schaltung, bei der weitere Phasen angedeutet sind. [56]

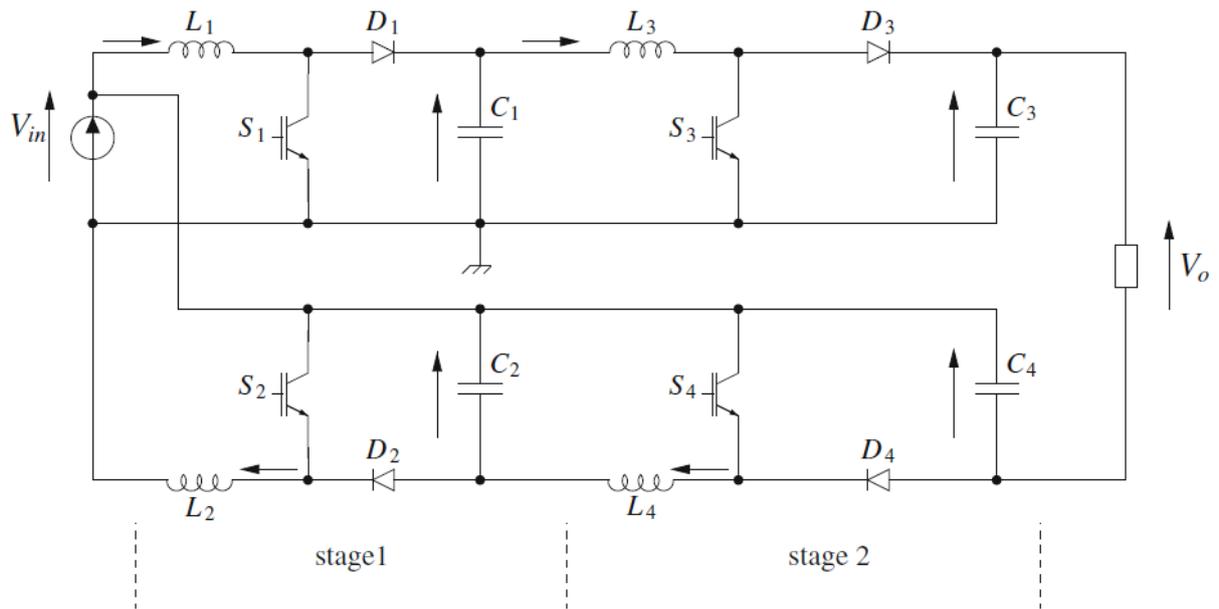


Abbildung 19: Zweiphasiger FICBC [56]

4 METHODIK

Im folgenden Abschnitt sollen die Ansätze und notwendigen Schritte erläutert werden, welche gewählt wurden, um die verwendete Leistungselektronik zu charakterisieren.

4.1 Power-Hardware-in-the-Loop System

Die Leistungselektronik soll nach einem sogenannten Power-Hardware-in-the-Loop (PHIL)-Ansatz vermessen werden. Dabei handelt es sich um eine Erweiterung des Hardware-in-the-Loop Konzepts, bei dem die zu untersuchenden Geräte (Equipment-Under-Test, EUT, oder auch Hardware-Under-Test) durch Echtzeitsimulationen getestet werden. Beim PHIL-Ansatz sollen die Signale zwischen dem Echtzeitsystem (Real-time-system, RTS) und dem EUT von Datensignalen zu echten Leistungssignalen erweitert werden. Dazu werden die digitalen und analogen Ausgänge des RTS über Leistungsverstärker in echte Leistungssignale umgewandelt. Diese Kombination aus echtzeitfähigen Simulationen und leistungsführenden Anlagen erlaubt es, gezielt verschiedene Betriebspunkte des EUT zu beaufschlagen und deren Systemverhalten aufzuzeichnen. Dadurch können teilweise Feldversuche ersetzt werden, ohne den Erkenntnisgewinn zu schmälern. Deshalb werden PHIL-Systeme zwischen Versuch in einer reinen Laborumgebung und Feldversuchen gegliedert. Beim Einsatz von PHIL-Systemen ist darauf zu achten, dass durch die gegenseitige Beeinflussung der verwendeten PHIL-Geräte mit dem EUT die Messergebnisse nicht verfälscht werden. [59, 60]

In Abbildung 20 ist das Schema eines beispielhaften PHIL-Systems dargestellt. [61]

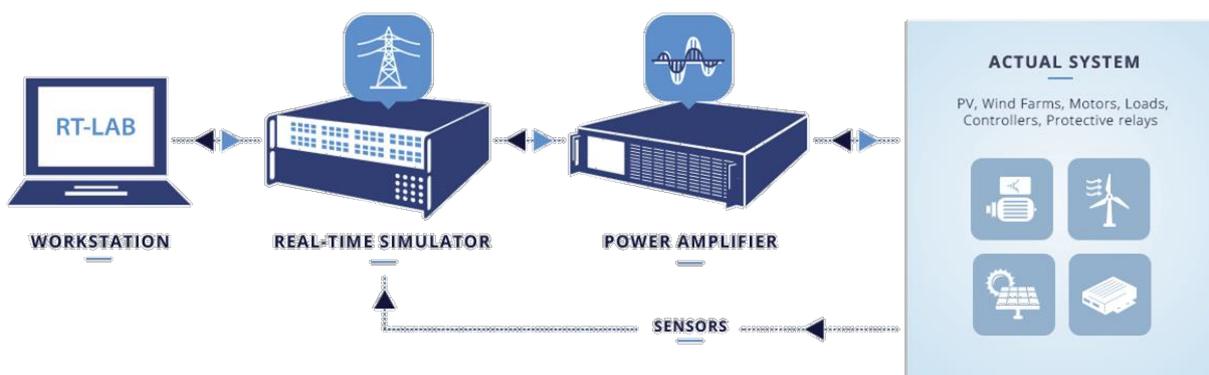


Abbildung 20: Schema eines beispielhaften PHIL-Systems [61]

Bei der vorliegenden Arbeit handelt es sich bei dem EUT um die zu charakterisierende Leistungselektronik. Ein geeignetes PHIL-System muss in der Lage sein sowohl das elektrische Netz als auch die rSOC in beiden Betriebsmodi in voller Leistung nachbilden zu können. Die dazu notwendigen Anlagen müssen in Echtzeit gesteuert und die Messdaten in Echtzeit erfasst werden können.

Am Lehrstuhl für Energieverbundtechnik wird im Rahmen einer Dissertation eine solche PHIL-Infrastruktur aufgebaut, in deren Testumgebung das hier angewendete System integriert und für die vorliegenden Anforderungen angepasst wird. Die genauen Gerätebezeichnungen finden sich in Abschnitt 5, hier soll deren Rolle im Systemaufbau erläutert werden.

Zur Nachbildung des Netzes wird ein Grid-Emulator (GE) verwendet, welcher in der Lage ist, unterschiedliche Netzsituationen zu emulieren. Beispielsweise können Spannungs- oder Frequenzüberhöhungen, Phasenschieflagen oder Oberschwingungsanteile vorgegeben werden. Der GE kann als AC-Last und -Quelle betrieben werden, das heißt, es ist sowohl eine Leistungsaufnahme als auch eine Leistungsabgabe möglich. Wird der GE als elektrische AC-Last eingesetzt, wird die aufgenommene Leistung zurück ans Netz geliefert, wodurch ein regenerativer Energiefluss bei der Simulation des SOFC-Betriebs (Energie von der Erzeugung ins Netz) ermöglicht wird. Dem GE ist außerdem ein Trenntransformator (TT) vorgeschaltet, um diesen vom Netz galvanisch zu trennen.

Für die Nachbildung des rSOC-Stacks muss Gleichstrom sowohl aufgenommen als auch abgegeben werden können. Die Betriebspunkte ergeben sich dabei aus der vorgegebenen Spannungs-Strom-Kennlinie (siehe Abschnitt 3.1.2.3 und 5.1.1). Ein Betriebspunkt ist somit durch einen Stromwert und den aus der Kennlinie zugehörigen Spannungswert eindeutig vorgegeben. Daraus ergibt sich auch die Leistung, welche die Leistungselektronik vom Netz (beziehungsweise vom GE) beziehen oder ans Netz abgeben muss.

Für den SOFC-Betriebsmodus der rSOC muss eine Gleichspannungsquelle an die Leistungselektronik angeschlossen werden, welche die Charakteristik, wie sie durch die Kennlinie vorgegeben ist, nachbilden kann. Dazu werden programmierbare Gleichspannungsquellen verwendet. Die Gleichspannungsquellen werden aus dem Stromnetz versorgt, das heißt es handelt sich um regelbare Gleichrichter.

Dabei ist der Einfluss auf das EUT durch die Schaltvorgänge und aktive Regelung der Ausgangsgrößen der Gleichspannungsquellen und des GE zu berücksichtigen. Beispielsweise könnten Stromrippel nicht von der zu untersuchenden Leistungselektronik, sondern von der PHIL-Hardware verursacht werden.

Als Nachbildung der Elektrolysezelle, welche die rSOC im SOEC-Betrieb darstellt, wird eine verstellbare, rein ohmsche Last verwendet. Diese soll entsprechend der rSOC-Kennlinie bei einem vorgegebenen Strom eine korrespondierende Spannung anliegen haben und so die durch das Spannungs-Strom-Paar definierte Leistung aufnehmen. Diese Voraussetzung kann durch die Leistungsvorgabe an das Leistungselektroniksystem erfüllt werden. Die Kennlinie definiert bei gegebenem Strom den Spannungs- und damit auch den Leistungswert eindeutig. Allerdings gibt es unendlich viele unterschiedliche Spannungs-Strom-Paare, welche dieselbe Leistung ergeben. Da es bei dieser Betrachtung einen Freiheitsgrad zu viel gibt, muss zusätzlich

der Widerstand R des Systems herangezogen werden. Daher muss die U/I -Kennlinie gemäß den Gleichungen (4-1) bis (4-3) in eine P/R -Kennlinie umgewandelt werden. [38] So kann durch die Vorgabe des Leistungsflusses, welche die Leistungselektronik an die Last abgeben soll und den entsprechend eingestellten Widerstand, die Spannung und der Strom gemäß der Kennlinie eindeutig definiert eingestellt werden und die Freiheitsgrade sind null.

$$U = R \cdot I, \quad I = \frac{U}{R}, \quad R = \frac{U}{I} \quad (4-1)$$

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} = I^2 \cdot R \quad (4-2)$$

$$U = \sqrt{P \cdot R}, \quad I = \sqrt{\frac{P}{R}} \quad (4-3)$$

In Abbildung 21 ist die beispielhafte Umwandlung einer U/I -Kennlinie in eine P/R -Kennlinie dargestellt.

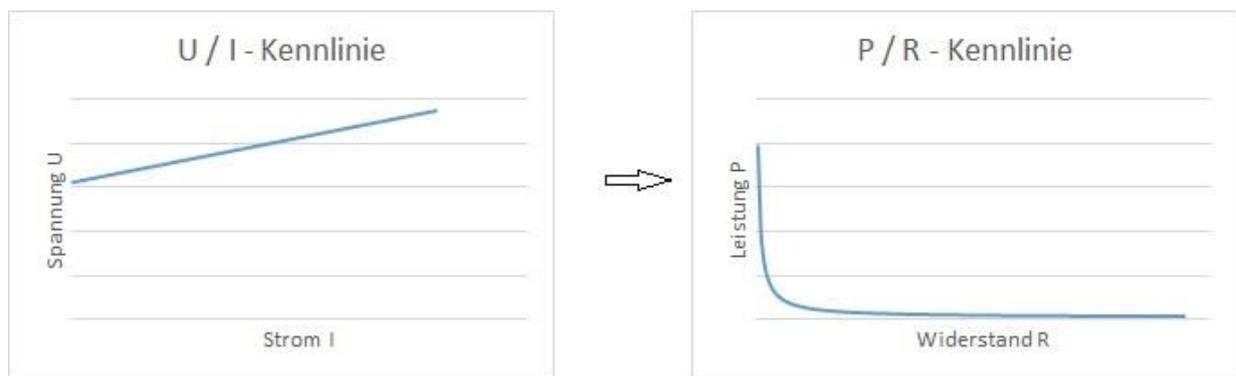


Abbildung 21: Beispielhafte Umwandlung einer U/I -Kennlinie in eine P/R -Kennlinie

Der ohmsche Widerstand ist stufenlos einstellbar und kann unter Last geschaltet werden. Bei der Verwendung muss berücksichtigt werden, dass sich der Widerstand durch die Leistungsaufnahme zum Teil stark erwärmen kann und sich dadurch der Widerstandswert ändert. Außerdem sind die dynamischen Eigenschaften dadurch begrenzt, dass der Widerstandswert mit der Hand einzustellen ist. Das händische Verstellen der ohmschen Last stellt auch eine zusätzliche Ungenauigkeitsquelle dar. Wie in Abbildung 21 gut zu erkennen ist, bewirkt gerade im Bereich hoher Leistung eine kleine Abweichung im Widerstandswert einen großen Leistungssprung.

4.2 Überwachungs-, Steuerungs- und Datenerfassungssystem

Das PHIL-System muss in Echtzeit überwacht und gesteuert werden, um die gewünschten Versuche fahren zu können und einen fehlerfreien und sicheren Betrieb zu gewährleisten. Das

Überwachen beziehungsweise das Monitoring der Betriebsweise aller im System befindlichen Geräte und die Möglichkeit jederzeit in den laufenden Betrieb eingreifen zu können, ist außerdem für eine sichere und kontrollierte Arbeitsweise unabdingbar. Für die Qualität der Messergebnisse ist sicherzustellen, dass die Datenerfassung in Echtzeit – hinreichend schnell, um die kleinste Zykluszeit im System abzubilden – abläuft und alle Störfaktoren von außen oder durch das eigene System so gering wie möglich gehalten werden.

Ein System zur Überwachung, Steuerung und Datenerfassung wird SCADA (supervisory control and data acquisition) -System genannt. Im Allgemeinen soll dabei dem Anwender ermöglicht werden, mit einer oder mehreren entfernten Anlagen zu kommunizieren, Daten zu empfangen und Befehle zu senden, ohne dabei direkt bei der Anlage zu sein. [62, 63]

4.2.1 Komponenten des SCADA-Systems

Die Hardware eines SCADA-Systems beinhaltet einige Grundkomponenten, welche im Folgenden beschrieben werden sollen. Auf die Software wird in Abschnitt 4.2.4 näher eingegangen. Der Bediener interagiert dabei über eine Mensch-Maschine-Schnittstelle (Human-Machine-Interface, HMI) mit dem System und kann somit die Echtzeitdaten des Betriebs einsehen oder manipulieren. Als HMI fungieren in den allermeisten Fällen Bildschirm, Tastatur und Maus. Über das HMI kommuniziert der Anwender mit der sogenannten Master-Terminal-Unit (MTU), also der Steuereinheit des Systems. Dabei handelt es sich zumeist um einen Computer, allerdings kann auch ein eigens dafür entwickelter und programmierter Microcontroller oder andere spezielle Lösungen zur Anwendung kommen. Die MTU kann bei geeigneter Programmierung den Betrieb des Systems auch ohne das Eingreifen eines Bedieners weiterhin steuern und überwachen, indem sie Befehle in einem festgelegten Intervall oder auf Basis von Ereignissen ausführt. Die Funktionen der MTU können durch Hilfseinrichtungen, wie beispielsweise externe Datenspeicher, erweitert werden [62, 63]

Die MTU kommuniziert wiederum mit einer oder mehreren Remote-Terminal-Units (RTU). Im einfachsten Fall handelt es sich dabei um eine einzige RTU, allerdings sind auch Systeme mit einigen hundert möglich. Theoretisch sind hier nach oben keine Grenzen gesetzt. Die Kommunikation geschieht dabei entweder über Kabel oder Funk. Im allgemeinen Fall sind auch Modem einzusetzen, um die Datenübertragung zu ermöglichen. Jede RTU muss in der Lage sein, zu erkennen, ob eine Nachricht an sie gerichtet ist, diese zu dekodieren, gemäß der empfangenen Nachricht zu agieren, eine Antwort zu senden, falls notwendig die Nachricht zu ignorieren und auf eine andere zu warten. Zu beachten ist hier, dass sowohl die MTU als auch eine RTU Daten senden und auch empfangen kann. Die benötigte Datenrate kann hier je nach Dynamik des Systems sehr gering ausfallen. Zur Überwachung-, Steuerung- und Messung gerade von elektrischen Größen sind allerdings zumeist dennoch große Datenraten erforderlich. [62, 63]

Das korrekte Handeln auf eine empfangene Nachricht kann einige komplexe Prozesse erfordern, wie beispielsweise den Ist-Zustand zu kontrollieren und diesen mit dem Soll-Zustand zu vergleichen, Steuersignale auszusenden, um einen Aktuator zu bedienen und den neuen Zustand an die MTU zu senden. [62, 63]

Neben der MTU und den RTUs besteht ein SCADA-System weiters aus Sensoren und Aktuatoren, wodurch der Zustand des eigentlichen Systems überwacht und verändert werden kann. [62, 63] In Abbildung 22 ist ein beispielhaftes Schema eines SCADA-Systems mit den vorgestellten Komponenten dargestellt.

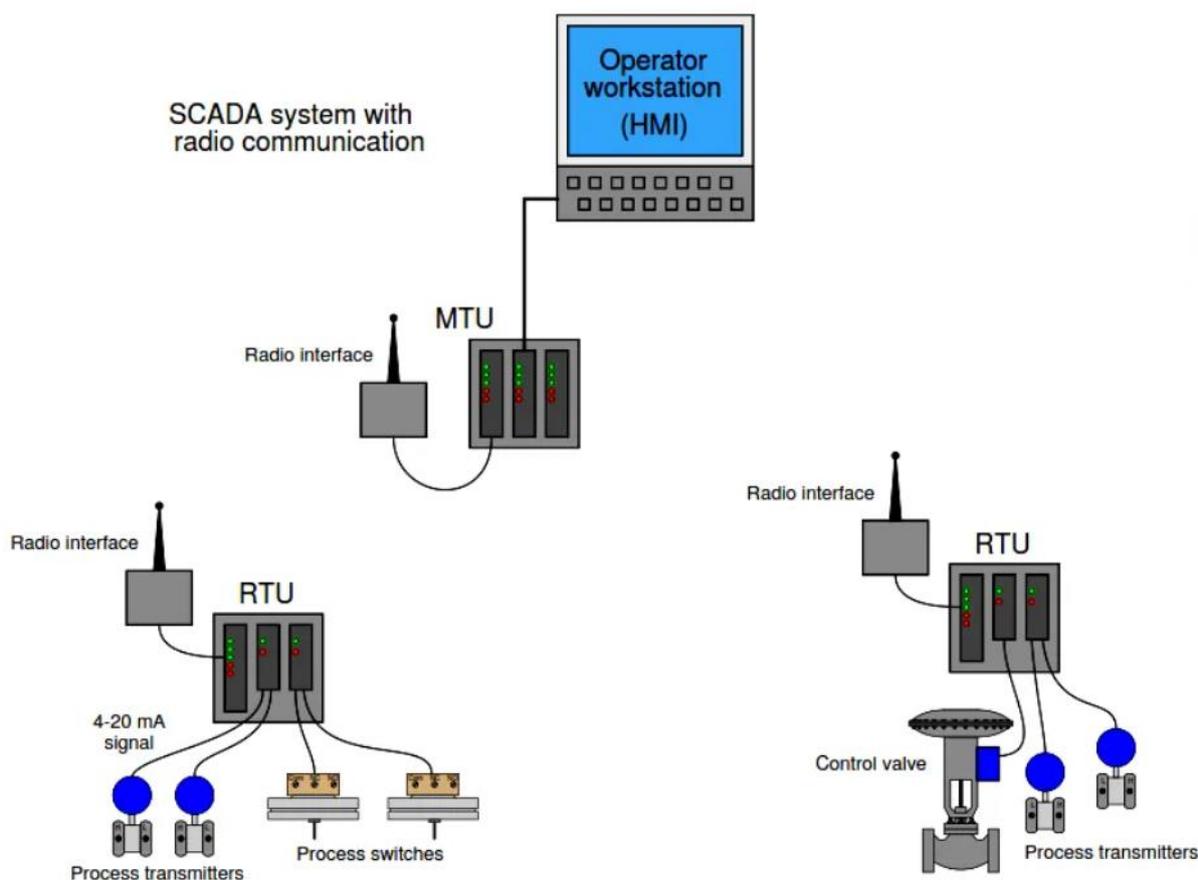


Abbildung 22: Beispielhaftes SCADA-Schema [64]

Als HMI kommen in dieser Arbeit ein Computer mit Bildschirm, Maus und Tastatur zum Einsatz. Als MTU wird ein CompactRIO (cRIO)-System der Firma National Instruments (NI) verwendet. Dieses besitzt einen eigenen Controller mit einem Prozessor, auf dem ein Linux Real-Time Betriebssystem läuft. Das Chassis des cRIO kann unterschiedliche I/O-Module aufnehmen, wodurch Sensorsignale empfangen und Aktuatorssignale gesendet werden können. [65]

Die verwendeten Geräte des PHIL-Aufbaus können direkt mit dem cRIO kommunizieren und sind daher als RTUs anzusehen. Diese verfügen auch über interne Sensoren und Aktuatoren, um ihren Zustand abzufragen und zu verändern. Werden externe Aktuatoren benötigt,

werden diese im Versuchsaufbau berücksichtigt und können von den jeweiligen RTUs angesteuert werden. Die Kommunikation zwischen RTUs und MTUs verwendet Modbus, auf das im nachfolgenden Abschnitt eingegangen wird.

4.2.2 Modbus

Zur fehlerfreien Kommunikation müssen die Datennachrichten eindeutig kodiert und dekodiert werden können. Dazu wird nach einem Protokoll vorgegangen, welches die Kodierung vorgibt. Als de-facto Industriestandard hat sich dabei Modbus durchgesetzt, welches auch in dieser Arbeit zur Anwendung kommt. Dabei handelt es sich um ein offenes, frei verfügbares Protokoll, welches nach dem Master-Slave-Prinzip aufgebaut ist. Das heißt, dass nur der Master (MTU) eine Anfrage stellen kann. Dementsprechend müssen zur Überwachung des Systems in Intervallen laufend Abfragen an die Slaves (RTUs) gesendet werden, um eine Rückmeldung auszulösen. [63]

Zur Modbus-Kommunikation wird ein einfaches Protokoll festgelegt, welches die Funktion und die Daten der Nachricht trägt. Der Teil der die eigentliche Nachricht enthält wird Protocol Data Unit (PDU) genannt wird. Diese wird nach einem Übertragungsprotokoll in eine Application Data Unit (ADU) eingebettet. Es existieren dabei drei Datenübertragungsarten: Modbus/ASCII, Modbus/RTU und Modbus/TCP. ASCII steht dabei für American Standard Code for Information Interchange und TCP für Transmission Control Protocol. Bei Modbus/RTU und Modbus/TCP werden die Daten in binärer Form und bei Modbus/ASCII in ASCII-Code übertragen. Die binäre Form kann dabei wesentlich schneller übertragen werden, allerdings hat die ASCII-Form den Vorteil, dass sie von Menschen leichter entschlüsselt werden kann. Modbus/RTU wird für serielle Schnittstellen verwendet. Im Gegensatz dazu ist Modbus/TCP speziell für Ethernet entwickelt. Der Unterschied zwischen Modbus/RTU und Modbus/TCP liegt außerdem im Aufbau der ADU. [66]

Eine Modbus/RTU-Nachricht besteht aus vier sogenannten Frames. Diese Frames beinhalten der Reihe nach die Information für Adresse, Funktion, Nachricht und Fehlerüberprüfung. Abbildung 23 zeigt den Aufbau einer Modbus/RTU-Nachricht. [63, 67]

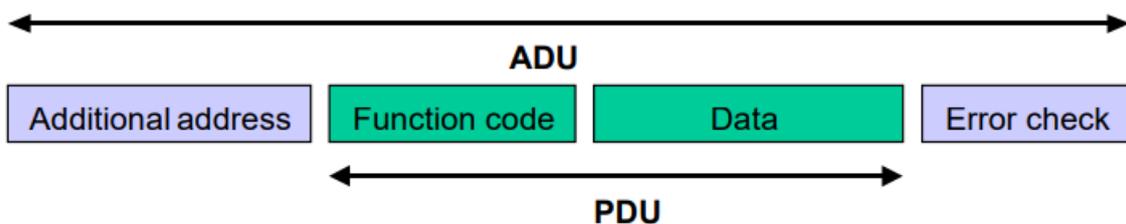


Abbildung 23: ADU einer Modbus/RTU-Nachricht [67]

Im Adressfeld setzt der Master die Adresse des zu adressierenden Slaves. Sendet der Slave eine Nachricht, schreibt er an diese Stelle seine eigene Adresse, damit der Master feststellen kann, welcher Slave die Nachricht gesendet hat. Das Funktionsfeld enthält die Information, nach welcher Art (beispielsweise Schreiben oder Lesen) die Nachricht, welche im Nachrichtenfeld gesetzt wird, zu interpretieren ist. Das Fehlerüberprüfungsfeld dient dazu die Vollständigkeit und Gültigkeit der ADU zu überprüfen. [63, 66]

Im Gegensatz dazu verwendet Modbus/TCP sogenannte Transmission Control Protocol/Internet Protokoll (TCP/IP)-Pakete, welche aus den folgenden sechs Frames aufgebaut sind: Transaktionsnummer, Protokollzeichen, Zahl der noch folgenden Bytes, Adresse, Funktion, Nachricht. Für Modbus/TCP ist immer der TCP-Port 502 reserviert. Die ersten vier Frames bilden gemeinsam den sogenannten Modbus Application Protocol Header (MBAP Header). In Abbildung 24 sieht man den Aufbau einer Modbus/TCP-Nachricht. [66, 67]

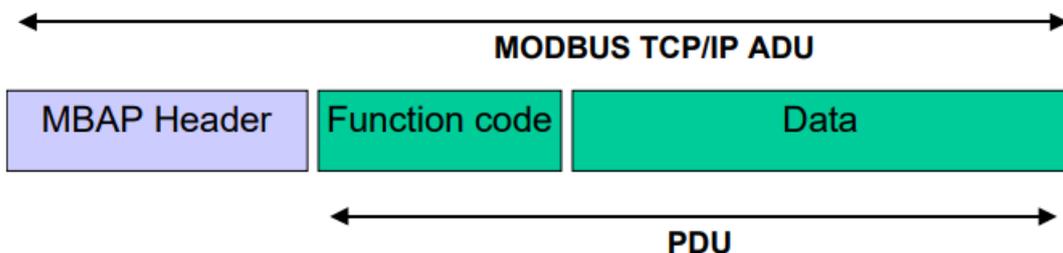


Abbildung 24: ADU einer Modbus/TCP-Nachricht [67]

Für die Kommunikation zwischen den Teilnehmern des SCADA-Systems wird in dieser Arbeit Modbus/TCP verwendet.

