
NETZSPANNUNGSBILDENDE UND -FOLGENDE UMRICHTERSYSTEME
AM ELEKTRISCHEN ENERGIEVERSORGUNGSNETZ:
REGELUNGSENTWURF, ANALYSE UND STABILITÄTSBETRACHTUNG

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

DOKTOR DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN (DR.-ING.)

genehmigte Dissertation

von

PASCAL WINTER

aus

Düsseldorf

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Holger Wrede
Tag der mündlichen Prüfung: 09. März 2022

VORWORT

Die vorliegende Promotionsschrift entstand während eines kooperativen Promotionsverfahrens an der Universität Duisburg-Essen (UDE) und meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachbereich Elektro- und Informationstechnik an der Hochschule Düsseldorf (HSD). Die Forschungstätigkeiten erfolgten insbesondere in der Forschungsgruppe leistungselektronische Energiesysteme, mit den Forschungsschwerpunkten Anlagenregelung, Systemführung und dynamisches Verhalten leistungselektronisch-geprägter elektrischer Energiesysteme.

KURZFASSUNG

Der Rückbau konventioneller Großkraftwerke bei gleichzeitigem Ausbau regenerativer Energien sorgt für einen Paradigmenwechsel der elektrischen Energieversorgung. Die Stabilität des elektrischen Energieversorgungsnetzes wird bis dato überwiegend durch große Synchrongeneratoren und deren physikalischen Eigenschaften sichergestellt. Die Wende bei der Wandlung elektrischer Energie, von fossilen hin zu regenerativen Energieträgern, sowie die gewünschte Erhöhung der Regelbarkeit innerhalb des Netzes, sorgt für eine steigende Durchdringung leistungselektronischer Betriebsmittel. Somit nimmt das Verhalten von Umrichtersystemen auf das elektrische Energieversorgungsnetz stetig zu. Dieser Umbruch führt zu neuen technischen Fragestellungen zur Erhaltung der Systemstabilität in zukünftigen Energieversorgungsnetzen und somit direkt zu Anforderungen an netzgekoppelte Umrichtersysteme. Diese Systemdienstleistungen, die aktuell durch konventionelle Kraftwerke bereitgestellt werden, sind zur Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgung unumgänglich. Dementsprechend besteht ein erhöhter Forschungsbedarf auf dem Gebiet der Regelungsentwicklung für netzgekoppelte Umrichtersysteme und deren Verhalten. Anders als bei Synchrongeneratoren, wo das Verhalten überwiegend durch die physikalischen Eigenschaften der Maschine definiert ist, wird das Verhalten netzgekoppelter Umrichtersysteme maßgeblich durch die implementierte Regelung vorgegeben. Zur zukünftigen Sicherstellung der Netzstabilität müssen netzgekoppelte Umrichtersysteme in der Lage sein, eine stabile elektrische Energieversorgungsspannung bereitzustellen und augenblicklichen Leistungsanforderungen (Momentanreserve) im Rahmen der Auslegungsgrenzen nachzukommen.

Aktuelle Umrichtersysteme nutzen ein netzspannungsfolgendes Regelungsverfahren. Diese weisen als charakteristisches Merkmal ein inhärentes Stromquellenverhalten auf. Der Umrichter folgt einer gegebenen Netzspannung und regelt den resultierenden Umrichterstrom gemäß überlagerter Referenzwertvorgaben. Dementsprechend werden keine inhärent netzdienlichen Eigenschaften umgesetzt, die einen positiven Einfluss auf die elektrische Energieversorgungsspannung auswirken. Grundsätzlich sind solche Systeme nicht in der Lage einen unregelmäßigen Beitrag zur Momentanreserve zu liefern und somit nicht ausreichend, um die Stabilität des zukünftigen elektrischen Energieversorgungsnetzes sicherzustellen.

Die vorliegende Dissertation befasst sich mit den Stabilitätsgrenzen netzspannungsfolgender Umrichtersysteme sowie der Entwicklung und Analyse eines netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens, welches die fundamentalen Systemanforderungen der elektrischen Energieversorgung erfüllt. Derartige Umrichtersysteme sind in der Lage eine eigene elektrische Energieversorgungsspannung bereitzustellen und somit einen unregelmäßigen Beitrag zur Momentanreserve zu liefern. Nur wenn eine Vielzahl netzgekoppelter Umrichtersysteme dieses netzspannungsbildende Verhalten aufweist, ist ein vollständiger Wechsel von konventionellen Kraftwerken zu regenerativen Energien und somit eine erfolgreiche Energiewende möglich.

ABSTRACT

The reduction of conventional power plants and the simultaneous expansion of regenerative energies is causing a paradigm change in the electrical energy system. Until now, the stability of the electrical power grid has been ensured mainly by synchronous generators and their physical properties. The transition in the electrical energy generation, moving away from fossil fuels to regenerative energy sources, is leading to an increasing penetration of power electronic devices. Thus, the influence of the behavior of converter systems on the electrical power grid increases. This change leads to new technical issues for maintaining system stability in future power grids and thus directly to requirements for grid-connected converter systems. Unlike synchronous generators, whose behavior is predominantly defined by the physical properties of the machine, the behavior of grid-connected converter systems is mainly given by the implemented control. To ensure a future grid stability, grid-connected converter systems must be able to provide a stable power supply voltage and also be able to cover instantaneous power requirements (inertia) according to the design limits. These system services, which are currently provided by conventional power plants, are indispensable for ensuring a stable electrical power supply. Accordingly, there is an increased need for research in the field of control design for grid-connected converter systems and their behavior. Current inverter systems use a grid-voltage-following control method. These exhibit an inherent current source behavior as a characteristic feature, so that the converter follows a given grid voltage and adjusts the resulting converter current according to higher-level reference value settings. Accordingly, no inherent grid-serving characteristics are implemented having a positive impact on the electrical power supply voltage. Basically, such systems are not able to provide an instantaneous reserve contribution and thus are not sufficient to ensure the stability of the future electrical power grid.

The presented research deals with the stability margins of grid-voltage-following converter systems as well as the development and analysis of a grid-voltage-forming-control method, which fulfills the fundamental system requirements of the electrical power supply. Such converter systems are able to provide their own electrical power supply voltage and thus contribute to the instantaneous reserve in an uncontrolled condition. Only if a large number of grid-connected converter systems exhibit this grid-voltage-forming behavior a complete change from conventional power plants to renewable energies and thus a successful energy transition is possible.

PUBLIKATIONEN

Einige Ergebnisse und Inhalte dieser Arbeit wurden während meiner Forschungstätigkeiten vorab in den nachfolgend aufgeführten Veröffentlichungen publiziert. Darüber hinaus erfolgte eine Patentanmeldung im direkten Zusammenhang mit den hier dargestellten Ergebnissen.

Nationale Konferenzen:

- H. Wrede, **P. Winter**, “Verhalten von Umrichtern am Netz“, Energiewende in der Stromversorgung - Systemstabilität und Systemsicherheit - 12. ETG/GMA-Tagung “Netzregelung und Systemführung“, Berlin, 2017, VDE Verlag.
- H. Wrede, J. M. Cajigal Núñez, **P. Winter**, “Dynamisches Verhalten eines spannungseinprägend geregelten STATCOM“, Energiewende in der Stromversorgung - Systemstabilität und Systemsicherheit - 13. ETG/GMA-Tagung “Netzregelung und Systemführung“, Berlin, 2019, VDE Verlag.
- **P. Winter**, H. Wrede, M. Coumont, J. Hanson, “Grundlagen und Stabilitätsaspekte netzbildender Umrichter“, Transformation der Stromversorgung - Netzregelung und Systemstabilität mit Umrichtern - 14. ETG/GMA-Tagung “Netzregelung und Systemführung“, Online Veranstaltung, 2021.

Internationale Konferenzen:

- **P. Winter**, H. Wrede, “Impact of Power Converter Control on Transient Stability of Power Systems,” NEIS 2018; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems, Hamburg, 2018, pp. 1-6.
- **P. Winter**, J. M. Cajigal Núñez, H. Wrede and J. Schnepp, “New Topology and Functionalities of a Hybrid Transformer for Flexible Operation of Distribution and Transmission Systems“, 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe in Genova), 2019, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8915116.
- J. M. Cajigal Núñez, **P. Winter**, H. Wrede, “Modern Control Method of MMC STATCOM for Future Power Grids“, 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe in Genova), 2019, pp. P.1-P.6, doi: 10.23919/EPE.2019.8914875.
- **P. Winter**, J. M. Cajigal Núñez, H. Wrede, “Sub- and Super-Synchronous Characteristic of a Transformer Connected STATCOM Using Grid-Forming Control Method“, NEIS 2019; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems, Hamburg, 2019, pp. 1-7.
- J. M. Cajigal Núñez, **P. Winter**, H. Wrede, J. Struwe, G. Kuhn and B. Niemann, “Design and Configuration of a Suitable Electrical Energy Storage Device for an MMC-STATCOM with Voltage Source Behavior“, 2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2020, pp. 211-218, doi: 10.1109/PEDG48541.2020.9244365.
- **P. Winter**, J. M. Cajigal Núñez, H. Wrede, J. Struwe, “Analysis of an sDFT-PLL for Grid-Forming Control Methods“, 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, pp. 323-330, doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367688.
- **P. Winter**, J. Struwe, J. M. Cajigal Núñez, H. Wrede, “Stability Margins of Grid-Supporting Converters“, 2021 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech), 2021, pp. 387-394, doi: 10.1109/GreenTech48523.2021.00067.
- **P. Winter**, H. Wrede, J. Struwe and J. M. Cajigal Núñez, “Control Design and Analysis for Grid-Connected Converter Systems with Island Ability“, 2021 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech), 2021, pp. 364-371, doi: 10.1109/GreenTech48523.2021.00064.
- J. Struwe, **P. Winter**, H. Wrede, J. M. Cajigal Núñez, “Harmonic Impedance Analysis of a Grid-Connected Converter System with Various Control Methods“, PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2021, pp. 1-8.
- J. M. Cajigal Núñez, J. Struwe, H. Wrede, **P. Winter**, R. Mahmens, S. Engelhardt, “Investigation of a Wind Turbine with Grid Forming Control“, 20th Wind Integration Workshop; International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants, 2021.

Patentanmeldung:

- H. Wrede, **P. Winter**, “Netzspannungsbildner – Verfahren zur Bildung einer Energieversorgungsspannung und Synchronisierung mit netzparallelen Spannungsgeneratoren“, 2020.

DANKSAGUNGEN

In diesem Abschnitt möchte ich mich bei allen Personen bedanken, die auf verschiedenste Art und Weise an der Erstellung der vorliegenden Dissertation beteiligt waren. Um diesen Personen gebührend zu danken, möchte ich nachfolgend auch einige persönliche Worte formulieren.

Zunächst möchte ich mich herzlich bei Prof. Dr.-Ing. Holger Hirsch für die Möglichkeit einer kooperativen Promotion sowie die großzügige Betreuung und Unterstützung im Rahmen der Promotion bedanken. Die fachlichen und organisatorischen Besprechungen führten mich innerhalb der vier Jahre und strukturierten diese Dissertation. *„Vielen Dank, Herr Hirsch!“*

Insbesondere gilt mein ausdrücklicher Dank Prof. Dr.-Ing. Holger Wrede, der mir in jeglicher Hinsicht, sowohl bei fachlichen als auch bei persönlichen Anliegen, immer zur Seite stand. Die fachlichen Diskussionen und gemeinsamen Überlegungen legten den inhaltlichen Grundstein dieser Arbeit. *„Ohne dich wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen! Vielen Dank, Holger!“*

Darüber hinaus danke ich meinen Kollegen und Freunden José Manuel Cajigal Núñez und Julian Struwe für die intensive Zusammenarbeit innerhalb der Forschungsgruppe „Leistungselektronische Energiesysteme“ sowie die konstruktiven Anmerkungen zu dieser Dissertation. Des Weiteren danke ich euch für die Unterstützung bei den umfangreichen Simulationsuntersuchungen sowie deren Auswertungen. *„Ich danke euch für die tolle Zeit in der Forschungsgruppe und insbesondere für die ausgesprochen positive Arbeitsatmosphäre! Danke, José und Julian!“*

Des Weiteren danke ich meinen Eltern Andrea und Dietmar Winter sowie meinen Großmüttern Gisela Jansen und Hannelore Winter[†] für die moralische und auch finanzielle Unterstützung, sowohl während des Studiums als auch im Verlaufe der Promotion. *„Danke, dass ihr mir in dieser Zeit den Rücken freigehalten habt! Danke, Mama, Papa, Oma Gisela und Oma Hannelore!“*

Ebenso gebührt mein vollster Dank Ulrike Welsch und Emily Pilger, die mir bei der Beseitigung formaler Unstimmigkeiten und somit bei der Erstellung dieser finalen Version der Dissertation zur Seite standen. *„Auch ihr seid maßgeblich für die Qualität dieser Arbeit verantwortlich! Vielen Dank, Uli und Emi!“*

Weiterhin möchte ich Prof. Dr.-Ing. Detmar Arlt dafür danken, dass er mich motiviert und unterstützt hat, dieses Promotionsvorhaben zu starten. Darüber hinaus danke ich den Mitarbeiterinnen des Dekanats, Christine Porten und Magdalena Bedendo, für die Hilfe bei formalen Angelegenheiten innerhalb des Fachbereichs „Elektro- und Informationstechnik“. *„Ihr habt mir eine tolle Zeit am Fachbereich bereitet! Danke, Detmar, Christine und Lena!“*

Da jedes Promotionsvorhaben Höhen und Tiefen hat, möchte ich an dieser Stelle weiteren Freunden und Familienmitgliedern für deren moralische Unterstützung danken. Zu nennen sind hierbei insbesondere Anika Hamm, Florian Höterkes und Volker Welsch, die mir jederzeit mit motivierenden Worten zur Seite standen. *„Danke, Ani, Flo und Volker!“*

Zuletzt möchte ich meiner Frau Sarah Winter sowie meiner Tochter Mila und meinem Sohn Mats für das Verständnis und die Rücksichtnahme während dieser intensiven Zeit danken. Eure Unterstützung und speziell die Freude, die ihr mir tagtäglich bereitet, stellte sicherlich einen ganz besonderen Bestandteil für diese Arbeit dar. *„Sarah, du bist vermutlich der Grund, warum ich diesen Weg einschlagen konnte. Danke für alles! Ich liebe dich! Mila und Mats, ich bin unendlich froh, dass ihr mein Leben so sehr bereichert! Ich hab’ euch lieb!“*



Kaarst, den 18. Oktober 2021

INHALTSVERZEICHNIS

VORWORT	III
ABKÜRZUNGS- UND SYMBOLVERZEICHNIS	IX
1 EINLEITUNG	1
1.1 Herausforderungen und Motivation	1
1.2 Stand der Technik und Wissenschaft	4
1.2.1 Spannungsorientierte Netzstromregelung	6
1.2.2 Erweiterte Stromregelung mit netzstützender Funktionalität	8
1.2.3 Virtuelle Synchronmaschine	10
1.2.4 Droop-Regelung	14
1.3 Resultierender Forschungsbedarf	18
1.3.1 Defizitanalyse von Stand der Technik und Wissenschaft	18
1.3.2 Abgeleitete Forschungsfragen	21
1.4 Struktur der Arbeit	21
2 SYSTEMANFORDERUNGEN	23
2.1 Elektrisches Energieversorgungsnetz	23
2.1.1 Spannungssynchronisierung	24
2.1.2 Leistungsgleichgewicht zwischen Erzeugung und Verbrauch	26
2.1.3 Lastverteilung zwischen Erzeugungsanlagen	29
2.1.4 Spannungs- und Frequenzhaltung	30
2.1.5 Systemauftrennung, Insel- und Schwarzstartfähigkeit	32
2.1.6 Eigenschaften bei Netzverzerrungen	34
2.2 Klassifizierung der Systemstabilität	37
2.2.1 Umrichterbasierte Stabilität	38
2.2.2 Resonanzstabilität	39
2.3 Zwischenfazit: Systemanforderungen	40
3 STABILITÄTSGRENZEN NETZSTÜTZENDER UMRICHTERSYSTEME	43
3.1 Modellbildung des Netz- und Umrichtersystems	43
3.1.1 Topologie der Netznachbildung	44
3.1.2 Regelung der frequenz- und amplitudenvariablen Spannung	45
3.1.3 Umrichtersystem und Netzanschluss	48
3.2 Netzstützende Umrichterregelung	49
3.2.1 Messwertverarbeitung	49
3.2.2 Phasenregelschleife und rotierendes Koordinatensystem	51
3.2.3 Netzstützende Umrichterregelung	52
3.2.4 Zwischenkreisspannungsregelung	52
3.3 Stabilitätsanalyse	53
3.3.1 Linearisierung	55
3.3.2 Modell Validierung	57
3.3.3 Variation des Arbeitspunktes	59
3.3.4 Reduzierung der Netzkurzschlussleistung	60
3.3.5 Änderung der netzstützenden Dynamik	64
3.4 Zwischenfazit: Stabilitätsgrenzen netzstützender Umrichter	65

4	REGELUNGSENTWURF UND ANALYSE NETZSPANNUNGSBILDENDER UMRICHTER	67
4.1	Netzspannungs- und Umrichterstromanalyse	68
4.1.1	Netzspannungsidentifikation und Phasenregelschleife	68
4.1.2	Synchronisierungseinrichtung	71
4.2	Referenzwertgenerierung und innere Regelungsstruktur	73
4.2.1	Anlagenregelung mit zusätzlichen Systemdienstleistungen	73
4.2.2	Unterlagerte Umrichterregelung und Modulation	76
4.3	Strombegrenzung und Dämpfung von Netzverzerrungen	79
4.3.1	Dynamische Umrichterstrombegrenzung	79
4.3.2	Dämpfungsgrad bei Netzverzerrungen	83
4.4	Verhaltens- und Stabilitätsanalyse	84
4.4.1	Modellbildung und Linearisierung	84
4.4.2	Modell Validierung	86
4.4.3	Verhalten im netzgekoppelten Betrieb	88
4.4.4	Schwache Netze und Inselnetzfähigkeit	90
4.4.5	Eigenschaften bei verzerrter Netzspannung	95
4.5	Zwischenfazit: Regelungsentwurf und Analyse netzspannungsbildender Umrichter	98
5	STUDIEN ZUM VERHALTEN NETZSPANNUNGSBILDENDER UMRICHTER	99
5.1	Umrichtersysteme regenerativer Erzeugungsanlagen	99
5.1.1	Eigenschaften bei Netzzustandsänderungen	99
5.1.2	Umrichterverhalten bei Netzfehlern	102
5.1.3	Verhalten in vollständigen Umrichternetzen	106
5.2	MMC-STATCOM Systeme	108
5.2.1	Regelungserweiterung für SDBC-MMC	110
5.2.2	Dynamik bei Referenzwertänderungen	114
5.2.3	Eigenschaften bei Netzzustandsänderungen	115
5.2.4	Charakteristik bei Netzverzerrungen	117
5.3	Zwischenfazit: Analyse zu netzspannungsbildendem Umrichterverhalten	120
6	FAZIT	121
6.1	Zusammenfassung	121
6.2	Beantwortung der Forschungsfragen	122
6.3	Ausblick und weiterer Forschungsbedarf	125
A	ANHANG A - FUNDAMENTALES	127
A.1	Raumzeigertheorie	127
A.2	Per Unit Bezugsgrößen	128
A.3	Relevante Netz-, Umrichter- und Regelungsparameter	128
A.4	Padé Approximation	133
B	ANHANG B - ZUSÄTZLICHE ERGEBNISSE	135
B.1	Zusätzliche Validierungen	135
B.2	Inselnetz mit leistungsgeregelten Verbrauchern	136
B.3	Ergebnisse zum Strombegrenzungsverhalten	137
B.3.1	Symmetrische Fehlerszenarien	137
B.3.2	Unsymmetrische Fehlerszenarien	139
	LITERATURVERZEICHNIS	141
	ABBILDUNGSVERZEICHNIS	155
	TABELLENVERZEICHNIS	159

ABKÜRZUNGS- UND SYMBOLVERZEICHNIS

Nachfolgend sind Abkürzungen und Symbole, die innerhalb dieser Arbeit verwendet werden, in alphabetischer Reihenfolge aufgeführt.

ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

Abkürzung	Bedeutung
AC	Alternating Current
CIGRE	Conseil International des Grands Réseaux Électriques
DAE	Differential-Algebraic System of Equations
DC	Direct Current (Gleichstrom)
DDSSO	Devicedependent subsynchronous Oscillations
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DGL	Differenzialgleichung
EMT	Electromagnetic transient
ENTSO-E	European Network of Transmission System Operators for Electricity
EZA	Erzeugungsanlage
EZE	Erzeugungseinheit
FACTS	Flexible AC Transmission Systems
FCR	Frequency Containment Reserve
FFR	Fast Frequency Response
FNN	Forum Netztechnik/Netzbetrieb
GPS	Global Positioning System
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
HV	High Voltage
HVRT	High-Voltage Ride Through
iDFT	Inverse Diskrete Fourier Transformation
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
iSK	Inverse Symmetrische Komponenten
konst.	Konstant
LFSM-O	Limited Frequency Sensitive Mode – Over-Frequency
LS	Load Shedding
LSR	Load Selfregulation
LTP	Linear Time Periodic
LV	Low Voltage
LVRT	Low-Voltage Ride Through

Abkürzung	Bedeutung
MMC	Modular-Multilevel-Converter
MV	Medium Voltage
NAP	Netzanschlusspunkt
NB	Netzbildend
NF	Netzfolgend
NS	Netzstützend
NSB	Netzspannungsbildend
NSF	Netzspannungsfolgend
NSI	Netzspannungsidentifikation
NST	Netzstabilisierend
OVRT	Over-Voltage Ride Through
PCC	Point of Common Coupling
PI	Proportional-Integral
PLL	Phase-Locked-Loop
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PR	Proportional-Resonanz
PS-PWM	Phase-Shift Pulse-Width-Modulation
pu	Per Unit
PV	Photovoltaik
PWM	Pulse-Width-Modulation
RMS	Root Mean Square
ROCOF	Rate of Change of Frequency
SCR	Short Circuit Ratio
SDBC	Single-Delta-Bridge-Cell
SI	Système international d'unités
SK	Symmetrische Komponenten
SM	Submodul eines Modularen Multilevel Umrichters
SRF	Synchronous-Reference-Frame
SSCI	Sub-Synchronous Control Instability
SSM	Small-Signal Model
SSO	Sub-Synchronous Oscillation
SSR	Sub-Synchronous Resonance
SSTI	Sub-Synchronous Torsional Interaction
STATCOM	Static Synchronous Compensator
sync.	Synchron/Synchronisieren
TAB	Technische Anschlussbedingungen
THD	Total Harmonic Distortion
ÜNB	Übertragungsnetzbetreiber
VDE	Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e. V.
VISMA/VSM	Virtuelle Synchronmaschine

SYMBOLVERZEICHNIS

Das Symbolverzeichnis umfasst grundlegende Notationen, Formelzeichen sowie präzisierende Kennzeichnungen. Diese Darstellung umfasst relevante Symbole sowie gängigste Verwendungsweise. Spezifische Kennzeichnungen der Formelzeichen, beispielsweise innerhalb von Gleichungen, werden im direkten Zusammenhang mit der Verwendung definiert und eingeführt. Dementsprechend liefert der beschreibende Teil, im Kontext zu Abbildungen oder Gleichungen, ausführliche Erläuterungen der Variablen und Symbole. Darüber hinaus ist zu berücksichtigen, dass die dargestellten Einheiten aufgrund des per-unit-Systems abweichen können. Die Kennzeichnung n.a. verdeutlicht, dass keine allgemeingültige, sondern nur spezifische Einheiten vorliegen.

Grundlegende Notationen		
Symbol	Bedeutung	
\boldsymbol{x}	Raumzeiger/Vektor/Matrix	
$\underline{\boldsymbol{x}}$	Komplexe, zeitlich variable Größe im Frequenzbereich	
\underline{x}	Komplexe, zeitlich stationäre Größe im Frequenzbereich	
x	Skalar	
Formelzeichen (Griechisch)		
Symbol	Bedeutung	Einheit
γ	Skalierungsfaktor für Raumzeiger/Raumzeigerleistungen	1
τ	Physikalische oder regelungstechnische Zeitkonstante	1 s
θ	Augenblicklicher Raumzeigerwinkel	1 (rad)
φ	Stationärer Raumzeigerwinkel oder Winkel komplexer Größen	1 (rad)
ω	Kreisfrequenz/Winkelgeschwindigkeit	1 s ⁻¹
ζ	Dämpfungskoeffizient	1
Formelzeichen (Lateinisch)		
Symbol	Bedeutung	Einheit
\boldsymbol{A}	Zustands- oder Systemmatrix	n.a.
\boldsymbol{B}	Steuermatrix	n.a.
C	Kapazität	1 F
\boldsymbol{C}	Beobachtungsmatrix	n.a.
D	Droop-Koeffizient/Kennlinieneigenschaft oder Dämpfung	1
\boldsymbol{D}	Durchgangsmatrix	n.a.
E	Elektrische, mechanische oder thermische Energie	1 Ws
f	Frequenz	1 Hz
\boldsymbol{g}	Gate-Signale, IGBT Ansteuersignale	1
G	Konduktanz	Ω^{-1}
$G(s)$	Übertragungsfunktion im Laplacebereich	n.a.
H	Trägheitskonstante/Inertiakonstante	1 s
i	Elektrischer Strom (I : Effektivwert)	1 A
j	Imaginäre Einheit	1
J	Tägheitsmoment	1 kg · m ²
K, k	Konstanten/Skalierungen	n.a.