4.2.3 Messdatenerfassung und -aufzeichnung

Wie erwähnt, werden die internen Sensoren der verwendeten Geräte genutzt, um deren Zustand und Ein- und Ausgangsgrößen während des Betriebs zu überwachen. Die Messdaten, welche zur eigentlichen Charakterisierung von Interesse sind, werden über externe Sensoren an den entsprechenden Stellen vermessen, aufgezeichnet und erst später ausgewertet. In Tabelle 1 sind die zu erfassenden Messgrößen aufgelistet. Einige dieser Werte können auch von den verwendeten Geräten ausgelesen werden. Die ausgelesenen Werte werden allerdings nur zur Überwachung des Systems im laufenden Betrieb herangezogen. Durch die Entkopplung der tatsächlichen Messdatenerfassung vom Monitoring werden die Daten möglichst definiert, reproduzierbar und frei von Störgrößen aufgenommen. Die Genauigkeit kann durch die Auswahl der eingesetzten Sensoren gewählt werden. Zudem sind stark zeitaufgelöste Messergebnisse gefordert, da neben den Wirkungsgraden, besonders die hochfrequenten Spannungs- und Stromrippel von Interesse sind. Eine Ausnahme bildet dabei die Erfassung der aufgenommenen Versorgungsspannung und des Versorgungsstroms des

EUT. Diese werden aus dem speisenden Netzteil ausgelesen, da diese nicht zeitaufgelöst betrachtet wird und hier keine hohen Genauigkeiten gefordert sind.

Tabelle 1: Zu erfassende Messgrößen

Nummer	Bezeichnung	Größe	Einheit
1	Netzphasenspannung u_{L1}	Spannung	V
2	Netzphasenspannung u_{L2}	Spannung	V
3	Netzphasenspannung u_{L3}	Spannung	V
4	Neutralleiterspannung u_N	Spannung	V
5	Netzphasenstrom i_{L1}	Strom	A
6	Netzphasenstrom i_{L2}	Strom	A
7	Netzphasenstrom i_{L3}	Strom	A
8	Obere Zwischenkreisspannungshälfte u_{HV+}	Spannung	V
9	Untere Zwischenkreisspannungshälfte u_{HV-}	Spannung	V
10	Zwischenkreis-Mittelpunktspannung u_{MP}	Spannung	V
11	Zwischenkreisstrom i_{HV}	Strom	A
12	rSOC-Spannung u_{LV+}	Spannung	V
13	rSOC-Strom i_{LV}	Strom	A
14	Versorgungsspannung U_{supply} (von RTU ausgelesen)	Spannung	V
15	Versorgungsstrom I_{supply} (von RTU ausgelesen)	Strom	A

Die analogen Eingangssignale werden durch den cRIO in diskrete Werte umgesetzt. Dazu muss eine Abtastfrequenz F_S (Sample frequency) vorgegeben werden, nach welcher das kontinuierliche Signal unterteilt wird. Dabei ist wichtig zu beachten, dass die Wahl der Abtastfrequenz vorgibt, wie fein das ursprüngliche Signal aufgelöst werden kann. Das Verhältnis der Frequenz des ursprünglichen Signals und der Abtastfrequenz ist ausschlaggebend, ob es zu sogenannten Aliasing-Effekten kommt. Das bedeutet, dass aus den diskreten Messwerten, das eigentliche Signal nicht reproduziert werden kann. Ist die Abtastfrequenz zu klein, kann das tatsächliche, höherfrequente, kontinuierliche Signal nicht korrekt aufgeschlüsselt werden. Da die Frequenz des zu erfassenden Signals im Allgemeinen

nicht bekannt ist, kann daher keine Aussage über den tatsächlichen Kurvenverlauf getroffen werden. [68]

Es gilt, dass nur eine Signalfrequenz, die kleiner als die halbe Abtastfrequenz ist, eindeutig als solche erkannt werden kann. Dieser Zusammenhang wird Abtasttheorem oder Nyquist-Theorem genannt und ist durch Gleichung (4-4) formelmäßig ausgedrückt. [68]

$$f_{signal} \leq f_{Nyquist} < \frac{F_S}{2} \quad (4-4)$$

Neben der Abtastfrequenz ist auch die Anzahl der aufgenommenen Werte N_s (Number of samples) ein wichtiger Parameter zur diskreten Erfassung kontinuierlicher Signale. Bei einer festgelegten Abtastfrequenz bestimmt die Anzahl der aufgenommenen Werte, über welche Zeitdauer das Signal betrachtet wird. Wird das Signal durch eine Fourier-Analyse vom Zeitbereich in den Frequenzbereich übertragen, ist durch die Parameter Abtastfrequenz F_S und Anzahl der aufgenommenen Werte N_s die Frequenzauflösung bestimmt. Die eben beschriebenen Zusammenhänge werden durch Gleichung (4-5) beziehungsweise (4-6) verdeutlicht.

$$\frac{N_s [\text{samples}]}{F_S [\text{samples per second}]} = \text{betrachteter Zeitbereich} [\text{seconds}] \quad (4-5)$$

$$\frac{F_S [\text{samples per second}]}{N_s [\text{samples}]} = \text{Frequenzauflösung} [\text{Hz}] \quad (4-6)$$

Für die Datenerfassung wurde die höchstmögliche Abtastfrequenz des verwendeten cRIO-Systems von 50000 Hz gewählt. Es werden je Messung und Messgröße 10000 samples aufgenommen. Dadurch ergeben sich ein betrachteter Zeitbereich von 0,2 s und eine Frequenzauflösung von 5 Hz. Gemäß dem Nyquist-Kriterium können bei dieser Abtastfrequenz nur Signale mit einer Frequenz bis 25000 Hz aufgenommen werden, ohne dass es zu Aliasing-Effekten kommt.

$$\frac{10000 [\text{samples}]}{50000 [\text{samples per second}]} = 0,2 [\text{seconds}] \quad (4-7)$$

$$\frac{50000 [\text{samples per second}]}{10000 [\text{samples}]} = 5 [\text{Hz}] \quad (4-8)$$

Die Messdatenerfassung erfolgt direkt an der MTU. Wird vom Bediener der Befehl zur Messung gegeben, wird das SCADA-System gestoppt. Die an den Analogeingängen anliegenden Signale werden mit vorgegebener Anzahl und Abtastfrequenz aufgenommen und als comma-separated-values (csv)-Dateien auf dem Speicher der MTU abgespeichert. Erst

danach wird das SCADA-System wieder gestartet und die anderen Funktionen Überwachung und Steuerung stehen dem Benutzer wieder zur Verfügung. Das Unterbrechen aller anderen Prozesse dient dem Freimachen der vollen Prozessorleistung für die Datenerfassung. Dadurch soll so gut wie möglich sichergestellt werden, dass der Zeitraum zwischen zwei Abtastpunkten für alle aufgenommenen Werte immer exakt gleich gehalten wird und sich über die Aufzeichnungsdauer nicht verschiebt. Die Aufzeichnung muss so gut als möglich simultan erfolgen. Würden die Channels hintereinander abgetastet werden, wäre beispielsweise eine scheinbare Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom erkennbar, die allein durch die zeitverzögerte Erfassung resultieren würde.

Für $F_s = 50000$ samples per second, $N_s = 10000$ samples, 13 Channel und simultaner Erfassung muss die MTU pro Messung 130000 Werte innerhalb von 0,2 s aufzeichnen. Nachdem die gewünschten Versuche abgeschlossen sind, können diese von der MTU auf den Computer des Benutzers übertragen und so zur späteren Auswertung zugänglich gemacht werden.

4.2.4 Software

Zur Erstellung des Echtzeitprogramms des cRIO und der damit verbundenen Steuerung des Gesamtsystems wurde LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) von NI eingesetzt. LabVIEW ist eine grafische Programmierumgebung, deren Hauptanwendungsgebiete die Mess-, Regel- und Automatisierungstechnik sind. Ein LabVIEW-Programm wird VI (Virtual Instrument) genannt. Die Bedienoberfläche teilt sich auf in Frontpanel und einem Blockdiagramm. Das Frontpanel dient dabei als Schnittstelle für den Anwender mit dem VI. Im Blockdiagramm wird der funktionelle, grafische Code, welcher den Ablauf des Programms steuert, erzeugt. Es stehen einige Eingabe- und Anzeigeelemente über eine Elementpalette für das Frontpanel zur Verfügung, welche jeweils auch ein korrespondierendes Element im Blockdiagramm haben. Im Blockdiagramm stehen außerdem Funktionselemente, wie mathematische Operatoren, Array-Funktionen oder Strukturen, wie If-Statements, Schleifen- oder Event-Strukturen zur Verfügung. [69]

In LabVIEW kommt eine sogenannte Datenflussprogrammierung zur Anwendung. Diese ist ähnlich anderen, textbasierten Programmiersprachen. Die Datenflussprogrammierung ist aufgebaut aus funktionellen Nodes die über Data-Wires miteinander verbunden sind. Über die Wires werden Daten von den Ausgangsterminals eines Funktionselements zum Eingangsterminal eines anderen Elements gesendet. Im Funktionselement wird entsprechend seiner Funktion eine Operation ausgeführt. So wie in anderen Programmiersprachen gibt es Datentypen, wie Integer, Double, Boolean oder String. Ein Vorteil des Datenflussprinzips ist der einfache Einsatz vorgefertigter Funktionseinheiten. So können komplexe Operationen nur durch ihre Ein- und Ausgangsparameter dargestellt werden. Zusammenhängende Funktionsblöcke können als sogenannte SubVIs zusammengefasst werden. Diese sorgen nicht

nur für eine übersichtlichere Codestruktur, sondern machen auch die Wiederverwendung funktionaler Codeblöcke sehr einfach. [69]

Für LabVIEW stehen mehrere Module zur Verfügung, welche je nach Anwendung, passende vorgefertigte Programme mit sich bringen. In dieser Arbeit wurde das LabVIEW Real-Time-Module verwendet, welches es erlaubt auf dem verwendeten cRIO Echtzeitanwendungen laufen zu lassen. Diese werden innerhalb der LabVIEW-Programmierungsumgebung auf dem eigenen Computer entwickelt und dann auf dem cRIO in Echtzeit ausgeführt, um die Anforderungen des SCADA-Systems zu erfüllen. [70]

4.3 Auswertung

Wie in Abschnitt 4.2.3 beschrieben, werden die aufgezeichneten Messdaten nach abgeschlossener Versuchsdurchführung von der MTU auf den Computer des Anwenders verschoben, um diese erst im Anschluss auszuwerten. Prinzipiell sind die Berechnungen und Erzeugung der Graphen auch in LabVIEW möglich, allerdings beeinflusst eine fest programmierte Auswertung nicht nur die Laufzeit des Programms, im Allgemeinen steht zu Beginn auch noch nicht fest, welche neuen Informationen durch die aufgezeichneten Messdaten gewonnen werden können und wie diese am besten dargestellt werden sollen. Daher soll während der Versuchsdurchführung das Hauptaugenmerk auf die Einstellung definierter Betriebspunkte und einer möglichst gering fehlerbehafteten Messung liegen.

Die anschließende Auswertung erfolgt mit der Software Matlab (Matrix Laboratory) der Firma MathWorks. Die csv-Dateien werden eingelesen, um die gewünschten Berechnungen durchzuführen. Ein Vorteil dabei ist, dass ein Auswertungsskript geschrieben werden kann, welches für weitere Versuchsreihen die Auswertung automatisch durchführt, solange diese das gleiche Format besitzen. Außerdem verspricht Matlab eine starke Rechengeschwindigkeit bei der numerischen Behandlung von Datensätzen.

Die aufgenommenen Daten werden in Diagrammen dargestellt, um den zeitlichen Verlauf der elektrischen Größen für die einzelnen Betriebspunkte sichtbar zu machen.

Aus den in Tabelle 1 angegebenen Messgrößen sollen die Leistungen, welche netzseitig, zwischenkreisseitig und rSOC-seitig während der gefahrenen Betriebspunkte aufgetreten sind, ermittelt werden. Dazu wird die Berechnung der Wirkleistung nach Gleichung (3-42) durchgeführt. Da keine kontinuierlichen Funktionen, sondern Arrays diskreter Werte vorliegen, wandelt sich das Integral zur Aufsummierung der einzelnen Werte um. Die Wirkungsgrade sollen für jede Zwischenstufe berechnet werden und ergeben sich aus den Verhältnissen der Wirkleistungen.

Der Ripplestromanteil der Gleichspannungs- und Gleichstromwerte im Zwischenkreis und niederspannungsseitig wird für jeden Betriebspunkt betrachtet. Zur Quantifizierung wird der größte auftretende Spitze-Spitze-Wert zum Gleichwert ins Verhältnis gesetzt und in Prozent ausgedrückt.

Weiters soll eine harmonische Analyse, wie sie in Abschnitt 3.2.3.1 erläutert wurde, durchgeführt werden, um Einsicht über die vorhandenen Oberschwingungen zu erhalten. Auch hier besteht das Problem, dass nur diskrete Werte zur Verfügung stehen, weshalb eine sogenannte Diskrete-Fourier-Transformation (DFT) durchgeführt werden muss. Die Fourier-Koeffizienten F_j der DFT lassen sich für eine Sequenz von N_S diskreter Werte f_k nach Gleichung (4-9) berechnen. [68, 71]

$$F_j = \frac{1}{N_S} \sum_{k=0}^{N_S-1} f_k e^{\frac{-2\pi i j k}{N_S}} \quad (4-9)$$

Die komplexen Fourier-Koeffizienten F_j der DFT entsprechen den komplexen Fourier-Koeffizienten c_v der Fourier-Transformation für kontinuierliche Funktionen. Dabei ist c_v die komplexe Kombination der in den Gleichungen 3-33 und 3-34 eingeführten Koeffizienten a_v und b_v . Wie dargelegt, entspricht a_v dem Koeffizienten für die Kosinus- und b_v dem Koeffizienten für die Sinus-Anteile der nach Fourier zerlegten Funktion. Kosinus und Sinus sind über die Euler'schen Identität (Gleichung(4-10)) mit der Exponentialfunktion verbunden. [68, 71]

$$e^{iat} = \cos at + i \sin at \quad (4-10)$$

Die Fourier-Koeffizienten c_v und ihre konjugiert Komplexen c_v^* ergeben sich mit a_v und b_v nach den Gleichungen (4-11) und (4-12). Die Amplitude des jeweiligen Frequenzanteils ergibt sich folglich aus dem doppelten Betrag des Fourier-Koeffizienten. [68, 71]

$$c_v = \frac{1}{2}(a_v - ib_v) \quad (4-11)$$

$$c_v^* = \frac{1}{2}(a_v + ib_v) \quad (4-12)$$

Durch die konjugiert komplexen Koeffizienten c_v und c_v^* kommt es formal zu sogenannten „negativen“ Frequenzen, welche keine physikalische Bedeutung haben. Es wird von zweiseitigen Spektren gesprochen. Diese ergeben sich auch bei den Koeffizienten F_j der DFT. Die „negativen“ Frequenzen treten hier für alle Ergebnisse oberhalb von $N_S/2$ auf. Bei der Auswertung ist dabei also darauf zu achten, dass diese Ergebnisse ohne physikalische Relevanz sind. Betrachtet man nur die Amplitudenwerte der einzelnen Frequenzen, beobachtet man

eine Spiegelung des Spektrums ab $N_s/2$. Es ist stets vorausgesetzt, dass das Abtasttheorem nach Gleichung (4-4) erfüllt ist. Abbildung 25 zeigt das Auftreten der „negativen“ Frequenzen (schwarz) für die Fourier-Koeffizienten von kontinuierlichen Funktionen (hier \underline{c}_m) und für die DFT (hier $X[m]$). [68, 71]

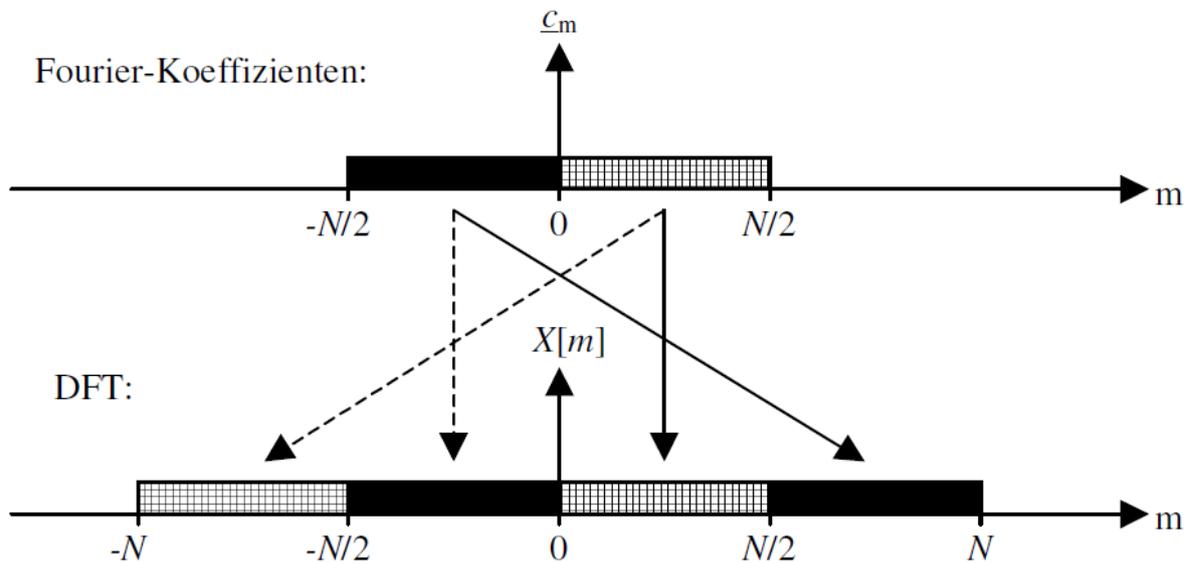


Abbildung 25: Auftreten "negativer" Frequenzen (schwarz) im Spektrum der DFT [68]

Die Berechnung des vollständigen Spektrums der DFT ist mit hohem Rechenaufwand verbunden, da N_s^2 komplexe Multiplikationen durchgeführt werden müssen. Der Rechenaufwand steigt also quadratisch mit N_s . Durch die Periodizität der vorhandenen Winkelfunktionen sind allerdings sehr viele der Berechnungen redundant. Aus dieser Beobachtung wurde der FFT (Fast-Fourier-Transformation) -Algorithmus entwickelt, der diese redundanten Berechnungen vermeidet. Die Komplexität der Berechnung kann so von $O(N^2)$ auf $O(N \ln N)$ reduziert werden. Bei der FFT handelt es sich also um eine effiziente Methode, die DFT für große N_s zu berechnen. Die Ergebnisse der DFT und FFT sind dieselben. [68, 71]

Im Gegensatz zur kontinuierlichen Fourier-Transformation existieren die Koeffizienten F_j der DFT nicht für alle Frequenzen sondern nur für äquidistante Bereiche, sogenannten Frequenz-„Bins“. Die Größe dieser Bins ist durch die Anzahl der diskreten Werte N_s und die Abtastfrequenz F_s gegeben und bestimmt so die Frequenzauflösung der Analyse. Sie wird, wie in Gleichung (4-6) angegeben, berechnet. [68, 71]

Zur Durchführung der harmonischen Analyse wird in dieser Arbeit die FFT angewandt. Es ergibt sich eine Frequenzauflösung von 5 Hz. Zur Berechnung der FFT stehen in Matlab vorgefertigte Funktionen zur Verfügung. Die Ergebnisse werden in einem Amplituden-Frequenz-Diagramm dargestellt.

5 VERSUCHSAUFBAU UND -DURCHFÜHRUNG

Nach den eben in Abschnitt 4 dargelegten Methodiken wurde ein Versuchsaufbau konzipiert, realisiert und zur Messdatenerfassung verwendet. Der Aufbau und die Versuchsdurchführung sollen in diesem Kapitel zur Nachvollziehbarkeit der damit gewonnenen Ergebnisse beschrieben werden.

Dazu gehören auch die Analyse der Spannungs-Strom-Charakteristik des rSOC-Systems, um geeignete Leistungselektronikkomponenten auszuwählen, welche die Rahmenbedingungen der rSOC erfüllen. Diese müssen in die PHIL-Umgebung integriert und in Betrieb genommen werden. Weiters muss ein Messsystem ausgewählt und implementiert werden, um die elektrischen Größen, welche von Interesse sind, aufnehmen zu können. Zur Steuerung und Überwachung der Betriebsgrößen wurde ein LabVIEW-Programm entwickelt, welches ebenfalls in diesem Abschnitt präsentiert werden soll. Dieses steuert auch die Messdatenerfassung. Es soll zunächst ein Überblick über den Gesamtaufbau gegeben werden, welcher in den folgenden Unterabschnitten genauer behandelt wird.

Abbildung 26 zeigt den Gesamtaufbau als Blockschaltbild inklusive der Kommunikationsverbindungen und der Messstellen.

Die Bezeichnungen der verwendeten Geräte sind in Tabelle 2 auf Seite 59 angegeben und über die vergebene Nummer mit der Darstellung in Abbildung 26 referenziert. Weiters ist in Tabelle 2 die Funktion des jeweiligen Geräts angeführt. In der Spalte SCADA ist vermerkt, ob das Gerät mit dem SCADA-Programm kommuniziert. Wie bereits erwähnt, erfolgt die Datenerfassung am cRIO entkoppelt von der Überwachungs- und Steuerungsfunktion. Die eingesetzten Messgeräte sind in Tabelle 7 auf Seite 70 angegeben. Während der Versuche wurde stets auch ein Oszilloskop zu Validierung der erhaltenen Messergebnisse eingesetzt. Dieses ist in Abbildung 26 nicht mit dargestellt, da es nicht zum eigentlichen Aufbau gehört und seine Anschlüsse flexibel verwendet wurden. In Tabelle 2 ist es als optional vermerkt. Auch das Oszilloskop kann über das SCADA-System gesteuert und ausgelesen werden.

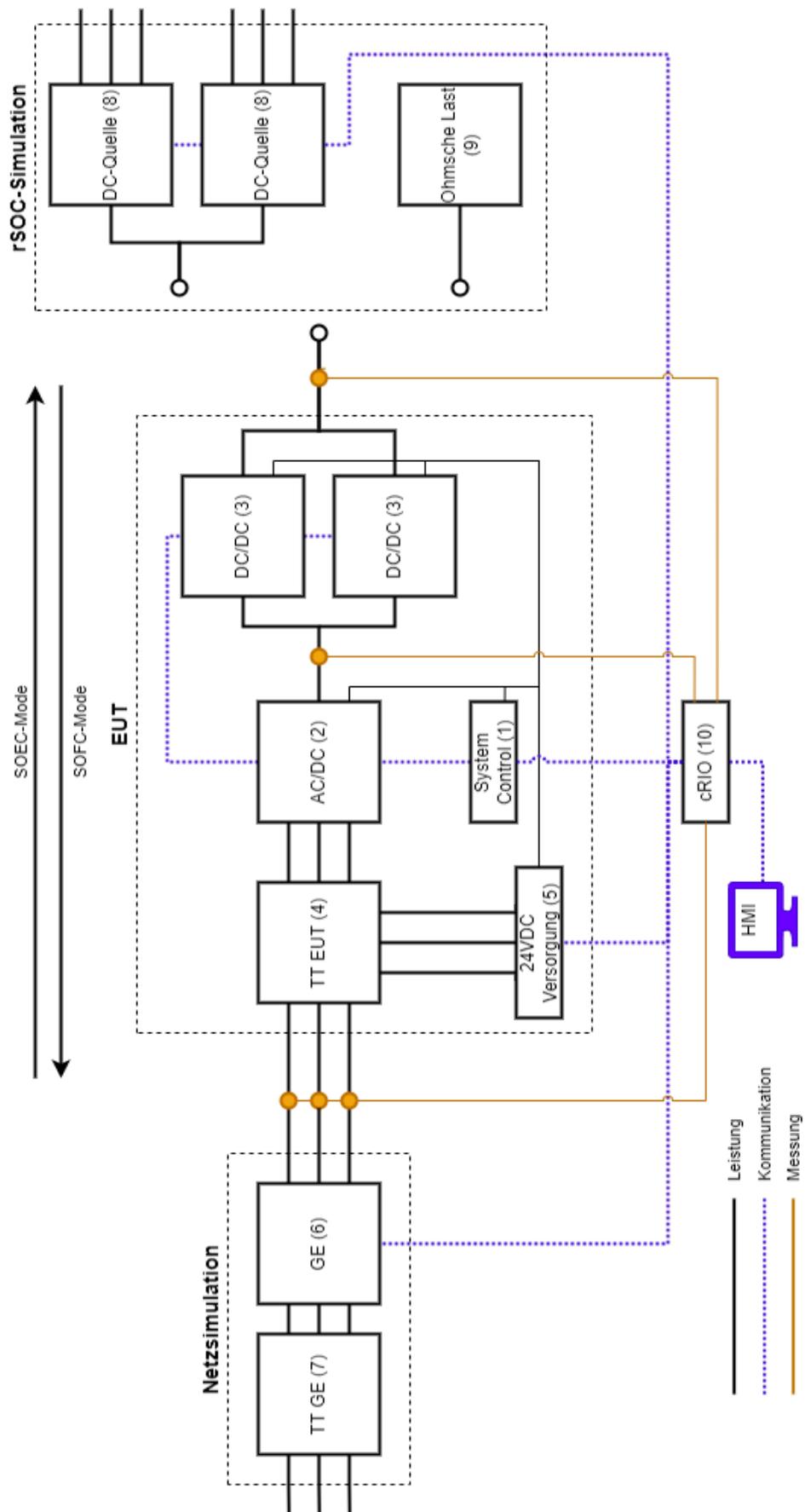


Abbildung 26: Blockschaltbild des Gesamtaufbaus

Tabelle 2: Verwendete Geräte

Nummer	Anzahl	Bezeichnung	Funktion	SCADA
1	1	Trumpf TruConvert System Control	EUT	X
2	1	Trumpf TruConvert AC3025	EUT	X
3	2	Trumpf TruConvert DC1030	EUT	X
4	1	bächli BDVU25000	EUT	
5	1	Elektro Automatik PSI 9750-40 WR	EUT	X
6	1	cinergia GE&EL+100vAC	Netzsimulation	X
7	1	Salicru T-110C 3x400+N	Netzsimulation	
8	2	Elektro Automatik PSI91000-40 WR	rSOC-Simulation	X
9	1	Frizlen BW83	rSOC-Simulation	
10	1	NI CompactRIO 9045	SCADA MTU	X
11	1	Tektronix TBS 2000 (optional)	Validierung	X

Aufgrund der vorliegenden Anordnung eignet sich eine getrennte Betrachtung des Gesamtaufbaus als Unterteilung in Leistungssystem und Messsystem. Demnach sind die nachfolgenden Abschnitte gegliedert.

5.1 Leistungssystem

Das Leistungssystem beinhaltet alle Komponenten, welche den gesteuerten Leistungsfluss führen. Zusätzlich wird auch die DC-Quelle, welche die 24 VDC-Versorgung des TruConvert-Systems bereitstellt, dazugezählt, obwohl diese nicht vom eigentlichen Leistungsfluss direkt betroffen ist. Die DC-Quelle ist aber dem EUT zugehörig und wird indirekt vom Leistungsfluss insofern beeinflusst, da das TruConvert-System bei höherer geführter Leistung auch mehr Versorgungsleistung zieht. Alle Komponenten des Leistungssystems, die nach Tabelle 2 mit dem SCADA-System direkt kommunizieren können, gelten nach Abschnitt 4.2.1 als RTU. Da der verwendete Lastwiderstand die einzige Komponente ist, die eine manuelle Bedienung erfordert, ist dieser am nächsten zur HMI des Anwenders platziert.

Abbildung 27 und Abbildung 28 zeigen den tatsächlichen Laboraufbau. Alle Komponenten außer dem EUT sind feste Bestandteile der PHIL-Infrastruktur am Lehrstuhl für

Energieverbundtechnik. Dennoch müssen diese dem Aufbau nach Abbildung 26 entsprechend verschalten werden, um die Funktion des TruConvert-Systems zu ermöglichen.

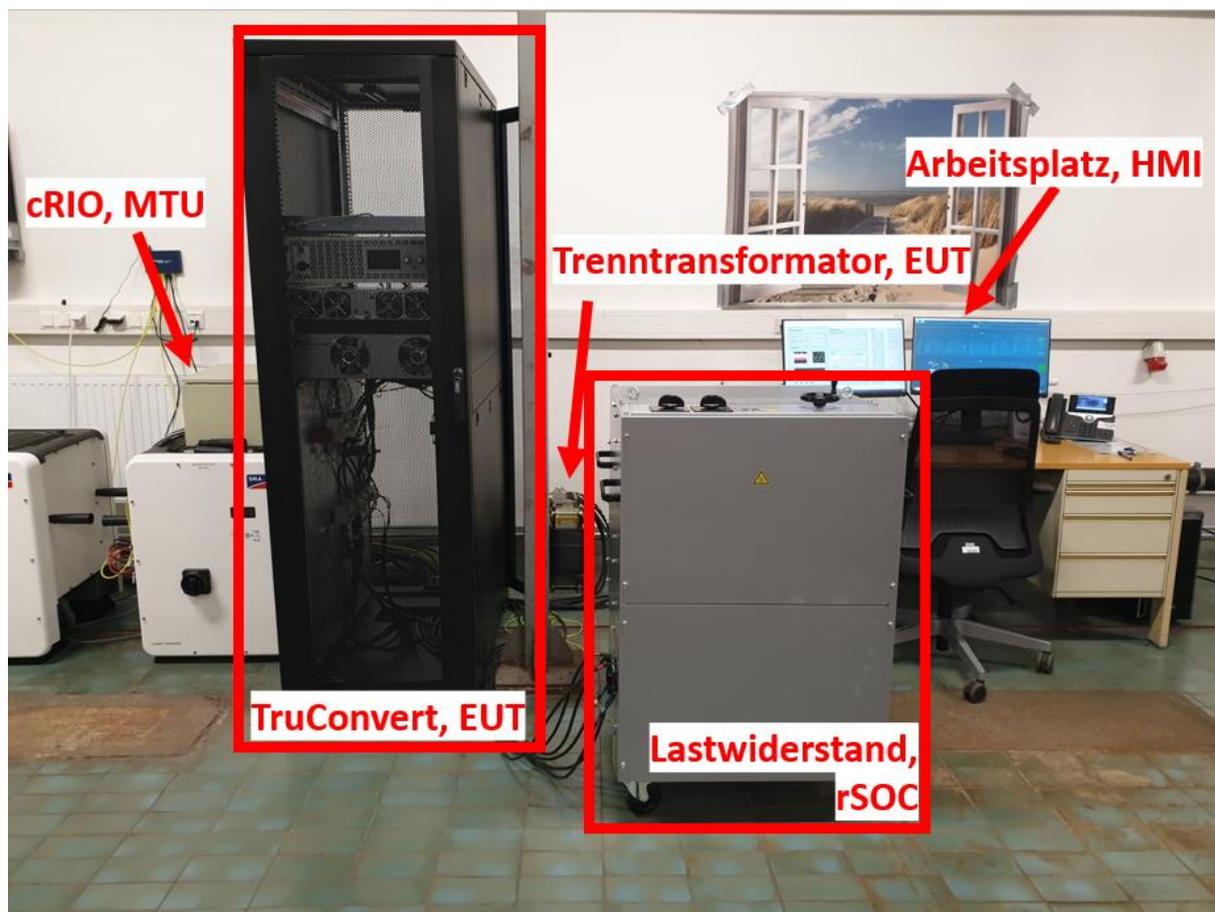


Abbildung 27: Gesamtaufbau 1

Dazu muss bei der Wahl der verwendeten Kabel auf die Strombelastbarkeit und Verlegeart geachtet werden. Weiters war es ein Kriterium der Versuchsaufbauplanung, dass die Adaptierung und Erweiterung des bestehenden PHIL-Aufbaus nach Möglichkeit bereits vorhandene Komponenten nutzt und neue Anschaffungen auch für zukünftige Projekte einsetzbar sind. Die verwendeten Hallsensoren (siehe Abschnitt 5.2) wurden von einer früheren Anwendung entnommen. Der Lastwiderstand und das Rack, in dem das EUT angeordnet ist, wurden eigens angeschafft. Beide sind für den eigentlichen Versuchsaufbau überdimensioniert, um diese auch bei zukünftigen, größeren Anwendungen einsetzen zu können.

Als Dimensionierungsgrundlage wird immer die zu vermessende rSOC-Kennlinie herangezogen. Daraus ergeben sich die Rahmenbedingungen, bei denen ein sicherer Betrieb des Versuchsaufbaus gegeben sein muss. Auf die Kennlinie wird im folgenden Abschnitt eingegangen.

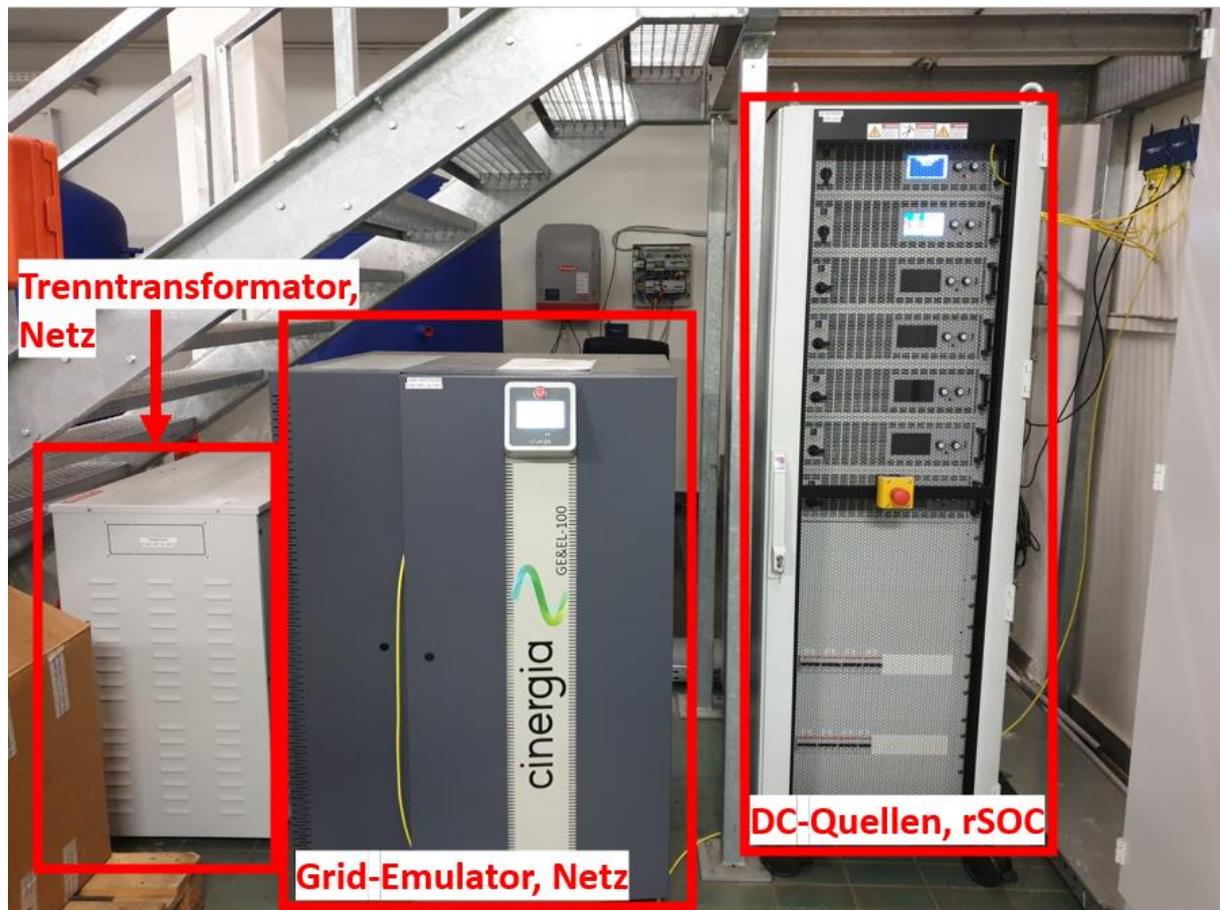


Abbildung 28: Gesamtaufbau 2

5.1.1 rSOC-Kennlinie

Die zu untersuchende Leistungselektronik muss einen Betrieb bei den elektrischen Parametern entsprechend der Kennlinie eines rSOC-Systems, wie sie in Abschnitt 3.1.2.3 beschrieben wurde, ermöglichen. Dazu wird die Kennlinie, wie sie in Abbildung 29 dargestellt ist, angenommen und als Auswahlkriterium eines geeigneten Systems herangezogen.

Die elektrischen Rahmenbedingungen der Kennlinie sind in Tabelle 3 angegeben. Es ist zu erkennen, dass nur die ohmsche Polarisierung berücksichtigt wird, wodurch sich eine lineare Spannungs-Strom-Charakteristik ergibt. Das Vorzeichen des Stroms entspricht der in Abschnitt 3.1.2.3 bereits eingeführten Konvention. Ein positives Vorzeichen bedeutet einen Stromfluss von der Zelle ins Netz (SOFC) und ein negatives bedeutet, dass der Strom vom Netz zur Zelle fließt (SOEC).

Tabelle 3: Elektrische Rahmenbedingungen des rSOC-Systems

Betriebsmodus	U [VDC]	I [ADC]	P [W]
SOEC	236	-80	18800
	156	0	0
SOFC	175	0	0
	120	50	6000

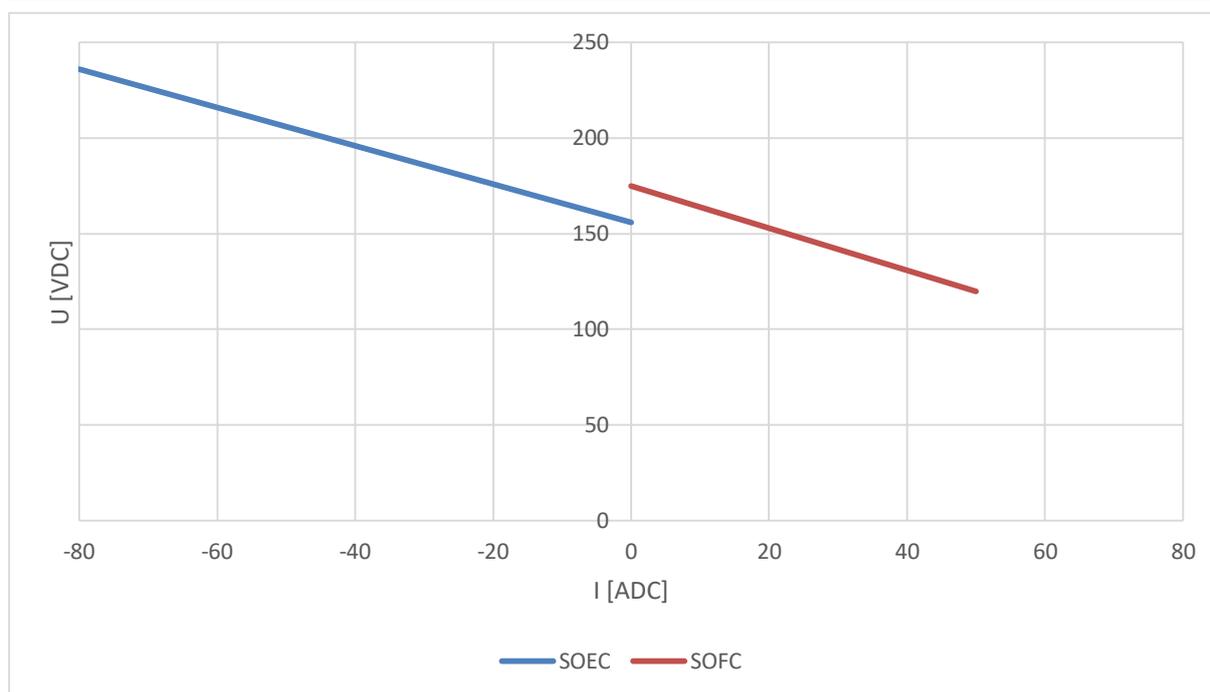


Abbildung 29: Zu untersuchende Kennlinie des rSOC-Systems

5.1.2 Simulation des rSOC-Systems

Das Leistungselektroniksystem soll auf seine Eignung zur bidirektionalen Netzintegration eines rSOC-Systems untersucht werden. Das rSOC-System ist dabei allein durch die in Abbildung 29 gezeigte Kennlinie repräsentiert. Die sich daraus ergebenden Betriebspunkte müssen gemäß dem PHIL-Ansatz definiert angefahren werden können, um das Verhalten der Leistungselektronik zu charakterisieren.

Dazu werden zur Simulation des SOFC-Betriebs PSI 91000-40 WR von Elektro Automatik (EA) als DC-Quellen eingesetzt. Diese sind in Abbildung 28 gezeigt. Die elektrischen Grenzwerte der DC-Quellen sind in Tabelle 4 angeführt. Wie der Tabelle entnommen werden kann, ist es notwendig, zwei DC-Quellen parallel zu verwenden, um die geforderten Stromwerte der gesamten Kennlinie zu erreichen. Dazu kann eine Kommunikationsverbindung zwischen den PSI 91000-40 WR hergestellt werden, um diese in einem Master-Slave-Modus zu betreiben.

Tabelle 4: Elektrische Grenzwerte der EA PSI 91000-40 WR

Größe	Wert	Einheit
Spannung	1000	VDC
Strom	40	A
Leistung	15000	W

Wie auch in Abbildung 26 dargestellt, werden im vorliegenden Aufbau zwei DC-Quellen parallel verwendet.

Diesen Quellen kann ein Spannungs-, Strom- und Leistungswert vorgegeben werden. Grundsätzlich wird durch die Regelung versucht die Spannung zu halten (Constant-Voltage-Betrieb), wird durch die Belastung der Strom oder die Leistung höher als der Vorgabewert, geht die Quelle in Strom- (Constant-Current-Betrieb) beziehungsweise Leistungsbegrenzung (Constant-Power-Betrieb) und passt die Ausgangsparameter entsprechend an. Alternativ kann auch eine Kennlinie einprogrammiert werden, wodurch durch Setzen entweder der Spannung oder des Stroms, die anderen Parameter eindeutig vorgegeben sind

Zur Simulation des SOEC-Modus wird ein verstellbarer, rein ohmscher Lastwiderstand von Frizlen eingesetzt. Wie in Abschnitt 4.1 dargestellt, können die gewünschten Spannungs- und Stromwerte am Widerstand durch die Vorgabe der Leistung und den passend eingestellten Widerstandswert erreicht werden.

Der Lastwiderstand ist in Abbildung 27 abgebildet. In Tabelle 5 sind die elektrischen Grenzwerte des Lastwiderstands angegeben.

Tabelle 5 Elektrische Grenzwerte des Frizlen BW83 Lastwiderstands

Größe	Wert	Einheit
Spannung	280	VDC
Strom	3 x 36	A
Leistung	3 x 10000	W

Der Lastwiderstand besitzt drei Phasen, welche parallel verwendet werden. Jede dieser Phasen kann von 7,26 bis zu 414,6 Ω stufenlos verstellt werden. Der Widerstand kann prinzipiell unter Last geschalten werden, allerdings muss der aktuelle Widerstandswert mit einem Multimeter gemessen werden. Die genaue Bezeichnung des verwendeten Multimeters ist in Tabelle 7 angegeben. Im laufenden Betrieb liegt allerdings die Ausgangsspannung der

Gleichstromsteller an, wodurch die Widerstandsmessung des Multimeters nicht funktioniert. Demnach muss bei der Versuchsdurchführung zur Einstellung eines neuen Betriebspunktes die Leistungsübertragung abgeschaltet werden. Da die verwendeten Gleichstromsteller nicht galvanisch getrennt sind, muss zusätzlich der Zwischenkreis der Leistungselektronik entladen werden.

5.1.3 Netzsimulation

Nach dem PHIL-Ansatz sollen alle Schnittstellengrößen des EUT definiert einstellbar sein. Da die Leistungselektronik dazu verwendet werden soll, Energie ins elektrische Netz einzuspeisen, ist es notwendig auch die netzseitigen Größen simulieren zu können.

Dazu wird ein Grid-Emulator GE&EL+100vAC von cinergia verwendet. Dieser ist in der Lage bis zu 100 kW elektrische Leistung auf- oder abzugeben. Es können verschiedene Netzsituationen wie Phasenschieflast oder Oberschwingungsanteile vorgegeben werden. In der vorliegenden Anwendung soll allerdings jeweils nur ein stabiles Netz erzeugt werden.

Dem Grid-Emulator ist, wie in Abbildung 26 gezeigt, ein TT vorgeschaltet. Dabei handelt es sich um einen T-110 C 3x400+N von Salicru. Der Grid-Emulator und der TT sind in Abbildung 28 abgebildet.

Der Aufbau wurde so gestaltet, dass gewählt werden kann, ob die Netzversorgung für das EUT vom Grid-Emulator oder vom tatsächlichen Stromnetz bezogen wird. Diese Flexibilitätsoption hat sich in der Entwicklung des Aufbaus als nützlich erwiesen, spielt für die Versuche und Ergebnisse allerdings keine Rolle, da hier stets der Grid-Emulator als definierte Netzsimulation verwendet wurde.

5.1.4 Verwendete Leistungselektronik (EUT)

Ein geeignetes Leistungselektroniksystem zur bidirektionalen Netzintegration muss den durch die Kennlinie gestellten Anforderungen der Zelle, sowie jenen des Netzes genügen und bidirektionalen Leistungsfluss ermöglichen. Ein solches System wurde zuvor am Lehrstuhl für Energieverbundtechnik ausgewählt. Dabei handelt es sich um eine zweistufige Konfiguration des Herstellers Trumpf, bestehend aus einer bidirektionalen Gleichstromsteller- und einer bidirektionalen Wechselrichterstufe, sowie einer Systemsteuerung. Deren technische Spezifikationen sind in [72, 73] zu finden. Die Geräte sind dabei aus derselben TruConvert-Serie des Herstellers und können modular zu einem System zusammengeschlossen werden, wobei die Kommunikation durch die TruConvert System Control erfolgt. Bei dem TruConvert AC3025 handelt es sich um den bidirektionalen Wechselrichter und bei dem TruConvert DC1030 um den bidirektionalen Gleichstromsteller. Die Schnittstellenwerte für Leistung, Spannung und Strom sind zur Übersicht in Tabelle 6 angeführt.

Tabelle 6: Übersicht der elektrischen Schnittstellenwerte des TruConvert-Systems [72, 73]

Gerät	Schnittstelle	Größe	Wert
TruConvert AC3025	Netzanschluss	Nennscheinleistung	25 kVA
		Nennstrom bei genannter Spannung	400 V: 37 A
	DC-Zwischenkreis	Nennleistung	25 kW
		Nennstrom bei genannter Spannung	850 VDC: 33 A
	Versorgung	Spannung	24 VDC
		Strom	8 A
TruConvert DC1030	DC-Zwischenkreis	Nennspannung	850 VDC
		Nennstrom	36 A
		Maximale Leistung	30 kW
	Niederspannungsseite	Spannung	100 V bis 700 VDC
		Maximaler Strom	70 A
	Versorgung	Spannung	24 VDC
		Strom	2 A

Wie der Tabelle entnommen werden kann, liegt der maximale Strom des TruConvert DC1030 bei 70 A. Dieser Wert reicht allerdings nicht aus, um die komplette Kennlinie im SOEC-Betrieb bis maximal 80 A zu fahren, weshalb zwei TruConvert DC1030 parallel verwendet werden.

Aufgrund des geringen Isolationswiderstandes des rSOC-Stacks ist es außerdem notwendig netzseitig einen TT zur galvanischen Trennung des Systems vor die TruConvert-Geräte zu schalten. Dazu wurde ein BVDU25000 Transformator der Firma bächli ausgewählt. Dadurch wird sekundärseitig ein sogenanntes IT-Netz erzeugt.

Die 24 VDC-Versorgung des TruConvert-Systems wird durch eine DC-Quelle PSI 9750-40 WR von EA realisiert.

Die TruConvert-Geräte, die zu ihrer Versorgung eingesetzte DC-Quelle und der TT bilden zusammen das zu untersuchende EUT. Durch das verwendete Rack ist das EUT auch räumlich abgegrenzt. Zusätzlich sind im Rack alle notwendigen Sicherungen des EUT angebracht. Der

Netzschütz des TruConvert AC3025 stellt den einzigen externen Aktuator des SCADA-Systems dar und ist ebenfalls im Rack verbaut. Der TT wurde aus Gewichtsgründen außerhalb des Racks platziert. Abbildung 30 zeigt das EUT, welches im Rack angeordnet ist. Wie gezeigt, werden zwei TruConvert DC1030 verwendet. Der TT ist in Abbildung 27 abgebildet.

Die TruConvert-Komponenten verfügen jeweils über Status-LEDs, um unabhängig von der Systemkommunikation eine Information des aktuellen Betriebszustands anzuzeigen.

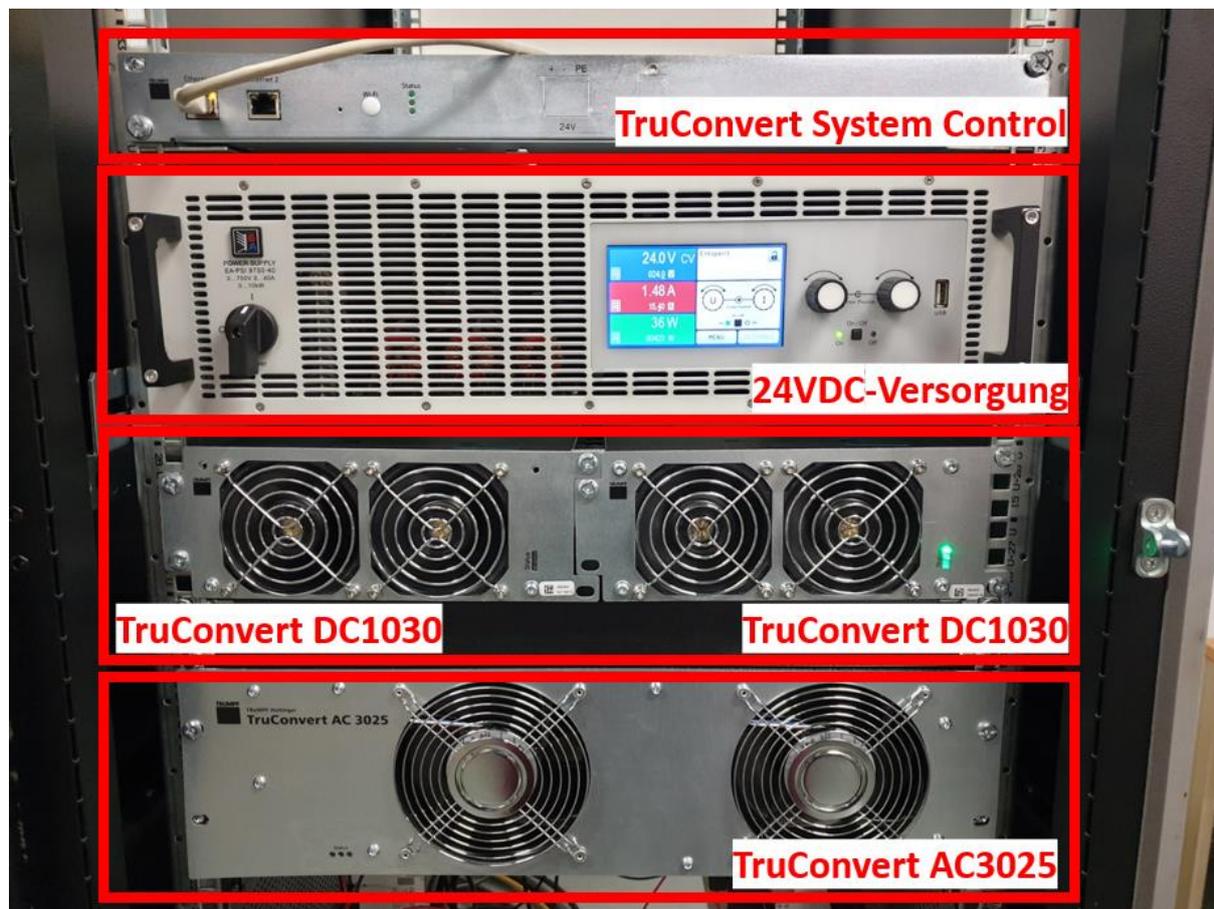


Abbildung 30: EUT: Verwendete TruConvert-Leistungselektronik und 24VDC-Versorgung

5.1.4.1 Inbetriebnahme und Bedienung

In diesem Abschnitt soll in größerem Detail auf die Inbetriebnahme und Bedienung des TruConvert-Systems eingegangen werden. Zusätzlich sollen die dabei aufgetretenen Probleme angesprochen werden.

Beim Aufbau der Leistungselektronik wird nach den Vorgaben der Bedienungsanleitungen gearbeitet, welche in [72, 73] angegeben sind. Dazu werden zunächst die notwendigen Kabel- und Sicherungsdimensionierungen durchgeführt. Die daraus resultierenden Komponenten werden von unterschiedlichen Zulieferern bezogen, auf zwei Montageplatten aufgebaut und gemäß den Bedienungsanleitungen verbunden. Die Montageplatten wurden ebenfalls im Rack angeordnet. Dabei sind die Komponenten so angeordnet, dass sich jeweils jene

Komponenten, die Drehstrom führen, gemeinsam auf einer Montageplatte befinden. Entsprechend führen die Komponenten auf der anderen Montageplatte nur Gleichstrom.

Zur Erstinbetriebnahme des TruConvert-Systems steht eine webbrowsers-basierte Bedienoberfläche des TruConvert-Systems zur Verfügung. Die weitere Bedienung erfolgt über Modbus durch das entwickelte LabVIEW-Programm (siehe Abschnitt 5.2.1).

Bei der Erstinbetriebnahme muss zunächst die Default-IP-Adresse in eine Eindeutige geändert werden. Weiters muss die vorliegende Konfiguration der Module gewählt werden. Im vorliegenden Fall entspricht diese n (AC-DC + m DC-DC). Diese wird von der Systemsteuerung mit der von ihr automatisch erkannten Konfiguration abgeglichen. Zusätzlich kann über die Bedienoberfläche die Software der Komponenten synchronisiert werden, falls diese bei Auslieferung nicht übereinstimmt. Vor der ersten Leistungsübertragung sollten außerdem alle Default-Werte und Limits überprüft und gegebenenfalls angepasst werden. Besonders sei hier auf die Voltage-Current-Characteristics Settings hingewiesen. Diese werden für die TruConvert DC1030 vorgegeben und beschreiben eine Spannungs-Strom-Kennlinie. Als Default sind hier 50 A bei 10 V voreingestellt, wodurch die DC-Quellen bei unpassender Einstellung sofort in den Strombegrenzungsmodus gehen würden. Diese Werte sind daher an die Kennlinienwerte der rSOC anzupassen. Bei allen Änderungen ist stets darauf zu achten, ob diese für alle Teilnehmer oder nur eine Komponente übernommen werden. Getätigte Änderungen können als Standardwerte für zukünftige Anwendungen gespeichert werden.