Formelzeichen (Lateinisch)		
Symbol	Bedeutung	Einheit
\mathcal{K}	Reglerparameter, Proportional- oder Integralverstärkung	n.a.
L	Induktivität	1 H
M	Drehmoment	1 Nm
m	Kennliniensteigung/Kennlinieneigenschaften	n.a.
P	Mech. Leistung oder elektr. Wirkleistung (p : Augenblicksleistung)	1 W
Q	Blindleistung (q : Raumzeigerblindleistung)	1 var
R	Resistanz	1 Ω
\mathcal{R}	Rotationsmatrix/Drehmatrix	1
S	Scheinleistung	1 VA
t	Zeit	1 s
T	Periodendauer oder Zeitintervall	1 s
u	Elektrische Spannung (U : Effektivwert)	1 V
x	Zustandsvariablen/Integratorzustand oder Initialwerte	n.a.
X	Reaktanz	1 Ω
Z	Impedanz	1 Ω
Kennzeichnungen		
Symbol	Bedeutung	
abc	Koordinatenachsen dreiphasiges Spannungssystem	
$\alpha\beta $	Koordinatenachsen stationäres Raumzeigerkoordinatensystem	
dq	Koordinatenachsen rotierendes Raumzeigerkoordinatensystem	
n	Nominal- bzw. Bemessungswert	
xy	Koordinatenachsen rotierendes Raumzeigerkoordinatensystem	
+ - 0	Mit-, Gegen- und Nullsystem (Symmetrische Komponenten)	
*	Referenzwertvorgabe	
*	Komplex Konjugierte	
$\Re\{\cdot\}$	Realteil der komplexen Zahl oder des komplexen Vektors	
$\Im\{\cdot\}$	Imaginärteil der komplexen Zahl oder des komplexen Vektors	
$dx/dt = \dot{x}$	Zeitliche Ableitung erster Ordnung	
$d^2x/dt^2 = \ddot{x}$	Zeitliche Ableitung zweiter Ordnung	
$\partial x/\partial g$	Partielle Ableitung erster Ordnung von x nach g	
'	Bezogene Größe	
"	Anfangswechselkurzschlussgröße	
^	Scheitelwert/Amplitude	
~	Gefilterte Größe oder Größe mit Berücksichtigung der Messwertverarbeitung	
0	Leerlauf- oder Anfangsgröße	
1	Grundschwingung	
Δ	Differenz, Linearisierung oder Dreiecksgröße	
Σ	Summierte Größe	

1 EINLEITUNG

Die elektrische Energieversorgung befindet sich in einem großen Wandel von zentraler zu dezentraler Energieerzeugung. Zur Erreichung definierter Klimaziele, einhergehend mit dem beschlossenen Ausstieg aus der Kernenergie in Deutschland, werden große konventionelle Kraftwerke perspektivisch zurückgebaut [1]. Im Gegenzug steigt der Ausbau regenerativer Energiequellen, wie Photovoltaik- oder Windkraftanlagen, weiter an, um den Verlust fossiler Energien zu kompensieren. Da regenerative Energiequellen gewöhnlich über leistungselektronische Umrichtersysteme an das elektrische Energieversorgungsnetz angeschlossen werden, befindet sich das elektrische Energieversorgungsnetz in einem Übergang vom synchrongenerator-dominierten zum umrichterdominierten System. Das augenblickliche Verhalten konventioneller Kraftwerke ist überwiegend durch die physikalischen Eigenschaften der Synchronmaschine definiert. Deutlich abweichend von dieser Charakteristik, wird das augenblickliche Verhalten leistungselektronischer Systeme maßgeblich durch die implementierte Regelung definiert, wodurch der Einfluss dieser Regelungskonzepte auf das gesamte Systemverhalten steigt. Zusätzlich verlagert sich der Erzeuger- und Verbraucherschwerpunkt, sodass teilweise lange Übertragungsstrecken für den Energietransport notwendig sind. Um diesen Herausforderungen gewachsen zu sein, werden langfristig zusätzliche Anlagen wie Hochspannungsgleichstromübertragungen und weitere flexible Drehstromübertragungssysteme »Flexible AC Transmission Systems – FACTS« geplant und eingesetzt. Da auch diese Systeme für ihre erhöhte Funktionalität ebenfalls leistungselektronische Betriebsmittel nutzen, steigt der Umrichteranteil und somit auch die Auswirkungen der verwendeten Regelungsalgorithmen auf das Systemverhalten des elektrischen Energieversorgungsnetzes signifikant an.

1.1 HERAUSFORDERUNGEN UND MOTIVATION

Synchrongeneratoren zentraler, zumeist konventioneller, Kraftwerke übernehmen neben der elektromechanischen Energiewandlung weitere wichtige Systemdienstleistungen zur Erhaltung der Systemstabilität. Eine wesentliche Eigenschaft direkt netzgekoppelter Turbosätze ergibt sich aus der synchron rotierenden Masse, die Leistungsungleichgewichte in Folge einer Störung durch Ein- oder Ausspeicherung kinetischer Energie verzögerungsfrei ausgleicht. Diese Leistungsanpassung hat eine Abbremsung oder Beschleunigung der rotierenden Masse (des Triebstrangs) zur Folge, die sofort als Drehzahl- beziehungsweise Frequenzänderung proportional zum Leistungsungleichgewicht resultiert. Der Zusammenhang zwischen Leistungsungleichgewicht und Frequenzänderung »Rate of Change of Frequency – ROCOF« wird durch Gleichung (1.1) beschrieben. [2]

$$\frac{df}{dt} = \frac{\Delta P_S}{P_g} \cdot \frac{f_0}{\tau_g} \quad (1.1)$$

Hierbei entspricht ΔP_S der vom Wirkleistungsgleichgewicht abweichenden Störung, P_g der Wirkleistung des Netzes, f_0 der Bemessungsfrequenz und τ_g der Netzanlaufzeitkonstante. Der Frequenzgradient tritt unverzögert auf den Störfall auf und wird mit zunehmender Frequenzänderung durch den Netzselbstregelleffekt [3] und die Leistungsfrequenzregelung [4, 5] begrenzt [2]. Die Anlaufzeitkonstante einzelner Turbogeneratoren wird durch Gleichung (1.2) bestimmt [6].

$$\tau_{KW} = \frac{J_{KW} \cdot \omega_{n,KW}^2}{P_{n,KW} \cdot p_{KW}^2} \quad (1.2)$$

In diesem Zusammenhang definiert J_{KW} das Trägheitsmoment, $\omega_{n,KW}$ die Bemessungswinkelgeschwindigkeit, $P_{n,KW}$ die Bemessungswirkleistung und p_{KW} die Polpaarzahl des einzelnen Syn-

chrongenerators. Unter Verwendung von Gleichung (1.3) ergibt sich aus den Zeitkonstanten mehrerer (k) einzelner Kraftwerke die resultierende Netzanlaufzeitkonstante [2].

$$\tau_g = \frac{1}{P_g} \cdot \sum_{m=1}^k \tau_{KW,m} \cdot P_{n,KW,m} \quad (1.3)$$

Aus den zuvor dargestellten Beziehungen der Netzanlaufzeitkonstante, dem Trägheitsmoment der Generatoren und der resultierenden Änderung der Netzfrequenz wird deutlich, dass der Verlust rotierender Schwungmasse des elektrischen Energieversorgungsnetzes einen erheblichen Einfluss auf die Frequenzstabilität zur Folge hat. Um die in [7] definierten Frequenztoleranzbänder wie auch eine Begrenzung des ROCOF (nach [2] auf 2 Hz/s oder siehe [8]) über ein spezifisches Mittelwertintervall T_{avg} zu gewährleisten, muss der Verlust von rotierender Masse durch netzgekoppelte Umrichtersysteme kompensiert werden [9].

$$\frac{df_{avg}}{dt} = \frac{1}{T_{avg}} \int_{t-T_{avg}}^t \left| \frac{df}{dt} \right| dt \quad (1.4)$$

Die allgemeinen Auswirkungen reduzierter Schwungmasse auf die Frequenzstabilität sowie Herausforderungen in Systemen mit reduzierter Trägheit sind in [2, 10, 11] dargestellt.

Um diese Herausforderungen zu bewältigen, müssen sich netzgekoppelte Umrichtersysteme an der Spannungsbildung beteiligen und somit einen Beitrag zur augenblicklichen Leistungsbereitstellung (Momentanreserve) liefern [12]. Aktuelle Regelungsverfahren weisen das Verhalten einer leistungsgesteuerten Stromquelle – siehe Abbildung 1.1 (links) – auf, die sich dynamisch an der vorgegebenen Netzspannung orientiert und ihr gemäß der Wirk- und Blindleistungsvorgaben folgt [13]. Unter Kenntnis der identifizierten Netzspannung u_Q werden die intern aus den Leistungsvorgaben P^* , Q^* ermittelten Referenzströme dynamisch eingepreist. Systeme mit netzfolgender Charakteristik beteiligen sich nicht an der Bildung einer stabilen Netzspannung und liefern keinen Beitrag zum augenblicklichen Leistungsbedarf (Momentanreserve). Eine prägnante Eigenschaft solcher Systeme ist ein innerer Umrichterspannungsraumzeiger u_U mit dynamischen Änderungen in Amplitude und Phase.

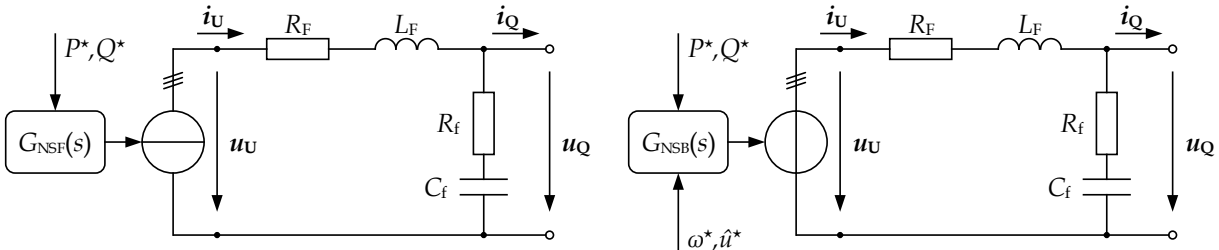


Abbildung 1.1: Idealisierte Ersatzschaltbilder zur Verdeutlichung des Einflusses der Regelungsprinzipien auf das Umrichterverhalten. Netzspannungsfolgende (links) und netzspannungsbildende Umrichtersysteme (rechts).

Hohe Regelungsgeschwindigkeiten können bei großer Durchdringung leistungselektronischer Systeme zu Interaktionen zwischen den Umrichtersystemen sowie zwischen Umrichter und konventionellem Kraftwerk führen, die negative Auswirkungen auf die Systemstabilität hervorrufen [14]. Dementsprechend benötigen netzfolgende Umrichtersysteme idealerweise eine starre Netzspannung, die derzeit überwiegend auf Basis von Synchronmaschinen sichergestellt wird. Da die zukünftige Gewährleistung einer stabilen Netzspannung ausschließlich auf Basis netzfolgender Umrichtersysteme nicht ausführbar ist, benötigt es Verfahren, die einem leistungselektronischen Stellglied das Attribut zur Netzspannungsbildung ermöglichen. Diese netzspannungsbildenden Regelungsverfahren sorgen dafür, dass sich das netzgekoppelte leistungselektronische Stellglied wie eine leistungsgeregelte Spannungsquelle – siehe Abbildung 1.1 – verhält [13, 15]. Die einhergehenden Eigenschaften erlauben eine direkte Beteiligung an der inhärenten Leistungsanpassung

und somit eine Bereitstellung unregelter Momentanreserve. Vergleichbar zu konventionellen Kraftwerken mit Synchrongenerator weisen derartige Systeme eine Trägheit gegenüber Änderungen der Amplitude $\Delta \hat{u}_Q$, Phasenlage $\Delta \varphi_Q$ und Frequenz Δf_Q der Netzspannung auf und tragen somit zur Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgungsspannung bei. Zur Verdeutlichung des fundamentalen Strom- und Spannungsquellenverhaltens, sind in Abbildung 1.2 die qualitativen Zeigerdiagramme des nachgebildeten Netzanschlusses aus Abbildung 1.1 bei Zustandsänderung der Netzspannung $u_{Q1} \rightarrow u_{Q2}$ dargestellt.

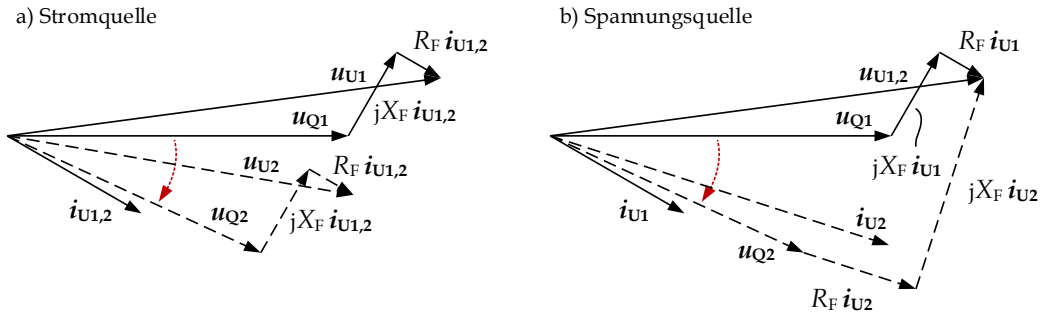


Abbildung 1.2: Zeigerdiagramme bei Änderung des Netzspannungsraumzeigers; a) Stromquellenverhalten und b) Spannungsquellenverhalten; Winkel- und Amplitudensprung (Änderung rot hervorgehoben) $u_{Q1} \rightarrow u_{Q2}$ (eigene Darstellung nach [16]).

Hieraus wird deutlich, dass ein netzspannungsfolgender Umrichter, aufgrund des inhärenten Stromquellenverhaltens, seine innere Umrichterspannung u_U dynamisch anpasst und somit den resultierenden Strom i_U konstant hält. Im Gegensatz hierzu sorgt ein netzspannungsbildender Umrichter für ein intrinsisches Spannungsquellenverhalten, woraus eine inhärente Änderung des Umrichterstroms i_U und somit ein unregelter Beitrag zur Augenblicksleistung erfolgt. In Abbildung 1.3 ist schematisch dargestellt, welches Dynamikspektrum durch die Regelung leistungselektronischer Systeme abgedeckt wird und welcher Regelungsteil maßgeblich das Strom- oder Spannungsquellenverhalten, wie es in Abbildung 1.1 dargestellt ist, definiert [17].

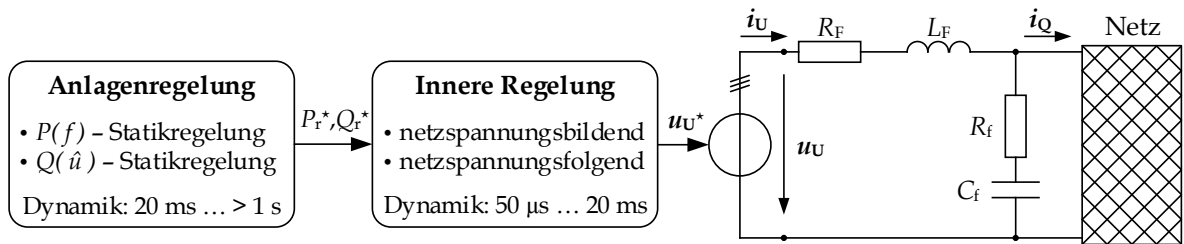


Abbildung 1.3: Schematischer Aufbau einer gesamten Umrichterregelung ohne Berücksichtigung von Modulation und schnellem Umrichterschutz mit der Dynamik 100 ns...50 µs (eigene Darstellung nach [12, 18]).

Neben der Netzanlaufzeitkonstante τ_N , ist die Netzkurzschlussleistung S''_{kQ} bzw. der Netzkurzschlussstrom I''_{kQ} ein weiteres Kriterium zur Definition der Netzstärke [19]. Diese Definition lässt sich direkt auf Synchronmaschinen übertragen, da ihr physikalisches Verhalten im Kurzschlussfall und Normalbetrieb von der gleichen elektrischen Eigenschaft der Maschine geleitet wird [15]. Aufgrund der geringen Überlastfähigkeit eines leistungselektronischen Stellglieds ändert sich das Verhalten im Kurzschlussfall, welches nahezu ausschließlich durch die implementierte Regelung definiert wird, deutlich. Aus diesem Grund lässt sich bei hoher Umrichterdurchdringung im Netz keine fundierte Aussage über die Netzstärke, unter Kenntnis des Netzkurzschlussstroms oder der Netzkurzschlussleistung, treffen. Beispielsweise weist ein netzspannungsbildender Umrichter im normalen Betriebszustand eine geringe Innenimpedanz auf – wie eine Spannungsquelle – was

sich im strombegrenzenden Zustand jedoch deutlich ändert. Abweichend hierzu, weist ein netzfolgendes Umrichtersystem – wie eine Stromquelle – im gesamten Betriebsbereich eine hohe Innenimpedanz auf. Dementsprechend sind klassische Beurteilungen der Netzstärke mit zunehmendem Umrichteranteil nicht hinreichend genau und müssen für die zukünftige Beurteilung der Netzstabilität angepasst werden [15]. Durch die Verwendung netzspannungsbildender Regelungsverfahren ändert sich ebenfalls das Verhalten bezüglich Netzvorverzerrungen. Demzufolge müssen für den Einsatz netzspannungsbildender Regelungsverfahren am elektrischen Energieversorgungsnetz auch die Anforderungen an die Spannungs- und Stromqualität – wie beispielsweise in [20] für Mittelspannungsanlagen definiert – überdacht und angepasst werden.

In dieser Arbeit wird bewusst der Begriff »netzspannungsbildend« aus [21] verwendet. In der Wissenschaft hat sich vermehrt die Bezeichnung »grid-forming; netzbildend« durchgesetzt, die impliziert, dass derartig geregelte Umrichtersysteme in der Lage sind, ein Netz vollständig zu bilden. Diese Eigenschaft ist auch an die verfügbare Leistung und Energie des Gesamtsystems gekoppelt und somit keine grundsätzliche Eigenschaft des Regelungsalgorithmus. Um eine einheitliche Definition zu ermöglichen, wird die Klassifizierung aus Tabelle 1.1 verwendet.

Tabelle 1.1: Terminologie zu Umrichterverhalten, Regelungsprinzip und Regelungsverfahren.

Umrichter- verhalten	netzfolgend (grid-following)	netzstützend (grid-supporting)	netzstabilisierend (grid-stabilizing)	netzbildend (grid-forming)
Zusätzliche Funktionen	keine	$P(f) + \text{Energie}$ $Q(\hat{u})$	$Q(\hat{u})$ (lim. Trägheit) ¹	$P(f) + \text{Energie}^2$ $Q(\hat{u})$
Reg. Prinzip	netzspannungsfolgend (keine Trägheit)		netzspannungsbildend (Trägheit)	
Reg. Verfahren	Spannungsorientierte Stromreg., Hystereseregulation ...		Droop-Regelung, VSM, Netzspannungsbildner ...	

(1) inhärente Wirkleistungsbereitstellung auf Basis anlageninterner Energiespeicher stark limitiert (lim.); inhärente Blindleistungsbereitstellung möglich, (2) Energie muss augenblicklich verfügbar sein

Nur wenn netzgekoppelte Umrichtersysteme zukünftig in der Lage sind bei Netzänderungen eine inhärente Leistungsanpassung zu ermöglichen, ist eine Erhöhung regenerativer Energien bis zu 100%, bei gleichzeitigem Rückbau konventioneller Großkraftwerke, realisierbar [12]. Zudem kann das Verhalten netzspannungsbildender Umrichtersysteme beim Netzwiederaufbau unterstützen, Inselnetze bilden und somit eine zusätzliche Vorhaltung konventioneller Kraftwerke zur Sicherstellung der Schwarzstartfähigkeit vermeiden. Diese anstehende Herausforderung, eine stabile elektrische Energieversorgungsspannung in zukünftigen Netzen (ausschließlich) durch netzgekoppelte Umrichtersysteme zur gewährleisten, bildet die Motivation dieser Arbeit.

1.2 STAND DER TECHNIK UND WISSENSCHAFT

In diesem Abschnitt werden aktuelle Regelungsverfahren für netzgekoppelte Umrichtersysteme vorgestellt, die dem Stand der Technik und der Forschung entsprechen. Diese Erläuterungen dienen sowohl inhaltlich als auch strukturell, zur Herleitung der Forschungsfragen, als Grundlage. Da das gesamte Spektrum des Regelungsentwurfs für Umrichtersysteme groß ist, liegt der Fokus

auf den überwiegend diskutierten Ansätzen. Weitere Verfahren, die aktuell erheblich weniger Aufmerksamkeit in Forschung und Entwicklung erhalten, werden in Kapitel 1.3.1 referenziert.

Die Grundlage zum Entwurf von Regelungsverfahren für netzgekoppelte Umrichtersysteme bildet die Topologie und Ausführung des entsprechenden leistungselektronischen Systems. Eine allgemeine Einleitung zu Umrichtersystemen und deren Anwendung in der elektrischen Energietechnik kann [22, 23] entnommen werden. Zur Beschreibung der verschiedenen Verfahren wird in diesem Abschnitt das in Abbildung 1.4 dargestellte Umrichtersystem verwendet. Ein selbstgeführter Spannungszwischenkreisumrichter ist über einen Netzfilter zur Entkopplung der pulsweitenmodulierten Umrichterspannung \mathbf{u}_U von einer äußeren Netzspannung \mathbf{u}_Q , hier als LC-Filter ausgeführt, an den Netzanschlusspunkt angeschlossen [24]. Darüber hinaus sorgt das Tiefpassverhalten für eine Unterdrückung höherfrequenter Störströme des leistungselektronischen Stellglieds, wobei die resistiven Anteile R_F, R_f die Dämpfung und Verluste repräsentieren.

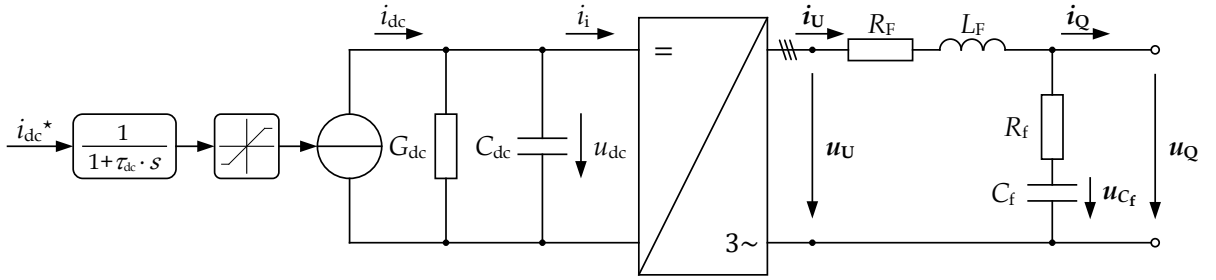


Abbildung 1.4: Umrichtermodell mit LC-Filter, Zwischenkreis und Primärenergievorgabe.