Nach der Erstinbetriebnahme erfolgt die Bedienung über das LabVIEW-Programm durch die Modbus-Kommunikation. Dabei kommen zwei mögliche Bedienmodi in Frage:

Einerseits kann die Sollwertvorgabe durch einen vorgegebenen Leistungswert erfolgen. Diese Vorgabe ergeht an den TruConvert AC3025 und entspricht der entnommenen oder abgegebenen Leistung am Netz. Die beiden TruConvert DC1030 folgen ihm dabei als Slaves. Andererseits kann die Sollwertvorgabe auch im sogenannten „DC-Independent-Mode“ erfolgen. Dabei wird der Sollstrom den TruConvert DC1030 vorgegeben und der TruConvert AC3025 folgt den sich daraus ergebenden Leistungsvorgaben im Zwischenkreis. In beiden Bedienmodi muss zusätzlich die Richtung des Leistungsflusses vorgegeben werden. Dies kann entweder durch eine vorzeichenbehaftete Vorgabe des $\cos \varphi$ oder durch Wechsel der Vorzeichenkonvention zwischen producer- und consumer-Mode realisiert werden.

Von den oben genannten Bedienmodi soll die Sollstromvorgabe an den Gleichstromstellern bei einem realen rSOC-System angewandt werden. Daher wäre es wünschenswert, diese auch bei den Versuchen einzusetzen. Allerdings konnte dieser Bedienmodus für den SOEC-Betrieb nicht erfolgreich angewandt werden. Bei Versuchen eine Leistungsübertragung im „DC-Independent-Mode“ zu starten, geht das System zwar in den Operation-Mode über, die Gleichstromsteller beginnen allerdings nicht zu arbeiten und es findet keine

Leistungsübertragung statt. Wechselt man bei gleichem Aufbau und nominell gleichen Vorgabewerten zur Leistungsvorgabe für den TruConvert AC3025, startet die Leistungsvorgabe. Von der Systemsteuerung wird diesbezüglich keine Fehlermeldung ausgegeben. Im SOFC-Betrieb ist eine Sollstromvorgabe an den TruConvert DC1030 ohne Probleme möglich.

Es gibt die Möglichkeit, auch im SOEC-Betrieb eine Sollstromvorgabe zu realisieren, indem zusätzlich die Option „DC-link static mode“ aktiviert wird. Allerdings muss hier sowohl eine Sollstromvorgabe für die Gleichstromsteller als auch eine Sollleistungsvorgabe an den bidirektionalen Wechselrichter gesetzt werden. Für den tatsächlichen Betrieb mit dem realen rSOC-System stellt dies einen unpraktikablen Bedienmodus dar. Daher werden die Versuche im SOFC-Betrieb mit Sollstromvorgabe und im SOEC-Betrieb entsprechend der in Abschnitt 4.1 vorgestellten Methodik mit Sollleistungsvorgabe durchgeführt.

Ein weiteres Hauptproblem, das während der Implementierung aufgetreten ist und nicht behoben werden konnte, ist ein Steigen des Zwischenkreis-Mittelpunktes beim Zwischenkreisladen. Der Mittelpunkt des Zwischenkreises sollte auf Erdpotential liegen und dementsprechend sollte der Zwischenkreis erdsymmetrisch sein. Startet man den Leistungsfluss wird zunächst der Zwischenkreis vorgeladen. Dabei kann mit dem Oszilloskop beobachtet werden, dass der Mittelpunkt relativ zur Erde auf +80 V bis zu +100 V steigt. Der Zwischenkreis bleibt relativ zum Mittelpunkt symmetrisch, ist daher aber gegen Erde entsprechend verschoben. Die obere Zwischenkreishälfte ist dadurch relativ gegen Erde unzulässig hoch und das System geht in den Error-Modus. Die Ursache konnte auch nach Rücksprache mit dem Hersteller nicht identifiziert werden. Erschwerend kommt hier hinzu, dass der Fehler sporadisch auftritt und damit nicht immer zu reproduzieren ist. Als Lösung, um dennoch einen Betrieb zu ermöglichen, wurde vom Hersteller vorgeschlagen, den Zwischenkreis durch die Einstellung „DC-Link precharge config: internal & wait“ zu laden. Dadurch wird die Zwischenkreisspannung gehalten, bis der Netzschütz manuell geschaltet wird. Dies erfolgt durch Umstellen auf „DC-Link precharge config: internal“. Der Mittelpunkt steigt hier nach wie vor, wird beim Zuschalten des Netzes allerdings auf Erdniveau gezogen und die Leistungsübertragung startet ohne eine weitere Fehlermeldung. Allerdings wird beim Abschalten erneut die Fehlermeldung ausgegeben, dass die obere Zwischenkreishälfte unzulässig hoch ist. Da so der eigentliche Betrieb und damit auch die Messungen nicht beeinflusst sind, wird nach dieser Methode vorgegangen. Abbildung 31 zeigt das Oszilloskopbild der Mittelpunktverschiebung im Zwischenkreis. Channel 1 ist dabei die obere Zwischenkreishälftenspannung, Channel 2 die Mittelpunktspannung und Channel 3 die untere Zwischenkreishälftenspannung. Gemessen wurde jeweils gegen Erde.

Außerdem ist in Abbildung 31 auf Channel 4 eine beobachtete Störung am Neutraleiter gegen Erde dargestellt. Die Inbetriebnahme des TruConvert-Systems sowie die Messungen werden durch diese Störung am Ausgang des Grid-Emulators beeinflusst. Die Störung setzt sich auf der Sekundärseite des EUT TT fort. Zur Abhilfe wurden die Erdleiter mit dem sekundärseitigen Sternpunkt des EUT TT verbunden. Dadurch wird die galvanische Trennung des IT-Netzes ausgekoppelt und ist daher für eine reale Anwendung mit dem rSOC-System nicht zulässig. Für die reale Anwendung müsste eine ausreichend hohe Impedanz anstatt einer direkten Verbindung zwischen Erdleiter und Sternpunkt geschaltet werden. In Abbildung 31 ist die Schwebung der Störung zu erkennen. Die aufgenommene Schwebung besitzt eine Periodendauer von ungefähr 32 ms, sowie einen hochfrequenten Anteil und Amplituden bis zu 60 V. Die Schwebung deutet auf eine Überlagerung von Störgrößen hin.

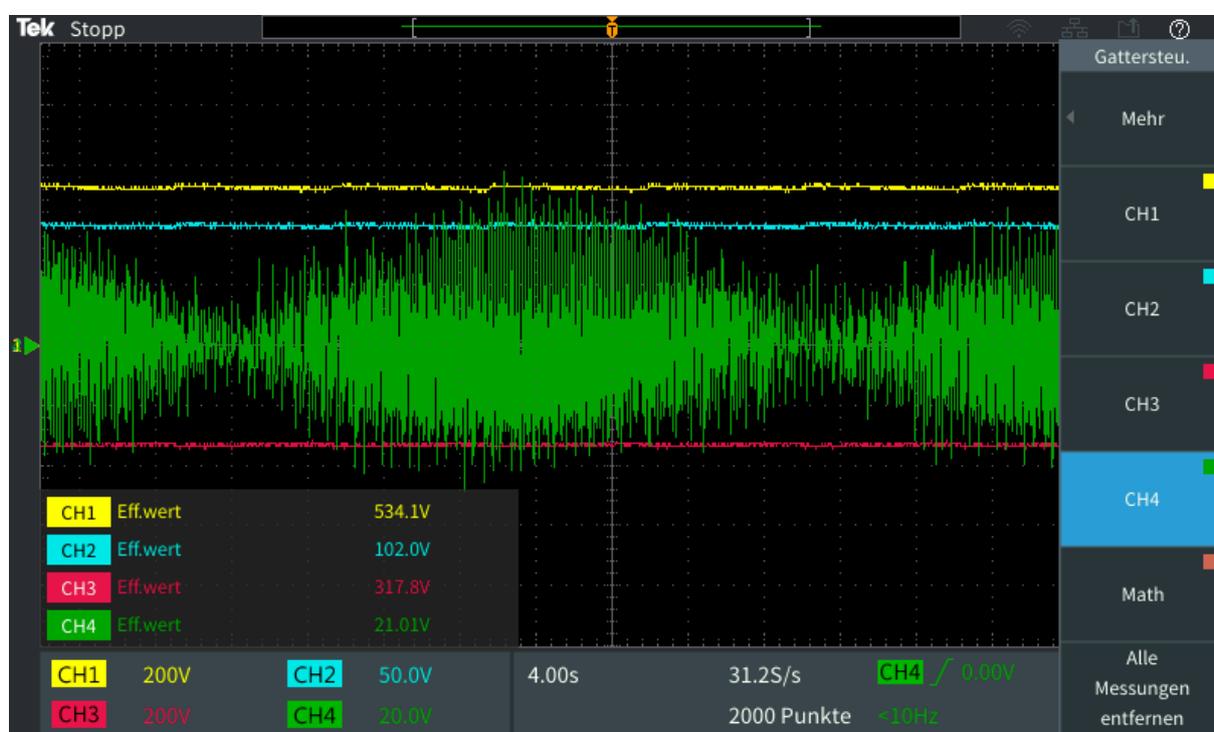


Abbildung 31: Oszilloskopbild zur Mittelpunktverschiebung und Störung am Neutraleiter

5.2 Messsystem

Das Messsystem arbeitet unabhängig vom Leistungssystem. Das Kernstück des Messsystems bildet der verwendete CompactRIO 9045 von NI. Auf diesem läuft das Linux Real-Time Betriebssystem, wodurch das entwickelte LabVIEW-Programm in Echtzeit ausgeführt werden kann. Weiters können die verwendeten Messkarten zur Sensorsignalaufnahme direkt in dessen Chassis eingesteckt werden. Der cRIO stellt die MTU des SCADA-Systems dar.

Die Messpunkte im System sind in Abbildung 26 eingezeichnet. Es werden jeweils Spannung und Strom netzseitig, zwischenkreisseitig und rSOC-seitig gemessen. Zur Aufnahme der Spannungssignale werden NI 9242 Differenzspannungsmesskarten von NI verwendet. Diese

sind mit dem verwendeten cRIO-System kompatibel und passen in dessen Chassis. Es werden Spannungen relativ zu einer Referenzspannung gemessen; die Referenzspannung wird gegen Erdpotential gemessen. Es können Spannungen bis zu $500 V_{\text{peak}}$ direkt an die Messkarte angelegt werden. Die Netzspannungen können so direkt relativ zum Neutraleiter vermessen werden. Im Zwischenkreis des Leistungselektroniksystems können Spannungen bis zu 950 VDC auftreten, weshalb hier relativ gegen den Zwischenkreis-Mittelpunkt gemessen wird. [73, 74]

In Tabelle 7 sind die Komponenten des Messsystems angeführt. Abbildung 32 zeigt den Schaltkasten, in welchem der cRIO verbaut ist. Darin befindet sich auch dessen Versorgungsnetzteil, sowie Abgänge zur Versorgung der Hallsensoren.

Tabelle 7: Verwendete Messgeräte und Sensoren

Bezeichnung	Funktion
LEM HTA 200-S	Strommessung
NI 9242	Aufnahme Spannungsmessung
NI 9252	Aufnahme Strommessung
NI CompactRIO 9045	MTU, Aufnahme Messsignale
Fluke 116 True RMS Multimeter	Widerstandsmessung

Die Stromwerte werden über Halleffekt-Stromwandler (Hallsensoren) der Firma LEM erfasst. Diese wandeln gemäß dem Halleffekt (Galvanomagnetischer Effekt) das Stromsignal in ein Spannungssignal um. Dieses Spannungssignal wird wiederum von einer NI 9252 Analogspannungsmesskarte von NI aufgenommen. Auch diese ist zum cRIO kompatibel und passt in dessen Chassis. Die Hallsensoren werden mit $\pm 15 V$ und $0 V$ versorgt. Die Versorgung und der Signalausgang werden mit geschirmten Leitungen geführt. [39, 75, 76]



Abbildung 32: Schaltkasten des cRIO

Bei der Versuchsdurchführung wurde festgestellt, dass die verwendeten Hallensensoren einen Offset aufweisen. Dieser Fehler liegt bei jedem Betriebspunkt vor und kann durch Erfassen des Messwerts ohne Stromfluss ermittelt werden. Die Offsets der einzelnen Hallensensoren wurden durch Mitteln über zehn Messungen quantifiziert. Ihr Wert ist in Tabelle 8 in Abschnitt 6 angegeben. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 33 zwei Stromverläufe den Ergebnissen vorweggenommen. Man sieht im linken Bild der Abbildung 33, dass der Strom trotz einer Spannung von 0 V einen Wert von ungefähr -0,5 A beibehält. Dieser Fehler wurde für den Hallensensor des niederspannungsseitigen rSOC-Stromes im Mittel auf -0,4769 A bestimmt und wird bei der Auswertung abgezogen, wodurch sich ein Strom wie im rechten Bild der Abbildung 33 ergibt.

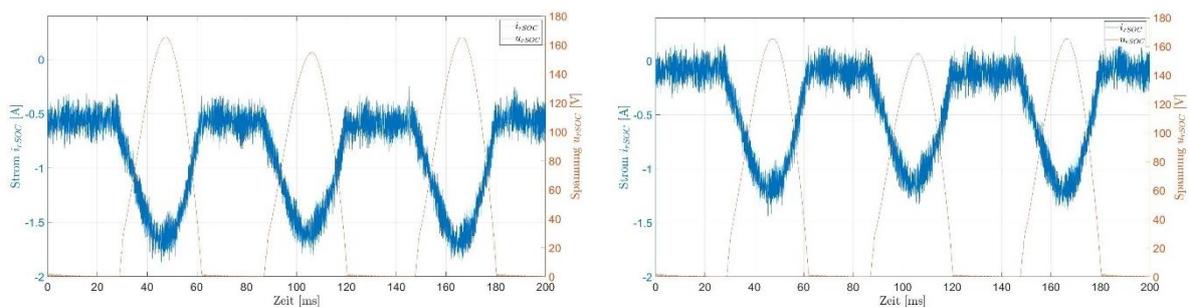


Abbildung 33: links: Stromverlauf mit Offset, rechts: Stromverlauf ohne Offset

5.2.1 LabVIEW-Programm

Zur Steuerung-, Überwachung und Messdatenerfassung des gesamten Aufbaus wurde ein LabVIEW-Programm entwickelt, welches im Folgenden vorgestellt werden soll.

Die Bedienoberfläche ist in sieben Reiter aufgeteilt. Screenshots aller Reiter finden sich in Anhang 10.2. Zusätzlich zu den Reitern wird an der rechten Seite immer eine Statusleiste angezeigt. Diese dient zur Überwachung des Systems unabhängig davon, welcher Reiter gerade aktiv ist. Die LEDs zeigen an, ob das Programm läuft, es bereits initialisiert wurde, welcher Betriebsmodus (SOFC- oder SOEC-Modus) gewählt wurde. Weiters wird der Status der TruConvert System Control entsprechend den LEDs an deren Gehäuse angezeigt und ob die Leistungsübertragung gerade aktiv ist. Außerdem wird angezeigt, ob gerade Daten aufgezeichnet werden, da das Programm für diesen Zeitraum stoppt. Es gibt die Möglichkeit individuelle Modbus-Befehle zu senden oder den Wert eines Messkanals unabhängig von der Messdatenerfassung abzufragen. Diese sind in einem eigenen Reiter „Individual Control“ angesiedelt. Zur Verwendung muss dieser Reiter allerdings erst über die Statusleiste aktiviert werden, da er das Programm signifikant verlangsamt. Außerdem wird die Spannung der Zwischenkreise des Grid-Emulators und des TruConvert-Systems in der Statusleiste angezeigt. Schließlich kann hier das Programm initialisiert und gestoppt werden.

Abbildung 34 zeigt einen Screenshot der Initialisierungsoberfläche des Programms, auf dem auch die Statusleiste an der rechten Seite zu sehen ist.

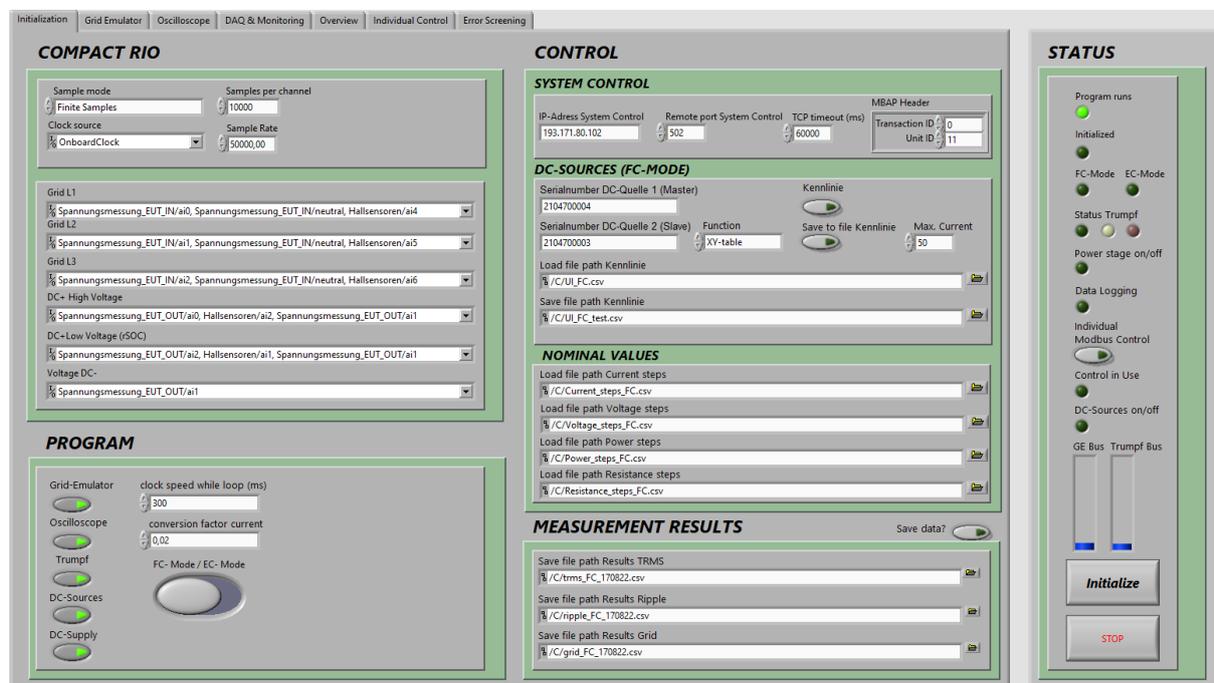


Abbildung 34: LabVIEW-Programm: Initialization

Auf der Initialisierungsoberfläche werden die Parameter für den darauffolgenden Betrieb gesetzt. Für die Datenerfassung kann die Abtastfrequenz und die Anzahl der Datenpunkte gewählt werden. Es kann auch eine kontinuierliche Erfassung vorgegeben werden. Weiters werden hier die Messkanäle entsprechend der Belegung an den Messkarten des cRIO festgelegt. Außerdem werden die Kommunikationsparameter der RTUs – wie IP-Adresse und MBPA-Header – hier eingetragen. Im SOFC-Modus kann eingestellt werden, ob den DC-Quellen eine Kennlinie vorgegeben werden soll oder nicht. In diesem Fall, muss zusätzlich der Dateipfad der Kennlinie, die geladen werden soll, angegeben werden. Der maximale Strom der DC-Quellen kann ebenfalls vorgegeben werden.

Zur Vereinfachung und Fehlervermeidung werden die angestrebten Betriebspunkte der Kennlinie bereits zuvor berechnet und als csv-Dateien am cRIO abgelegt. Deren Dateipfade werden hier angegeben, damit die Werte geladen werden können und im Betrieb dem Anwender angezeigt werden.

Die aufgenommenen Messwerte werden in hier spezifizierte csv-Dateien am cRIO abgespeichert, falls „Save data?“ aktiviert ist. Die Einstellung ist dabei so gewählt, dass eine neue Datei erstellt wird, falls keine mit der angegebenen Bezeichnung existiert oder eine vorhandene Datei überschrieben wird.

Im Bereich „Program“ kann angegeben werden, welche RTUs am zu initialisierenden Betrieb teilnehmen. Außerdem kann gewählt werden, ob eine SOFC- oder SOEC-Konfiguration vorliegt. Schließlich können der Umrechnungsfaktor des Spannungssignals der Hallsensoren in ein Stromsignal und die Wartedauer der while-Schleife, die bis zum Programmabbruch wiederholt wird, hier festgelegt werden. Die Werte dieser Oberfläche können nach der Initialisierung nicht mehr geändert werden.

Im Reiter „Grid Emulator“ kann der Grid-Emulator gesteuert und überwacht werden. Die darin enthaltenen Funktionen wurden vom Hersteller cinergia zur Verfügung gestellt und übernommen.

Im Reiter „Oscilloscope“ kann das Oszilloskop ausgelesen und dessen Einstellungen angepasst werden, falls dieses im aktuellen Aufbau verwendet wird und an das Netzwerk angeschlossen ist.

Der Reiter „DAQ & Monitoring“ ist die Hauptbenutzeroberfläche während des Betriebs. Diese soll näher beschrieben werden und ist dazu in Abbildung 35 abgebildet.

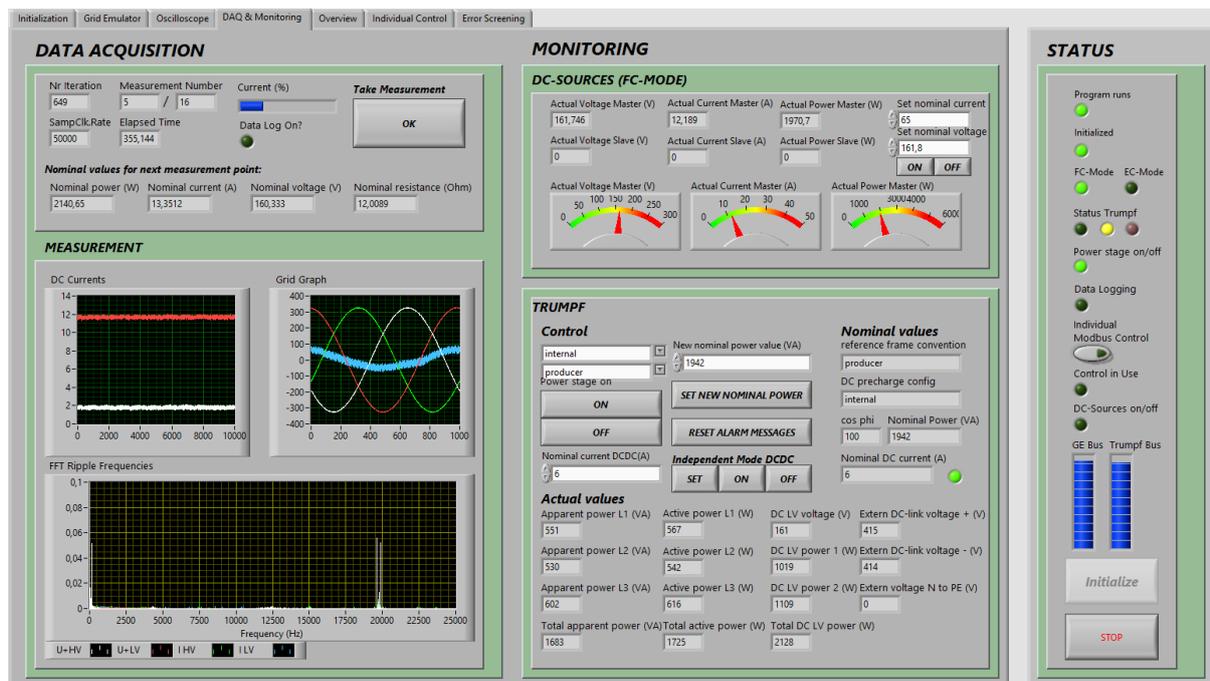


Abbildung 35: LabVIEW-Programm: Data Acquisition, Monitoring und Control

Hier werden die aktuellen Werte der DC-Quellen (nur im SOFC-Mode) und des TruConvert-Systems angezeigt. Über diese Oberfläche können auch Sollwerte gesetzt werden. Für die DC-Quellen bedeutet dies, dass sie ein- oder ausgeschaltet werden können und dass der Spannungs- und Stromwert gesetzt werden kann. Dem TruConvert-System kann im Bereich „Control“ vorgegeben werden, ob das Netz direkt nach der Zwischenkreisladung zugeschaltet wird („internal“) oder ob bei geladenem Zwischenkreis auf ein manuelles Umschalten gewartet werden soll („internal & wait“). Darüber hinaus kann die Richtung des Leistungsflusses durch Wechsel zwischen producer- und consumer-Modus eingestellt, ein Leistungssollwert für den TruConvert AC3025 vorgegeben und die Leistungsübertragung gestartet werden. Liegen Fehlermeldungen vor, kann das System durch „Reset Alarm Messages“ vom Error-Modus zurück in den Leerlauf-Modus gesetzt werden. Außerdem kann der „DC-Independent-Mode“ aktiviert und die Sollstromvorgaben der TruConvert DC1030 gesetzt werden. Unter „Nominal values“ werden die aktuell gesetzten Vorgabewerte angezeigt. Dadurch kann überprüft werden, ob die Vorgaben korrekt übernommen wurden. Wird der „DC-Independent-Mode“ verwendet, leuchtet die LED an der rechten Seite. Hier ist zu beachten, dass die Stromwerte für jeden Gleichstromsteller separat gesetzt werden, also der doppelte Stromfluss resultiert. Da die Stromwertvorgabe eine Auflösung von 1 A besitzt, können nur Stromvorgaben in 2 A Schritten gemacht werden.

Im Bereich „Data Acquisition“ werden die zuvor geladenen Werte der Kennlinienpunkte angezeigt, welche vom Anwender übernommen werden sollen. Durch Klicken des „OK“-Buttons wird eine Messung ausgelöst und das Programm angehalten, bis diese abgeschlossen ist. Unter „Measurement“ werden die aufgezeichneten Daten zur Übersicht als Diagramme

dargestellt. Es werden die Netzspannungen und die Gleichströme als Graphen ausgegeben. Außerdem wird eine erste FFT der Gleichspannungen und Gleichströme berechnet und angezeigt.

Die durch die Messung erhaltenen Daten werden außerdem im Reiter „Overview“ den einzelnen Komponenten des EUT-Aufbaus zugeordnet und ausgegeben.

Im Reiter „Error Screening“ werden alle Fehlermeldungen, die während der Laufzeit des Programms ausgegeben werden, angezeigt.

6 ERGEBNISSE

Die Rohdaten der Messungen wurden mit Matlab ausgewertet. Bei der Auswertung wurde nach den in Abschnitt 4.3 vorgestellten Methodiken vorgegangen. Zur Charakterisierung der Leistungselektronik wurden die Ergebnisse in Diagrammen zusammengefasst und sollen im Folgenden dargestellt und in Abschnitt 7 diskutiert werden. Die Kennlinie wurde jeweils für den SOEC-Betrieb und den SOFC-Betrieb in 16 Messpunkte unterteilt. Im SOFC-Betrieb haben die TruConvert DC1030 allerdings bei einer Sollstromvorgabe von 2 A nicht zu arbeiten begonnen. Die Unterteilung wurde dennoch beibehalten, weshalb für diesen Betriebsmodus nur 15 Betriebspunkte aufgenommen wurden. Die Vorzeichen entsprechen der in Abschnitt 3.1.2.3 eingeführten Konvention. Ein negatives Vorzeichen bedeutet einen Leistungsfluss vom Netz in den Zwischenkreis (SOEC) und ein positives Vorzeichen bedeutet einen Leistungsfluss vom Zwischenkreis in das Netz (SOFC).

Die Offset-Fehler der verwendeten Hallsensoren wurden durch Messen des Ausgabewertes ohne Stromfluss erfasst. Dabei wurde über zehn Messwerte gemittelt. Die so erhaltenen Werte wurden den entsprechenden Strömen bei der Auswertung abgezogen. In Tabelle 8 sind die Offsetwerte für den jeweiligen gemessenen Strom angegeben.