Die Spannung im ausgeführten Zwischenkreis des Umrichtersystems wird durch eine Kapazität C_{dc} , die als Spannungsfilter dient, gestützt. Des Weiteren repräsentiert eine gesteuerte Stromquelle die Primärenergievorgabe und/oder ein elektrisches Energiespeichersystem. Die Verluste des gesamten DC-Netzwerks werden zur Vereinfachung in der resultierenden Konduktanz G_{dc} zusammengefasst. Der dreiphasige Netzanschluss des Umrichtersystems wird durch (1.5)

$$L_F \cdot \frac{d\mathbf{i}_U}{dt} = \mathbf{u}_U - \mathbf{u}_{C_f} + \mathbf{i}_Q \cdot R_f - \mathbf{i}_U \cdot (R_F + R_f) \quad (1.5a)$$

$$C_f \cdot \frac{d\mathbf{u}_{C_f}}{dt} = \mathbf{i}_U - \mathbf{i}_Q \quad (1.5b)$$

und in der Raumzeigerdarstellung durch (1.6) beschrieben. Eine ausführliche Erläuterung und Beschreibung zur Raumzeigertheorie ist in Anhang A1 gegeben.

$$L_F \cdot \frac{di_{Ud}}{dt} = u_{Ud} - u_{Cfd} + i_{Qd} \cdot R_f - i_{Ud} \cdot (R_F + R_f) + \omega L_F \cdot i_{Uq} \quad (1.6a)$$

$$L_F \cdot \frac{di_{Uq}}{dt} = u_{Uq} - u_{Cfq} + i_{Qq} \cdot R_f - i_{Uq} \cdot (R_F + R_f) - \omega L_F \cdot i_{Ud} \quad (1.6b)$$

$$C_f \cdot \frac{du_{Cfd}}{dt} = i_{Ud} - i_{Qd} + \omega C_f \cdot u_{Cfq} \quad (1.6c)$$

$$C_f \cdot \frac{du_{Cfq}}{dt} = i_{Uq} - i_{Qq} - \omega C_f \cdot u_{Cfd} \quad (1.6d)$$

Die Dynamik auf der DC-Seite wird durch (1.7) definiert, wobei der durch die Stromquelle eingeprengte Strom i_{dc} gemäß (1.8) beeinflusst wird [25, 26].

$$C_{dc} \cdot \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - G_{dc} \cdot u_{dc} - i_i \quad (1.7)$$

Um die Eigenschaften der Primärenergievorgabe im Zwischenkreis des Umrichters an das reale Verhalten eines maschinenseitigen Umrichtersystems einer Windkraftanlage, des DC/DC-

Stellers einer Photovoltaikanlage oder an ein Batteriespeichersystem anzugleichen, wird die Referenzstromvorgabe i_{dc}^* aus Gleichung (1.8) über ein Verzögerungsglied erster Ordnung in der Dynamik limitiert und auf ein Maximum begrenzt [26].

$$\tau_{dc} \cdot \frac{di_{dc}}{dt} = i_{dc}^* - i_{dc\tau} \quad (1.8)$$

Hierbei entspricht $i_{dc\tau}$ dem verzögerten Referenzstrom der Stromquelle.

1.2.1 SPANNUNGSORIENTIERTE NETZSTROMREGELUNG

Der dominierende Anteil aller netzgekoppelten Umrichtersysteme arbeitet auf Basis einer strom-einprägenden Regelung [27], typischerweise als netzspannungsorientierte Umrichterstromregelung [12]. Diese Regelung findet sowohl in Windkraft- und Photovoltaikanlagen [28, 29] als auch in stationären Batteriespeichersystemen [30] und sogar in Großanlagen auf Basis der modularen Multileveltopologie, wie sie bei Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungssystemen (HGÜ) [31] und statischen synchronen Kompensatoren (static synchronous compensators; STATCOM) [32] zum Einsatz kommen, ihre Anwendung.

Die Grundlage des Regelungskonzepts, welches dem Stand der Technik entspricht, bildet eine dynamische Identifikation der Netzspannung mittels einer Phasenregelschleife (PLL – Phase-Locked-Loop). Der zu detektierende Netzspannungswinkel θ_Q wird zur Netzspannungsorientierung genutzt und ermöglicht somit eine nahezu entkoppelte Regelung von Wirk- und Blindleistung über die Umrichterströme im rotierenden dq-Koordinatensystem [33]. Allgemein gilt für die Netzspannung in der Raumzeigerdarstellung unter Vernachlässigung der Nullkomponente

$$\mathbf{u}_Q = \hat{u}_Q \cdot e^{j\theta_Q} = \hat{u}_Q \cdot e^{j(\omega_Q t + \varphi_Q)} = u_{Q\alpha} + j \cdot u_{Q\beta} \quad (1.9)$$

wobei \hat{u}_Q der Amplitude und θ_Q dem augenblicklichen Winkel der Netzspannung entspricht. Dieser setzt sich aus dem stationären Raumzeigerwinkel φ_Q und der Netzkreisfrequenz ω_Q zusammen. $u_{Q\alpha}$ und $u_{Q\beta}$ bilden die orthogonalen Komponenten des stationären Raumzeigerkoordinatensystems. Um eine hinreichend genaue und stationäre Spannungsorientierung und damit verbundene Messung der Netzfrequenz zu erreichen, kommt in den meisten Fällen eine Synchronous-Reference-Frame-PLL (SRF-PLL) zum Einsatz [34, 35], wie sie in Abbildung 1.5 dargestellt ist.

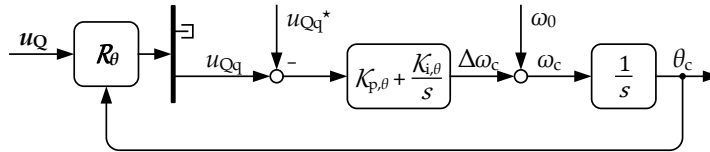


Abbildung 1.5: Signalflussplan einer Phasenregelschleife (PLL) gemäß dem Stand der Technik.

Die Raumzeigerspannung \mathbf{u}_Q im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem wird unter Verwendung des identifizierten augenblicklichen Netzspannungswinkels θ_c mittels der Rotationsmatrix \mathcal{R}_θ in das rotierende dq-Koordinatensystem überführt.

$$\mathcal{R}_\theta = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Das Ziel besteht im stationären Abgleich der d-Achse des dq-Koordinatensystems mit dem Scheitelwert der Netzspannung \hat{u}_Q oder Ausregeln einer Spannung der q-Achse gemäß (1.11) mit $u_{Qq}^* = 0$. Bei einer Differenzspannung Δu_{Qq} sorgt ein PI-Regler für eine Beschleunigung oder

Abbremsung des rotierenden Koordinatensystems, bis der stationäre Abgleich aus (1.11) gegeben ist. Zur Optimierung des Einschwingverhaltens wird, vor allem bei initialem Start des Algorithmus, die Referenzkreisfrequenz des Netzes ω_0 vorgesteuert.

$$u_{Qd} \stackrel{!}{=} \hat{u}_Q \rightarrow u_{Qq} \stackrel{!}{=} 0 \quad (1.11)$$

Im stationären Fall rotiert das Raumzeigerkoordinatensystem mit der Netzkreisfrequenz ω_Q , die ebenfalls direkt durch die PLL identifiziert wird. Das allgemeine Verhalten wird maßgeblich durch die Gleichung (1.12) beschrieben,

$$\omega_c = \frac{dx_\omega}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,\theta} + x_\omega \cdot \mathcal{K}_{i,\theta} + \omega_0 \quad (1.12)$$

wobei x_ω dem unverstärkten Integratorzustand des Reglers mit der Dynamik $\mathcal{K}_{p,\theta}, \mathcal{K}_{i,\theta}$ entspricht. Rotiert das netzspannungsorientierte Koordinatensystem der inneren Regelung mit der aktuellen Netzkreisfrequenz $\omega_c = \omega_Q$, lässt sich die Umrichterstromregelung auf Basis von Gleichgrößen realisieren. Das Ziel der inneren Regelungsstruktur ist die dynamische Umsetzung der Referenzströme i_d^* und i_q^* , die aus einer überlagerten Anlagenregelung vorgegeben werden. Abbildung 1.6 zeigt die Struktur der Umrichterstromregelung bei Netzspannungsorientierung.

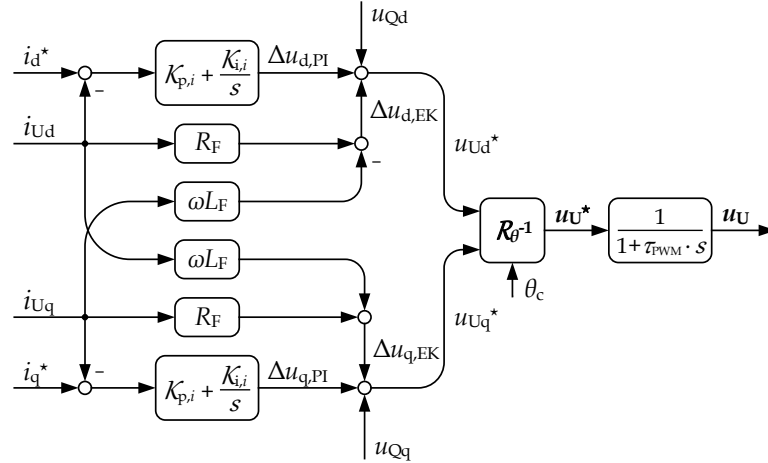


Abbildung 1.6: Netzspannungsorientierte Umrichterstromregelung mit komplexer Entkopplung und Spannungsvorsteuerung gemäß dem Stand der Technik.

Die schnelle Einprägung der Referenzströme i_d^*, i_q^* erfolgt durch dynamische Stromregler mit einer proportional-integralen (PI) Charakteristik. Darüber hinaus sorgt eine Vorsteuerung der identifizierten Netzspannung u_{Qd}, u_{Qq} für ein netzfolgendes Verhalten, das bei Zustandsänderungen der äußeren Netzspannung ein schnelles Ausregeln der Sollwertabweichung $\Delta i_d, \Delta i_q$ ermöglicht. Zur weiteren Verbesserung der Performance wird die lineare Kopplung zwischen der d- und q-Achse aus Gleichung (1.6), aufgrund der induktiven Netzanbindung unter Kenntnis der Filterinduktivität L_F , entkoppelt. Zur weiteren Optimierung kann der resistive Spannungsabfall Δu_{R_F} in der Störgrößenaufschaltung berücksichtigt werden. Das Verhalten der inneren Stromregelung zur Berechnung der Modulationsspannung u_{Ud}^* wird durch (1.13) beschrieben.

$$u_{Ud}^* = \frac{dx_{i_d}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,i} + x_{i_d} \cdot \mathcal{K}_{i,i} + i_{Ud} \cdot R_F - i_{Uq} \cdot \omega L_F + u_{Qd} \quad (1.13a)$$

$$\frac{dx_{i_d}}{dt} = \Delta i_d = i_d^* - i_{Ud} \quad (1.13b)$$

Hierbei entspricht x_{i_d} dem unverstärkten Integratorzustand des Stromreglers der d-Achse. Aufgrund der Spannungsorientierung nach (1.11) und der Leistungsberechnung im Raumzeigerkoordinatensystem nach (1.14), wobei γ als Skalierungsfaktor der Raumzeigerleistung dient, liegt

ein Zusammenhang zwischen Strom der d-Achse und Wirkleistung vor, sodass i_d als Wirkstrom bezeichnet wird.

$$p = \Re(\mathbf{u} \cdot \mathbf{i}^*) = \gamma \cdot (u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta) = \gamma \cdot (u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q) \quad (1.14a)$$

$$q = \Im(\mathbf{u} \cdot \mathbf{i}^*) = \gamma \cdot (u_\beta \cdot i_\alpha - u_\alpha \cdot i_\beta) = \gamma \cdot (u_q \cdot i_d - u_d \cdot i_q) \quad (1.14b)$$

In gleicher Weise gilt zur Bestimmung der Modulationsspannung u_{Uq}^* das Verhalten nach Gleichung (1.15), wobei auf die optionale Vorsteuerung der Netzspannung $u_{Qq} \approx 0$, aufgrund von Gleichung (1.11), verzichtet werden kann.

$$u_{Uq}^* = \frac{dx_{i_q}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,i} + x_{i_q} \cdot \mathcal{K}_{i,i} + i_{Uq} \cdot R_F + i_{Ud} \cdot \omega L_F + u_{Qq} \quad (1.15a)$$

$$\frac{dx_{i_q}}{dt} = \Delta i_q = i_q^* - i_{Uq} \quad (1.15b)$$

Hierbei liegt eine Kopplung zwischen q-Achse und Blindleistung vor, sodass i_q als Blindstrom bezeichnet wird. x_{i_q} entspricht demnach dem unverstärkten Integratorzustand des Blindstromreglers.

Unter Verwendung des identifizierten Netzwinkels θ_c werden die Modulationsspannungen u_{Ud}^*, u_{Uq}^* vom rotierenden in das stationäre Koordinatensystem überführt und bilden somit die Referenzspannung u_U^* für die Modulation zur Ansteuerung der Leistungselektronik.

$$\mathbf{u}_U^* = \mathcal{R}_\theta^{-1} \cdot \mathbf{u}_{Udq}^* \quad (1.16)$$

Die Modulation, die beispielsweise über eine Puls-Weiten-Modulation (PWM) oder Raumzeigermodulation (RZM) ausgeführt werden kann, erfolgt nicht augenblicklich, sondern gemittelt über eine Schaltperiode, mit der Schaltfrequenz f_S [33]. Zur Vereinfachung der Regelungsbeschreibung und -analyse wird hier – wie in Abbildung 1.4 angedeutet – dieser Einfluss zunächst durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung (PT1) nachgebildet [26, 36, 37].

Aufgrund des strukturellen Aufbaus und der hohen Dynamik derartig geregelter Umrichter-Systeme, wird die innere Umrichterspannung \mathbf{u}_U nahezu unverzögert angepasst und kann sowohl Amplituden- als auch Winkelsprünge aufweisen. Dieses Verhalten korrespondiert zu einer leistungsgeregelten Stromquelle und liefert somit keinen netzstützenden Beitrag in Form von inhärenter Augenblicksleistung (Momentanreserve) als Antwort auf Zustandsänderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q . Insbesondere in schwachen Netzen mit niedriger Netzkurzschlussleistung S_{kQ}'' – kleinem Kurzschlussleistungsverhältnis (Short-Circuit-Ratio; SCR) gemäß [38] – kann dieses Verhalten zu einer Verzerrung der Netzspannung und Instabilitäten führen. [12]

$$\text{SCR} = \frac{S_{kQ}''}{S_{nU}} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{nQ} \cdot I_{kQ}''}{S_{nU}} \quad (1.17)$$

In (1.17) entspricht S_{nU} der Nennleistung des Umrichtersystems, U_{nQ} der Bemessungsspannung des Netzes und I_{kQ}'' dem Anfangswechselkurzschlussstrom.

Darüber hinaus lässt sich aufgrund der netzfolgenden Charakteristik und hohen Dynamik gegenüber Netzzustandsänderungen mit derartigen Umrichtersystemen keine eigene stabile Energieversorgungsspannung generieren.

1.2.2 ERWEITERTE STROMREGELUNG MIT NETZSTÜTZENDER FUNKTIONALITÄT

Zur Bereitstellung netzdienlicher Funktionalitäten, auf Grundlage der netzspannungsorientierten Umrichterstromregelung, hat sich die Terminologie der netzstützenden Umrichter (Grid-Supporting-Converter; GSC) in Forschung und Entwicklung etabliert [21]. Derartige Systeme können auf Basis von Frequenz- Δf_Q oder Amplitudenabweichungen $\Delta \hat{u}_Q$ der Netzspannung – teilweise sogar auf Grundlage der Ableitung der Frequenz df_Q/dt – den Wirk- und Blindleistungsarbeitspunkt dynamisch anpassen. Aufgrund der unvermeidbaren Verzögerung bei der

Bestimmung der neuen Arbeitspunkte sowie der Dynamik der Umsetzung der Referenzleistungen, handelt es sich bei diesen Systemdienstleistungen keinesfalls um Momentanreserve oder Augenblicksleistung. Trotzdem können derartige Umrichtersysteme einen positiven Effekt auf die Spannungsqualität und Stabilität des elektrischen Energieversorgungsnetzes aufweisen. [21]

Im folgenden Abschnitt wird exemplarisch eine Ausführung dieser zusätzlichen Systemdienstleistungen beschrieben, wie sie in Abbildung 1.7 dargestellt ist. Weitere Variationen können aus [39, 40, 41] entnommen werden.

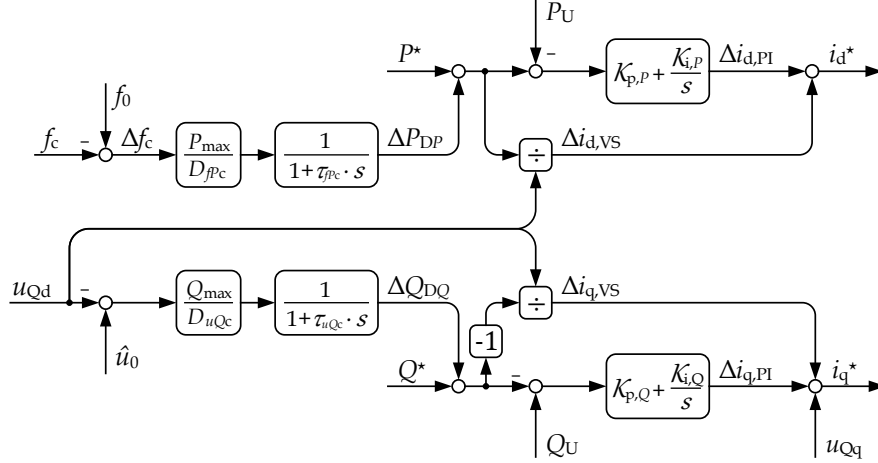


Abbildung 1.7: Anlagenregelung mit netzstützenden Zusatzfunktionalitäten.

Eine Anpassung des resultierenden Wirkleistungsarbeitspunktes P_r^* erfolgt durch eine proportionale $P(f)$ -Charakteristik zur Generierung einer Zusatzleistung $\Delta P_{DP}(f_c)$.

$$P_r^* = P^* + \Delta P_{DP}(f_c) \quad (1.18)$$

Die Verschiebung des Arbeitspunktes, als Antwort auf eine Frequenzabweichung Δf_c , ist vergleichbar mit einer konventionellen oder schnellen Primärregelung nach dem Solidaritätsprinzip [42], die in ihrer Ausführung – sowohl der Kennliniencharakteristik D_{fPc} (Steigung) als auch der Dynamik τ_{fPc} – parametrierbar ist. Die Berechnung der Zusatzleistung erfolgt durch Gleichung (1.19), worin P_{\max} die maximale Wirkleistung in Form einer zusätzlichen Systemdienstleistung definiert. Zur Bereitstellung netzstützender Systemdienstleistungen im gesamten Arbeitsbereich netzgekoppelter Umrichtersysteme [43] wird auf ein Frequenztotband, wie es exemplarisch in [44] dargestellt ist, verzichtet.

$$\frac{d\Delta P_{DP}}{dt} = \frac{1}{\tau_{fPc}} \cdot \left(\frac{P_{\max}}{D_{fPc}} \cdot \Delta f_c - \Delta P_{DP} \right) \quad (1.19)$$

Nachgelagert erfolgt die Berechnung des Referenzwirkstroms i_d^* durch eine unverzögerte Vorsteuerung unter Verwendung der identifizierten Netzspannung u_{Qd} . Zusätzlich wird ein Wirkleistungsregler mit integraldominierender Charakteristik eingesetzt, um stationäre Referenzwertabweichungen, beispielsweise durch Totzeiten, zu kompensieren. Das Übertragungsverhalten zur Bestimmung des Referenzwirkstroms i_d^* ist in (1.20) beschrieben.

$$i_d^* = \frac{dx_P}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,P} + x_P \cdot \mathcal{K}_{i,P} + \frac{P^* + \Delta P_{DP}(f_c)}{u_{Qd}} \quad (1.20a)$$

$$\frac{dx_P}{dt} = P^* + \Delta P_{DP}(f_c) - P_U \quad (1.20b)$$

Hierbei entspricht x_P dem unverstärkten Integratorzustand des Wirkleistungsreglers, mit den Parametern $\mathcal{K}_{p,P}$, $\mathcal{K}_{i,P}$ und P_U der identifizierten Umrichterwirkleistung.

Neben der frequenzstabilisierenden Systemdienstleistung über die Umrichterwirkleistung P_U erfolgt, durch die gezielte Anpassung des resultierenden Blindleistungsarbeitspunkts Q_r^* , eine stabilisierende Wirkung auf die Amplitude der Netzspannung \hat{u}_Q .

$$Q_r^* = Q^* + \Delta Q_{DQ}(\hat{u}_Q) \quad (1.21)$$

Diese proportionale $Q(\hat{u})$ -Statik sorgt für eine angepasste Blindleistungsbereitstellung des Umrichtersystems ΔQ_U als Antwort auf eine Spannungsabweichung $\Delta \hat{u}_Q$. Analog zur Wirkleistung kann sowohl die Charakteristik der $Q(\hat{u})$ -Kennlinie D_{uQc} als auch die Dynamik der Systemdienstleistung τ_{uQc} variabel definiert werden.

$$\frac{d\Delta Q_{DQ}}{dt} = \frac{1}{\tau_{uQc}} \cdot \left(\frac{Q_{\max}}{D_{uQc}} \cdot \Delta u_{Qd} - \Delta Q_{DQ} \right) \quad (1.22)$$

Aufgrund der Spannungsorientierung nach (1.11) repräsentiert die identifizierte Netzspannung u_{dQ} direkt die Netzspannungsamplitude \hat{u}_Q . Die maximale Blindleistung in Form einer zusätzlichen Systemdienstleistung wird durch Q_{\max} festgelegt. Diese $Q(\hat{u})$ -Statik ist im Normalbetrieb aktiv und nicht mit der dynamischen Blindstromstütze in LVRT-Szenarien gemäß [20] zu verwechseln. Der resultierende Blindleistungsreferenzwert Q_r^* wird, analog zum Wirkleistungsweig, über eine unverzögerte Vorsteuerung, unter Verwendung der identifizierten Netzspannung u_{Qd} , auf den Referenzstrom i_q^* vorgesteuert. Um auch hier stationäre Abweichungen der Blindleistung ΔQ zu kompensieren, kommt ein integraldominierender Blindleistungsregler zum Einsatz. Das resultierende Übertragungsverhalten zur Bestimmung des Referenzblindstroms i_q^* ergibt sich wie folgt,

$$i_q^* = \frac{dx_Q}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,Q} + x_Q \cdot \mathcal{K}_{i,Q} - \frac{Q^* + \Delta Q_{DP}(\hat{u}_Q)}{u_{Qd}} \quad (1.23a)$$

$$\frac{dx_Q}{dt} = Q_U - Q^* - \Delta Q_{DP}(\hat{u}_Q) \quad (1.23b)$$

mit x_Q dem unverstärkten Integratorzustand des Blindleistungsreglers, Q_U der identifizierten Umrichterblindleistung und den Parametern $\mathcal{K}_{p,Q}, \mathcal{K}_{i,Q}$.

Die aus der Anlagenregelung mit statikbasierten Systemdienstleistungen resultierenden Referenzströme i_d^*, i_q^* werden anschließend, wie in Abschnitt 1.2.1 vorgestellt, durch die innere Stromregelung umgesetzt. Aufgrund der hohen inneren Regelungsdynamik und dem Attribut, schnell auf Frequenz- und Amplitudenänderungen $\Delta f_Q, \Delta \hat{u}_Q$ der Netzspannung u_Q zu reagieren, neigen derartige Umrichtersysteme zu Instabilitäten in schwachen Netzen [45]. Darüber hinaus bleiben die fundamentalen Eigenschaften der netzspannungsorientierten Umrichterstromregelung erhalten, sodass auch mit überlagerten Zusatzdienstleistungen keine eigene stabile Energieversorgungsspannung generiert werden kann. Abgesehen davon können derartige Systeme – beispielsweise durch die schnelle Anpassung der Wirkleistung, als Antwort auf Frequenzänderungen – helfen, den Bedarf an Momentanreserve zu reduzieren [9, 46]. Hinsichtlich der maximalen Dynamik und Regelungsstabilität in schwachen Netzgebieten sind derartigen Umrichtersystemen Grenzen gesetzt, auf die in Kapitel 3 »Stabilitätsgrenzen netzstützender Umrichtersysteme« genauer eingegangen wird.

1.2.3 VIRTUELLE SYNCHRONMASCHINE

Über viele Jahre hinweg wurde die Stabilität des elektrischen Energieversorgungsnetzes maßgeblich durch Synchronmaschinen konventioneller Kraftwerke sichergestellt. Dementsprechend ist die direkte Emulation dieses Verhaltens der geradlinigste Ansatz einem netzgekoppelten Umrichtersystem eine netzspannungsbildende Charakteristik zu verleihen [21]. Verschiedene Ausführungen der virtuellen Synchronmaschine »VISMA« [47] oder »Synchronverter« [48] sind mittlerweile publiziert. Eine Übersicht zu verschiedenen Variationen der virtuellen Synchronmaschine kann [9] und [21] entnommen werden.

In (1.9) beschreibt der Spannungszeiger einer idealen dreiphasigen Spannungsquelle eine Kreisbahn mit konstanter Amplitude \hat{u} und Kreisfrequenz ω . Demnach bietet es sich auch an, zur Realisierung eines netzspannungsbildenden Verhaltens, die Modulationsspannung eines netzgekoppelten Umrichtersystems in Polarkoordinaten zu beschreiben und zu regeln. [12] Dementsprechend formuliert Gleichung (1.24) den Netzanschluss des Umrichtersystems aus Abbildung 1.4 in der Polardarstellung, wobei θ_i dem Phasenwinkel des Umrichterstroms entspricht.

$$-\hat{u}_U \cdot e^{j\theta_U} + \hat{u}_U \cdot e^{j\theta_i} \cdot R_F + L_F \cdot \frac{d(\hat{u}_U \cdot e^{j\theta_i})}{dt} + \hat{u}_Q \cdot e^{j\theta_Q} = 0 \quad (1.24)$$

Bei überwiegend induktivem Anschluss des leistungselektronischen Stellglieds ($X_F \gg R_F$) lässt sich aus (1.24) die resultierende Umrichterleistung (1.25) berechnen.

$$P_U = \frac{3 \cdot \hat{u}_U \cdot \hat{u}_Q}{\omega L_F} \cdot \sin(\theta_U - \theta_Q) \quad (1.25a)$$

$$Q_U = \frac{3 \cdot \hat{u}_U \cdot \hat{u}_Q}{\omega L_F} \cdot \cos(\theta_U - \theta_Q) - \frac{3 \cdot \hat{u}_Q^2}{\omega L_F} \quad (1.25b)$$

Hieraus wird ein Zusammenhang zwischen Winkeldifferenz $\Delta\theta$ und Umrichterwirkleistung P_U sowie Amplitudendifferenz $\Delta\hat{u}$ und Umrichterblindleistung Q_U ersichtlich [49]. Unter Verwendung der Kleinwinkelnäherung nach Taylor für Sinus- und Kosinusfunktionen

$$\sin(x) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cdot \frac{x^{2n+1}}{(2 \cdot n + 1)!} \approx x - \frac{x^3}{6} + \frac{x^5}{120} - \dots \approx x \quad (1.26a)$$

$$\cos(x) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cdot \frac{x^{2n}}{(2 \cdot n)!} \approx 1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{24} - \dots \approx 1 \quad (1.26b)$$

lässt sich diese Beziehung, unter der Annahme kleiner Winkeldifferenzen $\Delta\theta$ zwischen Netz- und Umrichterspannungsraumzeiger, zu Gleichung (1.27) annähern [50].

$$P_U \approx \frac{3 \cdot \hat{u}_U \cdot \hat{u}_Q}{\omega L_F} \cdot (\theta_U - \theta_Q) \approx \frac{3 \cdot \hat{u}_U \cdot \hat{u}_Q}{\omega L_F} \cdot \Delta\theta_{UQ} \quad (1.27a)$$

$$Q_U \approx \frac{3 \cdot \hat{u}_Q}{\omega L_F} \cdot (\hat{u}_U - \hat{u}_Q) \approx \frac{3 \cdot \hat{u}_Q}{\omega L_F} \cdot \Delta\hat{u}_{UQ} \quad (1.27b)$$

Dementsprechend bietet sich eine Regelung der Umrichterwirkleistung P_U über den Winkel θ_U und der Umrichterblindleistung Q_U über die Amplitude \hat{u}_U des Umrichterspannungsraumzeigers \mathbf{u}_U an.

Die Winkelsynchronisation einer Synchronmaschine mit einer äußeren Spannungsquelle erfolgt durch die Leistungsanpassung gemäß der mechanischen Triebstrangsgleichung (Swing-Equation). Der Leistungsaustausch ΔP zwischen der mechanischen P_m und elektrischen Leistung P_e , als Antwort auf eine Zustandsänderung, beispielsweise ΔP_m oder ΔP_e , entspricht der Trägheitsantwort des Schwingungssystems [51]. Wird zusätzlich die mechanische Dämpfung durch Reibung und Verwirbelungen D_m berücksichtigt, ergibt sich die Triebstrangsgleichung zu (1.28).

$$P_m - P_e - D_m \cdot \frac{d\theta_m}{dt} = J_r \cdot \omega_m \cdot \frac{d^2\theta_m}{dt^2} \quad (1.28)$$

Hierbei entspricht θ_m der mechanischen Winkellage, J_r dem gesamten Trägheitsmoment des Triebstrangs und ω_m der mechanischen Winkelgeschwindigkeit. In diesem Zusammenhang wird in vielen Veröffentlichungen auch die Trägheitskonstante H_i oder die mechanische Anlaufzeitkonstante τ_m definiert, die ein Maß für die Schwungmasse des Generators liefern. Die Trägheitskonstante entspricht somit der gespeicherten kinetischen Rotationsenergie E_{kin} bezogen auf die Nennscheinleistung des Generators S_{rG} . Die Anlaufzeitkonstante definiert die notwendige Zeit,

die benötigt wird, um eine Synchronmaschine bei Nenndrehmoment M_{nm} auf die Bemessungsgeschwindigkeit ω_{0m} zu beschleunigen. Hierbei definiert P_{rG} die Bemessungswirkleistung der Synchronmaschine. [2, 51]

$$H_i = \frac{1}{2} \cdot \frac{J_r \cdot \omega_{0m}^2}{S_{rG}} \quad (1.29)$$

$$\tau_m = \frac{J_r \cdot \omega_{0m}}{P_{rG}} \quad (1.30)$$

Die Betrachtung von (1.28) zeigt deutlich die Vorteile der konventionellen Energieversorgung auf Basis von Synchrongeneratoren. Eine zusätzliche elektrische Leistung ΔP_e wird augenblicklich und inhärent aus dem rotierenden Energiespeicher des Triebstrangs versorgt. Diese Ausspeicherung kinetischer Rotationsenergie sorgt für einen Drehzahlabfall der Maschine ω_m , worauf ein proportionaler Drehzahlregler, in Form einer Primärregelung, reagiert und die mechanische Leistungsvorgabe um ΔP_m gemäß implementierter Statik erhöht. Aus diesem Ausgleichsvorgang resultiert ein neuer stationärer Arbeitspunkt mit bleibender Abweichung der mechanischen Winkelgeschwindigkeit $\Delta\omega_m$. Mit Hilfe eines überlagerten Sekundärreglers (Netzregler), der eine Anpassung des definierten Wirkleistungsarbeitspunkts bzw. Verschiebung der Statikennlinie vornimmt, kann die stationäre Regelabweichung der Primärregelung ausgeregelt und die Winkelgeschwindigkeit ω_m auf den Nennwert ω_{0m} zurückgeführt werden. [12]

Um diese Eigenschaften der Synchronmaschine auf ein netzgekoppeltes Umrichtersystem zu übertragen, kann für den Zusammenhang zwischen Winkel θ_U der Umrichterspannung und Wirkleistung des Umrichters P_U der in Abbildung 1.8 dargestellte Regelungsansatz verwendet werden.

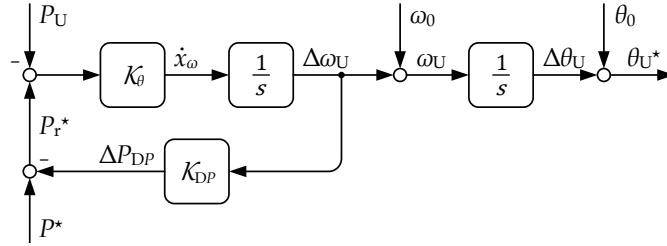


Abbildung 1.8: $\theta(P)$ -Regelung der virtuellen Synchronmaschine.

Analog zu einer realen Synchronmaschine resultiert aus einer Leistungsdifferenz ΔP eine Winkelbeschleunigung $\dot{x}_\omega = \ddot{\theta}_U$, wobei die maximale Dynamik, vergleichbar zum Trägheitsmoment J_r oder der Anlaufzeitkonstante τ_m , über den Verstärkungsfaktor \mathcal{K}_θ begrenzt wird [12]. Dementsprechend können keine Winkelsprünge des Umrichterspannungsraumzeigers \mathbf{u}_U resultieren. Durch Integration der Winkelbeschleunigung \dot{x}_ω erfolgt sowohl die augenblickliche Kreisfrequenz ω_U – die direkt zur Abbildung der Dämpfung D_m aus (1.28) und zur Primärregelung $P(\Delta\omega)$ genutzt werden kann – als auch der Augenblickswinkel θ_U^* zur Berechnung der Modulationsspannung \mathbf{u}_U^* .

$$\theta_U^* = \Delta\theta_U + \theta_0 \quad (1.31)$$

Hierbei entspricht θ_0 der Vorsteuerung der stationären Referenzphasenlage. Die Änderung der Phasenlage $\Delta\theta_U$, nach der virtuellen Synchronmaschine aus Abbildung 1.8, erfolgt gemäß (1.32),

$$\frac{d\Delta\theta_U}{dt} = \omega_U = \Delta\omega_U + \omega_0 \quad (1.32a)$$

$$\frac{d\Delta\omega_U}{dt} = \mathcal{K}_\theta \cdot (P^* - P_U - \Delta\omega_U \cdot \mathcal{K}_{DP}) \quad (1.32b)$$

wobei \mathcal{K}_{DP} die implementierte Dämpfung und realisierte $P(\Delta\omega)$ -Statik der Primärregelung definiert.

Soll die Dämpfung unabhängig von der implementierten $P(f)$ -Statik (Primärregelung) parametrisiert werden, ist eine zusätzliche Messung der Netzfrequenz ω_Q hilfreich, jedoch allgemein nicht notwendig, da die Frequenzidentifikation direkter Bestandteil der virtuellen Synchronmaschine ist [12]. Hierfür kann eine Phasenregelschleife, wie sie in Abbildung 1.5 dargestellt ist, verwendet werden. Unter Kenntnis der identifizierten Netzkreisfrequenz ω_c ist eine Entkopplung von Statik und Dämpfung möglich. Ein entsprechender regelungstechnischer Ansatz der virtuellen Synchronmaschine wird in [52] vorgestellt und ist in Abbildung 1.9 dargestellt. Das Verhalten ändert sich gemäß (1.33)

$$\frac{d\Delta\omega_U}{dt} = \mathcal{K}_\theta \cdot (P^* - P_U - \Delta\omega_c \cdot \mathcal{K}_D - \Delta\omega_U \cdot \mathcal{K}_{Pf}) \quad (1.33)$$

wobei \mathcal{K}_{Pf} der implementierten Statik (Primärregelung) und \mathcal{K}_D der Dämpfung entspricht. Die Abweichung zwischen identifizierter Netzfrequenz und Winkelgeschwindigkeit der virtuellen Synchronmaschine ist (1.34).

$$\Delta\omega_c = \omega_U - \omega_c \quad (1.34)$$

Abgesehen von dem positiven Effekt, träge auf Zustandsänderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q zu reagieren und somit die Bereitstellung inhärenter Momentanreserve zu ermöglichen, muss die abgebildete Trägheit auch bei inneren Referenzwertvorgaben P^* überwunden werden. Darüber hinaus weist ein derartig geregeltes Umrichtersystem, aufgrund des strukturellen Aufbaus, Pendeleigenschaften bezüglich der Wirkleistung auf, die durch zusätzliche Dämpfungseigenschaften kompensiert werden sollten [9, 53, 54].

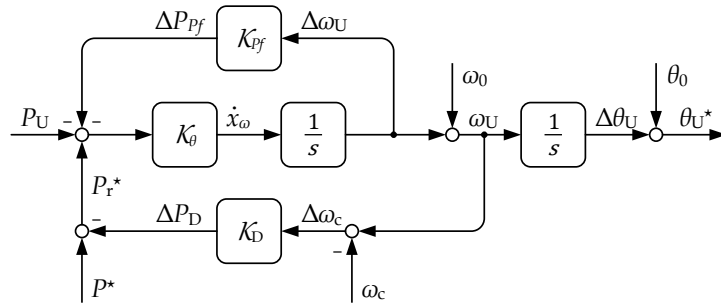


Abbildung 1.9: $\theta(P)$ -Regelung der virtuellen Synchronmaschine mit Dämpfungsentkopplung durch externe Frequenzidentifikation nach [52].

Neben der Phasenlage θ_U ist die Amplitude \hat{u}_U zur vollständigen Beschreibung der Umrichterspannung in Polarkoordinaten notwendig. Wie in (1.27) gezeigt, ergibt sich ein direkter Zusammenhang zwischen Umrichterblindleistung Q_U und Amplitudendifferenz $\Delta\hat{u}_{UQ}$ von Umrichter- und Netzspannungsraumzeiger. Somit liegt es nahe, die Amplitude der Umrichterspannung \hat{u}_U auf Basis einer Blindleistungsdifferenz ΔQ und, vergleichbar zu Abbildung 1.8, als $\hat{u}(Q)$ -Regelung zu realisieren – siehe Abbildung 1.10.

Das Verhalten des Systems erster Ordnung ist durch (1.35) definiert. Hierbei begrenzt $\mathcal{K}_{\hat{u}}$ die Amplitudenänderungsgeschwindigkeit, sodass keine Amplitudensprünge der Umrichterspannung \mathbf{u}_U resultieren können. Dieses Verhalten ist analog zur Erregerzeitkonstante τ_E einer Synchronmaschine und ermöglicht somit die Bereitstellung von Augenblicksblindleistung als Antwort auf Amplitudenänderungen der Netzspannung $\Delta\hat{u}_Q$.

$$\hat{u}_U^* = \Delta\hat{u}_U + \hat{u}_0 \quad (1.35a)$$

$$\frac{d\Delta\hat{u}_U}{dt} = \mathcal{K}_{\hat{u}} \cdot (Q^* - Q_U - \Delta\hat{u}_U \cdot \mathcal{K}_{DQ}) \quad (1.35b)$$

Durch Integration der Amplitudenänderungsgeschwindigkeit $\dot{\hat{u}}$ resultiert die Amplitudenänderung $\Delta\hat{u}_U$. Diese Zustandsgröße kann direkt zur Bestimmung der Modulationsspannung und

für eine proportionale $Q(\hat{u})$ -Regelung verwendet werden. Unter Einsatz einer übergeordneten Spannungsregelung kann die Blindleistungsvorgabe Q_0 angepasst und somit die bleibende Regelabweichung der $Q(\Delta\hat{u})$ -Statik ausgeregelt werden. [12, 14]

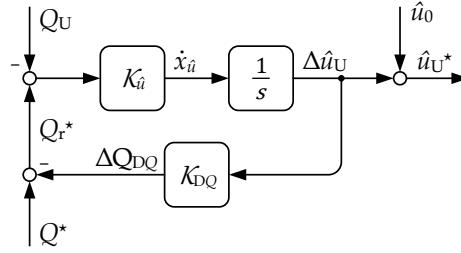


Abbildung 1.10: $\hat{u}(Q)$ -Regelung der virtuellen Synchronmaschine.

Einige Veröffentlichungen präsentieren auch eine kaskadierte Realisierung der virtuellen Synchronmaschine in Kombination mit weiteren Spannungs- und Stromreglern [55, 56]. Da dieser Aufbau beim überwiegenden Anteil aller Droop-Regelungsverfahren – auf dieses Verfahren wird im nächsten Abschnitt eingegangen – zum Einsatz kommt, erfolgt in Abschnitt 1.2.4 eine detaillierte Beschreibung dieser kaskadierten Struktur.

1.2.4 DROOP-REGELUNG

Zur Synchronisierung netzgekoppelter Erzeugungsanlagen im Parallelbetrieb werden überlagerte Kennlinien vorgegeben, die für eine stationäre Leistungsverteilung sorgen [21, 57]. Dieser statische Kraftwerksfahrplan sorgt sowohl für einen definierten Frequenz-Wirkleistungs- $f(P)$ als auch für einen Spannungs-Blindleistungsarbeitspunkt $u(Q)$ [42]. Einhergehende Charakteristiken, in Kombination mit leistungselektronischen Stellgliedern, wurden zuerst zur Bereitstellung einer stabilen Energieversorgungsspannung im »Stand-Alone-Betrieb« verwendet [58]. Die in Abschnitt 1.2.3 vorgestellte virtuelle Synchronmaschine beinhaltet derartige Eigenschaften aufgrund der implementierten Dämpfung des Regelungssystems und bietet somit eine direkte Leistungsverteilung im Parallelbetrieb. Grundsätzlich lässt sich sowohl die Kreisfrequenz ω_U als auch die Amplitude \hat{u}_U der Modulationsspannung \mathbf{u}_U auch direkt aus einer Wirk- und Blindleistungsstatik nach (1.36) bestimmen. Eine grundsätzliche Beschreibung dieses Verfahrens ist in [55, 59, 60, 61] dargestellt.

$$\omega_U = \omega_0 + m_P \cdot (P^* - P_U) \quad (1.36a)$$

$$\hat{u}_U = \hat{u}_0 + m_Q \cdot (Q^* - Q_U) \quad (1.36b)$$

Hierbei entspricht ω_0 der Referenzkreisfrequenz, \hat{u}_0 der Referenzamplitude der Netzspannung. Die Steigungen der Kennlinien werden durch m_P und m_Q definiert. Die zeitliche Integration der Kreisfrequenz ω_U nach Gleichung (1.37) liefert den augenblicklichen Phasenwinkel θ_U der Umrichterspannung in Polarkoordinaten.

$$\theta_U = \int \omega_U \cdot dt \quad (1.37)$$

In den meisten Fällen wird ein Tiefpassfilter, mit der Eckkreisfrequenz ω_{DP}, ω_{DQ} , auf die gemessenen Leistungen angewendet. Dieser sorgt für eine Unterdrückung von Harmonischen und eine gedämpftere Reaktion auf Zustandsänderungen der Netzspannung [21]. Abbildung 1.11 zeigt den Signalfussplan für den entsprechenden Wirkleistungsregler.

Das Verhalten des Wirkleistungsreglers wird durch (1.38) beschrieben, wobei die Steigung der $\omega(P)$ -Kennlinie m_P , die resultierende Kreisfrequenz ω_c , gemäß der Abweichung zwischen

Referenz- und Umrichterwirkleistung ΔP anpasst. Die gefilterte Umrichterwirkleistung wird hier durch \tilde{P}_U gekennzeichnet. [59]

$$\omega_c = \omega_0 + m_P \cdot (P^* - \tilde{P}_U) \quad (1.38a)$$

$$\frac{d\tilde{P}_U}{dt} = \omega_{DP} \cdot (P_U - \tilde{P}_U) \quad (1.38b)$$

Demnach wird die Umrichterwirkleistung P_U proportional zur Frequenz ω_c geregelt, sodass eine schnelle Primärregelung $P(\omega)$ ein direkter Bestandteil des Regelungsverfahrens ist. Darüber hinaus erfolgt keine dynamische Netzspannungsorientierung, sodass eine Bereitstellung von Momentanreserve möglich ist. Das entsprechende Verhalten bei Netzzustandsänderungen wird überwiegend durch die Parametrierung des Tiefpasses ω_{DP} , zusammen mit der spezifizierten Kennlinienstatik, eingestellt.

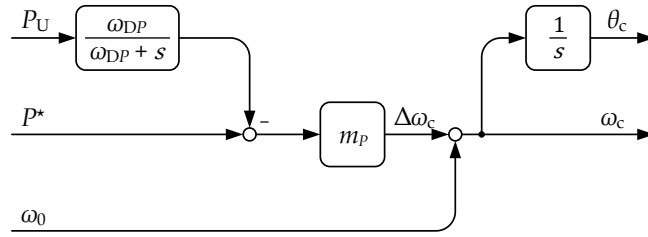


Abbildung 1.11: $\theta(P)$ -Regelung der Droop-Regelung.

Liegt keine kaskadierte Regelungsstruktur vor, sodass die Ausgangsgrößen der Wirk- und Blindleistungsregler direkt durch die Modulation umgesetzt werden – wie es bei der virtuellen Synchronmaschine in Kapitel 1.2.3 vorgestellt wurde – gilt $\theta_c = \theta_U^*$, $\omega_c = \omega_U^*$ und $\hat{u}_c = \hat{u}_U^*$. Da die Anwendung von Droop-Regelungen zumeist überlagerter Bestandteil einer kaskadierten Regelungsstruktur mit weiteren Spannungs- und Stromregelkreisen ist, die eine direkte Auswirkung auf die Modulationsspannung \mathbf{u}_U^* aufweisen, sind in Abbildung 1.11 und 1.12 die Ausgangsgrößen des Wirk- und Blindleistungsreglers allgemein als Regelgrößen – "c": control – gekennzeichnet.

Die Betrachtung der vollständigen Differentialgleichung des Wirkleistungsreglers der Droop-Regelung gemäß Abbildung 1.11

$$\frac{d\omega_c}{dt} + \omega_c \cdot \omega_{DP} = \omega_0 \cdot \omega_{DP} + \frac{d\omega_0}{dt} + m_P \cdot P^* \cdot \omega_{DP} + \frac{d(P^* \cdot m_P)}{dt} - m_P \cdot P_U \cdot \omega_{DP} \quad (1.39)$$

sowie der Annahme, dass die Referenzwertvorgaben keine zeitliche Änderung aufweisen,

$$\frac{d\omega_0}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad \omega_0 = \text{konst.} \quad (1.40a)$$

$$\frac{d(P^* \cdot m_P)}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad P^* \cdot m_P = \text{konst.} \quad (1.40b)$$

ergibt eine Äquivalenz zwischen der virtuellen Synchronmaschine aus (1.32) und dem Verhalten der Droop-Regelung nach (1.39) [59]. Die Berücksichtigung von (1.40) und Koeffizientenvergleich zwischen (1.32) und (1.39) führt zu (1.41)

$$\frac{d\omega_c}{dt} = \underbrace{m_P \cdot \omega_{DP}}_{\mathcal{K}_\theta} \cdot (P^* - P_U) - \underbrace{\omega_{DP}}_{\mathcal{K}_\theta \cdot \mathcal{K}_{DP}} \cdot (\omega_c - \omega_0) \quad (1.41)$$

mit \mathcal{K}_θ die Trägheit und \mathcal{K}_{DP} die Dämpfung oder Statik des Wirkleistungsteils der virtuellen Synchronmaschine.

Aufgrund des Zusammenhangs der Amplitudendifferenz zwischen Netz- und Umrichterspannung $\Delta\hat{u}_{UQ}$ und der Blindleistung des Umrichtersystems Q_U nach (1.27), lässt sich in gleicher Weise die resultierende Blindleistung auf Basis einer $\hat{u}(Q)$ -Statik regeln. Der entsprechende Signalflussplan ist in Abbildung 1.12 dargestellt und das Verhalten wird durch (1.42) beschrieben.

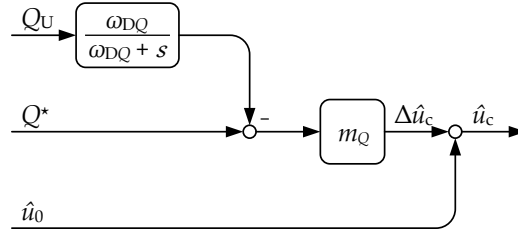


Abbildung 1.12: $\hat{u}(Q)$ -Regelung der Droop-Regelung.

Die Steigung der $\hat{u}(Q)$ -Kennlinie m_Q sorgt dafür, dass die Amplitude \hat{u}_c gemäß der Abweichung zwischen Referenz- und Umrichterblindleistung ΔQ angepasst wird, wobei, wie im Wirkleistungsteil die gefilterte Umrichterblindleistung durch \tilde{Q}_U gekennzeichnet wird [59].

$$\hat{u}_c = \hat{u}_0 + m_Q \cdot (Q^* - \tilde{Q}_U) \quad (1.42a)$$

$$\frac{d\tilde{Q}_U}{dt} = \omega_{DQ} \cdot (Q_U - \tilde{Q}_U) \quad (1.42b)$$

Durch die Verwendung eines Tiefpasses bei der Verarbeitung der gemessenen Blindleistung kann sich die Spannungsamplitude \hat{u}_c nicht sprunghaft ändern, woraus eine inhärente Blindleistungsanpassung als Folge von Amplitudenänderungen der Netzspannung Δu_Q resultiert. Dieses Verhalten ist, vergleichbar zur Bereitstellung von Momentanreserve, nur bezogen auf die Blindleistung. Die bleibende Sollwertabweichung – also der neue stationäre Arbeitspunkt – wird hierbei durch die Steigung der abgebildeten $\hat{u}(Q)$ -Kennlinie m_Q definiert.

Wie in (1.41) für die Wirkleistung, lässt sich für die Droop-Regelung, durch Verwendung der vollständigen Differentialgleichung des Blindleistungsreglers, ein direkter Zusammenhang zur virtuellen Synchronmaschine aus (1.35) herleiten.

$$\frac{d\hat{u}_c}{dt} + \hat{u}_c \cdot \omega_{DQ} = \hat{u}_0 \cdot \omega_{DQ} + \frac{d\hat{u}_0}{dt} + m_Q \cdot Q^* \cdot \omega_{DQ} + \frac{d(Q^* \cdot m_Q)}{dt} \cdot m_Q - m_Q \cdot \omega_{DQ} \cdot Q_U \quad (1.43)$$

Unter der Annahme, dass keine Änderungen des Blindleistungsreferenzwerts Q^* sowie der Amplitudenvorsteuerung \hat{u}_0 auftreten,

$$\frac{d\hat{u}_0}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad \hat{u}_0 = \text{konst.} \quad (1.44a)$$

$$\frac{d(Q^* \cdot m_Q)}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad Q^* \cdot m_Q = \text{konst.} \quad (1.44b)$$

ergibt sich mit Koeffizientenvergleich zwischen (1.35) und (1.43), unter Verwendung der Annahmen (1.44), die Analogie zwischen Droop Regelung und virtuellen Synchronmaschine. Gleichung (1.45) stellt diesen Zusammenhang deutlich dar.

$$\frac{d\hat{u}_c}{dt} = \underbrace{m_Q \cdot \omega_{DQ}}_{\mathcal{K}_{\hat{u}}} \cdot (Q^* - Q_U) - \underbrace{\omega_{DQ}}_{\mathcal{K}_{\hat{u}} \cdot \mathcal{K}_{DQ}} \cdot (\hat{u}_c - \hat{u}_0) \quad (1.45)$$

Hierbei entspricht $\mathcal{K}_{\hat{u}}$ der Begrenzung der Amplitudenänderungsgeschwindigkeit und \mathcal{K}_{DQ} der Dämpfung oder Statik des Blindleistungsteils der virtuellen Synchronmaschine.