Tabelle 8: Offsetwerte der jeweiligen Hallsensoren

Messpunkt	Strom	Offsetwert	Einheit
Netz	i_{L1}	0,00286335	A
Netz	i_{L2}	0,02689375	A
Netz	i_{L3}	-0,34485	A
Zwischenkreis	i_{Link}	-0,376	A
rSOC	i_{rSOC}	-0,4769	A

Die Verläufe von Spannung und Strom sowie deren Fourier-Transformationen wurden für jeden Betriebspunkt netzseitig, zwischenkreisseitig und rSOC-seitig dargestellt. In Anhang 10.1 sind diese Diagramme für jeweils drei Punkte für jeden Betriebsmodus zu finden. Für die spätere Diskussion soll hier stellvertretend der Betriebspunkt mit dem höchsten, prozentuellen Rippelstrom (Abbildung 36, SOEC-Mode bei -3,63 A, Rippel von 527,80 %), sowie für den Betriebspunkt mit dem geringsten, prozentuellen Rippelstrom (Abbildung 37, SOFC-Betrieb bei 50,56 A, Rippel von 1,66 %) abgebildet werden. Zur Lesbarkeit sind für die netzseitigen Messungen nur die Werte einer einzigen Phase eingetragen. Die anderen beiden Phasen verhalten sich qualitativ gleich. Die Ordinaten der Diagramme der Fourier-Transformationen sind auf 10 % des maximalen Wertes begrenzt, um auch die Peaks der Frequenzen mit niedriger Intensität sichtbar zu machen.

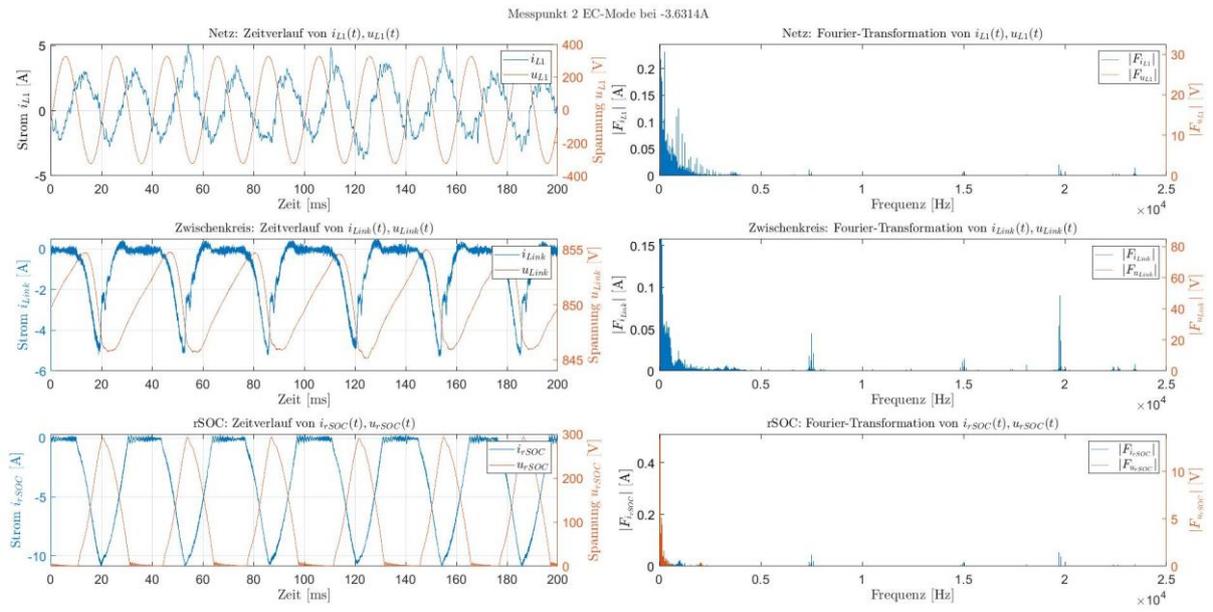


Abbildung 36: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -3,6314 A

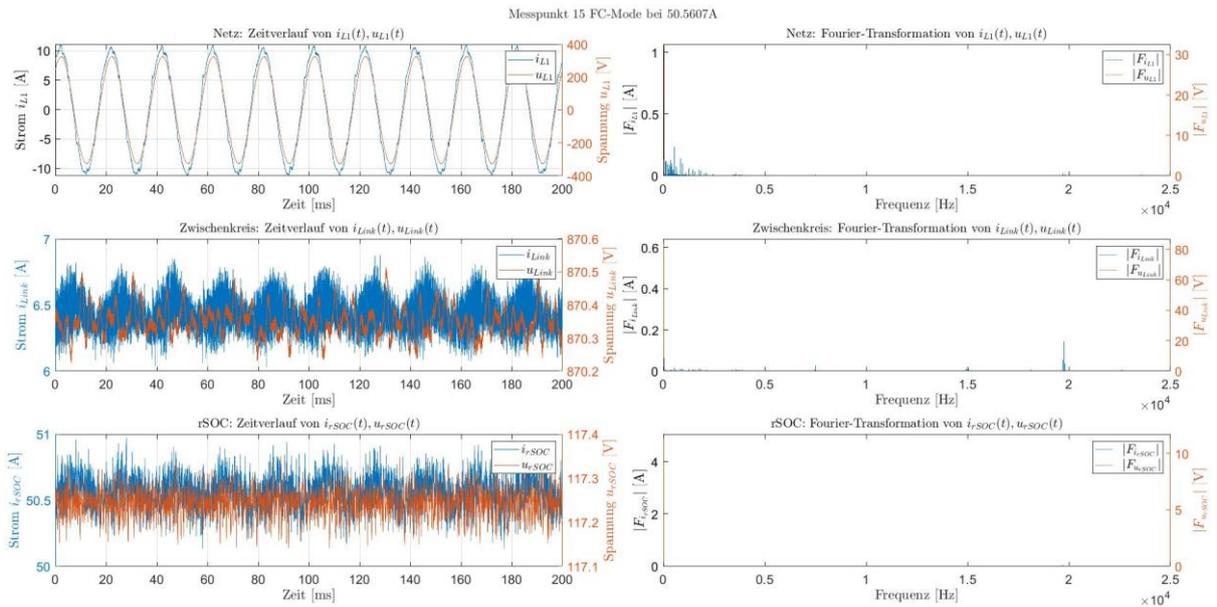


Abbildung 37: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 50,5607 A

In Abbildung 38 sind die Werte der rSOC- und zwischenkreisseitigen Rippleströme dargestellt. Die Rippleströme sind in Prozent des größten aufgenommenen Spitze-Spitze-Wertes zum Gleichrichtwert des jeweiligen Betriebspunktes angegeben.

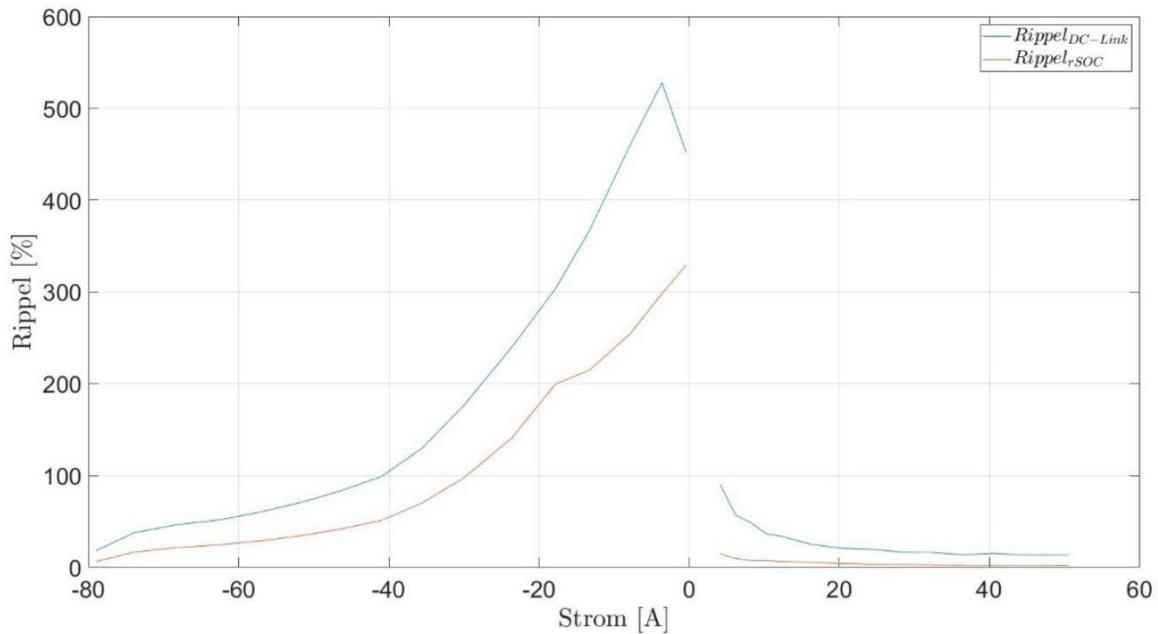


Abbildung 38: rSOC- und zwischenkreisseitige Rippelströme

Abbildung 39 zeigt die aufgenommene Spannungs-Strom-Kennlinie und den Verlauf der einzelnen Wirkungsgrade. Strichliert sind die Sollwerte der vorgegebenen Kennlinie aus Abbildung 29 eingetragen. η_{ACDC} entspricht dem Verhältnis der Netzleistung und der Zwischenkreisleistung; η_{DCDC} entspricht dem Verhältnis der Zwischenkreisleistung und der Leistung an der rSOC (DC-Quellen oder Lastwiderstand); η_{gesamt} entspricht dem Verhältnis der Netzleistung und der rSOC-Leistung abzüglich der Versorgungsleistung des TruConvert-Systems. Zu beachten ist, dass sich die Verhältnisse gemäß der Leistungsrichtung umkehren. Zum Vergleich der beiden Betriebsmodi sind in Abbildung 40 auch die Beträge der Wirkleistungen und die Wirkungsgrade zu den jeweiligen Betriebspunkten abgebildet.

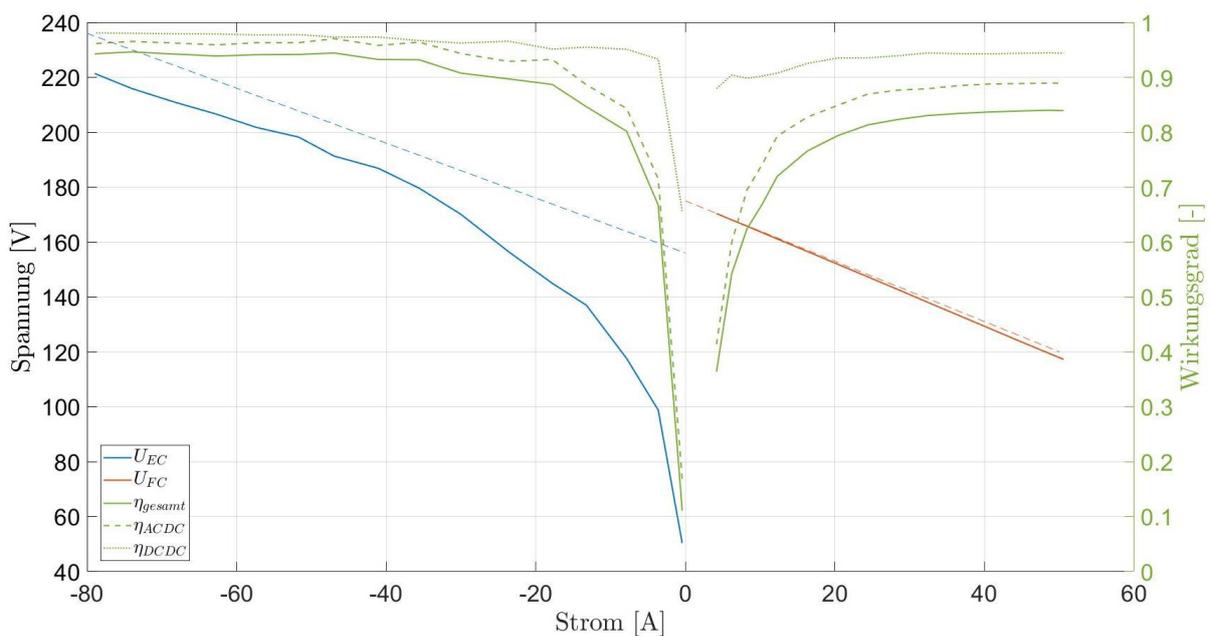


Abbildung 39: Aufgenommene Spannungs-Strom-Kennlinie und Wirkungsgrade

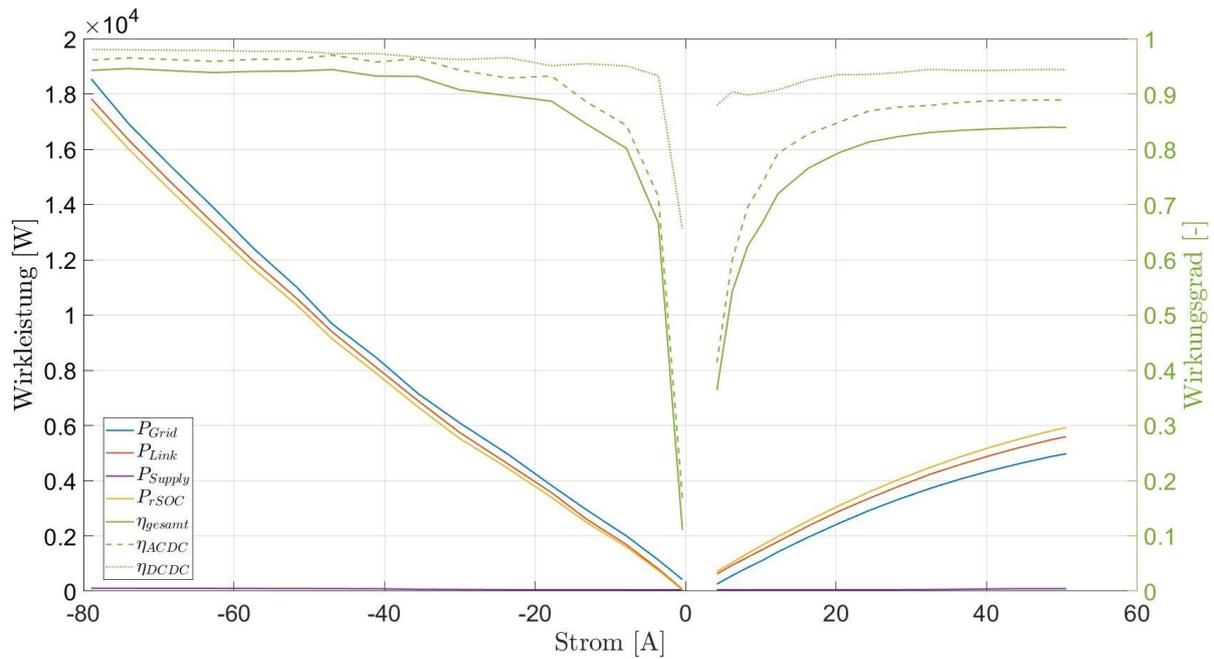


Abbildung 40: Aufgenommene Leistungs-Strom-Kennlinie und Wirkungsgrade

Die maximalen Wirkungsgrade beider Betriebsmodi sind in Tabelle 9 angegeben.

Tabelle 9: Maximale ermittelte Wirkungsgrade

Wirkungsgrad	Betriebsmodus	Wert	Einheit
η_{gesamt}	SOFC	82,46	%
η_{ACDC}	SOFC	88,93	%
η_{DCDC}	SOFC	94,45	%
η_{gesamt}	SOEC	94,00	%
η_{ACDC}	SOEC	97,03	%
η_{DCDC}	SOEC	98,06	%

Abbildung 41, Abbildung 42 und Abbildung 43 zeigen die Beträge der berechneten Fourier-Koeffizienten der angegebenen Ströme für jeden gemessenen Betriebspunkt. Diese entsprechen – gemäß den Erläuterungen zur FFT in Abschnitt 4.3 – den halben Amplituden des jeweiligen Frequenzanteils. Um die einzelnen Betriebspunkte untereinander vergleichbar zu machen, wurden die Amplituden der Frequenzen eines Betriebspunktes jeweils auf den für diesen Betriebspunkt maximalen Wert normiert. Abbildung 41 zeigt die normalisierten Fourier-Transformationen für den Netzstrom i_{L1} . Die Fourier-Transformationen der Ströme der beiden anderen Phasen i_{L2} und i_{L3} sind nicht dargestellt, entsprechen allerdings qualitativ jenen von i_{L1} . Abbildung 42 zeigt die normalisierte Fourier-Transformation des Zwischenkreisstromes i_{Link} und Abbildung 43 zeigt die normalisierte Fourier-Transformation des rSOC-Stromes i_{rSOC} (DC-Quellen oder Lastwiderstand).

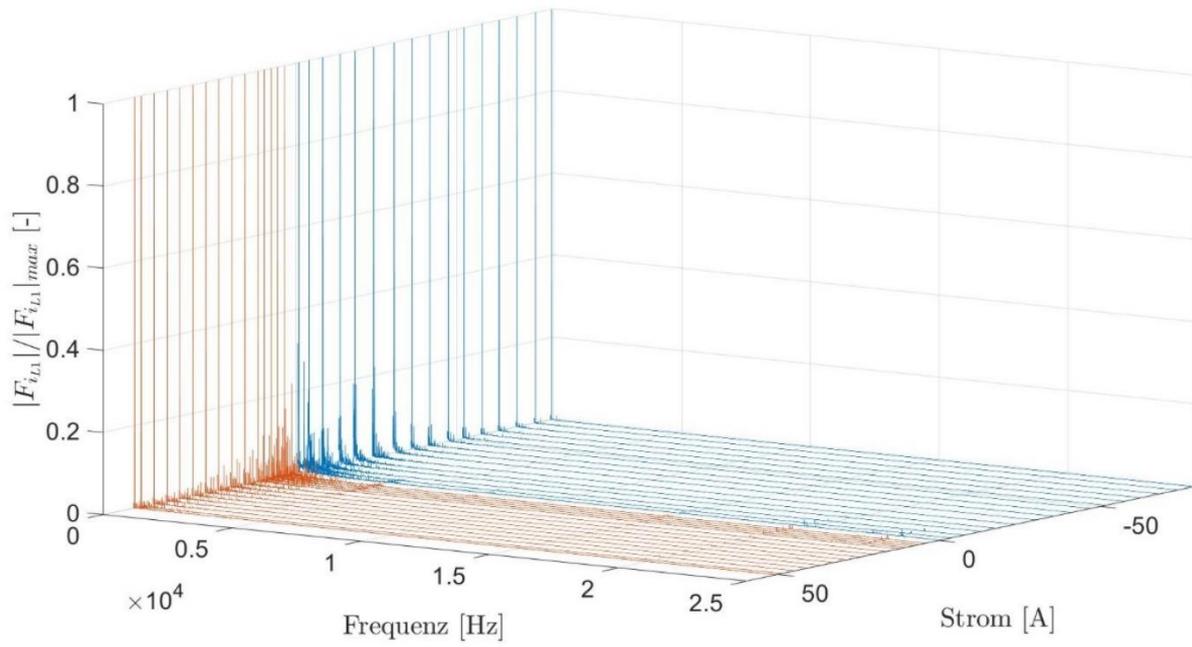


Abbildung 41: Normalisierte Fourier-Transformationen des Netzstromes i_{L1}

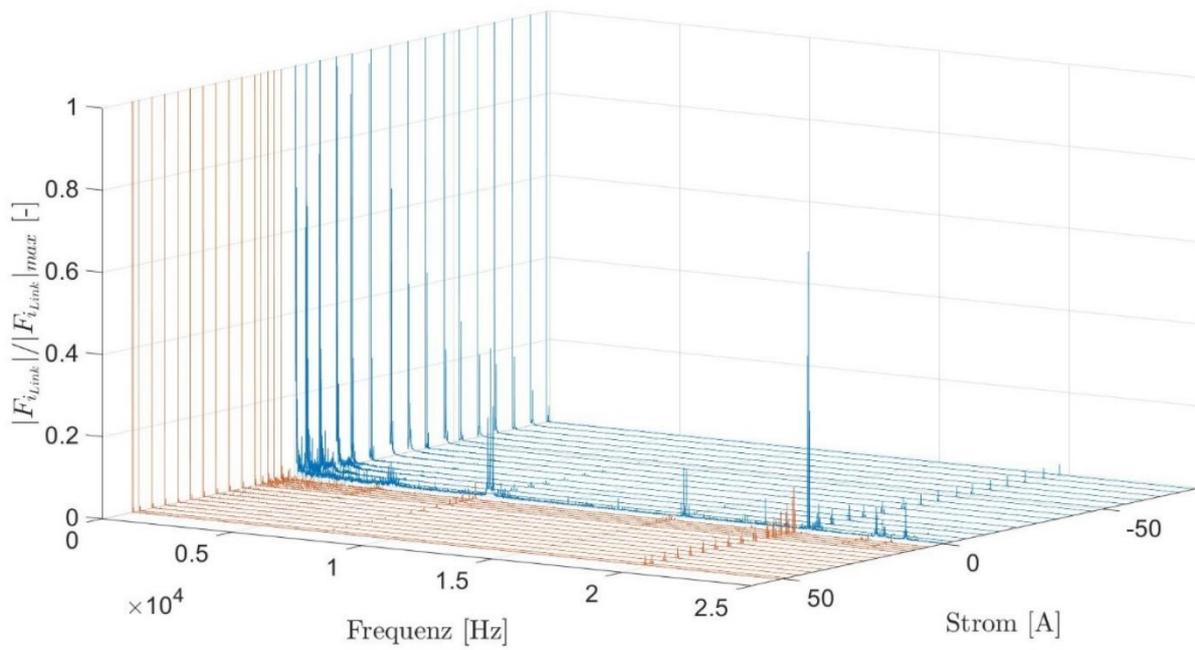


Abbildung 42: Normalisierte Fourier-Transformationen des Zwischenkreisstromes i_{Link}

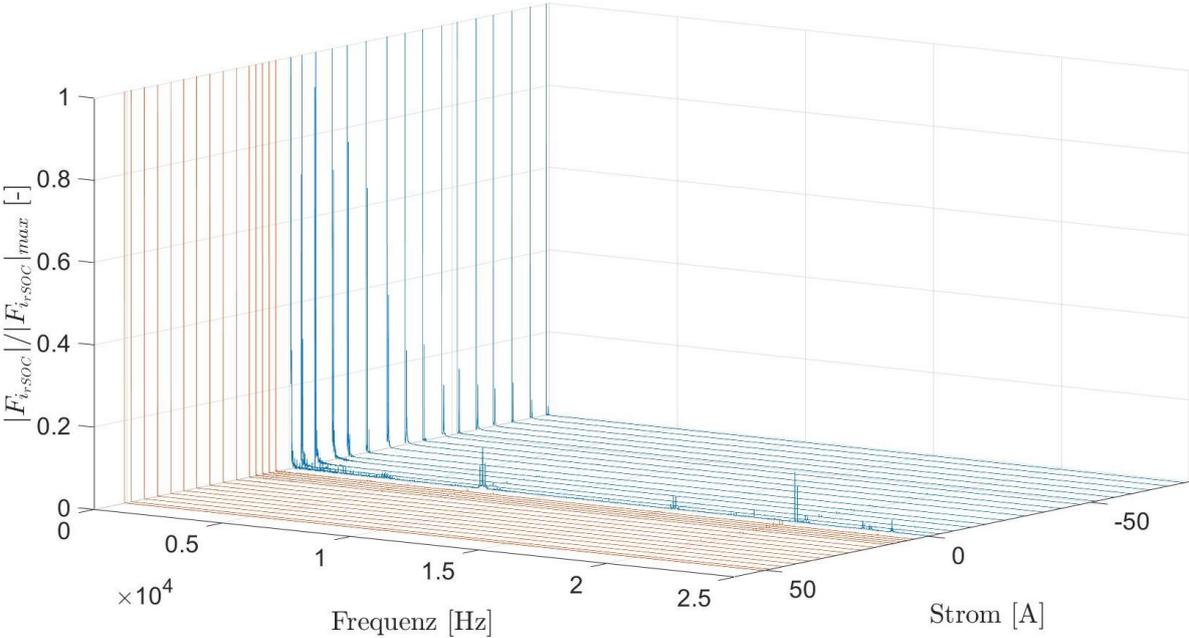


Abbildung 43: Normalisierte Fourier-Transformationen des rSOC-Stromes i_{rSOC}

7 DISKUSSION

Die im vorangegangenen Abschnitt 6 dargestellten Ergebnisse sollen im Folgenden auf Plausibilität überprüft und die gewonnenen Erkenntnisse diskutiert werden. Bei der Diskussion wird auf das Verhalten der untersuchten Leistungselektronik ebenso, wie auf die Validierung des Versuchsaufbaus eingegangen. Daraus lassen sich Empfehlungen sowohl für das Leistungssystem als auch für das Messsystem ableiten.

Betrachtet man die Spannungs- und Stromverläufe im SOEC-Betrieb, wie in Abbildung 36, so fällt auf, dass der Wechselanteil des vorliegenden Mischstroms oft weit größer ist als der eigentliche Gleichanteil. Die Spannungen und damit auch die Ströme auf der rSOC-Seite werden für bis zu 30 ms null und steigen dann auf bis zu 250 % des eigentlichen Gleichwerts. Das Verhalten deutet aufgrund der langen Zeiten, an denen die Spannung bei kleinen Leistungen null wird, auf einen falschen Regelalgorithmus hin, da leistungselektronische Schaltzeiten normalerweise nicht im Millisekundenbereich liegen. Dieses Verhalten wäre für einen realen rSOC-Stack absolut unzulässig. Bei höheren Strömen und damit auch höheren Leistungen verbessert sich dieses Verhalten. Die Rippel bleiben allerdings auch im besten Betriebspunkt unzulässig hoch. Von der AVL List GmbH wurde ein maximaler rSOC-seitiger Rippelstrom von unter 2 % vorgegeben, um die Leistungselektronik mit dem gegenständlichen rSOC-System zu betreiben. Dieser Wert wird im SOEC-Betrieb in keinem Betriebspunkt erreicht, wie auch der Darstellung der Rippelstromanteile in Abbildung 38 zu entnehmen ist. Der kleinste Wert beträgt für diesen Betriebsmodus 6,38 % bei einem Gleichwert von 78,96 A. Beobachtet man während dem Betrieb die ausgelesenen Monitoringwerte, erkennt man, dass die Leistungsvorgabe am TruConvert AC3025 erfüllt zu sein scheint, was ebenfalls darauf hindeutet, dass es sich um eine Regelproblematik handelt. Zur Validierung könnten die gleichen Versuche im „DC-Independent-Mode“ gefahren werden, um zu beobachten, ob sich das ausgangsseitige Verhalten im SOEC-Betrieb durch eine geänderte Regelstrategie der Komponenten verändert. Zu beachten ist, dass sich die 180° Phasenverschiebung des Netzstromes zur Netzspannung durch die Vorzeichenkonvention des Leistungsflusses ergibt.

Ein weiterer Grund für das unzureichende Verhalten der gleichspannungsseitigen Größen im SOEC-Betrieb könnte die Verwendung der rein ohmschen Last anstelle einer Batterie oder Elektrolysezelle sein. Die Regelung der Gleichstromsteller könnte durch die Abwesenheit einer Gegenspannung, wie sie eine Batterie aufweisen würde, gestört sein. Allerdings wäre das System dann auch für tiefentladene Batterien ungeeignet.