Der überwiegende Anteil aller bekannten Droop-Verfahren nutzt unterlagerte Spannungs- und Stromregler zur Bestimmung der Modulationsspannung \mathbf{u}_U^* , wie in [59, 62, 63] dargestellt. In dieser Ausführung der kaskadierten Droop-Regelung wird die gemessene Netzspannung \mathbf{u}_Q sowie der Netz- und Umrichterstrom $\mathbf{i}_Q, \mathbf{i}_U$, unter Verwendung des augenblicklichen Winkels θ_c , der aus der überlagerten Wirkleistungsstatik resultiert, durch die Rotationsmatrix aus (1.10) in das mit θ_c rotierende Koordinatensystem überführt. Die Referenzspannungen, die aus der überlagerten Wirk- und Blindleistungsstatik resultieren, werden mit (1.46) im rotierenden Koordinatensystem formuliert [64].

$$u_d^* \stackrel{!}{=} \hat{u}_c \quad (1.46a)$$

$$u_q^* \stackrel{!}{=} 0 \quad (1.46b)$$

Der vollständige Signalflussplan der inneren kaskadierten Regelungsstruktur, wie sie bei Droop-Regelungen gängig ist und auch bei virtuellen Synchronmaschinen zum Einsatz kommt, ist in Abbildung 1.13 dargestellt. Das Regelziel des Spannungsreglers besteht im stationären Abgleich der Netzspannung \mathbf{u}_Q mit der Referenzspannung \mathbf{u}^* . Um dieses Regelziel zu erreichen, sorgt ein PI-Regler für die Anpassung des Umrichterreferenzstroms \mathbf{i}^* .

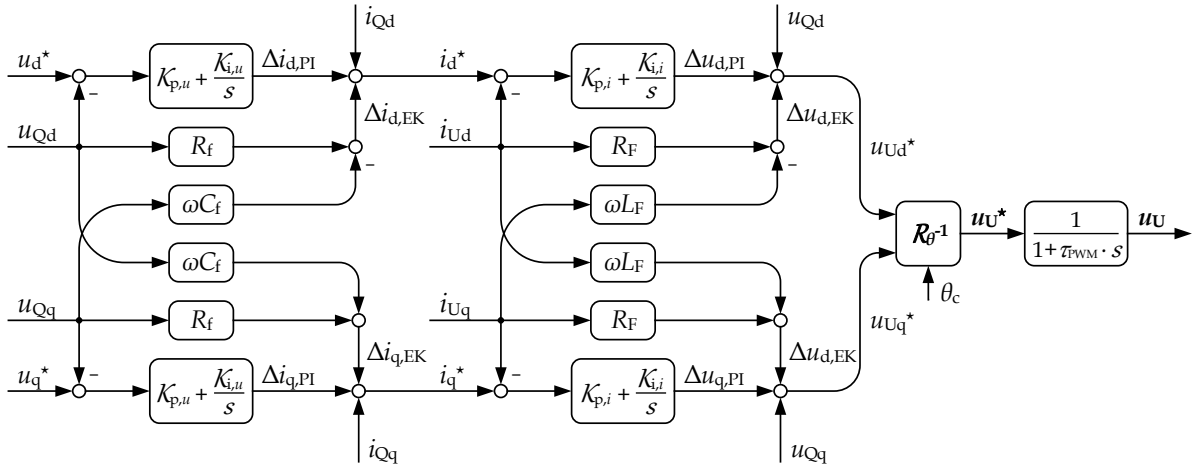


Abbildung 1.13: Kaskadierte Regelungsstruktur mit Spannungs- und Stromregelkreisen.

Darüber hinaus wird zur Verbesserung der Performance der Differenzstroms $\Delta \mathbf{i}$, der durch die Kapazität C_f und Resistanz R_f des LC-Tiefpasses fließt, vorgesteuert. Das entsprechende Verhalten wird durch (1.47) beschrieben.

$$i_d^* = \frac{dx_{u_d}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,u} + x_{u_d} \cdot \mathcal{K}_{i,u} + u_{Qd} \cdot R_f - u_{Qq} \cdot \omega C_f + i_{Qd} \quad (1.47a)$$

$$i_q^* = \frac{dx_{u_q}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,u} + x_{u_q} \cdot \mathcal{K}_{i,u} + u_{Qq} \cdot R_f + u_{Qd} \cdot \omega C_f + i_{Qq} \quad (1.47b)$$

Hierbei entspricht x_u dem unverstärkten Integratorzustand der Spannungsregler nach (1.48), $\mathcal{K}_{p,u}$ der proportionalen und $\mathcal{K}_{i,u}$ der integralen Verstärkung.

$$\frac{dx_{u_d}}{dt} = \Delta u_{Qd} = u_d^* - u_{Qd} \quad (1.48a)$$

$$\frac{dx_{u_q}}{dt} = \Delta u_{Qq} = u_q^* - u_{Qq} \quad (1.48b)$$

Zusätzlich werden in diesen Spannungsreglern meist auch Korrekturterme einer virtuellen Impedanz verarbeitet, die zur Verbesserung der Regelungseigenschaften bei verschiedenen R/X -Verhältnissen überlagert werden [64]. Ebenso wird die virtuelle Impedanz auch zur Stabilisierung

und Störungsunterdrückung verwendet [59]. Das allgemeine Verhalten einer virtuellen Impedanz wird in Kapitel 4.3.1 im umrichterstrombegrenzenden Anwendungsfall ausführlich beschrieben.

Die resultierenden Referenzströme i_d^* und i_q^* werden auf einen Maximalwert begrenzt, um eine referenzwertgesteuerte Überstromsituation des leistungselektronischen Systems zu verhindern. Diese typische Referenzwertbegrenzung – wie in [65] aufgeführt – wird hier aus Übersichtsgründen nicht dargestellt.

In gleicher Weise wird die Modulationsspannung der kaskadierten Regelung durch einen inneren Stromregler mit Proportional-Integral-Charakteristik, Entkopplungs- und Vorsteuerungstermen bestimmt und durch Gleichung (1.49) definiert.

$$u_{Ud}^* = \frac{dx_{i_d}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,i} + x_{i_d} \cdot \mathcal{K}_{i,i} + i_{Ud} \cdot R_F - i_{Uq} \cdot \omega L_F + u_{Qd} \quad (1.49a)$$

$$u_{Uq}^* = \frac{dx_{i_q}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,i} + x_{i_q} \cdot \mathcal{K}_{i,i} + i_{Uq} \cdot R_F + i_{Ud} \cdot \omega L_F + u_{Qq} \quad (1.49b)$$

In diesem Zusammenhang entspricht x_i dem unverstärkten Integratorzustand der Stromregler, definiert durch (1.50), sowie $\mathcal{K}_{p,i}$ dem Proportional- und $\mathcal{K}_{i,i}$ dem Integralanteil des Stromreglers.

$$\frac{dx_{i_d}}{dt} = \Delta i_{Ud} = i_d^* - i_{Ud} \quad (1.50a)$$

$$\frac{dx_{i_q}}{dt} = \Delta i_{Uq} = i_q^* - i_{Uq} \quad (1.50b)$$

Grundsätzlich ermöglicht eine Implementierung von systemdienlichen Statik-Vorgaben $Q(\hat{u})$ bzw. $\hat{u}(Q)$ und $P(\omega)$ bzw. $\omega(P)$ die Verschiebung des Arbeitspunktes entlang der vorgegebenen Kennlinien. Auch im Parallelbetrieb von derartigen Umrichtersystemen ergibt sich ein entsprechender Arbeitspunkt sowie eine definierte Leistungsverteilung. Die Bereitstellung inhärenter Augenblicksleistung wird überwiegend durch die Filterung der gemessenen Spannung in Kombination mit der Statikvorgabe realisiert. Die Anwendung kaskadierter Regelungsstrukturen wirkt, aufgrund der Strom- und Spannungsregler sowie der abgebildeten Entkopplungstermen, diesem Verhalten entgegen.

1.3 RESULTIERENDER FORSCHUNGSBEDARF

Im Rahmen der Energiewende liegt ein großer Fokus auf der Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgungsspannung in zukünftigen Netzen. Aufgrund der steigenden Umrichterdringung im Versorgungsnetz, steigt der Einfluss leistungselektronischer Systeme auf das gesamte Systemverhalten deutlich an. Dementsprechend nimmt der Regelungsentwurf, der maßgeblich das Netzverhalten des Umrichterverhalten definiert, eine zentrale Rolle in der Energiewende ein. In der Wissenschaft und Forschung sind verschiedenste netzspannungsfolgende und netzspannungsbildende Regelungsprinzipien für Umrichtersysteme am elektrischen Versorgungsnetz bekannt. Im folgenden Abschnitt wird eine Defizitanalyse der in Kapitel 1.2 vorgestellten Regelungsverfahren durchgeführt, bevor abschließend offene Forschungsfragen formuliert werden, die den Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit prägen.

1.3.1 DEFIZITANALYSE VON STAND DER TECHNIK UND WISSENSCHAFT

Gemäß dem aktuellen Stand der Technik ist bei netzgekoppelten Umrichtersystemen eine netzspannungsfolgende Regelung implementiert, wie sie in 1.2.1 vorgestellt ist. Derartige Systeme orientieren und synchronisieren sich an einer äußeren Netzspannung und prägen Ströme entsprechend der arbeitspunktabhängigen Leistungsvorgaben auf Basis dieser Netzspannung ein. Diese Spannungsorientierung muss gegeben sein, sodass keine Insel- oder Schwarzstartfähigkeit

vorliegt. Dieses Verhalten korrespondiert mit einer leistungsgeregelten Stromquelle und widerspricht der Anforderung, eine bezüglich der Amplitude und Frequenz möglichst konstante elektrische Energieversorgungsspannung bereitzustellen. Im Gegenteil, die dynamische Netzspannungsorientierung, kombiniert mit inneren Stromreglern, sorgt für sprunghafte Anpassungen der Umrichterspannung und somit für einen augenblicklich nahezu konstanten Umrichterstrom bei Änderung der Netzspannung. Dementsprechend beteiligen sich Umrichtersysteme nach dem Stand der Technik nicht an der inhärenten (ungeregelten) Bereitstellung netzdienlicher Augenblicksleistung (Momentanreserve). Darüber hinaus kann das dynamische Regelungsverhalten in schwachen Netzgebieten sogar zu Instabilitäten führen [38].

Die erweiterte Stromregelung mit netzstützender Funktionalität nach Kapitel 1.2.2 ergänzt die netzspannungsorientierte Umrichterstromregelung mit zusätzlichen (schnellen) Referenzwertvorgaben auf Basis implementierter Statikvorgaben. Das Regelungskonzept reagiert mit einer Wirkleistungsanpassung auf Frequenzänderungen und mit einer Blindleistungsanpassung auf Amplitudenänderungen. Hierbei handelt es sich um eine Form der schnellen Primärregelung $P(f)$ und schnellen Blindleistungsregelung $Q(\hat{u})$ [66]. Diese Zusatzleistungen werden aktiv auf Basis der identifizierten Netzspannungsparameter eingestellt und sind durch die Dynamik der Netzspannungsidentifikation und inneren Regelungsdynamik limitiert. Das aktive Verhalten kann eine stabilisierende Wirkung auf die Netzspannung aufweisen, ist jedoch nicht mit der inhärenten (ungeregelten) Leistungsanpassung (Momentanreserve) zu verwechseln. Diese zusätzlichen Regelungsstrukturen, die weiterhin unterlagert auf die netzspannungsorientierte Umrichterstromregelung setzen [67] und lediglich eine systemdienliche Anpassung des Arbeitspunkts vornehmen, können nicht den Verlust an Trägheit und einhergehender Stabilität ersetzen [68]. Gerade in schwachen Netzen weisen derartig geregelte Umrichtersysteme Instabilitäten auf und sind auch nicht zur Sicherstellung einer stabilen Energieversorgungsspannung in Inselnetzen geeignet [45].

Wie bereits in Kapitel 1.2 erwähnt, sind neben den dominierenden Verfahren, verschiedene Ansätze zur Implementierung eines netzspannungsbildenden Verhaltens für Umrichtersysteme verfügbar, die reduzierte Aufmerksamkeit in der aktuellen Forschung erhalten. Dies gilt unter anderem für den »Virtueller Oszillator - Virtual Oscillator; [69, 70, 71]«, die »Abgleichsregelung - Matching Control; [72, 73]« und »PLL-Basierte Modifizierte Stromregelungen - PLL-Based Modified Current-Control; [14, 65, 74]«. Aus Übersichtsgründen wird in dieser Arbeit nicht explizit auf diese Konzepte eingegangen. Detaillierte Informationen zu den entsprechenden Regelungsverfahren sind in den Querverweisen aufgeführt. Nachfolgend wird die Defizitanalyse bezüglich der in Kapitel 1.2 vorgestellten Verfahren, die dem Stand der Forschung entsprechen, durchgeführt.

Ein Ansatz, der sich direkt von der Synchronmaschine ableiten lässt und eine stabile elektrische Energieversorgungsspannung durch netzgekoppelte Umrichtersysteme ermöglicht, ist die virtuelle Synchronmaschine – siehe Kapitel 1.2.3. Die Abbildung der Swing-Gleichung (1.28) ermöglicht die Definition einer gewünschten Trägheit des Umrichtersystems. Diese Trägheit begrenzt die aus einer Wirkleistungsdifferenz resultierende Winkelbeschleunigung des Umrichterspannungsraumzeigers [12]. Somit können keine dynamischen Winkeländerungen auftreten, was zu einer inhärenten Bereitstellung von Momentanreserve führt. In Analogie sorgt eine Proportionalverstärkung, vergleichbar zur Erregerzeitkonstante, für eine Begrenzung der Amplitudenänderungsgeschwindigkeit resultierend aus einer Blindleistungsdifferenz. Dementsprechend können auch keine dynamischen Amplitudenänderungen des Umrichterspannungsraumzeigers auftreten, was eine inhärente Anpassung der Blindleistung zur Folge hat [14]. Diese Eigenschaften haben auch zur Folge, dass derartig geregelte Umrichtersysteme das Attribut zur Insel- und Schwarzstartfähigkeit liefern und somit auch vollständige Umrichternetze ermöglichen [9]. Die regelungstechnisch nachgebildeten Trägheiten einer Synchronmaschine sind jedoch auch ein wesentlicher Nachteil der virtuellen Synchronmaschine. Innere Referenzwertvorgaben müssen die definierte Trägheit ebenfalls überwinden, um einen neuen Arbeitspunkt einzustellen [14]. Dementsprechend ist die Änderungsgeschwindigkeit der Umrichterspannung in gleicher Weise wie bei Netzzustandsänderungen begrenzt, sodass Referenzwerte ebenfalls nur langsam eingestellt werden können. Diese

Charakteristik ist bei einer realen Synchronmaschine physikalisch bedingt gegeben, welche ein Umrichtersystem jedoch nicht aufweisen muss, da das Verhalten ausschließlich regelungstechnisch geprägt ist. Dementsprechend verbleibt die Fragestellung, welchen grundsätzlichen Effekt netzspannungsbildende Regelungsverfahren auf die innere Referenzwertdynamik netzgekoppelter Umrichtersysteme aufweisen. Darüber hinaus bildet die virtuelle Synchronmaschine, wie ein realer Turbosatz, auch die physikalischen Pendeleigenschaften des Polrads ab [51]. Zusätzliche Kompensationsregelungen, beispielsweise zur Nachbildung eines Dämpferkäfigs, können dieses Verhalten optimieren, sodass die kinetische Schwingungsenergie des Polrads absorbiert und die Pendelung schneller gedämpft wird [75, 76, 77]. Die grundsätzliche Schwingungseigenschaft bei jeder Belastungsänderung der Synchronmaschine bleibt jedoch erhalten [53, 76]. Darüber hinaus ist auch bei der virtuellen Synchronmaschine der maximale Polradwinkel begrenzt, sodass aufgrund der Leistungssynchronisierung, beispielsweise während Netzfehlern, statische Instabilitäten auftreten können, die den Verlust des Synchronismus zur Folge haben [68, 78].

Zur Definition eines stabilen Arbeitspunkts paralleler Erzeugungsanlagen wird bei konventionellen Erzeugungsanlagen ein Kraftwerksfahrplan definiert, der sowohl die Spannungs-Blindleistungs- als auch die Frequenz-Wirkleistungsabhängigkeit vorgibt [79]. Diese Abhängigkeiten wurden in der Forschung für die Regelung netzgekoppelter Umrichtersysteme adaptiert, woraus ein netzspannungsbildendes Verfahren abgeleitet wurde – siehe Kapitel 1.2.4. Die Droop-Regelung nutzt eine Wirk- und Blindleistungsstatik zur Bestimmung der Umrichtersspannung und ist somit in der Lage eine stabile elektrische Energieversorgungsspannung zur Verfügung zu stellen [60]. Zusätzliche Filtereigenschaften, angewendet auf die identifizierten Leistungen in Kombination mit der Kennlinienstatik, sorgen für eine dynamisch entkoppelte Umrichterspannung, auch bei Änderungen der äußeren Netzanschlussspannung. Diese Eigenschaft ermöglicht, wie bei der virtuellen Synchronmaschine, eine inhärente Leistungsanpassung und somit die Bereitstellung von Momentanreserve [12]. Grundsätzlich verbindet dieser Regelungsansatz immer eine zusätzliche Systemdienstleistung – (schnelle) Primärregelung und (schnelle) Blindleistungsregelung – mit der inhärenten (ungeregelten) Leistungsanpassung. Da die typische Konfiguration eine kaskadierte Ausführung der Droop-Regelung ist, wird das Gesamtverhalten des Umrichtersystems auch durch die inneren Strom- und Spannungsregler beeinflusst [62, 63]. Sowohl die Proportional-Integral-Charakteristik der inneren Regler, als auch die Entkopplung der identifizierten Netzspannung sowie des Umrichterstroms, sorgen für eine Abschwächung des inhärenten Verhaltens.

Darüber hinaus bleibt offen, ob eine Umsetzung netzspannungsbildender Regelungsverfahren auch bei Umrichtersystemen ohne zusätzliche Energiespeicher oder schnelle Primärenergie möglich ist. Lässt sich eine Anpassung des Regelungsprinzips umsetzen, ohne, dass topologiespezifische Änderungen notwendig sind, gilt es zu untersuchen, welche Auswirkungen derartige Systeme auf das elektrische Energieversorgungsnetz aufweisen.

Neben diesen Aspekten, die sich überwiegend mit der grundsätzlichen Systemstabilität zukünftiger elektrischer Energieversorgungsnetze beschäftigen und eine grundschwingungsbasierte Analyse bedingen, verbleibt die Fragestellung, welches Verhalten Umrichtersysteme mit netzspannungsbildenden Regelungsverfahren bei Netzverzerrungen aufweisen.

Zusammengefasst sind verschiedene Verfahren aus aktuellen Forschungsarbeiten verfügbar, die ein netzspannungsbildendes Verhalten aufweisen und somit auch eine Insel- und Schwarzstartfähigkeit für netzgekoppelte Umrichtersysteme sicherstellen. Aufgrund der zumeist direkten Orientierung an der konventionellen Energieversorgung weisen derartige Regelungsverfahren neben den positiven Aspekten auch unerwünschte Begrenzungen und Eigenschaften auf, die ein leistungselektronisches Stellglied nicht grundsätzlich abbilden muss. Zur Optimierung des Umrichterhaltens in zukünftigen Energieversorgungsnetzen besteht insbesondere auf dem Gebiet der Regelungsentwicklung sowie der Analyse des Umrichterhaltens ein weiterer Forschungsbedarf. Um eine objektive Entwicklung und Bewertung derartiger Systeme zu ermöglichen, ist eine Aufzeichnung fundamentaler Systemanforderungen des elektrischen Energieversorgungsnet-

zes an netzgekoppelte Umrichtersysteme notwendig. Nur wenn umrichterbasierte Erzeugungs- und Speichieranlagen zukünftig in der Lage sind, bei Zustandsänderungen im Netz inhärent (ungeregelt) netzdienliche Augenblicksleistung (Momentanreserve) bereit zu stellen, ist eine weitere Erhöhung des Anteils erneuerbarer Energieerzeuger bis hin zur vollständigen Durchdringung leistungselektronischer Systeme im elektrischen Energieversorgungsnetz möglich.

1.3.2 ABGELEITETE FORSCHUNGSFRAGEN

Wie in Kapitel 1.2 dargestellt, liegt ein erhebliches Forschungsinteresse auf dem Gebiet der Regelungsentwicklung für netzgekoppelte Umrichtersysteme. Folglich sind nach aktuellem Stand der Wissenschaft einige Verfahren verfügbar, die ein netzspannungsbildendes Verhalten aufweisen und somit eine inhärente Leistungsanpassung ermöglichen. Aufgrund der fundierten Kenntnisse der klassischen Energieversorgung, wird die Synchronmaschine vermehrt als Vorbild gewählt und das erzielte Umrichterverhalten an den entsprechenden physikalischen Eigenschaften gespiegelt. Die in Kapitel 1.3.1 dargestellten Defizite verfügbarer Konzepte, die vermehrt aus der Zielsetzung konventionelles Kraftwerksverhalten zu emulieren resultieren, zeigen einen weiteren Forschungsbedarf auf dem Gebiet der Regelungsentwicklung für Umrichtersysteme am elektrischen Energieversorgungsnetz. Zur Reduzierung dieser Forschungslücken sowie Verbesserung des allgemeinen Verständnisses des netzspannungsbildenden Umrichterhaltens, sollen in der vorliegenden Arbeit die nachfolgenden Forschungsfragen diskutiert und beantwortet werden.

- Welche grundsätzliche Charakteristik müssen netzgekoppelte Umrichtersysteme zur Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgungsspannung aufweisen?
- Können netzgekoppelte Umrichtersysteme in sehr schwachen Netzgebieten mit geringer Netzkurzschlussleistung stabil betrieben werden? Lässt sich, im Grenzfall der Inselnetzbildung, ein stabiles Netz ausschließlich durch Umrichtersysteme realisieren?
- Welchen Effekt hat die Verwendung eines netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens auf die innere Referenzwertdynamik netzgekoppelter Umrichtersysteme?
- Kann ein netzspannungsbildendes Regelungsverfahren bei Umrichtersystemen angewandt werden, wenn kein zusätzlicher Energiespeicher oder schnelle Primärenergie verfügbar ist? Wenn ja, welchen Einfluss hat ein derartiges System auf das elektrische Energieversorgungsnetz?
- Wie verhalten sich Umrichtersysteme mit netzspannungsbildender Charakteristik bei Netzverzerrungen? Lässt sich die Spannungsqualität des elektrischen Versorgungsnetzes durch das inhärente Umrichterverhalten verbessern?

Die hinterfragten Themengebiete bilden auch den Fokus der Forschungstätigkeiten und Schwerpunkt der vorliegenden Dokumentation. Zugehörige Antworten werden fließend gegeben und abschließend in Kapitel 6.2 kompakt und spezifisch formuliert.

1.4 STRUKTUR DER ARBEIT

Nachfolgend der einleitenden Worte, der Definition des Stands der Technik und der Wissenschaft sowie den formulierten Forschungsfragen, ist der Schwerpunkt der Forschungstätigkeit deutlich definiert. Insgesamt umfasst die vorliegende Arbeit weitere vier inhaltliche Kapitel, die jeweils ein spezifiziertes Themengebiet bearbeiten sowie ein abschließendes Fazit.

- **Kapitel 2** präsentiert zunächst die allgemeinen Systemanforderungen des elektrischen Energieversorgungsnetzes und bildet somit die Grundlage für die Definition eines Anforderungsprofils für netzgekoppelte Umrichtersysteme, zur Erhaltung der Netzstabilität.

Die spezifizierten Eigenschaften sollen eine vollständige Durchdringung leistungselektronischer Betriebsmittel ermöglichen und die Erhaltung der Systemstabilität, im Grenzfall, ausschließlich auf Basis netzgekoppelter Umrichtersysteme, sicherstellen.

- **Kapitel 3** definiert die Stabilitätsgrenzen netzstützender Umrichtersysteme und legt dar, unter welchen Netzbedingungen derartige Systeme, gemäß dem Stand der Technik mit erweiterten Funktionalitäten, einen oder keinen stabilisierenden Effekt auf die Netzspannung aufweisen. Zur Bewertung wird zunächst ein Netz- und Umrichtermodell vorgestellt, das die Grundlage für die durchgeführten Untersuchungen darstellt. Anschließend wird das verwendete Regelungsmodell detailliert beschrieben und an praxisnahe Bedingungen eines realen Umrichtersystems angepasst. Unter Verwendung eines mathematisch linearisierten Modells des Gesamtsystems, wird eine Kleinsignalstabilitätsanalyse durchgeführt und die Ergebnisse auf Basis transientscher Simulationsuntersuchungen validiert. Die Variation verschiedener Betriebszustände, sowohl der Netzbedingungen als auch der Eigenschaften und Referenzwerte des Umrichtersystems, ermöglicht die Definition der gesuchten Funktionalitätsgrenzen. Abschließend lässt sich aus diesen Erkenntnissen ableiten, bei welchen Bedingungen die Verwendung netzspannungsbildender Umrichtersysteme zwingend notwendig ist.
- **Kapitel 4** stellt ein netzspannungsbildendes Regelungsverfahren vor, welches die aus den Systemanforderungen resultierenden Eigenschaften abbilden soll. Die gesamte Entwicklung des Regelungsverfahrens ist in vier strukturelle Abschnitte gegliedert. Zunächst wird die Netzspannungs- und Umrichterstromanalyse vorgestellt, bevor die Referenzwertgenerierung und innere Regelungsstruktur fokussiert wird. Neben dem prinzipiellen Regelungskonzept werden nachfolgend Zusatzfunktionen implementiert, die sowohl das Verhalten der dynamischen Umrichterstrombegrenzung als auch die Charakteristik bei Netzverzerrungen definieren. Abschließend wird, ebenfalls auf Basis eines mathematisch linearisierten und hergeleiteten Modell des Systems, eine erste Stabilitäts- und Performanceanalyse durchgeführt. Insgesamt umfassen die Untersuchungen sowohl den netzgekoppelten als auch den Inselbetrieb.
- **Kapitel 5** erweitert die zuvor durchgeführten Untersuchungen und analysiert das Umrichterverhalten für verschiedene Betriebszustände und Umrichtersysteme. Hierfür wird das Verhalten der in Kapitel 4 vorgestellten Regelungsstruktur, auf Basis einer regenerativen Erzeugungsanlage untersucht. Zur Analyse eines validen Verhaltens bei verschiedenen Umrichtertopologien, wird darüber hinaus auch die Performance im Zusammenhang mit einem MMC-STATCOM-System, ohne zusätzlichen elektrischen Energiespeicher, bewertet. Aufgrund der deutlich höheren Leistungsklasse und dem damit größeren Effekt einer Einzelanlage auf das elektrische Energieversorgungsnetz, wird die Charakteristik bei sub- und supersynchronen Netzverzerrungen ebenfalls bezüglich dieses Systems betrachtet.
- **Kapitel 6** beinhaltet das Fazit und stellt die relevanten Erkenntnisse im Zusammenhang mit netzspannungsbildendem Umrichterverhalten dar. Darüber hinaus werden die zu Beginn definierten Forschungsfragen kompakt beantwortet, gefolgt von einem Ausblick bezüglich weiterer Forschungstätigkeiten und offener Themen auf dem Gebiet der netzspannungsbildenden Umrichterregelungen.

Weitere Erläuterungen, ausführliche mathematische Zusammenhänge und Ergebnisse in Form zusätzlicher Simulationsuntersuchungen sind aus Übersichtsgründen im Anhang aufgeführt.

2 SYSTEMANFORDERUNGEN

Die elektrische Energieversorgung dient in allen industrialisierten Ländern zur verlässlichen Energieversorgung von Industrie und Haushalten und weist als charakteristisches Merkmal eine hohe Versorgungssicherheit auf, die aus strengen Anforderungen an das Energieversorgungssystem und dessen Betriebsmitteln resultiert [12]. Das heutige Verhalten des elektrischen Energieversorgungsnetzes ist stark mit der physikalischen Eigenschaft gekoppelter Synchronmaschinen verbunden, die einen erheblichen Beitrag zur Versorgungssicherheit liefern [80]. Zur Erhaltung dieser Systemsicherheit müssen netzgekoppelte Umrichtersysteme den stabilisierenden Effekt der Synchronmaschinen, zumeist konventioneller Kraftwerke, übernehmen. Die Erstellung eines geeigneten Anforderungsprofils an die Regelung netzgekoppelter Umrichtersysteme soll keine ungewünschten physikalischen Eigenschaften von Synchrongeneratoren aufweisen. Dementsprechend ist der konsequenteste Weg zunächst die fundamentalen Systemanforderungen des elektrischen Energieversorgungssystems zu analysieren.

2.1 ELEKTRISCHES ENERGIEVERSORGUNGSNETZ

Die elektrische Energieversorgung basiert auf dem Prinzip der »Spannungsanpassung« und sorgt für eine Spannungsversorgung mit verschiedenen Bemessungsspannungen entlang verschiedener Spannungsebenen, welche die Auslegungsgrundlage für netzgekoppelte Betriebsmittel darstellt. Um diese Eigenschaft sicherzustellen, müssen elektrische Energieversorgungsanlagen ein Spannungsquellenverhalten aufweisen. Die theoretische Annahme einer idealen Netzspannungsquelle ohne Innenwiderstand weist an den Anschlussklemmen eine konstante Spannung in Bezug auf Amplitude, Frequenz und Phasenlagen auf und zeichnet sich durch ein unbeschränktes Leistungsvermögen aus. Theoretisch können Leistungsanforderungen des Netzes augenblicklich ohne Einschränkung zur Verfügung gestellt und eine sichere Energieversorgung gewährleistet werden. Da ideale Spannungsquellen technisch nicht realisierbar sind, basiert die elektrische Energieversorgung auf dem Parallelbetrieb vieler redundanter Versorgungseinheiten, die in ihrer maximalen Leistungsbereitschaft begrenzt sind, wie exemplarisch in Abbildung 2.1 dargestellt. [12]

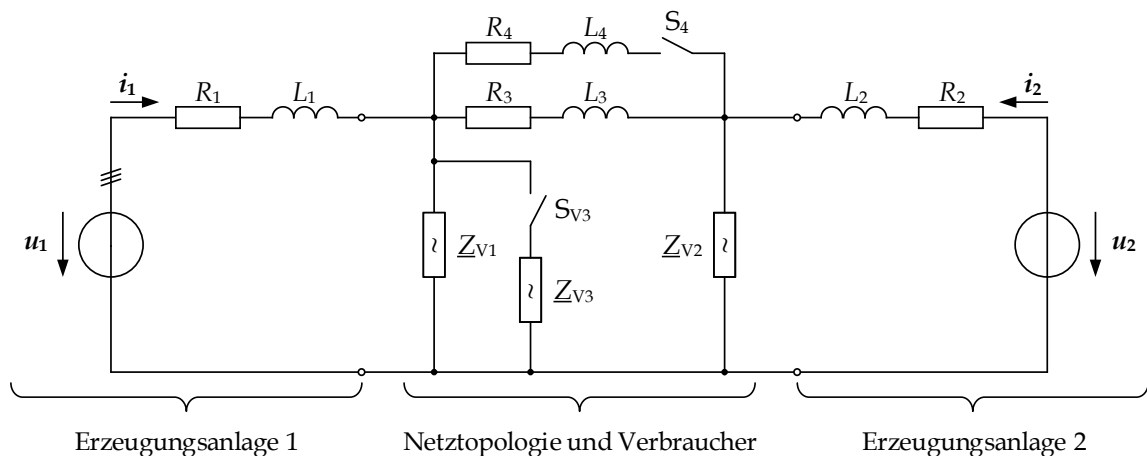


Abbildung 2.1: Elektrisches Energieversorgungssystem (Spannungsversorgung).

Die Aufteilung der Verbraucherleistung auf alle parallelgeschaltete redundante Erzeugungsanlagen mit Spannungsquellenverhalten stellt eine sehr hohe Versorgungssicherheit dar, wie [81]

verdeutlicht. In den folgenden Abschnitten werden die fundamentalen Systemanforderungen an netzparallele Erzeugungslagen beschrieben, woraus sich auch das grundsätzliche Anforderungsprofil an Umrichterregelungsverfahren ableiten lässt.

2.1.1 SPANNUNGSSYNCHRONISIERUNG

Die Netzfrequenz wird in der Betriebsführung elektrischer Netze als charakteristisches Maß für das Leistungsgleichgewicht verwendet. Bei Synchrongeneratoren ist die Frequenz f_{SG} der Statorspannung über die Polpaarzahl p_{SG} direkt mit der mechanischen Drehzahl n_{SG} gekoppelt. Sie wird auch in zukünftigen Netzen eine bedeutende Rolle für die Systemführung aufweisen, da sie, ohne zusätzliche Kommunikationsmittel über das gesamte Versorgungsnetz hinweg, einen wichtigen Parameter für die Verwendung von Regelleistung darstellt.

Um eine stationär stabile Energieübertragung sicherzustellen, muss allgemein die Frequenz an allen Knoten des elektrischen Netzen gleich sein [18]. Hierbei definiert m die Anzahl aller Knoten des Versorgungsnetzes und x_0 den stationären Arbeitspunkt.

$$\omega_1|_{x_0} = \omega_2|_{x_0} = \dots = \omega|_{x_0} \quad (2.1)$$

Die Auswirkungen unsynchroner Spannungsquellen $\omega_1 \neq \omega_2$ wird im Folgenden vereinfacht durch die ohmsch-induktive Parallelschaltung zweier Erzeugungsanlagen aufgezeigt. Abbildung 2.2 zeigt das zugrundeliegende Ersatzschaltbild der Betrachtung.

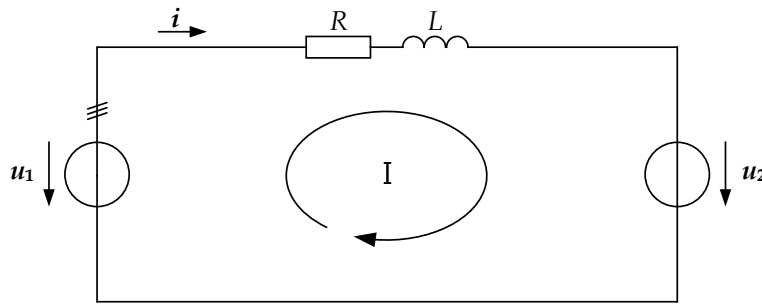


Abbildung 2.2: Unsynchroner Parallelschaltung von Erzeugungsanlagen bzw. Spannungsquellen.

Gleichung (2.2) beschreibt das Raumzeigerersatzschaltbild mit Hilfe der zweiten Kirchhoffschen Regel (Maschenregel). Die Lösung dieser linearen inhomogenen Differentialgleichung verdeutlicht den Effekt ungleicher Frequenzen im Parallelbetrieb.

$$-u_1 + i \cdot R + L \cdot \frac{di}{dt} + u_2 = 0 \quad (2.2)$$

Die Raumzeigerspannungen der parallelen Erzeugungsanlagen werden durch (2.3) definiert. Abweichende Phasenlagen $\varphi_1 \neq \varphi_2$ sorgen, wie in Gleichung (1.25) dargestellt, für einen Wirkleistungsaustausch, wohingegen ungleiche Amplituden $\hat{u}_1 \neq \hat{u}_2$ einen Blindleistungsaustausch zwischen den Spannungsquellen hervorrufen.

$$\mathbf{u}_1 = \hat{u}_1 \cdot e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{u}_2 = \hat{u}_2 \cdot e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} \quad (2.3b)$$

Die Lösung der Differentialgleichung (2.2) erfolgt durch die homogene Lösung (2.4)

$$\mathbf{i}_h = K_1 \cdot e^{-K_2 t} = K_1 \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \quad (2.4)$$

sowie zwei partikuläre Lösung mit Superpositionsprinzip, unter Anwendung des Verfahrens der »Störgröße« oder auch der »Rechten Seite« genannt [82].

Die partikulären Lösungen der Differentialgleichung lassen sich durch den Ansatz

$$\mathbf{i}_p = K_3 \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi)} \quad (2.5)$$

bestimmen, woraus mittels Superposition von $\mathbf{i}_{p1} + \mathbf{i}_{p2}$ die vollständige partikuläre Lösungen aus (2.6) resultiert. Dieser Lösungsteil bestimmt überwiegend das zeitliche Verhalten, wobei die homogene Lösung die Informationen über das Einschwingverhalten durch Energiespeicherelemente und die resultierende Zeitkonstante $\tau = L/R$, analog zu Lade- oder Entladevorgängen in Gleichspannungssystemen, beschreibt.

$$\mathbf{i}_p = \frac{\hat{u}_1}{R + j\omega_1 L} \cdot e^{j(\omega_1 \cdot t + \varphi_1)} - \frac{\hat{u}_2}{R + j\omega_2 L} \cdot e^{j(\omega_2 \cdot t + \varphi_2)} \quad (2.6)$$

Die Überlagerung von (2.4) und (2.6) sowie eine Anfangswertbedingung $\mathbf{i}(t = 0) = 0$ liefert das Ergebnis der Differentialgleichung. Da der homogene Anteil mit der Zeit t abklingt und somit keinen signifikanten Einfluss auf die Ergebnisse bei stationärer Frequenzabweichung $\omega_1 \neq \omega_2$ aufweist, wurde dieser initiale Ladezustand der Induktivität, zur einfachen Bestimmung von K_1 frei gewählt.

$$\mathbf{i} = \left(\frac{\hat{u}_2 \cdot e^{j\varphi_2}}{R + j\omega_2 L} - \frac{\hat{u}_1 \cdot e^{j\varphi_1}}{R + j\omega_1 L} \right) \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} + \frac{\hat{u}_1}{R + j\omega_1 L} \cdot e^{j(\omega_1 \cdot t + \varphi_1)} - \frac{\hat{u}_2}{R + j\omega_2 L} \cdot e^{j(\omega_2 \cdot t + \varphi_2)} \quad (2.7)$$

Ungleiche Frequenzen sorgen für eine zeitliche Änderung des Raumzeigerwinkels $\theta = \omega t + \varphi$ zwischen den Spannungsquellen, wobei diese Eigenschaft in realen Netzen eine variable Winkeldifferenz, beispielsweise an beiden Enden einer Übertragungsleitung, aufweisen würde [80]. Die Betrachtung von (2.7) zeigt, dass der resultierende Strom Frequenzanteile beider Spannungsquellen aufweist. Zur Verdeutlichung ist in Abbildung 2.3 der Raumzeigerverlauf nach Gleichung (2.7) für $\omega_1 \neq \omega_2 \rightarrow \Delta\omega = 0.1$ pu und für $\omega_1 = \omega_2$ dargestellt. Um einen definierten Lastfluss als stationären Betriebszustand zu verwenden, wird eine abweichende Phasenlage $\varphi_1 \neq \varphi_2 \rightarrow \Delta\varphi = \pi/6$ rad und somit überwiegend wirkleistungsdominierter Lastfluss eingestellt.

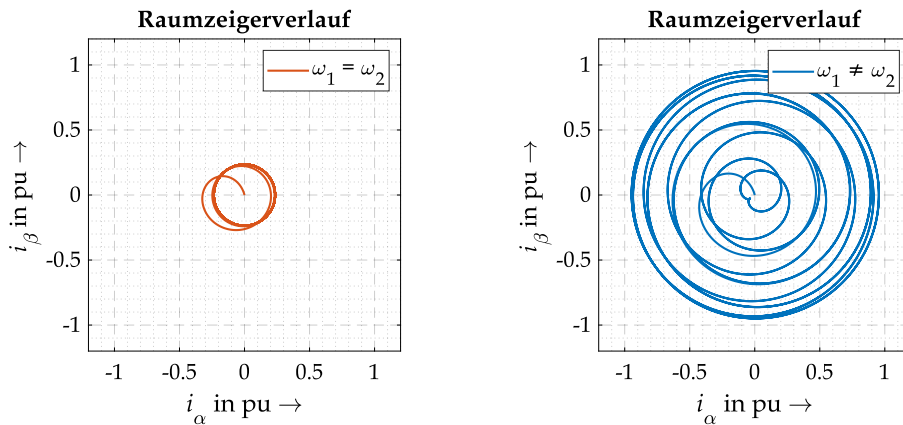


Abbildung 2.3: Stromraumzeigerverlauf bei synchroner und unsynchroner Energieübertragung

Es wird deutlich, dass ein erheblicher Stromfluss aus einer oszillierenden Interaktion der Spannungsquellen, aufgrund der unsynchronen Frequenzen, erfolgt und somit keine stationäre Energieübertragung sichergestellt werden kann. In realen Netzen würde ein solcher Betrieb erhebliche Belastungen für Erzeugungsanlagen und Betriebsmittel hervorrufen. Resultierende Leistungspendelungen, wie sie exemplarisch in Abbildung 2.4 für das Versorgungssystem aus Abbildung 2.1 dargestellt sind, verhindern eine stabile Energieversorgung der Lasten Z_{V1}, \dots, Z_{V3} . Lediglich im Anschluss an die Frequenzsynchronisierung der Spannungen (ab $t = 5$ s) beider Spannungsquellen, stellt sich ein stationärer Arbeitspunkt und eine definierte Leistungsabgabe der Erzeugungsanlagen bzw. Spannungsquellen ein. Da es bei diesen Darstellungen um die Verdeutlichung

der fundamentalen Folgen einer unsynchronen Energieübertragung geht, wird auf eine konkrete Auflistung der zugrundeliegenden Parametern verzichtet. Diese notwendige Synchronisierung von Erzeugungsanlagen kann durch verschiedene technologische Möglichkeiten umgesetzt werden. Wie bei der Leistungssynchronisierung mit Kraftwerksfahrplan konventioneller Kraftwerke [5], kann die Frequenzabhängigkeit ein direkter Bestandteil der Umrichterregelung sein. Weitere Synchronisierungsmethoden, wie beispielsweise über eine Betrachtung der Energiebilanz des DC-Zwischenkreises eines Umrichtersystems, sind denkbar [69, 70, 71]. Die Verwendung externer Signale zur Angleichung der Frequenz, beispielsweise mittels GPS, wie exemplarisch in [83] beschrieben, wäre, mit erhöhtem Zusatzaufwand, grundsätzlich ebenfalls möglich.

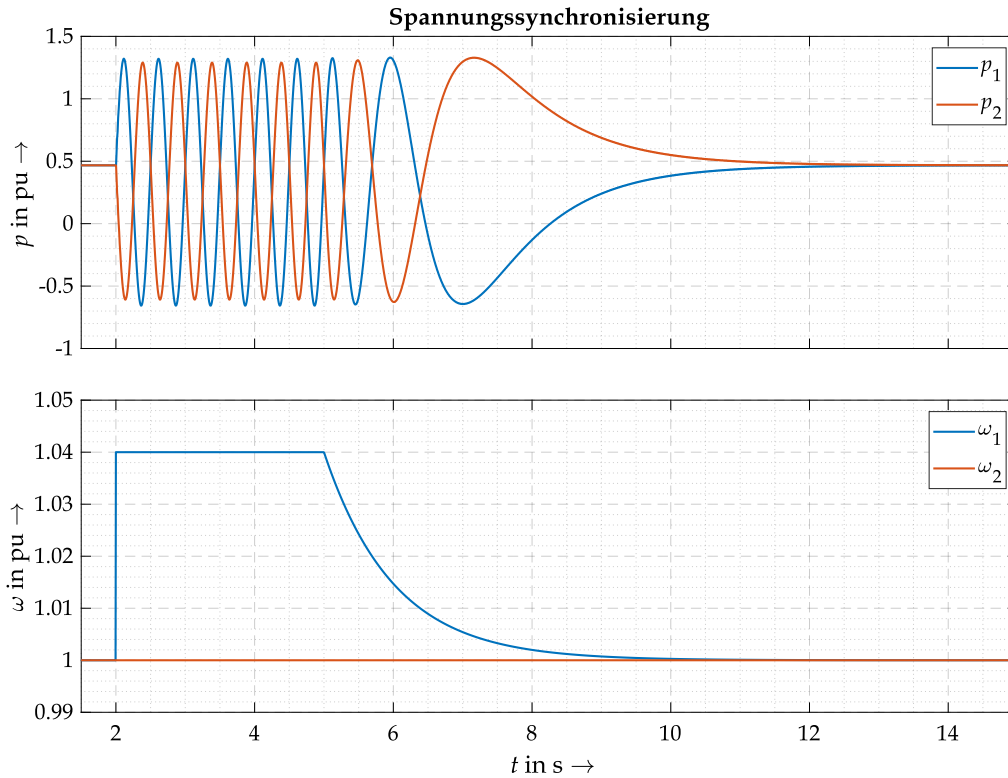


Abbildung 2.4: Leistungspendelungen durch unsynchrone elektrische Versorgungsspannungen.

Systemanforderung: Die stationäre Netzfrequenz $f_Q|_{x_0}$ muss an allen Knoten des elektrischen Energieversorgungssystems gleich sein, auch wenn sie abweichend vom Nominalwert $f_Q \neq f_n$ ist!

2.1.2 LEISTUNGSGLEICHGEWICHT ZWISCHEN ERZEUGUNG UND VERBRAUCH

Zur Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgung müssen Leistungsanforderungen netzgekoppelter Verbraucher unverzüglich bereitgestellt werden. Diese Bereitstellung muss ohne zusätzliche Kommunikation, auf Basis inhärenter Eigenschaften des Versorgungsnetzes, erfolgen. Da das Speichervermögen elektrischer Energie sehr limitiert ist, weil keine signifikanten elektrischen Energiespeicher im Netz vorhanden sind, muss, unter Vernachlässigung der Verluste, ein augenblickliches Leistungsgleichgewicht zwischen Erzeugung $p_{E\Sigma}$ und Verbrauch $p_{L\Sigma}$ vorliegen [84]. Hierbei definiert m die Erzeuger- und ν die Verbraucheranzahl im Verbundsystem.

$$p_{E\Sigma}(t) = \sum_{n=1}^m p_{E,n}(t) = \sum_{k=1}^{\nu} p_{L,k}(t) = p_{L\Sigma}(t) \quad (2.8)$$

Die notwendige Zusatzleistung wird bei Synchrongeneratoren direkt an die mechanische Seite der Maschine weitergegeben und durch die Ein- oder Ausspeicherung der kinetischen Rotationsenergie ΔE_{kin} bereitgestellt, sodass keine augenblicklichen Leistungsdifferenzen im elektrischen

System auftreten, wie aus Gleichung (2.9) hervorgeht [14]. Hierbei definiert J_m das mechanische Trägheitsmoment des Triebstrangs.

$$\Delta E_{\text{kin}} = \int (p_0(t) - p_{\text{SG}}(t)) dt = \int \left(J_m \cdot \omega_m \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \right) dt \quad (2.9)$$

Die Abweichung zwischen Primärleistung p_0 und abgegebener Leistung p_{SG} hat eine direkte Auswirkung auf den mechanischen Energiespeicher des Triebstrangs zur Folge, sodass eine Abweichung der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_m erfolgt; siehe Abschnitt 1.2.3 und insbesondere Gleichung (1.28). Abbildung 2.5 zeigt schematisch den Wirkleistungsfluss bei konventioneller Energieversorgung mit Synchrongeneratoren [14].

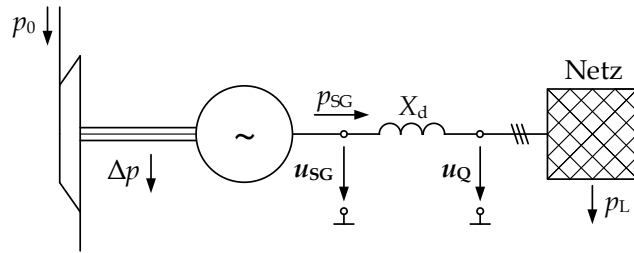


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung des Wirkleistungsflusses eines Synchrongenerators.

Anders als Synchrongeneratoren, weisen leistungselektronische Umrichtersysteme verhältnismäßig wenig Speichervermögen auf, das lediglich durch die Zwischenkreiskapazität C_{dc} definiert ist. Diese Kapazität ist im Normalfall für die Stabilisierung der Zwischenkreisspannung u_{dc} ausgelegt und kann dementsprechend für die Bereitstellung von augenblicklichen Leistungsanforderungen ausschließlich als kleiner Puffer betrachtet werden. Das erwünschte Spannungsquellenverhalten für Erzeugungsanlagen am elektrischen Energieversorgungsnetz sorgt, analog zur Synchronmaschine, auch hier für eine augenblickliche Leistungsanpassung auf der Netzseite des Umrichtersystems Δp_U . Aus dieser Abweichung resultiert ein direkter Einfluss auf die Zwischenkreisspannung gemäß Gleichung (2.10) [14]. Es liegt allerdings bei netzgekoppelten Umrichtersystemen keine direkte physikalische Abhängigkeit von Frequenz der Umrichterspannung und inhärenter Leistungsänderung vor.

$$\Delta E_{\text{kin}} = \int (p_0(t) - p_U(t)) dt = \int \left(C_{\text{dc}} \cdot u_{\text{dc}} \cdot \frac{du_{\text{dc}}}{dt} \right) dt \quad (2.10)$$

Die geringe Speicherkapazität sorgt für einen schnellen Abfall der Zwischenkreisspannung u_{dc} , wodurch der Umrichter nahezu unverzögert an die Betriebsgrenzen stoßen würde, was eine Netzabtrennung des Systems zur Folge hätte. Abbildung 2.6 zeigt schematisch den Wirkleistungsfluss bei Energieversorgung auf Basis von Umrichtersystemen [14].