Der SOFC-Betrieb weist ein wesentlich besseres Spannungs- und Stromverhalten auf, wie es beispielsweise in Abbildung 37 zu erkennen ist. Auch hier weisen die Betriebspunkte höherer Ströme und damit höherer Leistungen eine bessere Charakteristik hinsichtlich der harmonischen Oberwellen und des Rippelstromanteils auf. In diesem Betrieb treten keine Nullphasen der gleichspannungsseitigen Spannungen auf. Der geforderte maximale Rippelstromanteil von unter 2 % wird allerdings trotz der allgemein geringeren Werte nur im höchsten Betriebspunkt bei 50,56 A erreicht, wie aus Abbildung 38 deutlich wird. Grund für

das wesentlich bessere Betriebsverhalten im SOFC-Betrieb könnte eine geänderte Regelung sein, die durch die Sollstromvorgabe und den „DC-Independent-Mode“ zur Anwendung kommt. Außerdem ist nicht auszuschließen, dass die rSOC-seitigen Größen durch die DC-Quellen, welche ebenfalls ihre Ausgangsgrößen regeln, gestützt werden. Durch die DC-Quellen liegt in diesem Betriebsmodus die Gleichspannung an den Eingängen der TruConvert DC1030 bereits an, was durch den Lastwiderstand im SOEC- Betrieb nicht gegeben ist.

Beide Betriebsmodi haben gemeinsam, dass sich das Verhalten bei höheren Strömen verbessert. Dies ist auch bei der Betrachtung der Wirkungsgrade entlang der Kennlinie in Abbildung 39 und Abbildung 40 zu beobachten. Dieses Verhalten war insofern zu erwarten, da die meisten Betriebspunkte, welche durch die Kennlinie vorgegeben sind, nur im unteren Drittel der Nennleistung der TruConvert-Komponenten liegen, wie Tabelle 6 zu entnehmen ist. Durch die Verwendung von zwei parallelen TruConvert DC1030 liegt die Nennleistung der DC/DC-Stufe bei 60 kW. Das bedeutet, dass der Leistungsbereich der Gleichstromsteller selbst im maximalen Leistungspunkt der SOFC-Kennlinie nur zu 10 % ausgelastet ist. Es ist daher zu überlegen, ob die Konfiguration nicht auf einen einzigen TruConvert DC1030 zu reduzieren ist. Dadurch kann der SOFC-Betrieb weiter in vollem Umfang gefahren werden, allerdings ist der SOEC-Betrieb auf 70 A begrenzt. Es ist für die jeweilige Anwendung individuell zu prüfen, ob dies zulässig ist. Es ist allerdings anzunehmen, dass sich durch die Verwendung von nur einem TruConvert DC1030 nicht nur ein höherer Wirkungsgrad ergibt, sondern sich auch die Gleichspannungs- und Gleichstromverzerrungen wesentlich verbessern.

Bei sehr geringen Strömen ergeben sich sehr schlechte Wirkungsgrade, welche allerdings mit steigenden Strömen verbessern. Aufgrund der schlechten Wirkungsgrade und der starken Spannungs- und Stromverzerrungen ist ein Betrieb in diesem Bereich für beide Leistungsrichtungen nicht zu empfehlen. Die Wirkungsgrade pendeln sich jeweils bei ungefähr 30 A auf akzeptable Niveaus ein, steigen allerdings auch dann noch leicht. Es ist anzunehmen, dass sich die Wirkungsgrade bei höheren Leistungen weiterhin verbessern würden. Bei der Betrachtung des Wirkungsgrades η_{ACDC} , der sich aus dem Verhältnis der Netz- und Zwischenkreisleistung ergibt, muss berücksichtigt werden, dass hier nicht nur der TruConvert AC3025, sondern auch der TT des EUT mitvermessen wird. Der Wirkungsgrad des TT steigt bis zu einer Leistung von 11 kVA um bis zu 0,5 % an und sinkt bei noch weiter steigender Leistung langsam wieder ab. Dies deckt sich mit den beobachteten Ergebnissen von η_{ACDC} . Der Wirkungsgradverlauf des TT ist in Abbildung 44 dargestellt. [77]

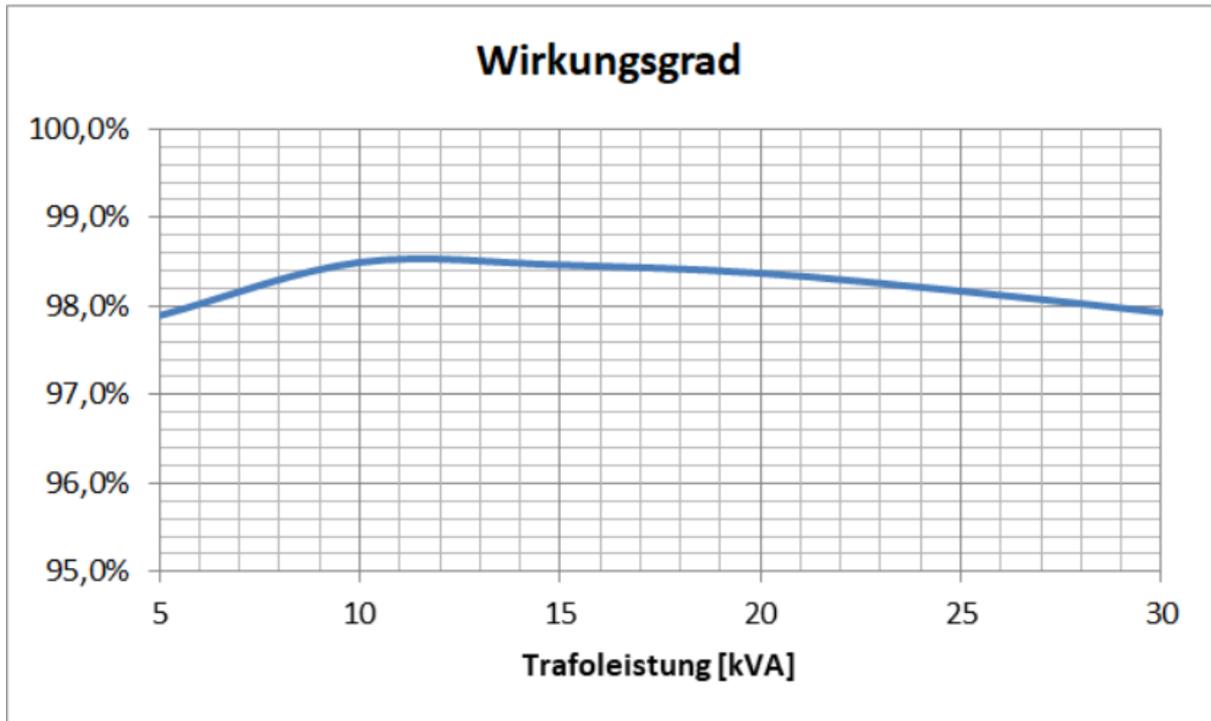


Abbildung 44: Wirkungsgradverlauf des bächli BDVU25000 Trenntransformators [77]

Zu beachten ist, dass die Betriebspunkte bei gleichem Stromfluss im SOEC- und im SOFC-Betrieb nicht direkt miteinander zu vergleichen sind, da sich aufgrund der unterschiedlichen Spannungsniveaus andere Leistungen ergeben. Aus diesem Grund wurde zusätzlich zur vermessenen Spannungs-Strom-Kennlinie in Abbildung 39 auch die Leistungs-Strom-Kennlinie in Abbildung 40 erstellt. Daraus wird direkt erkennbar, dass bei gleichem Strom im SOEC-Betrieb eine höhere Leistung wirksam ist. Aus dem angenommenen Zusammenhang, dass sich der Wirkungsgrad bei höheren Leistungen verbessert, ergibt sich damit auch eine erste Erklärung, warum die Wirkungsgrade im SOEC-Betrieb höher sind als im SOFC-Betrieb. Ein weiterer Grund ist, dass der Wirkungsgrad der Gleichstromsteller bei größerem Spannungsunterschied zwischen Hochspannungs- und Niederspannungsseite schlechter ausfällt, wie es auch dem Datenblatt der TruConvert DC1030 zu entnehmen ist. Folglich resultiert aus der höheren Spannung im SOEC-Betrieb bei gleichem Strom eine höhere Leistung und ein geringerer Spannungsunterschied mit den beschriebenen Auswirkungen auf den Wirkungsgrad. Daraus ergibt sich auch ein erster Verbesserungsvorschlag zur Steigerung des Wirkungsgrades: Ein Absenken der Zwischenkreisspannung würde den Spannungsunterschied, welchen die TruConvert DC1030 überwinden müssen, verringern und so deren Wirkungsgrad steigern. Allerdings kann die Zwischenkreisspannung nicht beliebig gesenkt werden (siehe Abschnitt 3.2.1). Damit der TruConvert AC3025 ins Netz einspeisen kann, müssen die Spannungen der Zwischenkreishälften größer als die Amplituden der Netzspannung sein. Die Mindestspannung der Zwischenkreishälften U_{DC+} beziehungsweise U_{DC-} berechnet sich nach Gleichung (7-1). Das Datenblatt des TruConvert AC3025 gibt eine Mindestzwischenkreisspannung von 750 V vor. [72, 73]

$$U_{DC+} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Netz}}{\sqrt{3}} \quad (7-1)$$

Zum Wirkungsgrad des TruConvert AC3025 lässt sich noch sagen, dass dieser im SOEC-Betrieb als Gleichrichter und im SOFC-Betrieb als Wechselrichter arbeitet. Der Gleichrichterbetrieb (SOEC) ist dabei zumeist effizienter als der Wechselrichterbetrieb (SOFC). Ohne Kenntnis der genauen Topologie und Regelstrategie des TruConvert AC3025 lässt sich hier nur schwer eine Aussage treffen, allerdings würde dies sich mit den beobachteten Wirkungsgradverläufen decken.

Die Wirkungsgrade der TruConvert DC1030 werden im Datenblatt je nach Spannungsunterschied zwischen 95 % und 99,5 % und für den TruConvert AC3025 mit maximal 98 % angegeben. Die gemessenen maximalen Werte entsprechen dieser Größenordnung (Tabelle 9). Die Werte für Betriebspunkte geringer Ströme fallen völlig aus dem angegebenen Bereich heraus, können allerdings auch als Extremfälle für das TruConvert-System angesehen werden. Eine getrennte Vermessung von TruConvert AC3025 und dem verwendeten TT würde eine tiefere Einsicht in die Wirkungsgradverhältnisse ermöglichen.

Wie in Abbildung 39 zu erkennen ist, ist es mit dem vorliegenden Aufbau nicht gelungen, die vorgegebene Spannungs-Strom-Kennlinie exakt nachzufahren. Dabei sind die Ergebnisse im SOFC-Betrieb bedeutend besser ausgefallen, was auf den Einsatz der DC-Quellen und die Bedienung mittels Sollstromvorgabe im „DC-Independent-Mode“ zurückzuführen ist. Durch die DC-Quellen kann die Spannung sehr genau eingestellt werden und diese wird auch während dem Betrieb gehalten, ebenso funktioniert die Erfüllung der Sollstromvorgabe in diesem Betriebsmodus sehr gut. Der Unterschied zwischen der gemessenen und der vorgegebenen Kennlinie wird mit steigendem Strom linear größer. Dies ist auf den Spannungsabfall über die Leitungen zwischen den DC-Quellen und den Gleichstromstellern zu erklären. Demnach liegt an den DC-Quellen zwar die richtige, vorgegebene Spannung an, allerdings wird diese nicht an der Messstelle erfasst.

Die Abweichung von der vorgegebenen Spannungs-Strom-Kennlinie fällt für den SOEC-Betrieb deutlich größer aus. Diese Abweichung ergibt sich aus dem Bedienmodus der Sollleistungsvorgabe an den TruConvert AC3025. Dieser regelt gemäß der Sollleistungsentnahme aus dem Netz, welche allerdings nicht die Leistung ist, die am Lastwiderstand ankommt. Dadurch stellt sich am Lastwiderstand ein anderes U/I-Paar ein. Um die Kennlinie mit dem Lastwiderstand und der Sollleistungsvorgabe exakt nachfahren zu können, müsste der Wirkungsgrad für den jeweiligen Betriebspunkt bei der Versuchsdurchführung bereits bekannt sein und eine entsprechend höhere Sollleistung vorgegeben werden. Demnach folgen die Spannungsabweichungen dem Verlauf der Wirkungsgrade: Bei höheren Wirkungsgraden werden die Abweichungen kleiner, wie in Abbildung 39 sehr gut zu erkennen ist. Die Schwankungen ergeben sich aus ungenau eingestellten Widerstandswerten, sowie den starken Verzerrungen der Ausgangsgrößen, die bereits diskutiert wurden. Wie in Abschnitt 4.1 beschrieben und in Abbildung 21 grafisch

dargestellt, muss der Widerstand besonders im Bereich hoher Leistungen sehr fein verstellt werden. Gemäß der vorgegebenen Kennlinie muss beispielsweise für die letzten beiden Betriebspunkte bei einer Sollleistung von 17231 W und 18880 W der Widerstand einen Wert von $3,09 \Omega$ und $2,95 \Omega$ annehmen. Da das zur Widerstandsmessung verwendete Multimeter Widerstandswerte nur mit einer Genauigkeit von $0,1 \Omega$ misst, ist hier ein hohes Unsicherheitsmaß vorhanden. Weiters erwärmt sich der Lastwiderstand während dem Betrieb, wodurch sich der Widerstandswert verändert. Durch rasche Datenerfassung – nachdem sich die Sollwerte eingestellt haben – wurde versucht die Auswirkungen dieses Effekts so gering wie möglich zu halten. Für die Vermessung des SOEC-Betriebs wäre eine regelbare Gleichspannungssenke, welcher man eine Sollspannung oder sogar eine Kennlinie vorgeben kann, besser geeignet. Trotz der Abweichungen vom Sollwert, behalten die hier getroffenen Aussagen ihre Gültigkeit, da nicht anzunehmen ist, dass sich das Verhalten der Leistungselektronik in den exakten Kennlinienpunkten von den hier Gemessenen qualitativ stark unterscheidet.

Bei der Betrachtung der Fourier-Transformationen in Abbildung 41, Abbildung 42 und Abbildung 43, fallen zunächst die Peaks bei 19750 Hz auf. Diese treten in jedem Betriebspunkt an jeder Messstelle unabhängig von der Leistungsrichtung auf. Am deutlichsten sind sie im Zwischenkreis ausgeprägt. Hier sei noch einmal darauf hingewiesen, dass die Darstellungen zur Vergleichbarkeit der verschiedenen Betriebspunkte auf den Betrag des maximalen Fourier-Koeffizienten des jeweiligen Betriebspunktes normiert wurden. Im maximalen Fall beträgt der 19750 Hz-Peak im Zwischenkreis 67,75 % des Gleichwertes. Es ist anzunehmen, dass hier die Schaltfrequenz der Leistungselektronik beobachtet werden kann. Ebenso treten Peaks bei 7500 Hz und 14960 Hz auf, allerdings nicht so sehr ausgeprägt. Es ist eindeutig zu erkennen, dass die Oberschwingungsanteile der Gleichströme im SOEC-Betrieb allgemein wesentlich signifikanter ausfallen als im SOFC-Betrieb. Dass es sich hier für geringe Ströme im Grunde genommen um keine Gleichströme handelt, wurde zuvor durch die Aufnahmen der Verläufe von Spannung und Strom an den einzelnen Betriebspunkten, wie in Abbildung 36, begründet. Außerdem wurden die in Abbildung 38 gezeigten Rippelanteile, welche bis zu SOEC-Betriebspunkten von -40 A bei über 100 % liegen, für die Argumentation herangezogen. Diese Behauptung kann weiters durch die harmonische Analyse untermauert werden. Dazu soll die in Abbildung 45 gezeigte Detailaufnahme der Fourier-Transformationen des rSOC-Stromes i_{rSOC} betrachtet werden. Zu sehen ist, dass der maximale Fourier-Koeffizient der ersten drei Messpunkte bei 15 Hz, 30 Hz und 35 Hz liegt und damit die überlagerte Grundschwingung größer ist als der Gleichwert. Die überlagerte Grundschwingung verschiebt sich bei steigendem Strom zu höheren Frequenzen und ihre Amplitude flacht ab. Ähnliche Ergebnisse können für den SOEC-Betrieb auch im Zwischenkreis beobachtet werden.

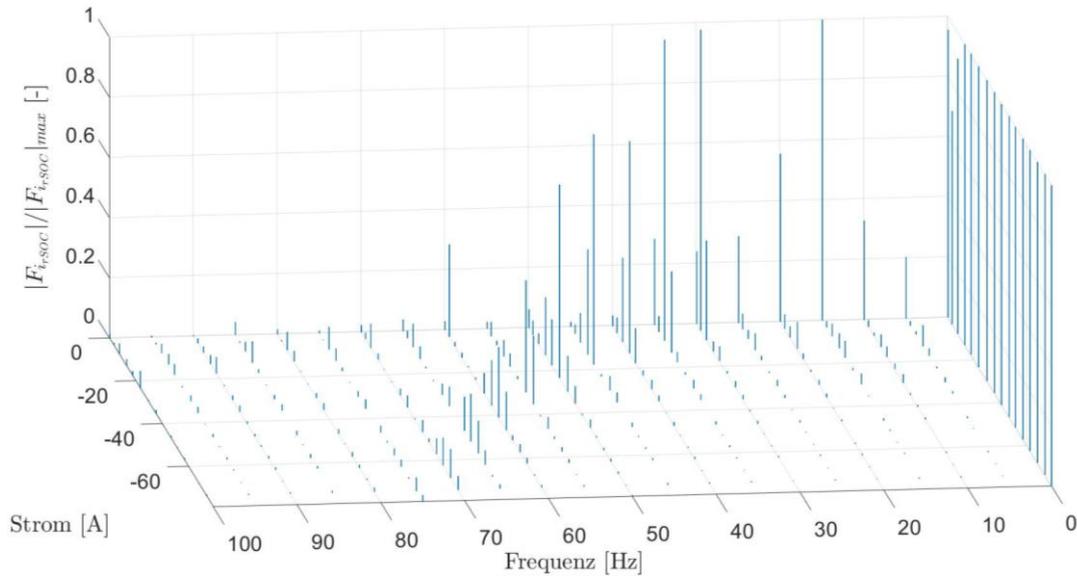


Abbildung 45: Detailaufnahme der Fourier-Transformationen des rSOC-Stromes i_{rSOC} im SOEC-Betrieb

Wie bereits bei der Betrachtung des Rippelanteils, weist auch bei der harmonischen Analyse der SOFC-Betrieb eine wesentlich bessere Charakteristik auf. Dies ist wie erwähnt wahrscheinlich auf die Sollstromvorgabe und den Einsatz der DC-Quellen zurückzuführen.

Die schlechtesten Betriebspunkte im SOEC-Betrieb wurden bei -0,43 A und -3,63 A gemessen. Im SOFC-Betrieb konnten diese Punkte nicht angefahren werden, da die Gleichstromsteller erst bei einer Sollstromvorgabe von 4 A zu arbeiten begonnen haben. Daher beginnen die Messungen für den SOFC-Betrieb erst ab 4,15 A. Ebenso muss berücksichtigt werden, dass sich das Betriebsverhalten mit steigendem Strom tendenziell verbessert, die SOFC-Kennlinie allerdings bei 50 A und die SOEC-Kennlinie erst bei -80 A endet.

In Abschnitt 5.2 wurde auf den Offset der verwendeten Hallsensoren hingewiesen. Dieser wurde durch Mittelung über zehn Messungen auf die Werte, wie sie in Tabelle 8 angegeben sind, quantifiziert und den Messergebnissen abgezogen. Dadurch wurden die präsentierten Ergebnisse erhalten, welche eben auf ihre Plausibilität geprüft wurden. Durch die Annahme, dass der Offset auch bei Stromfluss zumindest in der gleichen Größenordnung liegt, kann gesagt werden, dass die Messergebnisse bei kleinen Strömen am stärksten davon beeinflusst sind. Allerdings ist zu untersuchen, wie starr der ermittelte Offset ist, beziehungsweise in welcher Weise er sich während dem Betrieb verändert. Nur für einen vom Belastungsgrad unabhängigen Offset ist eine pauschale, rechnerische Bereinigung zulässig ist.

Die Messergebnisse der Ströme sind weiters deshalb zu hinterfragen, da der Effektivwert des Nennprimärstromes der Hallsensoren bei 200 A liegt. Bei diesem Strom liefern die Hallsensoren ein Signal von 4 V. Der gesamte Messbereich liegt bei ± 600 A. Bei Nennstrom und 25 °C liegt die Genauigkeit laut Datenblatt bei ± 1 %. Die gemessenen Ströme reichen von <0,5 A bis ungefähr 80 A, liegen also auch im maximalen Fall deutlich unter dem Nennstrom

der Sensoren. Die sich daraus ergebenden Ausgangssignale reichen von <10 mV bis zu ungefähr 1,6 V. Die Umgebungstemperatur betrug während der Versuchsdurchführung konstant $18,4$ °C, wodurch sich bei einem Temperaturkoeffizienten von ± 1 mV/K eine weitere Unsicherheit von $\pm 0,13$ A ergibt. [75]

Da anzunehmen ist, dass die für den Nennstrom angegebenen Genauigkeit sich bei niedrigen Messwerten verschlechtert, haben die erfassten Zahlenwerte der Strommessung besonders bei Betriebspunkten mit geringen Strömen keine repräsentative Aussagekraft. Aus demselben Grund müssen auch die berechneten Leistungen und Wirkungsgrade mit einer dementsprechenden Unsicherheit betrachtet werden. Die beobachteten Trends zur Charakterisierung behalten allerdings ihre Gültigkeit.

Zur Verbesserung der Genauigkeit sollten Hallsensoren verwendet werden, deren Messbereich besser auf den zu erwarteten Strom abgestimmt ist und deren Verhalten genau untersucht wurde. Für eine erste Annäherung kann der Messbereich angepasst werden, indem der stromführende Leiter mehrmals durch die Durchführungs-Öffnung gezogen wird und sich damit eine höhere Wicklungszahl ergibt. Die Wicklungszahl ist proportional zum Induktionspegel, welcher wiederum proportional zum Ausgangssignal ist. [78]

8 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Zur Nutzung von rSOC-Systemen müssen diese in das elektrische Netz integriert werden. Die niedrigen Gleichspannungsniveaus und der bidirektionale Betrieb, sowie die Anforderungen an die Stromform und die geringen Isolationswiderstände der Zellen stellen jedoch schwierige Bedingungen für ein Leistungselektronik-System dar. Daraus leitet sich die Forschungsfrage nach der Eignung eines betrachteten Systems zur Netzkopplung von rSOC-Systemen ab.

Das Leistungselektronik-System, welches diese Anforderungen erfüllen soll, wurde im Vorfeld der Arbeit am Lehrstuhl für Energieverbundtechnik ausgewählt. Dieses besteht aus einem Trenntransformator, einer bidirektionalen AC/DC-, einer bidirektionalen DC/DC-Stufe und einer Systemsteuerungseinheit. Die Komponenten stammen vom Hersteller Trumpf aus der TruConvert-Serie. Für die Auswahl und auch für die Dimensionierung aller weiteren Systemkomponenten wurde stets die Spannungs-Strom-Kennlinie eines rSOC-Systems herangezogen. Um den vollen Strombereich der Kennlinie dem Leistungselektronik-System beaufschlagen zu können, werden in der DC/DC-Stufe zwei bidirektionale Gleichstromsteller parallel verwendet, da ansonsten der maximale Strom von 80 A nicht erreicht werden kann. Die Komponenten der Leistungselektronik wurden in die PHIL-Infrastruktur des Lehrstuhls integriert, um damit die Spannungs-Strom-Kennlinie eines realen rSOC-Systems vorzugeben und das Verhalten der Leistungselektronik für die betrachteten Betriebspunkte aufzuzeichnen. Bei der anschließenden Auswertung werden die zeitlichen Verläufe der gemessenen Größen dargestellt, Leistungen und Wirkungsgrade berechnet, der Ripplestromanteil ermittelt und durch harmonische Analyse die auftretenden Oberschwingungen betrachtet.

Ein rSOC-System kann in seiner Funktionsweise als SOFC- und SOEC-Betrieb getrennt betrachtet werden. Dabei findet im SOFC- Betrieb ein Leistungsfluss von dem Stack ins Netz und im SOEC-Betrieb vom Netz in den Stack statt.

Gemäß dem PHIL-Ansatz ist das tatsächliche rSOC-System nur durch seine Kennlinie im Versuchsaufbau repräsentiert. Die Leistungsflüsse können im SOFC-Betrieb durch DC-Quellen und im SOEC-Betrieb durch einen ohmschen Lastwiderstand realisiert werden. Das Netz wird durch einen Grid-Emulator definiert vorgegeben.

Der Aufbau wird über ein eigens dafür entwickeltes SCADA-System in Echtzeit überwacht und gesteuert. Die Messdatenerfassung erfolgt, nachdem der gewünschte Betriebspunkt eingestellt wurde, simultan für alle Messgrößen mit einer Abtastfrequenz von 50000 Hz. Es werden jeweils Spannung und Strom netz-, zwischenkreis und niederspannungsseitig gemessen. Die Bedienung der Leistungselektronik erfolgt im SOFC-Betrieb als

Sollstromvorgabe an die Gleichstromsteller und im SOEC-Betrieb als Sollleistungsvorgabe an den bidirektionalen Wechselrichter.

Durch die Ergebnisse wurde deutlich, dass die Betriebspunkte, welche durch die rSOC-Kennlinie vorgegeben sind, in einem unpassend kleinen Leistungsbereich der Leistungselektronik liegen. Dies wirkt sich nicht nur negativ auf den Wirkungsgrad, sondern auch auf die Stromform aus. Der Wirkungsgrad wird außerdem durch den großen Spannungsunterschied zwischen Nieder- und Hochspannungsseite beeinflusst.

Die Stromform verbessert sich bei steigendem Strom und damit steigender Leistung. Es wurde beobachtet, dass gerade im SOEC-Betrieb die ausgangsseitigen Größen völlig unzureichende Kurvenformen annehmen. Als Ursache dafür kommen eine unpassende, interne Regelstrategie der TruConvert DC1030 oder auch der Einsatz des Lastwiderstandes anstatt einer Batterie oder Elektrolysezelle infrage. Im SOFC-Betrieb ergibt sich ein wesentlich besseres gleichspannungsseitiges Betriebsverhalten. Diese Ergebnisse können jeweils durch Darstellung des zeitlichen Verlaufs von Spannung und Strom, durch Ermitteln des Rippelstromanteils als Verhältnis des Spitze-Spitze-Wertes zum Gleichwert, sowie durch die harmonische Analyse übereinstimmend erhalten werden.

Für den Einsatz mit einem realen rSOC-System ist ein maximaler Rippelstromanteil von unter 2 % gefordert. Dieser Wert wird nur im SOFC-Betrieb bei maximaler Leistung erreicht. Dementsprechend kann als Ergebnis angegeben werden, dass das System ohne weitere Anpassung zur bidirektionalen Netzkopplung eines rSOC-Systems ungeeignet ist.

Aus dieser Arbeit haben sich Empfehlungen ergeben, welche Anpassungsmöglichkeiten untersucht werden können, um das Betriebsverhalten zu verbessern. Diese sollen im Folgenden angeführt werden:

- Wenn es die Anwendung erlaubt, kann die DC/DC-Stufe nur mit einem einzigen TruConvert DC1030 ausgeführt werden. Dadurch ist der SOEC-Betrieb zwar auf 70 A limitiert, allerdings befinden sich alle weiteren Betriebspunkte der rSOC-Kennlinie in einem besseren Leistungsbereich der DC/DC-Stufe.
- Die Möglichkeit zur Sollstromvorgabe an die TruConvert DC1030 sollte trotz der unpraktikablen Bedienung in Betracht gezogen werden. Dadurch könnte sich eine bessere, interne Regelstrategie für die niederspannungsseitigen Größen – entsprechend dem Vorbild im SOFC-Betrieb – einstellen.
- Durch Absenken der Zwischenkreisspannung kann der Wirkungsgrad der TruConvert DC1030 erhöht werden.

- Geeignete Filter- und Saugkreiskonzepte können erarbeitet werden, welche auf die ermittelten Frequenzen der am stärksten ausgeprägten Oberschwingungen ausgelegt sind. Diese können so zur Reduktion des Oberschwingungsanteils eingesetzt werden.

Als Ergebnis dieser Arbeit wurde nicht nur die Leistungselektronik charakterisiert, sondern auch der verwendete Versuchsaufbau validiert. Als besondere Ungenauigkeitsquellen haben sich die verwendeten Hallsensoren und der Einsatz des Lastwiderstandes zur SOEC-Simulation herauskristallisiert. Empfehlungen zur Anpassung des vorliegenden Messsystems, die sich aus der Arbeit ergeben haben, sollen hier ebenso angeführt werden, wie weitere Untersuchungsmöglichkeiten. Die angeführten Ideen für an diese Arbeit anschließende Untersuchungen würden einer vertiefenden Charakterisierung der Leistungselektronik dienen. Die hier behandelten Lösungsansätze für die aufgetretenen Problematiken sollen außerdem zukünftigen Projekten mit ähnlichen Anforderungen und Methodiken als Unterstützung und Anleitung dienen.

- Zur Strommessung sollten Hallsensoren verwendet werden, deren Messbereich in der Größenordnung des zu erwartenden Stromes liegt und deren Verhalten genauestens untersucht wurde. Sind diese nicht verfügbar, kann durch mehrmalige Durchführung des stromführenden Leiters der Messbereich der Hallsensoren herabgesetzt werden.
- Die verwendeten Hallsensoren sollten so eingestellt werden, dass sie möglichst keinen Offset aufweisen.
- Im SOEC-Betrieb könnte eine Regelung eingesetzt werden, welche die Sollleistung des TruConvert AC3025 anpasst, um den gewünschten Kennlinienbetriebspunkt korrekt einzustellen. Außerdem sollte eine genauere Methode zur Messung des Widerstandswertes verwendet werden.
- Es sollte in Erwägung gezogen werden, den Lastwiderstand durch eine regelbare DC-Senke mit Sollspannungsvorgabe zu ersetzen. Dadurch können die Betriebspunkte der Kennlinie besser angefahren werden und die Simulation des Elektrolysebetriebs nähert sich der Realität besser an.
- Der Trenntransformator und der TruConvert AC3025 sollten getrennt vermessen werden, um deren Einzelwirkungsgrade zu bestimmen.

Aufgrund der aufgezeigten Einflüsse auf die Genauigkeit der Messergebnisse, besitzen die Zahlenwerte der Ströme, Leistungen und Wirkungsgrade – besonders für Betriebspunkte bei kleinen Strömen – nur bedingte Aussagekraft. Die Größenordnungen der ermittelten Ergebnisse, sowie die beobachteten Trends behalten allerdings ihre Gültigkeit. Damit kann die Forschungsfrage dahingehend beantwortet werden, dass von einem Einsatz des untersuchten Leistungselektronik-System in der vorliegenden Konfiguration – ohne weitere Anpassung – abgeraten wird.

9 LITERATURVERZEICHNIS

- [1] MEADOWS, Donella H. ; MEADOWS, Dennis L. ; RANDERS, Jørgen ; BEHRENS, William W.: *The limits to growth : A report for the Club of Rome's project on the predicament of mankind*. New York : A Signet Book from New American Library, 1972 (A Potomac Associates Book)
- [2] TÖPLER, Johannes (Hrsg.); LEHMANN, Jochen (Hrsg.): *Wasserstoff und Brennstoffzelle : Technologien und Marktperspektiven*. 2., aktualisierte u. erw. Auflage 2017. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2017
- [3] ZHANG, Zihang ; ZHOU, Jun ; ZONG, Zheng ; CHEN, Qianchang ; ZHANG, Peng ; WU, Kai: *Development and modelling of a novel electricity-hydrogen energy system based on reversible solid oxide cells and power to gas technology*. In: *International Journal of Hydrogen Energy* 44 (2019), Nr. 52, S. 28305–28315
- [4] BUFFO, Giulio ; FERRERO, Domenico ; SANTARELLI, Massimo ; LANZINI, Andrea: *Energy and environmental analysis of a flexible Power-to-X plant based on Reversible Solid Oxide Cells (rSOCs) for an urban district*. In: *Journal of Energy Storage* 29 (2020), S. 101314
- [5] LAMAGNA, Mario ; NASTASI, Benedetto ; GROPPI, Daniele ; ROZAIN, Caroline ; MANFREN, Massimiliano ; ASTIASO GARCIA, Davide: *Techno-economic assessment of reversible Solid Oxide Cell integration to renewable energy systems at building and district scale*. In: *Energy Conversion and Management* 235 (2021), Nr. 7, S. 113993
- [6] POSDZIECH, Oliver ; SCHWARZE, Konstantin ; BRABANDT, Jörg: *Efficient hydrogen production for industry and electricity storage via high-temperature electrolysis*. In: *International Journal of Hydrogen Energy* 44 (2019), Nr. 35, S. 19089–19101
- [7] MORTIMER, Charles E. ; MÜLLER, Ulrich: *Chemie : Das Basiswissen der Chemie*. 13. vollständig überarbeitete Auflage. Stuttgart, New York : Georg Thieme Verlag, 2020 (Thieme eRef)
- [8] ATKINS, Peter W. ; PAULA, Julio de ; KEELER, James J.: *Physikalische Chemie*. 6. Auflage. Weinheim : Wiley-VCH GmbH, 2021
- [9] KURZWEIL, Peter: *Angewandte Elektrochemie*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020
- [10] KURZWEIL, Peter; SCHMID, Ottmar (Mitarb.): *Brennstoffzellentechnik : Grundlagen, Materialien, Anwendungen, Gaserzeugung*. 3rd ed. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 2016

- [11] ADAM, Gerold ; LÄUGER, Peter ; STARK, Günther: *Physikalische Chemie und Biophysik*. 5. Aufl. 2009. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2009 (Springer-Lehrbuch)
- [12] KURZWEIL, Peter ; DIETLMEIER, Otto K.: *Elektrochemische Speicher : Superkondensatoren, Batterien, Elektrolyse-Wasserstoff, Rechtliche Rahmenbedingungen*. 2., aktualisierte und erweiterte Auflage. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2018 (SpringerLink Bücher)
- [13] BUTTLER, Alexander ; SPLIETHOFF, Hartmut: *Current status of water electrolysis for energy storage, grid balancing and sector coupling via power-to-gas and power-to-liquids: A review*. In: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 82 (2018), S. 2440–2454
- [14] FRANK, Matthias: *Reversible wasserstoffbetriebene Festoxidzellensysteme*. In: *Schriften des Forschungszentrums Jülich / Energy & Environment*, Nr. 475
- [15] WENDEL, Christopher H. ; KAZEMPOOR, Pejman ; BRAUN, Robert J.: *A thermodynamic approach for selecting operating conditions in the design of reversible solid oxide cell energy systems*. In: *Journal of Power Sources* 301 (2016), S. 93–104
- [16] LEDJEFF, Konstantin (Hrsg.): *Brennstoffzellen : Entwicklung, Technologie, Anwendung*. 1. Aufl. Heidelberg : Müller, 1995
- [17] GE, Xiaoming ; ZHANG, Lan ; FANG, Yanan ; ZENG, Jie ; CHAN, Siew Hwa: *Robust solid oxide cells for alternate power generation and carbon conversion*. In: *RSC Advances* 1 (2011), Nr. 4, S. 715
- [18] HANSEN, John Bøggild: *Solid oxide electrolysis--a key enabling technology for sustainable energy scenarios*. In: *Faraday discussions* 182 (2015), S. 9–48
- [19] MOGENSEN, Mogens B.: *Materials for reversible solid oxide cells*. In: *Current Opinion in Electrochemistry* 21 (2020), S. 265–273
- [20] ZHANG, Jun ; LENSER, Christian ; MENZLER, Norbert H. ; GUILLON, Olivier: *Comparison of solid oxide fuel cell (SOFC) electrolyte materials for operation at 500 °C*. In: *Solid State Ionics* 344 (2020), S. 115138
- [21] GETHMANN, Carl Friedrich: *Brennstoffzellen und Virtuelle Kraftwerke*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2009 (36)
- [22] AGARKOVA, E. A. ; ZADOROZHNYAYA, O.Yu. ; BURMISTROV, I. N. ; YALOVENKO, D. V. ; AGARKOV, D. A. ; RABOTKIN, S. V. ; SOLOVYEV, A. A. ; NEPOCHATOV, Yu.K. ; LEVIN, M. N. ; BREDIKHIN, S. I.: *Relationships between mechanical stability of the anode supports and electrochemical performance of intermediate-temperature SOFCs*. In: *Materials Letters* 303 (2021), S. 130516

- [23] GRAVES, Christopher ; EBBESEN, Sune Dalgaard ; JENSEN, Søren Højgaard ; SIMONSEN, Søren Bredmose ; MOGENSEN, Mogens Bjerg: *Eliminating degradation in solid oxide electrochemical cells by reversible operation*. In: *Nature materials* 14 (2015), Nr. 2, S. 239–244
- [24] JIANG, San Ping: *Development of lanthanum strontium cobalt ferrite perovskite electrodes of solid oxide fuel cells – A review*. In: *International Journal of Hydrogen Energy* 44 (2019), Nr. 14, S. 7448–7493
- [25] WINKLER, Wolfgang: *Brennstoffzellenanlagen*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2002
- [26] KENDALL, Kevin (Hrsg.); KENDALL, Michaela (Hrsg.): *High-temperature solid oxide fuel cells for the 21st century : Fundamentals, design and applications*. Amsterdam : Elsevier Academic Press, 2016
- [27] FRANK, Matthias ; DEJA, Robert ; PETERS, Roland ; BLUM, Ludger ; STOLTEN, Detlef: *Bypassing renewable variability with a reversible solid oxide cell plant*. In: *Applied Energy* 217 (2018), S. 101–112
- [28] CHADLY, Assia ; AZAR, Elie ; MAALOUF, Maher ; MAYYAS, Ahmad: *Techno-economic analysis of energy storage systems using reversible fuel cells and rechargeable batteries in green buildings*. In: *Energy* 247 (2022), S. 123466
- [29] VENKATARAMAN, Vikrant ; PÉREZ-FORTES, Mar ; WANG, Ligang ; HAJIMOLANA, Yashar S. ; BOIGUES-MUÑOZ, Carlos ; AGOSTINI, Alessandro ; MCPHAIL, Stephen J. ; MARÉCHAL, François ; VAN HERLE, Jan ; ARAVIND, P. V.: *Reversible solid oxide systems for energy and chemical applications – Review & perspectives*. In: *Journal of Energy Storage* 24 (2019), S. 100782
- [30] JÖRISSEN, Ludwig ; GARCHE, Jürgen ; ROLAND, Bernd ; DIENHART, Helmut ; HEINZEL, Angelika ; BÜNGER, Ulrich: *Brennstoffzellen in der Kraft-Wärme-Kopplung - eine Energieoption für die Zukunft?* In: *Nachhaltigkeit und Energie* (1999)
- [31] ULLVIUS, Nicolás Cobos ; ROKNI, Masoud: *A study on a polygeneration plant based on solar power and solid oxide cells*. In: *International Journal of Hydrogen Energy* 44 (2019), Nr. 35, S. 19206–19223
- [32] HEUMANN, Klemens: *Grundlagen der Leistungselektronik*. 6., überarbeitete und erweiterte Auflage. Wiesbaden : Vieweg+Teubner Verlag, 1996 (Springer eBook Collection Computer Science and Engineering)
- [33] JÄGER, Rainer ; STEIN, Edgar: *Leistungselektronik : Grundlagen und Anwendungen*. 6., aktualisierte Aufl. Berlin, Offenbach : VDE-Verl., 2011

- [34] HAGMANN, Gert: *Leistungselektronik : Grundlagen und Anwendungen in der elektrischen Antriebstechnik ; mit Aufgaben und Lösungen*. 4., korrigierte Aufl. Wiesbelsheim : Aula-Verl., 2009
- [35] CARRASCO, J. M. ; FRANQUELO, L. G. ; BIALASIEWICZ, J. T. ; GALVAN, E. ; PORTILLOGUISADO, R. C. ; PRATS, M.A.M. ; LEON, J. I. ; MORENO-ALFONSO, N.: *Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey*. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53 (2006), Nr. 4, S. 1002–1016
- [36] SPECOVIVUS, Joachim: *Grundkurs Leistungselektronik*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020
- [37] ZACH, Franz: *Leistungselektronik*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2022
- [38] ALBACH, Manfred: *Elektrotechnik*. 1st ed. Hallbergmoos : Pearson Deutschland GmbH, 2011
- [39] LERCH, Reinhard: *Elektrische Messtechnik : Analoge, digitale und computergestützte Verfahren*. 7. Aufl. 2016. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2016
- [40] *DIN 40110-1:1994-03, Wechselstromgrößen; Zweileiter-Stromkreise*
- [41] VALOV, Boris: *Handbuch Netzintegration Erneuerbarer Energien*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020
- [42] SCHUMANN, Marc ; VORWERK, Daniela ; SCHULZ, Detlef; Helmut-Schmidt-Universität Hamburg (Mitarb.): *Netzintegration von Brennstoffzellen- und Elektrolysesystemen : Helmut-Schmidt-Universität, Universität der Bundeswehr, Fakultät für Elektrotechnik, Professur für Elektrische Energiesysteme*, 2021
- [43] FOGANG-TCHONLA, Etienne: *SOFC-Brennstoffzellen-Kraftwerke in der dezentralen elektrischen Energieversorgung*
- [44] ILHAMI COLAK ; ERSAN KABALCI ; GIANLUCA FULLI ; STAVROS LAZAROU: *A survey on the contributions of power electronics to smart grid systems*
- [45] PRIYADARSHI, Neeraj ; PADMANABAN, Sanjeevikumar ; BHASKAR, Mahajan Sagar ; BLAABJERG, Frede ; HOLM-NIELSEN, Jens Bo ; AZAM, Farooque ; SHARMA, Amarjeet Kumar: *A Hybrid Photovoltaic-Fuel Cell-Based Single-Stage Grid Integration With Lyapunov Control Scheme*. In: *IEEE Systems Journal* 14 (2020), Nr. 3, S. 3334–3342
- [46] SHARMA, Angshuman ; SHARMA, Santanu: *Review of power electronics in vehicle-to-grid systems*. In: *Journal of Energy Storage* 21 (2019), S. 337–361

- [47] MIRHOSSEINI, Mitra ; POU, Josep ; AGELIDIS, Vassilios G.: *Single- and Two-Stage Inverter-Based Grid-Connected Photovoltaic Power Plants With Ride-Through Capability Under Grid Faults*. In: *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 6 (2015), Nr. 3, S. 1150–1159
- [48] VAKACHARLA, Venkata R. ; GNANA, K. ; XUEWEI, P. ; NARASIMAHARAJU, B. L. ; BHUKYA, Mangu ; BANERJEE, Atanu ; SHARMA, Renu ; RATHORE, Akshay K.: *State-of-the-art power electronics systems for solar-to-grid integration*. In: *Solar Energy* 210 (2020), S. 128–148
- [49] FERNÃO PIRES, V. ; ROMERO-CADAVAL, Enrique ; VINNIKOV, D. ; ROASTO, I. ; MARTINS, J. F.: *Power converter interfaces for electrochemical energy storage systems – A review*. In: *Energy Conversion and Management* 86 (2014), S. 453–475
- [50] ZHANG, Zhe ; PITTINI, Riccardo ; ANDERSEN, Michael A.E. ; THOMSENA, Ole C.: *A Review and Design of Power Electronics Converters for Fuel Cell Hybrid System Applications*. In: *Energy Procedia* 20 (2012), S. 301–310
- [51] TRUMPF HÜTTINGER GMBH + CO. KG: *Single-stage three-level inverter approach for connecting high voltage batteries to the grid*. White Paper (2019)
- [52] MARENBACH, Richard ; NELLES, Dieter ; TUTTAS, Christian: *Elektrische Energietechnik*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013
- [53] SCHWAB, Adolf J.: *Elektroenergiesysteme*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2020
- [54] KALTSCHMITT, Martin (Hrsg.); STREICHER, Wolfgang (Hrsg.); WIESE, Andreas (Hrsg.): *Erneuerbare Energien : Systemtechnik - Wirtschaftlichkeit - Umweltaspekte*. 6., vollständig neu überarbeitete Auflage. Berlin, Germany : Springer Vieweg, 2020
- [55] QUASCHNING, Volker: *Regenerative Energiesysteme : Technologie - Berechnung - Klimaschutz*. 11., aktualisierte Auflage. München : Hanser, 2022
- [56] CHAKRABORTY, Sudipta ; SIMÕES, Marcelo G. ; KRAMER, William E.: *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems*. London : Springer London, 2013
- [57] MAROTI, Pandav Kiran ; PADMANABAN, Sanjeevikumar ; BHASKAR, Mahajan Sagar ; RAMACHANDARAMURTHY, Vigna K. ; BLAABJERG, Frede: *The State-of-The-Art of Power Electronics Converters Configurations in Electric Vehicle Technologies*. In: *Power Electronic Devices and Components* (2021), S. 100001
- [58] ANGALAESWARI, S. ; SUBBULEKSHMI, D. ; DEEPA, T. ; S., Krithiga ; JHA, Ashutosh: *Bidirectional DC-DC converter for regenerative fuel cell electric vehicle*. In: *Materials Today: Proceedings* (2021)

- [59] SEITL, Christian ; KATHAN, Johannes ; LAUSS, Georg ; LEHFUSS, Felix: Power hardware-in-the-loop implementation and verification of a real time capable battery model. In: *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)* : IEEE, 2014, S. 2285–2290
- [60] BRANDL, Ron: *Entwicklung einer Power Hardware-in-the-Loop-fähigen Echtzeit-Validierungsumgebung zur Stabilitätsuntersuchung von elektrischen Netzen*. Dissertation
- [61] OPAL-RT TECHNOLOGIES, Inc.: *POWER HARDWARE-IN-THE -LOOP : A Revolution in the Industry*. URL <https://www.opal-rt.com/power-hardware-in-the-loop/> – Überprüfungsdatum 2022-08-17
- [62] BOYER, Stuart A.: *SCADA : Supervisory control and data acquisition*. 4. ed. Research Triangle Park, NC : International Society of Automation, 2010
- [63] THOMAS, Mini S. ; McDONALD, John D.: *Power system SCADA and smart grids*. Boca Raton, FL : CRC Press, 2015
- [64] INSTRUMENTATION TOOLS: *SCADA & Telemetry Systems*. URL <https://instrumentationtools.com/scada-telemetry-systems/> – Überprüfungsdatum 2022-08-20
- [65] NATIONAL INSTRUMENTS CORP.: *Benutzerhandbuch zu cRIO-904x : Embedded-CompactRIO-Controller mit Echtzeitprozessor und rekonfigurierbarem FPGA* 2022. URL <https://www.ni.com/de-at/shop/compactrio.html>
- [66] KUNBUS GMBH: *Modbus - Das Kommunikationsprotokoll für die Industrie*. URL <https://www.kunbus.de/modbus> – Überprüfungsdatum 2022-08-19
- [67] MODBUS ORGANIZATION: *MODBUS Messaging on TCP/IP Implementation Guide V1.0b* (2006). URL <http://www.modbus.org> – Überprüfungsdatum 2022-08-19
- [68] MEYER, Martin: *Signalverarbeitung : Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter*. 9., korrigierte Auflage. Wiesbaden : Springer Vieweg, 2021 (Springer eBook Collection)
- [69] NATIONAL INSTRUMENTS CORP.: *Einführung in LabVIEW*. URL <https://www.ni.com/getting-started/labview-basics/d/> – Überprüfungsdatum 2022-08-20
- [70] NATIONAL INSTRUMENTS CORP.: *LabVIEW Real-Time Module*. URL https://www.ni.com/docs/de-DE/bundle/labview-real-time-module/page/lvrthelp/lv_real_time_help.html – Überprüfungsdatum 2022-08-20

- [71] BUTZ, Tilman: *Fourier transformation for pedestrians*. Second edition. Cham, Heidelberg, New York, Dordrecht, London : Springer, 2015 (Undergraduate lecture notes in physics)
- [72] TRUMPF HÜTTINGER GMBH + Co. KG: *Betriebsanleitung TruConvert DC 1030, TruConvert System Control*. 07.05.2021
- [73] TRUMPF HÜTTINGER GMBH + Co. KG: *Betriebsanleitung TruConvert AC 3025, TruConvert System Control*. 04.05.2021
- [74] NATIONAL INSTRUMENTS CORP.: *NI 9242 Datasheet - National Instruments*
- [75] LEM: *Current Transducer HTA 100 . 1000-S : Datasheet*
- [76] NATIONAL INSTRUMENTS CORP.: *NI 9252 Datasheet - National Instruments*
- [77] BÄCHLI AG: *Datenblatt 3 Ph. Trenntransformator, BDVU25000*. 20.12.2021
- [78] LEM: *Galvanisch getrennte Strom- und Spannungswandler : Eigenschaften - Anwendungen - Dimensionierung*. 3. Aufl.