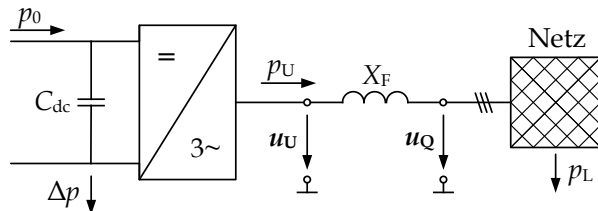


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung des Wirkleistungsflusses eines Umrichtersystems.

Um solchen augenblicklichen Netzanforderungen nachzukommen, muss der Verlust des rotierenden Energiespeichers der Synchrongeneratoren durch zusätzliche Energiespeicher kompensiert werden.

siert werden. Das benötigte Energiespeichervermögen des Umrichtersystems ergibt sich aus der augenblicklichen Leistungsdifferenz nach Δp (2.11).

$$|E_S| = \int |\Delta p(t)| dt = \int |(p_0(t) - p_U(t))| dt \quad (2.11)$$

In der Forschung werden bereits einige Vorschläge für die Bereitstellung dieser Speicherkapazität durch zusätzliche Superkondensatoren [85, 86] oder Batteriespeicher [87, 88] untersucht und teilweise angewendet. Auch die Rotationsenergie, beispielsweise der Turbine sowie des Generators einer Windkraftanlage, kann für diesen dynamischen Ausgleich berücksichtigt werden [89].

Darüber hinaus kann das spannungs- oder frequenzabhängige Verhalten von Verbrauchern stabilisierend auf die inhärente Leistungsdifferenz wirken und die Anforderungen an die augenblickliche Leistungsbereitstellung durch Erzeugungsanlagen dämpfen [80].

$$\Delta P_L(\hat{u}_Q) \sim \Delta \hat{u}_Q^2 \quad \text{oder} \quad \Delta P_L(f_Q) \sim \Delta f_Q \quad (2.12)$$

Das spannungsabhängige Verhalten gilt beispielsweise für Impedanzlasten, wohingegen die Frequenzabhängigkeit maßgeblich durch direkt netzgekoppelte Motoren – beispielsweise Asynchronmaschinen – dominiert wird [80]. Da zumeist eine erhöhte Regelbarkeit von elektrischen Maschinen gefordert ist, wird der überwiegende Anteil durch Frequenzumrichter an das Versorgungsnetz angeschlossen, sodass der positive Selbstregelleffekt aus dem zweiten Teil in (2.12) entfällt.

Die Betrachtung von (2.11) zeigt auch, dass eine schnelle Anpassung der Primärleistung P_0 die augenblicklich notwendige Speicherkapazität reduzieren kann. Erfolgt diese dynamische Änderung (aktive Referenzwertänderung) in Abhängigkeit der Netzfrequenz f_Q , liegt physikalisch keine inhärente Momentanreserve, sondern eine Form der Primärregelung $P(f)$ vor. Die Bereitstellung von Primärregelleistung ist im gesamten ENTSO-E Gebiet nach dem Solidaritätsprinzip definiert, wobei die Dynamik konventioneller Kraftwerke, aufgrund der Zeitkonstanten des Wandlungsprozesses, limitiert ist [42]. Leistungselektronische Systeme können aufgrund der hohen Regelungsdynamik schneller auf solche Leistungsanpassungen reagieren und in Form einer schnellen Primärregelung (Fast Frequency Response – FFR) zusätzliche Reserven bereitstellen [90]. Abbildung 2.7 zeigt die Regelleistungstaffelung des europäischen Verbundsystems mit zusätzlicher Ergänzung einer schnellen Primärregelung oder Fast Frequency Response (FFR).

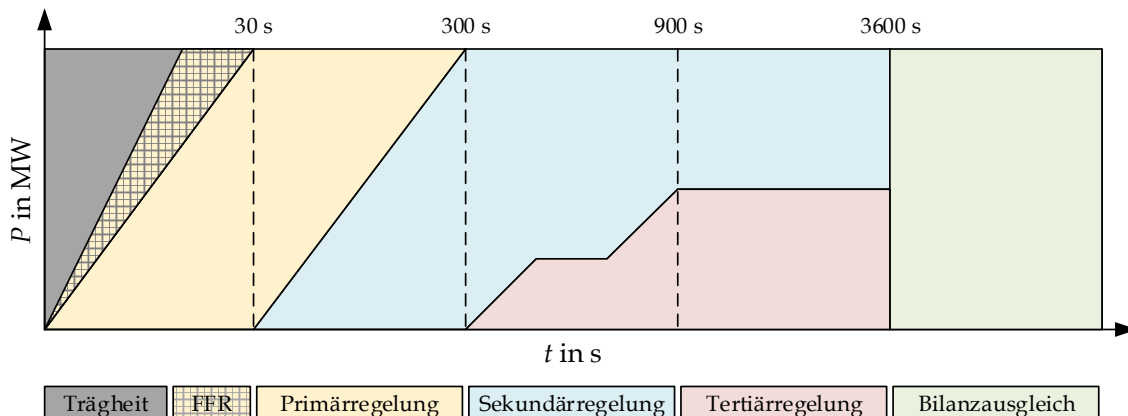


Abbildung 2.7: Schematische Darstellung der Regelleistungstaffelung mit Erweiterung des Fast Frequency Response (FFR) (eigene Darstellung nach [90, 91]).

Diese zusätzliche Systemdienstleistung könnte selbst bei höheren Frequenzgradienten df/dt eingreifen, bevor eine kritische Frequenzabweichung Δf vorliegt [46]. Dies könnte sowohl aus einem vom Optimum abweichenden Arbeitspunkt oder einem zusätzlichen Energiespeicher erfolgen. Grundsätzlich lässt sich diese zusätzliche Systemdienstleistung auch durch netzfolgende Umrichtersysteme, wie sie dem aktuellen Stand der Technik entsprechen, realisieren [90].

Für das augenblickliche Leistungsgleichgewicht im elektrischen Energieversorgungssystem ist maßgeblich die inhärente Momentanreserve verantwortlich. Nachgelagert folgt, zur aktiven Regelung der Drehzahl bzw. Frequenz, die Primär- oder zukünftig optional auch die schnelle Primärregelung. Da aktive Regelleistung an der Strombörse gehandelt wird und somit einen eigenen Markt bildet, müssen neben technischen Lösungen vor allem regulatorische Aspekte zur Bereitstellung neuer Systemdienstleistungen, wie einer schneller Primärregelung (FFR) durch netzgekoppelte Umrichtersysteme, geklärt werden. Weitere der übergeordneten Betriebsführung zuzuordnenden Regelleistungen, wie die Bereitstellung von Sekundär- und Tertiärregelung sowie der stationäre Bilanzausgleich, haben keinen direkten Einfluss auf das augenblickliche oder dynamische Leistungsgleichgewicht des Netzes. Detaillierte Informationen zur allgemeinen Betriebsführung des Energieversorgungsnetzes können [42, 79, 91] entnommen werden.

Systemanforderung: Zur Gewährleistung einer stabilen elektrischen Energieversorgung muss ein augenblickliches und stationäres Leistungsgleichgewicht zwischen Erzeugung und Verbrauch vorliegen $p_{E\Sigma}(t) = p_{L\Sigma}(t)$. Bei Belastungsänderungen kann die benötigte Leistung $p_{L\Sigma}(t)$ von der Primärleistungsvorgabe $P_{0\Sigma}$ abweichen, was augenblicklich durch instantane Leistungsreserven ausgeglichen werden muss.

2.1.3 LASTVERTEILUNG ZWISCHEN ERZEUGUNGSANLAGEN

In der konventionellen Energieversorgung wird eine stationäre Lastverteilung zwischen parallelen Erzeugungsanlagen durch den implementierten Kraftwerksfahrplan bzw. der implementierten Statik s_E definiert. Jedes Kraftwerk, welches Primärregelung bereitstellen soll, wird nach einer solchen Kennlinie, mit Δf_Q die Frequenzabweichung vom Referenzwert f_n und ΔP_E die bereitgestellte Primärregelung bezogen auf die Erzeugernennleistung P_{nE} , betrieben [79].

$$s_E = -\frac{\Delta f_Q / f_n}{\Delta P_E / P_{nE}} \quad (2.13)$$

Neben dieser Lastverteilung, die durch die Bereitstellung von Primärregelung sichergestellt wird, lassen sich zeitlich vorgelagerte Ebenen der Lastverteilung definieren. Als Folge einer Belastungsänderung im Versorgungsnetz tritt eine augenblickliche Änderung der Netzspannungsraumzeiger an allen Knoten des elektrischen Energieversorgungsnetzes auf, die zu einem angepassten Lastfluss im gesamten System führt. Aufgrund des inhärenten Spannungsquellenverhalten resultiert eine Leistungsanpassung aller Erzeugungsanlagen auf Basis der Impedanzcharakteristik zur Zustandsänderung. Entsprechend erfolgt eine unregelmäßige Verteilung der Zusatzbelastung auf alle Erzeugungsanlagen, gemäß der elektrischen Nähe zur Belastungsänderung.

$$\Delta p_{E(i)}(t) \sim |Z_{E(i),L(k)}| \cdot \Delta p_{L(k)}(t) \quad (2.14)$$

Hierbei definiert $Z_{E(i),L(k)}$ die Impedanz zwischen der i -ten Erzeugungsanlagen und dem k -ten Verbraucher, dem Ort der Belastungsänderung. Zeitlich gestaffelt wird dieser Vorgang durch die Synchronisierungsgeschwindigkeit der Erzeugungsanlagen, also durch physikalische oder regelungstechnische Trägheit, und der Anpassung des Arbeitspunktes für die Bereitstellung von Regelleistung abgelöst. Demnach lassen sich drei Stufen der Lastverteilung definieren:

- Impedanzabhängige Lastverteilung (elektrische Nähe zur Laständerung)
- Trägheitsabhängige Lastverteilung (Synchronisierungsgeschwindigkeit)
- Fahrplanabhängige Lastverteilung (Regelleistung)

Da sowohl die impedanz- als auch die trägheitsabhängige Lastverteilung unregelmäßig, ohne aktive Referenzwertänderung erfolgen und dementsprechend nahezu vollständig vom Lastszenario

geprägt sind, ist eine potenzielle Überlastung von Erzeugungsanlagen möglich. Da bei leistungselektronischen Stellgliedern, anders als bei Synchrongeneratoren, der maximale Wechselstrom

$$\hat{i}_{U,\max} \approx 1,2 \cdot \hat{i}_{nU} \dots 1,5 \cdot \hat{i}_{nU} \quad (2.15)$$

stark begrenzt ist und höhere Strombelastungen, oberhalb des Umrichternennstroms \hat{i}_{nU} , eine kostspielige Überdimensionierung des Umrichtersystems zur Folge haben, ist eine präzise Strombegrenzung notwendig [12]. Der durch die Begrenzung fehlende Beitrag, gemäß impedanz- oder trägheitsabhängiger Lastverteilung, muss durch alle weiteren Anlagen kompensiert werden.

Systemanforderung: Laständerungen $\Delta p_{L\Sigma}$ müssen augenblicklich auf die Erzeugungsanlagen im elektrischen Energieversorgungsnetz verteilt werden.

2.1.4 SPANNUNGS- UND FREQUENZHALTUNG

Betriebsmittel mit einem Anschluss an das elektrische Energieversorgungsnetz müssen für die vollständige Funktionalität und Vermeidung von Beschädigungen an eine ihrer Auslegung entsprechenden Netzspannung betrieben werden [80]. Dementsprechend muss ein akzeptabler Betriebsbereich, sowohl bezüglich der Spannungsamplitude \hat{u}_Q , als auch der Frequenz f_Q , eingehalten werden. Entsprechende Maßnahmen zur Frequenzhaltung des europäischen Verbundsystems sind, sowohl für den Normal- als auch den Störbetrieb, in verschiedenen Grid-Codes definiert [92, 93, 94, 95]. Die hier dargestellte Zusammenfassung zeigt eine angepasste Version aus [9].

Tabelle 2.1: Maßnahmen zur Frequenzhaltung im Verbundsystem [9, 92, 93, 94, 95].

Betriebszustand	Erzeugung	Verbrauch
1. Normal	Primärreserve; Frequency containment reserve (FCR): Im Frequenzbereich zwischen 49,8 Hz und 50,2 Hz wird eine Regelleistung von 3 GW vorgehalten. Das entspricht 1% einer mittleren Erzeugung von 300 GW [92]. Steigung: $k_{FC} = -2,5 \text{ pu/pu} \hat{=} -5\%/Hz$ Frequenzbereich: $f_{FC} = [49,8 \text{ Hz}; 50,2 \text{ Hz}]$ Leistungsbereich: $P_{FC} \pm 0,01 \text{ pu}$ Änderung: $\dot{P}_{FC} \pm 0,01 \text{ pu/30 s}$	Selbstregeleffekt; Load selfregulation (LSR): Netzgekoppelte Motoren weisen aufgrund ihrer physikalischen Charakteristik einen Selbstregeleffekt auf [94]. $k_{LSR} = 0,5 \text{ pu/pu} \hat{=} 1\%/Hz$ unbeschränkt
2. Störbetrieb	Leistungsreduktion bei Überfrequenz; Limited frequency sensitive mode – over-frequency (LFSM-O): Erzeugerleistung bei $f_Q > 50,2 \text{ Hz}$ anteilig begrenzt. Bei $f_Q = 51,5 \text{ Hz}$ soll die Erzeugerleistung bereits um 52% reduziert sein [95]. Steigung: $k_{OF} = -20 \text{ pu/pu} \hat{=} -40\%/Hz$ Frequenzbereich: $f_{OF} = [50,2 \text{ Hz}; 51,5 \text{ Hz}]$ Leistungsbereich: $P_{FC} \pm 0,01 \text{ pu}$ Änderung: $\dot{P}_{OF} \pm \infty$	Sukzessiver Lastabwurf bei Großstörungen nach dem Fünf-Stufen-Plan; Load shedding (LS): Bei Störungen mit Frequenzen $f_Q < 49 \text{ Hz}$ wird ein gestaffelter Lastabwurf durchgeführt [93]. $f_{LS} = [49,0; 48,7; 48,4] \text{ Hz}$

Die Maßnahmen aus Tabelle 2.1 zeigen, dass der jeweilige Übertragungsnetzbetreiber, im Rahmen seiner Systemverantwortung, ausreichend Regelreserve zur Frequenzhaltung vorhalten muss [93]. Bei sukzessivem Rückbau konventioneller Kraftwerke ist neben der Kompensation des Verlusts an rotierender Masse (Momentanreserve) auch eine Sicherstellung der Frequenzhaltung durch die Bereitstellung von Regelleistung notwendig (Abbildung 2.7). Dementsprechend sollten sich netzgekoppelte Umrichtersysteme, wenn eine Bereitstellung von Primärregelleistung gefordert ist, an der Frequenzhaltung gemäß der in Tabelle 2.1 definierten Anforderungen beteiligen können. Aufgrund der spezifizierten Verwendung von Regelleistung in Abhängigkeit der Netzfrequenz muss die Frequenz als Indikator für den Gleichgewichtszustand des Netzes erhalten bleiben. Somit müssen Regelungsverfahren netzgekoppelter Umrichtersysteme ebenfalls einen regelungstechnischen Zusammenhang zwischen Wirkleistung und Netzfrequenz abbilden, auch wenn diese Abhängigkeit, anders als bei Synchronmaschinen, physikalisch nicht vorliegt.

Eine weitere Bedingung an die elektrische Energieversorgung ist die Einhaltung der definierten Toleranzbänder für die Spannungsamplitude \hat{u}_Q an allen Knoten des Versorgungssystems [80]. Zur Sicherstellung der statischen Spannungshaltung muss eine definierte Blindleistungsbereitstellung durch Erzeugungseinheiten sichergestellt werden. Nach Vorgabe des zuständigen Übertragungsnetzbetreibers muss demnach jede Erzeugungseinheit einen definierten Blindleistungsarbeitspunkt Q^* erfüllen können. Eine exemplarische Variante für die Mindestanforderung an die Blindleistungsbereitstellung von Erzeugungseinheiten ist in Abbildung 2.8 dargestellt.

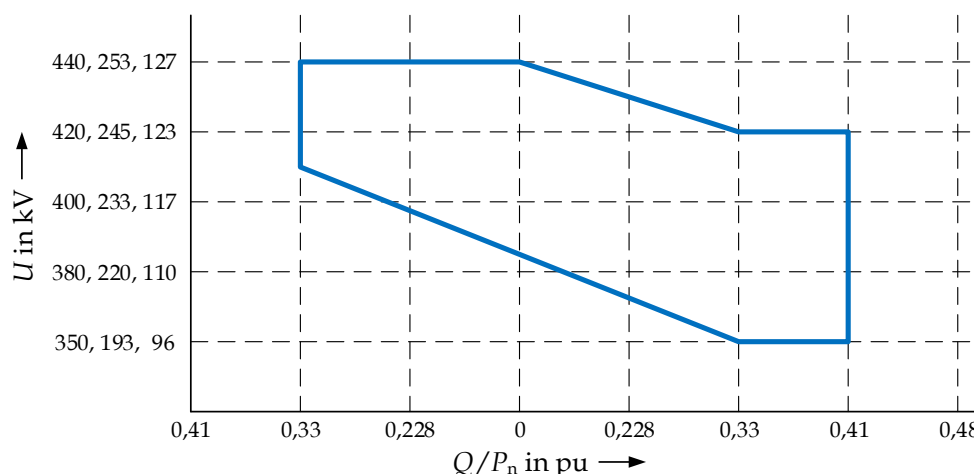


Abbildung 2.8: Mindestanforderung an die netzseitige Blindleistungsbereitstellung von Erzeugungseinheiten im Höchstspannungsnetz (eigene Darstellung nach [93]).

Allgemein stehen dem Übertragungsnetzbetreiber Erzeugungsanlagen, Blindleistungskompensationsanlagen, Transformatoren mit Stufenschalter und die Änderung der Netztopologie zur Anpassung der Blindleistung zur Verfügung [93]. Da eine Blindleistungsbereitstellung physikalisch bedingt lokal bereitgestellt werden sollte und lange Übertragungsstrecken zu vermeiden sind, kann zukünftig eine Beteiligung aller Erzeugungsanlagen sinnvoll sein [93]. Durch den Rückbau von konventionellen Erzeugungsanlagen muss auch diese Systemdienstleistung durch erneuerbare Energien und dementsprechend durch Umrichtersysteme und deren Regelungssystemen übernommen werden. Leistungselektronische Systeme können sich hieran nahezu vollständig, im Rahmen der Betriebsgrenzen, durch überlagerte $Q(\hat{u})$, $Q(P)$ oder $\cos(\varphi)$ Vorgaben beteiligen und somit ein akkurates Spannungsprofil in zukünftigen Systemen sicherstellen. Aufgrund der geringen Überlastfähigkeit ist eine optionale Begrenzung des Wirkleistungsarbeitspunkts notwendig. Eine derartige Wirkleistungsreduktion zugunsten der Blindleistungsbereitstellung für Erzeugungsanlagen im Verteilnetz ist in [20] definiert.

Neben der stationären Spannungshaltung müssen Erzeugungsanlagen, zur Verbesserung der transienten Stabilität, auch im Fehlerfall bei der Spannungshaltung unterstützen; Low-Voltage

Ride Through (LVRT) und Over-Voltage Ride Through (OVRT). Aktuell gültige Richtlinien für den Anschluss netzgekoppelter Umrichtersysteme an das Mittelspannungsnetz, wo die überwiegende Anzahl aller regenerativen Erzeugungsanlagen betrieben werden, definieren eine Statik für den zusätzlichen Blindstrom Δi_B , der proportional zur Spannungsabweichung Δu_Q eingestellt werden muss. Der Zeitpunkt des Fehlerbeginns wird mit $u_Q > 1.1$ pu oder $u_Q < 0.9$ pu definiert, wohingegen das Fehlerende durch 1.1 pu $> u_Q > 0.9$ pu oder 5 s nach Fehlerbeginn bestimmt wird. Eine konkrete technische Vorgabe zur Identifikation der Spannung ist nicht spezifiziert, sodass zeitliche und qualitative Unterschiede aufgrund der technischen Umsetzung auftreten können. Gleichung (2.16) definiert die entsprechende Kennlinienvorgabe. [20]

$$\Delta i_B = k_B \cdot \Delta u_Q \quad \text{mit} \quad (2 \leq k_B \leq 6) \quad (2.16)$$

Die aktuell gültigen Definitionen aus [20] erzwingen für umrichterbasierte Erzeugungsanlagen ein netzfolgendes und stromgeregeltes Verhalten zur dynamischen Spannungsstützung während des Fehlerfalls. Dies widerspricht maßgeblich den Anforderungen aus Abschnitt 2.1 und ist entsprechend für neuartige Regelungsverfahren mit netzspannungsbildender Charakteristik ungeeignet. Vielmehr sollte die innere Umrichterspannung möglichst konstant gehalten und die resultierende Stromamplitude im Rahmen der Betriebsgrenzen limitiert werden. Netzspannungsbildende Erzeugungsanlagen – netzspannungsbildend geregelte Umrichtersysteme oder Synchrongeneratoren – stellen entsprechende Leistungen gemäß der Impedanzcharakteristik zur Fehlerstelle ein. Die resultierende Leistung kann nahezu ausschließlich Blindleistung oder auch anteilig Wirkleistung enthalten. Eine definierte Blindstromvorgabe ist für ein netzspannungsbildendes Verhalten ungeeignet und wird bei konventionellen Kraftwerken ebenfalls nicht gefordert. Dementsprechend sind regulatorische Anpassungen für das zukünftige Fehlerverhalten netzgekoppelter Umrichtersysteme mit netzspannungsbildender Charakteristik notwendig.

Systemanforderung: Erzeugungsanlagen müssen sich an der stationären Spannungs- und Frequenzhaltung durch überlagerte Wirk- und Blindleistungsvorgaben, in Form zusätzlicher Systemdienstleistung, beteiligen. Zur Verwendung der vorgehaltenen Regelleistung muss die Frequenz als Indikator für den Gleichgewichtszustand des Netzes erhalten bleiben. Die Verbesserung der transienten Stabilität benötigt auch im Fehlerfall einen spannungsstützenden Beitrag, wobei zur Einhaltung der Betriebsgrenzen der Strombetrag begrenzt werden muss. Die entsprechende Begrenzung soll jedoch keinen Einfluss auf die grundlegende Charakteristik der Erzeugungsanlage hervorrufen.

2.1.5 SYSTEMAUFTRENNUNG, INSEL- UND SCHWARZSTARTFÄHIGKEIT

Das kontinental europäische Verbundnetz weist eine sehr hohe Zuverlässigkeit der elektrischen Energieversorgung auf. Ein maßgeblicher Grund für diese hohe Versorgungssicherheit ist die Größe des synchronen Netzgebiets und die einhergehenden stabilisierenden Eigenschaften der konventionellen Großkraftwerke. Das kritischste Ereignis, welches in vielen Untersuchungen als Referenzszenario verwendet wird (wie beispielsweise in [96, 97]), ist die Netzauftrennung des Verbundsystems in mehrere Teilnetze, wie es im Jahr 2006 [98] und 2021 [99] aufgetreten ist [9]. Abbildung 2.9 zeigt schematisch eine solche Systemauftrennung (System-Split) in zwei Teilnetze.

Große Leistungsflüsse P_{12}, Q_{12} auf der Kuppelleitung (im gekoppelten Betrieb; Vorfehlerfall) sorgen für erhebliche Erzeugungsdefizite oder -überschüsse in den Teilnetzen im Anschluss an den System-Split. Diese Leistungsdifferenzen müssen augenblicklich durch die verfügbare Momentanreserve und dem nachgelagerten Einsatz von Regelleistung in jedem Teilnetz ausgeglichen werden, um die Frequenzstabilität zu erhalten. In zukünftigen Netzen werden derartige Netzauftrennungen kritischer. Das liegt unter anderem an dem Wechsel von zentraler zu dezentraler Energieversorgung und entsprechender Verschiebung des Erzeuger- und Verbraucherschwerpunkts im Gesamtsystem, sodass deutlich höhere Leistungstransite zu erwarten sind, die im

Falle einer Netzauftrennung höhere Defizite hervorrufen [9]. Darüber hinaus führt der Rückbau von Großkraftwerken mit Synchrongeneratoren zu einem Verlust an rotierender Trägheit, sodass größere Frequenzgradienten aus den resultierenden Leistungsdifferenzen auftreten, wenn dieses Defizit nicht durch Umrichtersysteme ausgeglichen wird [100]. Zusätzlich führt die Netzauftrennung zu einer Änderung der Netzkurzschlussleistung bzw. Netzimpedanz in den Teilnetzen, was einen Einfluss auf die Stabilität einzelner leistungselektronischer Systeme haben kann [45].