10 ANHANG

10.1 Zeit- und Frequenzverläufe ausgewählter Betriebspunkte

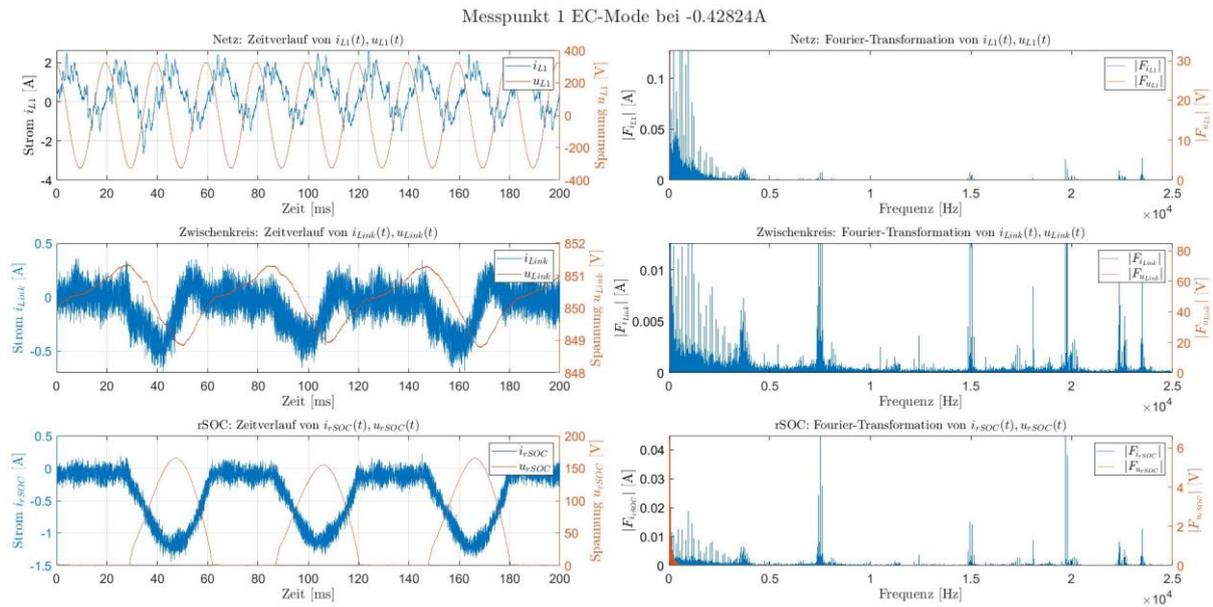


Abbildung 46: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -0,42824 A

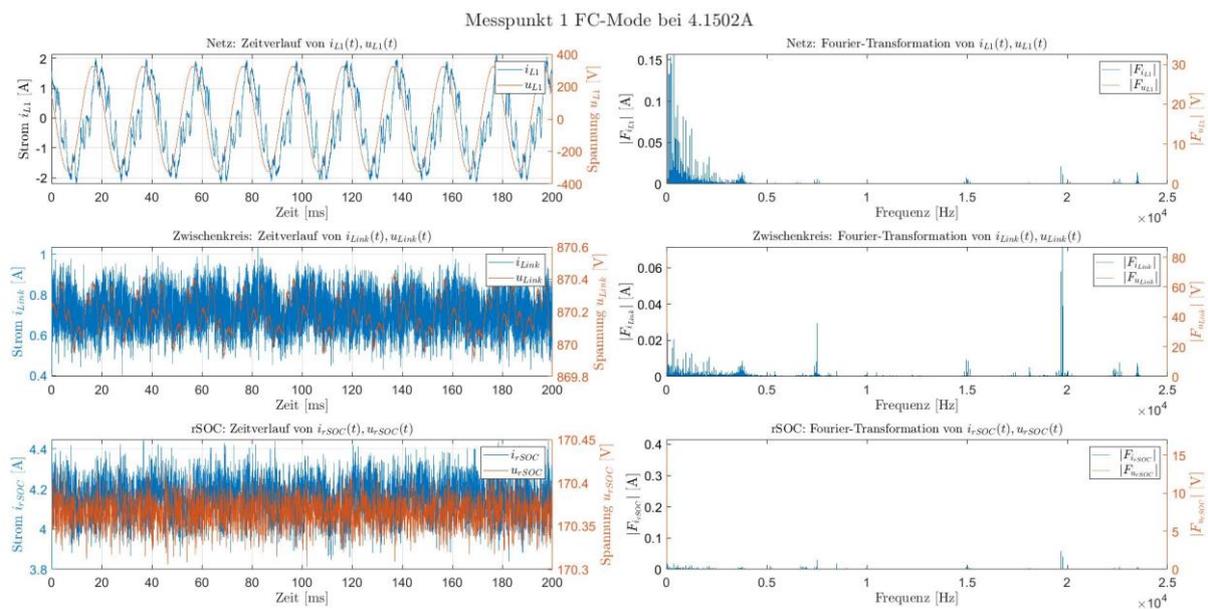


Abbildung 47: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 4,1502 A

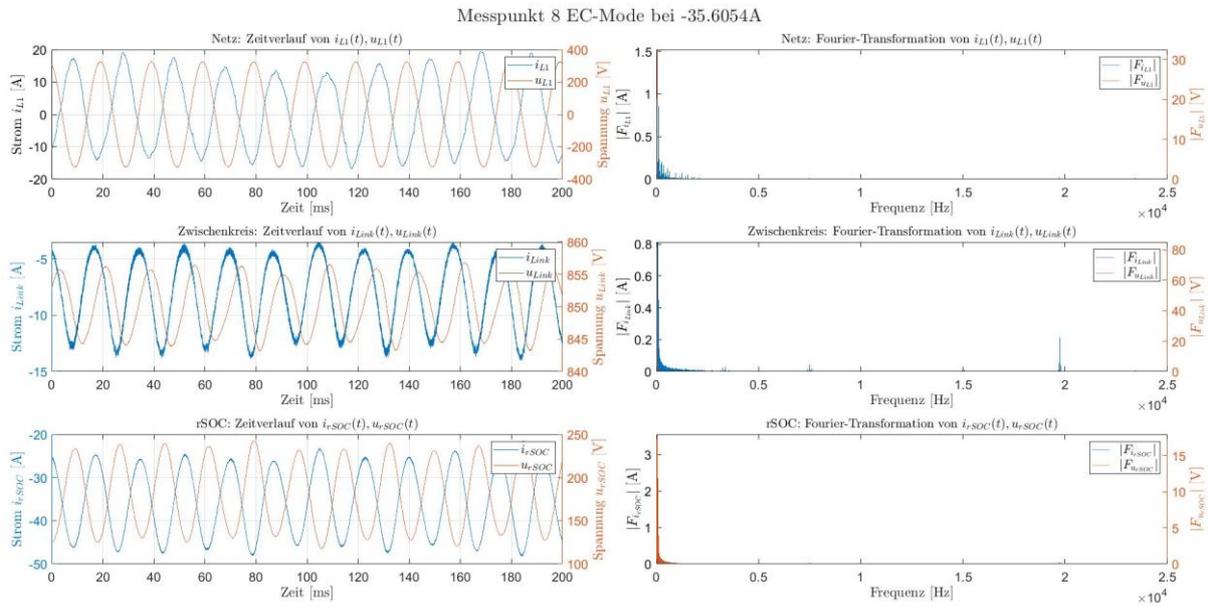


Abbildung 48: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -35,6054 A

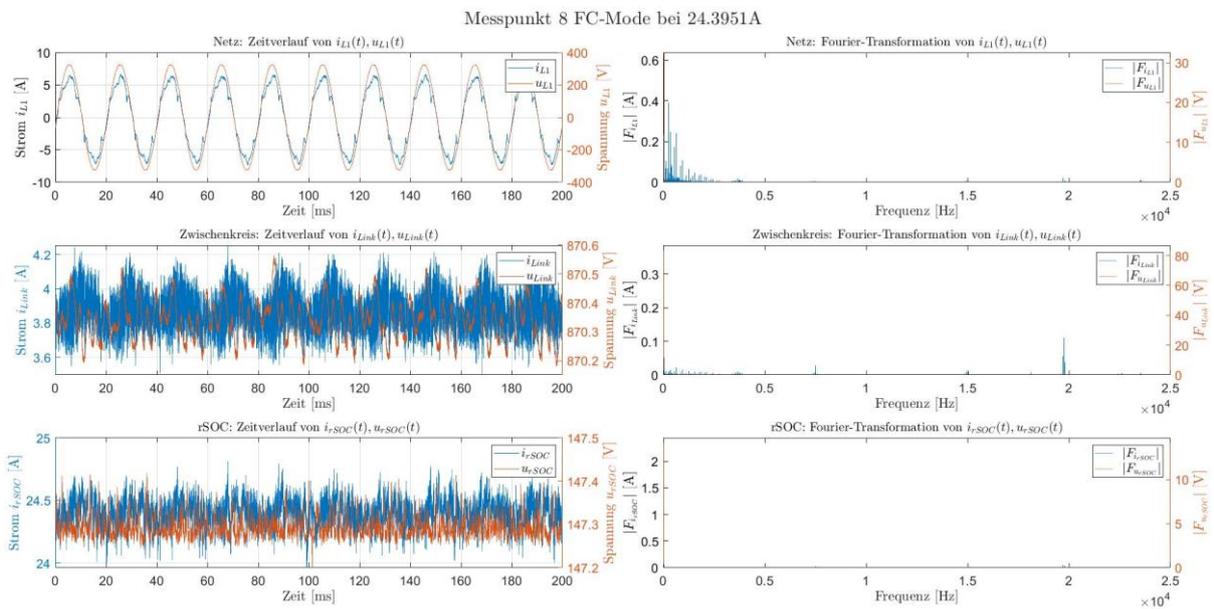


Abbildung 49: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 24,3951 A

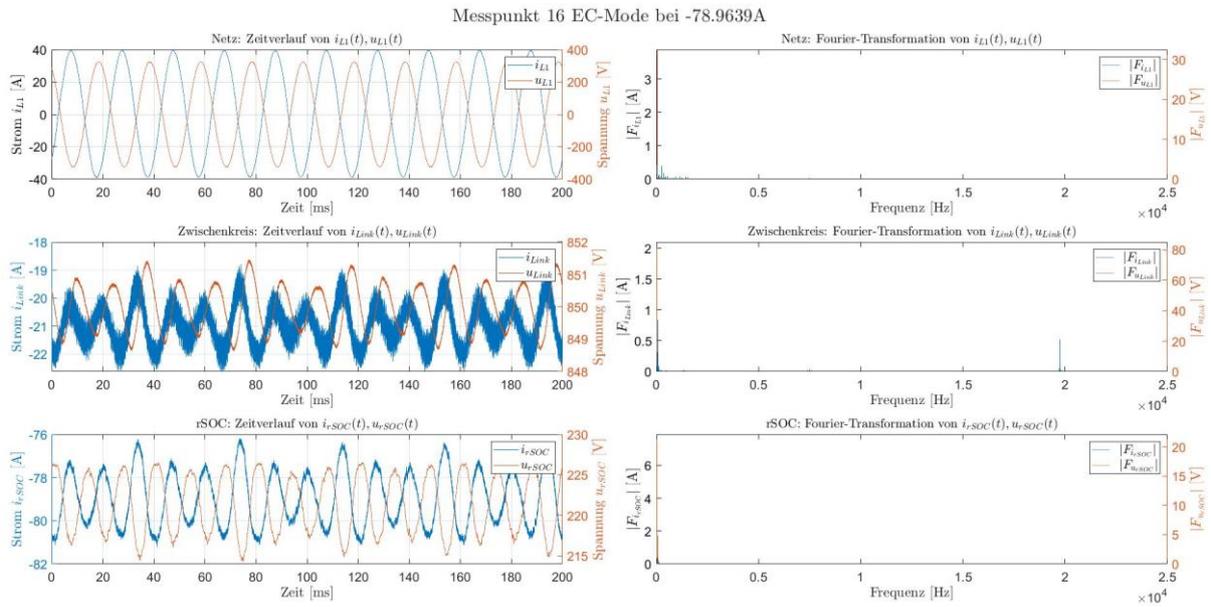


Abbildung 50: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOEC, -78,9639 A

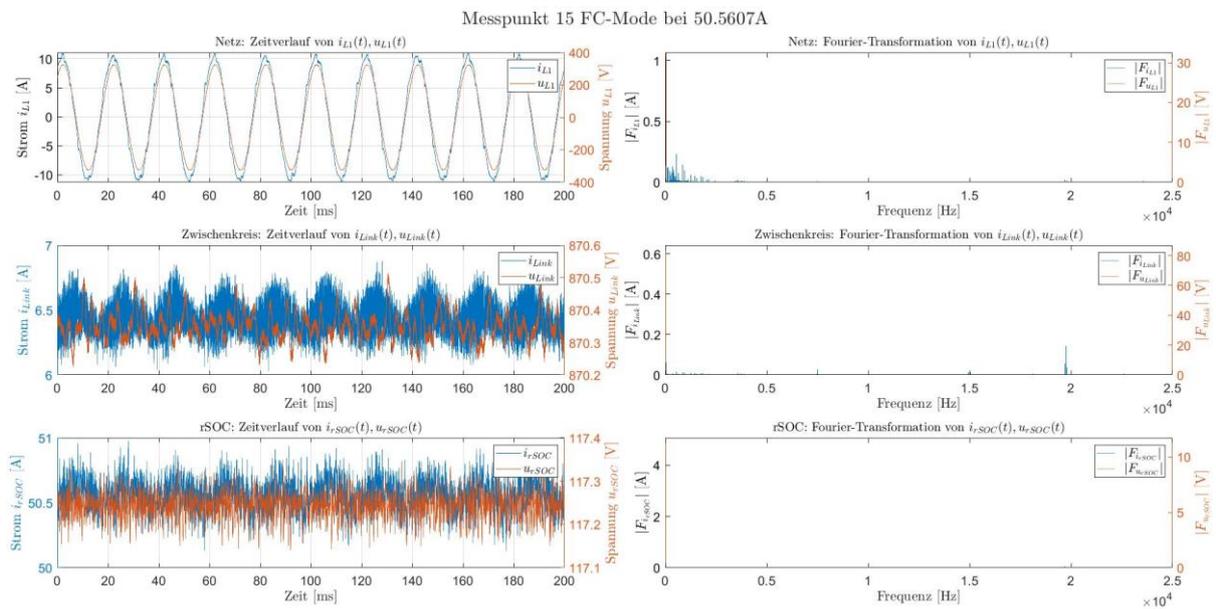


Abbildung 51: Zeit- und Frequenzverläufe von Spannung und Strom bei SOFC, 50,5607 A

10.2 Screenshots LabVIEW-Oberfläche

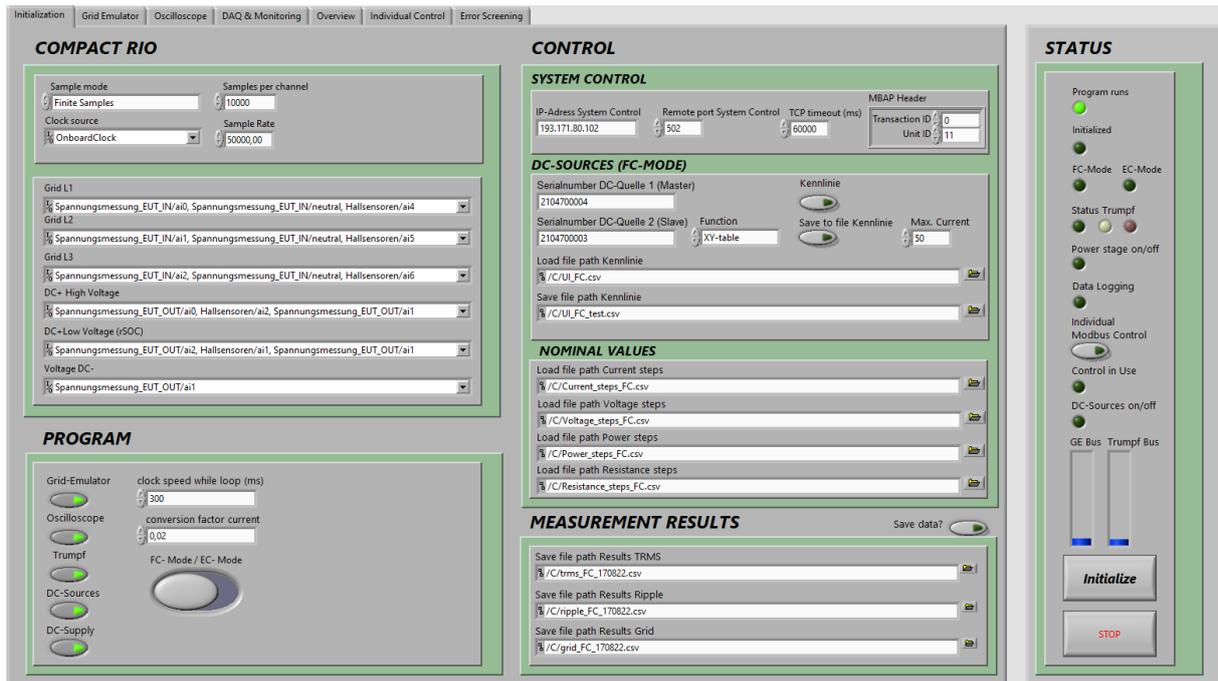


Abbildung 52: LabVIEW-Programm: Initialization



Abbildung 53: LabVIEW-Programm: Grid-Emulator 1

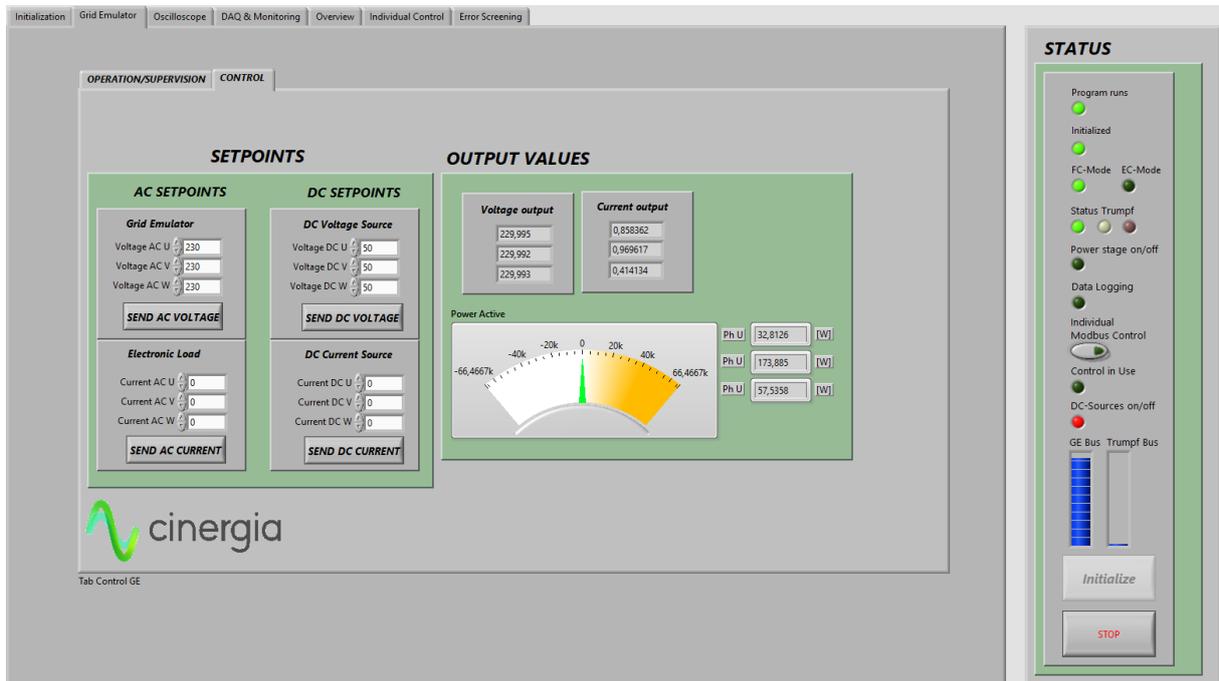


Abbildung 54: LabVIEW-Programm: Grid-Emulator 2

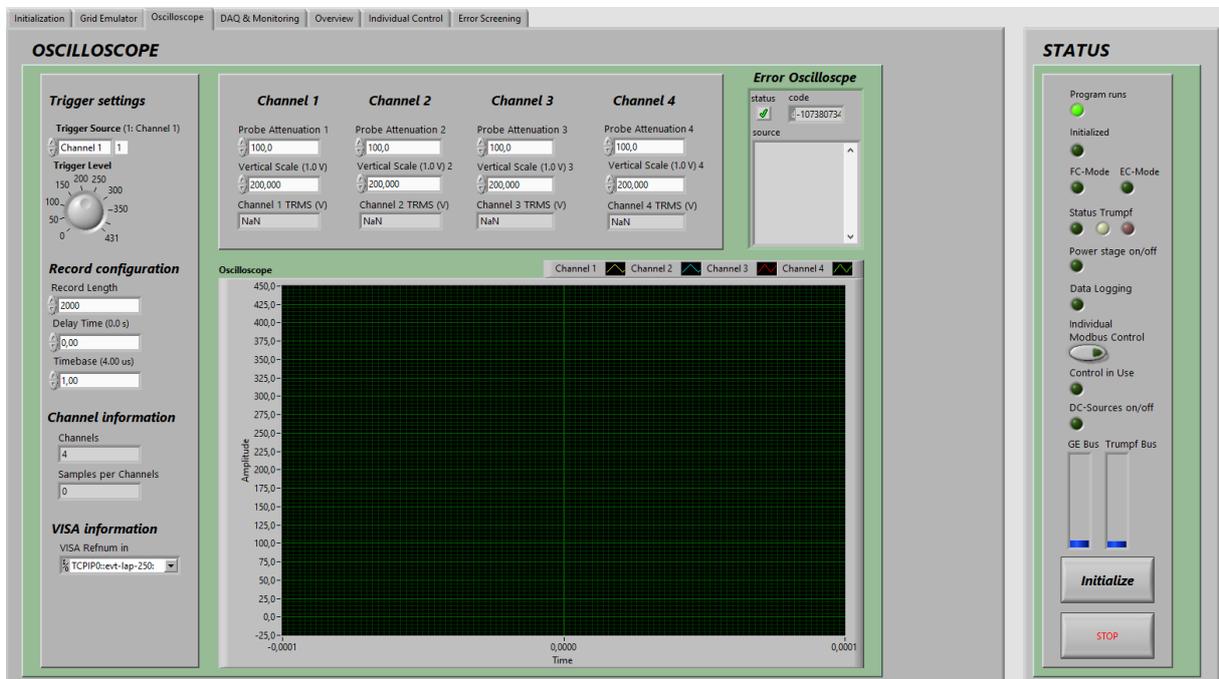


Abbildung 55: LabVIEW-Programm: Oscilloscope

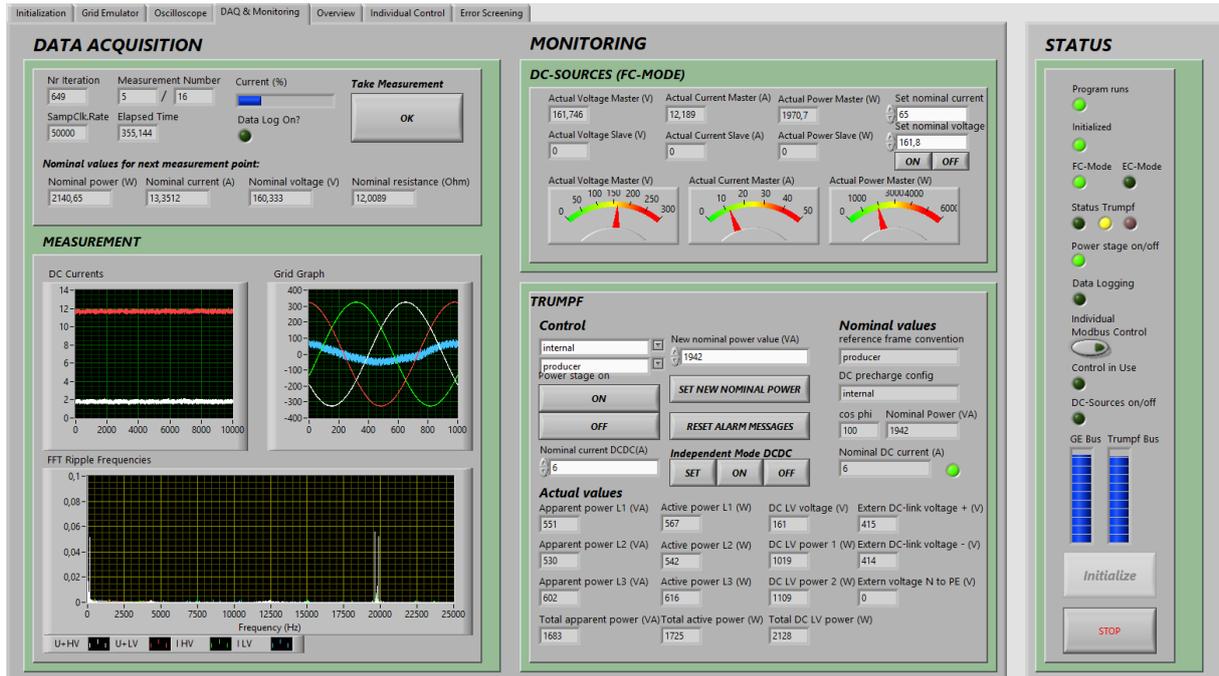


Abbildung 56: LabVIEW-Programm: DAQ & Monitoring

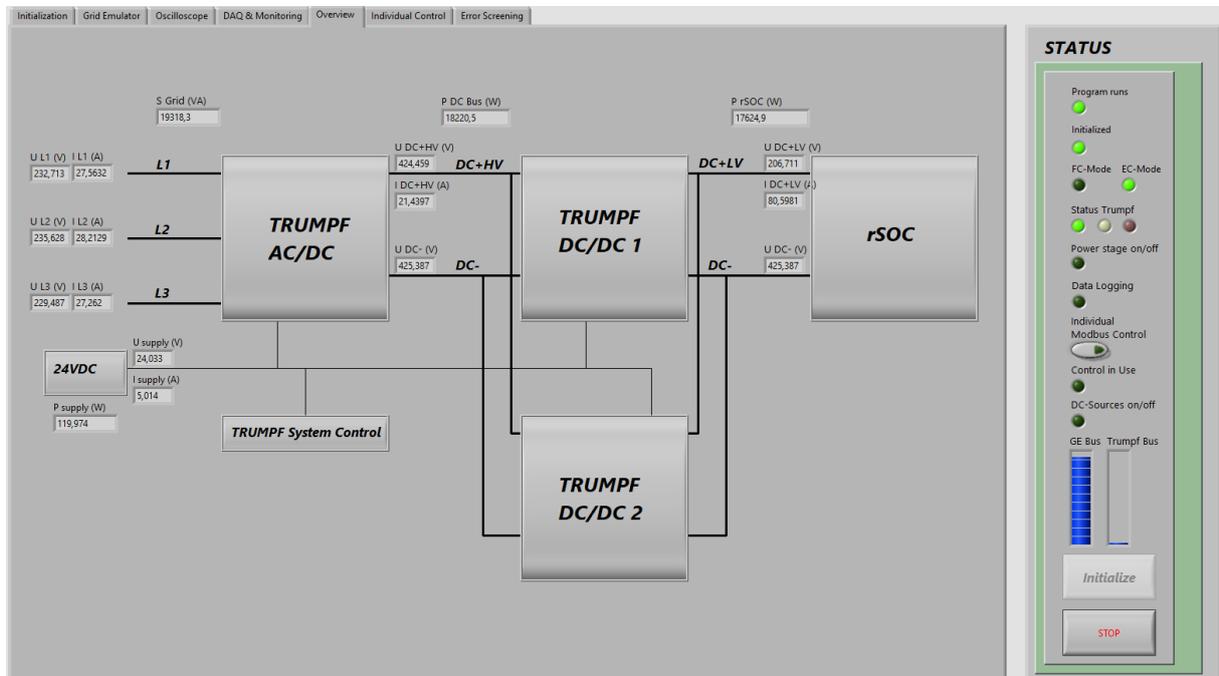


Abbildung 57: LabVIEW-Programm: Overview

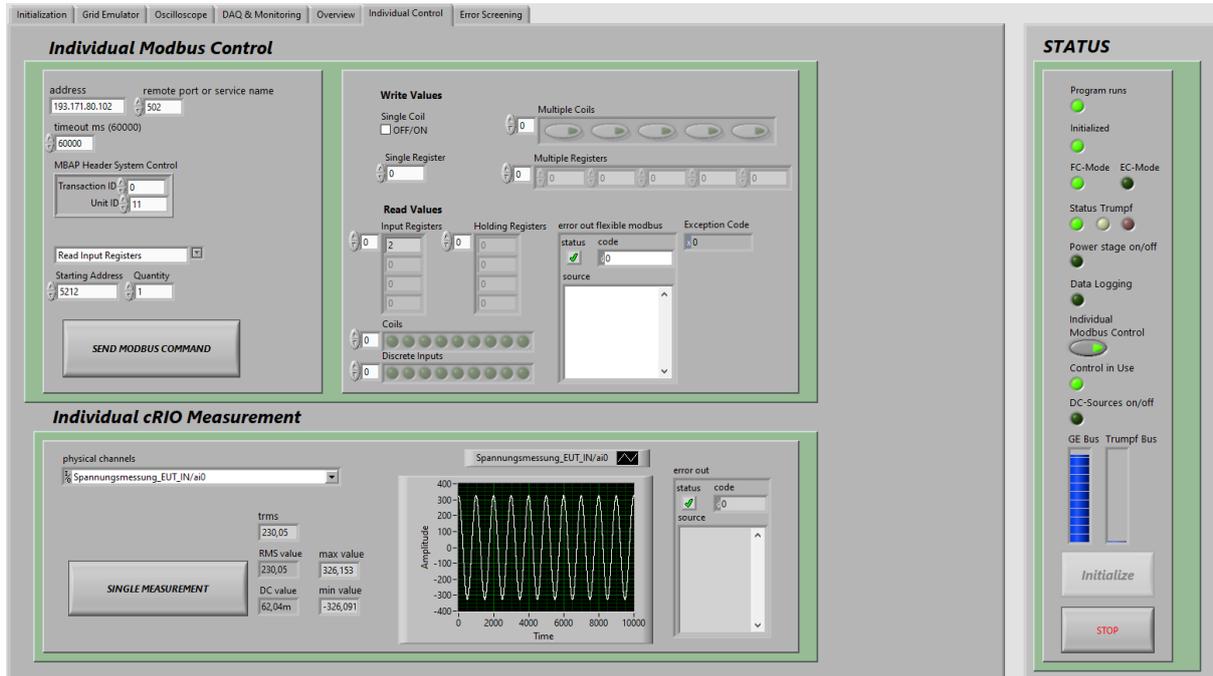


Abbildung 58: LabVIEW-Programm: Individual Control

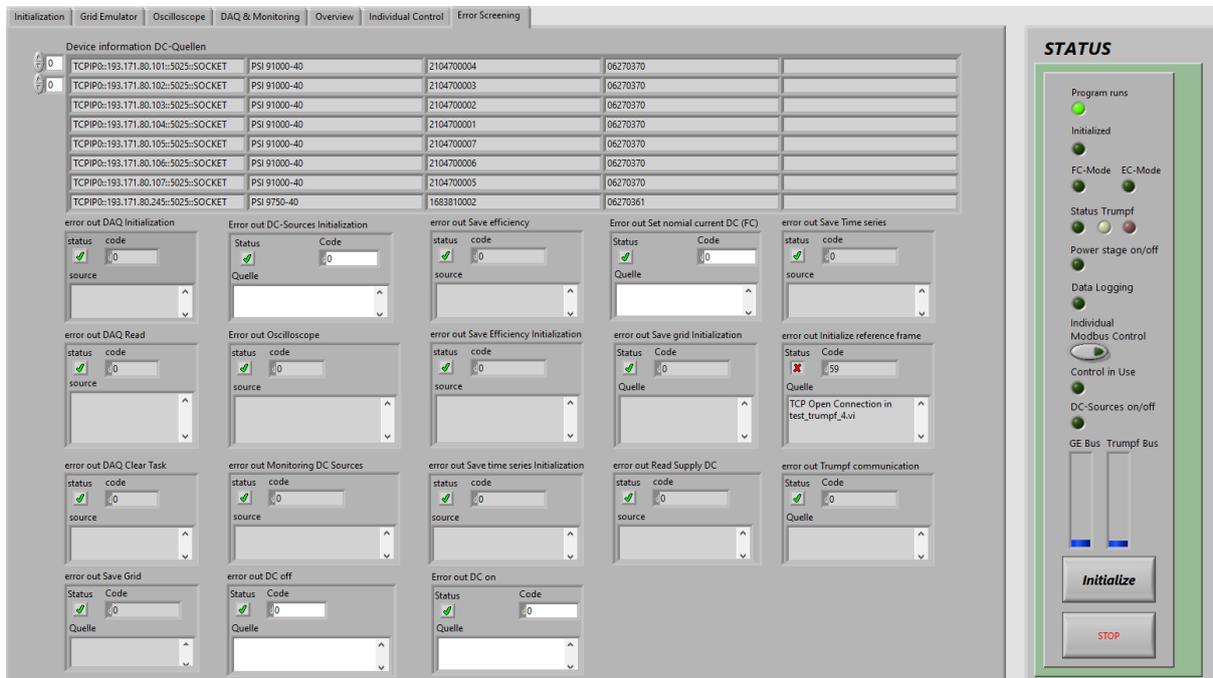


Abbildung 59: LabVIEW-Programm: Error-Screening