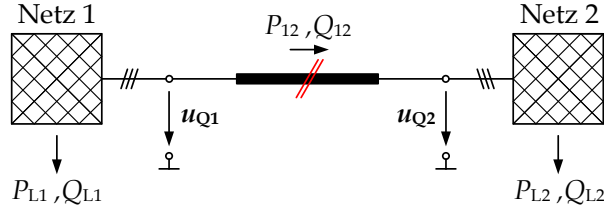


Abbildung 2.9: Schematische Darstellung einer Netzauftrennung.

Zur Stabilisierung der Netzfrequenzen f_{Q1}, f_{Q2} muss ein augenblickliches Leistungsgleichgewicht nach Gleichung (2.17), wie es auch in Abschnitt 2.1.2 beschrieben ist, sichergestellt werden.

$$\sum_{n=1}^m p_{E1,n}(t) = \sum_{k=1}^{\nu} p_{L1,k}(t) = \sum_{n=1}^m p_{E1sync.,n}(t) - p_{12sync.}(t) \quad (2.17a)$$

$$\sum_{n=1}^g p_{E2,n}(t) = \sum_{k=1}^{\mu} p_{L2,k}(t) = \sum_{n=1}^g p_{E2sync.,n}(t) + p_{12sync.}(t) \quad (2.17b)$$

Hierbei entsprechen m, g der Anzahl an Erzeugungsanlagen im jeweiligem Teilnetz, mit der Erzeugungsleistung p_E sowie ν, μ der Anzahl an Verbrauchern, mit der Verbraucherleistung p_L , ebenfalls im entsprechenden Teilnetz. Die Bezeichnung »sync.« kennzeichnet den synchronen Vorfehlerfall, in dem ein Wirkleistungsfluss p_{12} zwischen den Netzgebieten eingestellt war. Darüber hinaus muss zur Spannungshaltung, wie in Abschnitt 2.1.4 beschrieben, eine entsprechende Blindleistungsbereitstellung durch die lokalen Erzeugungs- und Kompensationsanlagen erfolgen.

Zur Sicherstellung einer zuverlässigen Energieversorgung sollte jede Erzeugungsanlage in der Lage sein, solche augenblicklichen Leistungsanforderungen im Rahmen der Auslegungs- und Betriebsgrenzen zu liefern und eine eigene stabile elektrische Energieversorgungsspannung bereitzustellen. Somit lässt sich auch nach einer Inselnetzbildung, beispielsweise als Folge einer Netzauftrennung, eine lokale Energieversorgung ausschließlich auf Basis leistungselektronischer Systeme gewährleisten. In gültigen Netzanforderungen [93] wird für Erzeugungseinheiten mit einer Nennleistung von $P_n \geq 100$ MW eine solche (Netz-)Inselbetriebsfähigkeit gefordert. Gemäß der Anforderungen ist ein solcher Betrieb mehrere Stunden aufrecht zu erhalten, wobei die maximale Belastung durch Lastzuschaltungen auf $0.1 \cdot P_n$ oder maximal 50 MW begrenzt ist [93]. Im Anschluss an die lokale Stabilisierung der Teilnetze ist eine zeitnahe Kopplung der einzelnen Gebiete zum ursprünglichen Verbundsystem im Rahmen der Versorgungssicherheit anzustreben. Hierfür müssen die Spannungen \mathbf{u}_{Q1} und \mathbf{u}_{Q2} in der Frequenz $\Delta f_{Q1,Q2} = 0$, Phasenlage $\Delta \varphi_{Q1,Q2} = 0$ und Amplitude $\Delta \hat{u}_{Q1,Q2} = 0$ synchronisiert werden, bis der stationäre Abgleich aus (2.18) vorliegt [80].

$$\mathbf{u}_{Q1} = \mathbf{u}_{Q2} = \hat{u}_{Q1} \cdot e^{j \cdot (\omega_{Q1} t + \varphi_1)} = \hat{u}_{Q2} \cdot e^{j \cdot (\omega_{Q2} t + \varphi_2)} \quad (2.18)$$

Sollten alle Maßnahmen nicht ausreichen und ein Teilnetz oder sogar das vollständige Versorgungsnetz zusammenbrechen (schwarz fallen; blackout), müssen vereinzelte Erzeugungsanlagen in der Lage sein, einen sukzessiven Netzwiederaufbau einzuleiten. Diese Schwarzstartfähigkeit wird heutzutage zumeist über kleine Dieselgeneratoren, die zum Anlaufen des Kraftwerksprozesses und der Hauptgeneratoren verwendet werden, sichergestellt [80]. Im Anschluss müssen die

Kraftwerke über ihrer Mindestlast betrieben werden, sodass nachfolgend stückweise das aufgebaute Netzgebiet vergrößert werden kann. In der konventionellen Energieversorgung wird diese Eigenschaft mehrheitlich durch Gas- oder Wasserkraftwerke, aufgrund der kurzen Hochfahrzeiten, umgesetzt [80]. Zur Sicherstellung dieser Eigenschaft muss die entsprechende Erzeugungsanlage ebenfalls die grundsätzlichen Systemanforderungen aus den Abschnitten 2.1.1-2.1.4 erfüllen. In zukünftigen Energieversorgungsnetzen mit hohem Anteil leistungselektronischer Erzeugungsanlagen kann diese Schwarzstartfähigkeit ebenfalls durch netzgekoppelte Batteriespeicher oder Erzeugungsanlagen mit dynamischer Primärenergienachführung – ggf. kombiniert mit einem zusätzlichen Energiespeicher – gewährleistet werden. Auch VSC-HGÜ Umrichter, die zwei nicht-synchrone Netzgebiete verbinden, können zukünftig einen Schwarzstart ermöglichen oder hierbei unterstützen [101, 102]. Dieses Prinzip des Schwarzstarts kommt auch beispielsweise beim Hochfahren eines Offshore-Windparks zum Einsatz [103].

Systemanforderung: Erzeugungsanlagen müssen zum Erhalt der Systemstabilität ein spannungsstabilisierendes Verhalten aufweisen. Ein alleiniger (Netz-)Inselnetzbetrieb ist im Rahmen der Betriebs- und Auslegungsgrenzen zu ermöglichen. Darüber hinaus müssen einzelne Anlagen das Attribut zur Schwarzstartfähigkeit aufweisen, um einen Netzwiederaufbau zu starten oder diesen zu unterstützen.

2.1.6 EIGENSCHAFTEN BEI NETZVERZERRUNGEN

Neben der Sicherstellung der Netzstabilität bei allgemeiner Grundschwingungsbetrachtung, ist ein wichtiges Themengebiet die Erhaltung der Spannungsqualität. Gerade in schwächeren Netzen oder Netzgebieten, einhergehend mit einem steigenden Anteil leistungselektronischer Komponenten, steigt der Einfluss auf die sinusförmige Netzspannung deutlich an [14]. Diese steigende Belastung kann, neben steigenden Verlusten im Netz, auch Fehlfunktionen und Beschädigungen anderer netzgekoppelter Betriebsmittel hervorrufen. Um die harmonische Belastung des Netzes zu verbessern, sollen Erzeugungsanlagen eine nahezu ideale Grundschwingungsspannung bereitstellen und somit eine passive Dämpfung im gesamten Frequenzbereich aufweisen [104]. Diese Eigenschaft korrespondiert auch mit der Anforderung einer elektrischen Spannungsversorgung aus Abschnitt 2.1. In Abbildung 2.10 ist ein vereinfachter Netzanschluss eines Umrichtersystems dargestellt.

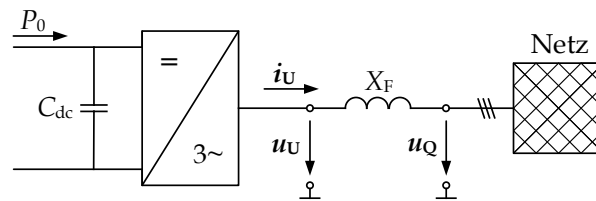


Abbildung 2.10: Netzanschluss eines Umrichtersystems an einer äußeren Netzspannung.

Setzt sich nun die vorhandene Netzspannung $u_Q(t)$, sowohl aus der Grundschwingung mit der Frequenz f_1 als auch einer Vielzahl weiterer Harmonischer zusammen, lässt sie sich, wie ein periodisches zeitliches Signal $y(t)$, durch eine reelle Fourierreihe beschreiben [105, 106].

$$y(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cdot \cos(2\pi n f_1 \cdot t) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \cdot \sin(2\pi n f_1 \cdot t) \quad (2.19)$$

Die verwendeten Fourierkoeffizienten a_n, b_n , mit $T_1 = 1/f_1$, können darüber hinaus unter Ver-

wendung von Gleichung (2.20)

$$a_n = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} y(t) \cdot \cos(2\pi n f_1 \cdot t) dt \quad (2.20a)$$

$$b_n = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1} y(t) \cdot \sin(2\pi n f_1 \cdot t) dt \quad (2.20b)$$

sowie der Gleichanteil des Signals $y(t)$ mit (2.21) bestimmt werden.

$$a_0 = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} y(t) dt \quad (2.21)$$

Die Verwendung trigonometrischer Additionstheoreme ermöglicht eine weitere Form der reellen Fourierreihe, woraus sich die Amplituden d_n und Phasenlagen φ_n des Signals $y(t)$ im Frequenzbereich direkt darstellen lassen [106]. Die Berechnung bezieht sich hierbei jeweils auf eine Phase, sodass im dreiphasigen Spannungssystem auch drei Frequenzspektren d_{nabc}, φ_{nabc} resultieren.

$$y(t) = d_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} d_n \cdot \cos(2\pi n f_1 \cdot t + \varphi_n) \quad (2.22)$$

Die Amplituden und Phasenlagen der Frequenzanteile bestimmten sich dann nach Gleichung (2.23).

$$d_0 = a_0; \quad d_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad \tan(\varphi_n) = -b_n/a_n \quad (2.23)$$

Diese Betrachtung der harmonischen Komponenten im Frequenzbereich wird in aktuellen Netzanschlussrichtlinien zur Bewertung des Verhaltens einer netzgekoppelten Erzeugungsanlage herangezogen [104, 107]. Das gilt sowohl für die maximalen Pegel einzelner Frequenzen, als auch für die gesamte harmonische Verzerrung, bezogen auf die jeweilige Amplitude der Grundschwingung, die typischerweise durch den THD-Wert (total harmonic distortion) angegeben wird.

$$\text{THD}_u = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\nu_{\max}} \hat{v}_\nu^2}}{\hat{u}_1} \quad (2.24a)$$

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\nu_{\max}} \hat{i}_\nu^2}}{\hat{i}_1} \quad (2.24b)$$

ν definiert die harmonische Ordnungszahl. Die Bestimmung der maximal zulässigen Oberschwingungsströme nach [20] einer Mischanlage, Bezugsanlage, Erzeugungsanlage oder Speicheranlage erfolgt für geradzahlige und ungeradzahlige Oberschwingungen durch Gleichung (2.25). Dieser Grenzwert bezieht sich auf den Oberschwingungseffektivwert ganzzahliger Harmonischer der Grundschwingung $\nu = 1$.

$$I_{\nu, \text{zul}} = \frac{p_\nu}{1000} \cdot \frac{1}{k_\nu} \cdot \frac{1}{\sqrt{k_B + k_E + k_S}} \cdot \sqrt{\frac{S_{KV}}{S_A}} \cdot I_A \quad (2.25)$$

Hierbei definiert p_ν den Proportionalitätsfaktor für geradzahlige und ungeradzahlige Harmonische der Ordnung ν , $I_{\nu, \text{zul}}$ den zulässigen Oberschwingungsstrom und I_A den Anlagenstrom der Anlage. Darüber hinaus entspricht S_{KV} der Kurzschlussleistung am Netzverknüpfungspunkt und S_A der Anschlussleistung der Kundenanlage. Des Weiteren werden k_ν als Resonanzfaktor und k_B, k_E, k_S als die Anteile der Bezugs-, Erzeugungs- und Speicheranlage an der Bemessungsleistung des Verteilertransformators berücksichtigt. Zusätzlich wird angemerkt, dass der Oberschwingungsstrom auch durch vorhandene Spannungsverzerrungen des Netzes hervorgerufen werden kann. [20]

Diese Prüfung des harmonischen Verhaltens, beispielsweise einer netzgekoppelten Erzeugungsanlage, auf Basis der Stromamplituden im Frequenzbereich widerspricht den fundamentalen Anforderungen einer elektrischen Spannungsversorgung bzw. eines gewünschten Spannungsquellenverhaltens [104]. Auch in [43] wird beispielsweise zur Beurteilung des harmonischen Verhaltens eine Erzeugungseinheit als Stromquelle nachgebildet. Die Betrachtung von (2.26) zeigt, dass die Bereitstellung einer idealen Grundschnungsspannung durch das Umrichtersystem \mathbf{u}_U bei verzerrter Netzspannung \mathbf{u}_Q einen verzerrten Stromfluss \mathbf{i}_U zur Folge hat. Hierbei kennzeichnet der Index f_1 , dass dieser Anteil ausschließlich eine Grundschnungskomponente beinhaltet, wohingegen f_h verdeutlicht, dass diese Spannungen und Ströme Verzerrungsanteile verschiedener Frequenzen aufweisen.

$$L_F \cdot \frac{d\mathbf{i}_{U,f_h}}{dt} = \mathbf{u}_{U,f_1} - \mathbf{u}_{Q,f_h} \quad (2.26)$$

Anders sorgt ein Stromquellenverhalten, durch den harmonischen Abgleich der Umrichterspannung mit der Netzspannung, für einen nahezu idealen Grundschnungsstrom. Aus Netzsicht liegt jedoch ein dämpfendes Verhalten gegenüber Netzverzerrungen vor, wenn die Belastung des Netzes beispielsweise durch Harmonische reduziert wird. Hierfür benötigt es einen Stromfluss, der Oberschnungsleistung aus dem Netz abführt, und somit die harmonische Belastung abschwächt. Diese aus Netzsicht dienlichen harmonischen Ströme widersprechen den Anforderungen aus aktuellen Netzanschlussrichtlinien, wie beispielsweise in [20] definiert, sodass neue Richtlinien zur Beurteilung des harmonischen Verhaltens notwendig sind [104]. Zukünftige Anforderungen sollten die Richtung des Oberschnungslastflusses berücksichtigen, um netzdienliche Anteile, die aus einer Vorbelastung des Netzes resultieren, von eigens erzeugten Rückwirkungen zu entkoppeln.

In gleicher Weise wie bei Harmonischen wird auch das Unsymmetrieverhalten netzgekoppelter Anlagen über den Betrag des resultierenden Gegensystemstrom \hat{i}_- definiert. Der Grundschnungsanteil des Gegensystemstroms kann durch (2.27)-(2.29) bestimmt werden [108, 109].

$$i_{k,\cos}(t) = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1/2}^{t+T_1/2} i_k(t) \cdot \cos(2\pi f_1 \cdot t) dt \quad (2.27a)$$

$$i_{k,\sin}(t) = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1/2}^{t+T_1/2} -i_k(t) \cdot \sin(2\pi f_1 \cdot t) dt \quad (2.27b)$$

Hierbei beschreibt k die Variable für die drei Phasengrößen sowie f_1 der Grundschnung. Somit lassen sich durch (2.28) die Komponenten des Gegensystemstroms bestimmen [109].

$$i_{\cos-}(t) = \frac{1}{6} \cdot [2 \cdot i_{a,\cos}(t) - i_{b,\cos}(t) - i_{c,\cos}(t) - \sqrt{3} \cdot (i_{c,\sin}(t) - i_{b,\sin}(t))] \quad (2.28a)$$

$$i_{\sin-}(t) = \frac{1}{6} \cdot [2 \cdot i_{a,\sin}(t) - i_{b,\sin}(t) - i_{c,\sin}(t) - \sqrt{3} \cdot (i_{b,\cos}(t) - i_{c,\cos}(t))] \quad (2.28b)$$

Darüber hinaus folgt durch den quadratischen Mittelwert der Betrag des Gegensystemstroms.

$$\hat{i}_-(t) = \sqrt{i_{\cos-}(t)^2 + i_{\sin-}(t)^2} \quad (2.29)$$

Auch hier sorgt nach (2.26) eine unsymmetrische Vorbelastung der Netzspannung \mathbf{u}_{Q-} , wobei die Kennzeichnung "-" eine Gegensystembelastung verdeutlicht, kombiniert mit einem Spannungsquellenverhalten, für einen Gegensystemstromfluss. In gleicher Weise sorgt dieser passive Stromfluss aufgrund der sinusförmigen Spannung der Erzeugungsanlage für eine symmetrierende Wirkung und ist demnach dämpfend. Da der maximale Gegensystemstrom nach [20] ebenfalls durch (2.30) begrenzt ist, wird der positive Effekt derartiger Erzeugungsanlagen regulatorisch limitiert [104]. Die verwendeten Koeffizienten bei der Bestimmung des maximal zulässigen Gegensystemstroms entsprechen denen aus (2.25) mit der Ergänzung des Proportionalitätsfaktors für Unsymmetrien s_- [20]. Auch diese Betrachtung der regulatorischen Vorgaben zum Gegen-systemverhalten zeigen, dass für ein netzdienliches Verhalten, welches durch Erzeugungsanlagen

mit netzspannungsbildender Eigenschaft möglich ist, durch aktuelle Netzanschlussrichtlinien begrenzt wird und entsprechend angepasst werden muss.

$$I_{\text{zul}^-} = \frac{s_-}{1000} \cdot \frac{1}{k_\nu} \cdot \frac{1}{\sqrt{k_B + k_E + k_S}} \cdot \sqrt{\frac{S_{KV}}{S_A}} \cdot I_A \quad (2.30)$$

Optional lässt sich durch moderne Umrichtersysteme, anders als bei Synchrongeneratoren, auch eine aktive Regelung im Gegensystem sowie im Frequenzbereich umsetzen, sodass gezielte Kompensationsregelungen bei geeigneten Anforderungsspezifikationen möglich sind.

Systemanforderung: Netzgekoppelte Erzeugungsanlagen müssen eine Senke für Netzverzerrungen bilden. Hierfür soll eine möglichst ideal sinusförmige Spannung ohne Verzerrungen oder Unsymmetrien bereitgestellt werden. Die Innenimpedanz der Anlage soll möglichst gering ausfallen, sodass eine hohe Dämpfung gewährleistet wird. Zur Vermeidung einer aktiven Anregung von frequenzabhängigen Störgrößen (Quellenverhalten), soll ein positiver Realteil der resultierenden Anlagenimpedanz für den gesamten Frequenzbereich sichergestellt werden.

2.2 KLASSIFIZIERUNG DER SYSTEMSTABILITÄT

Bislang wurde die elektrische Energieversorgung mehrheitlich durch Synchrongeneratoren sichergestellt, sodass auch unterschiedliche Aspekte der Systemstabilität unmittelbar an den stabilen Betrieb der Synchronmaschine angelehnt sind. Die klassische Definition und Klassifizierung der Systemstabilität wurde im Jahr 2004 durch eine IEEE/CIGRE Arbeitsgruppe festgelegt und veröffentlicht [110]. Folglich befassten sich [110] hauptsächlich mit langsamen Phänomenen, wohingegen dynamische Ereignisse, die mit dem Netz und anderen dynamischen Betriebsmitteln zusammenhängen, bis dato als nicht relevant angesehen wurden [111]. Die weitere Durchdringung leistungselektronischer Betriebsmittel, zusammen mit den komplexen und dynamischen Verhaltensweisen umrichterbasierter Systeme, verursacht neue Stabilitätsprobleme im elektrischen Energieversorgungsnetz [112]. Abbildung 2.11 zeigt die erweiterte Klassifizierung der Systemstabilität nach [111]. Die klassischen Definitionen aus [110] bleiben erhalten und werden durch den erhöhten Einfluss dynamischer Betriebsmittel um die Aspekte »Resonanzstabilität« und »Umrichterbasierte Stabilität« – hier in rot hervorgehoben – erweitert. Aufgrund des größeren zu betrachtenden zeitlichen Spektrums durch die Berücksichtigung leistungselektronischer Systeme, wurde in dieser neuen Klassifizierung auch die Resonanzstabilität berücksichtigt, die in [110] aufgrund der eingeschränkten zeitlichen Bandbreite noch vernachlässigt wurde [111]. Wie schon in Abbildung 1.3 dargestellt, erstreckt sich die Dynamik umrichterbasierter Systeme von 100 ns ... 50 μ s für die Modulation und den schnellen Umrichterschutz, bis zu mehreren Sekunden für die überlagerte Anlagenregelung.

Im nachfolgenden Abschnitt werden die neu hinzugefügten Stabilitätsdefinitionen aus [111], die maßgeblich mit umrichterbasierten Systemen zusammenhängen, zusammengefasst. Die bekannten Stabilitätsaspekte aus [110], »Frequenzstabilität«, »Spannungsstabilität« und »Rotorwinkelstabilität«, die überwiegend an die Dynamiken von Synchrongeneratoren geknüpft sind, werden nicht weiter beschrieben. Die formale Definition der Systemstabilität aus [110] ist weiterhin gültig und fasst alle Systemanforderungen, die mit der Stabilität des elektrischen Energieversorgungsnetzes einhergehen, kompakt zusammen.

»Netzstabilität ist die Fähigkeit eines elektrischen Energiesystems, für einen gegebenen anfänglichen Betriebszustand wieder einen Zustand des Betriebsgleichgewichts zu erreichen, nachdem es einer physikalischen Störung ausgesetzt wurde, wobei die meisten Systemvariablen begrenzt sind, so dass praktisch das gesamte System intakt bleibt. [110]«

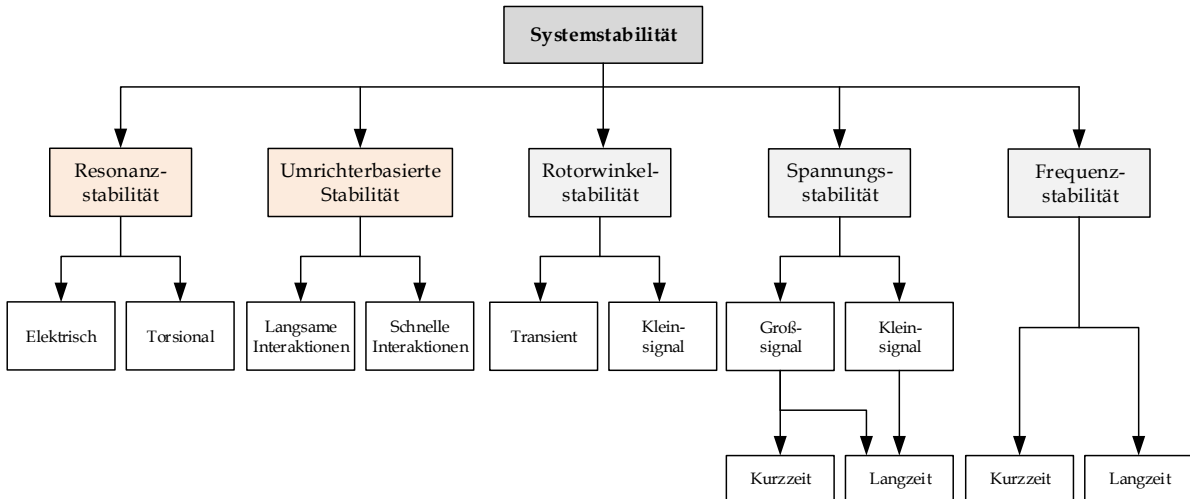


Abbildung 2.11: Klassifizierung der Systemstabilität; Erweiterung für hohe Durchdringungen leistungselektronischer Systeme im Versorgungsnetz – rot: Erweiterung; grau: klassische Definitionen (eigene Darstellung nach [111, 112]).

2.2.1 UMRICHTERBASIERTE STABILITÄT

Da Umrichtersysteme, wie in Abbildung 1.3 dargestellt, von den Halbleitermodulen bis zur Anlagenregelung einen großen Bereich von Zeitkonstanten abdecken und die bekannten Phänomene der klassischen Energieversorgung deutlich erweitern, werden die umrichterbasierten Stabilitätsaspekte in [111, 112] neu klassifiziert und in langsame und schnelle Interaktionen unterteilt.

Schnelle Interaktionen umfassen Stabilitätsphänomene im Versorgungssystem, die maßgeblich durch schnelle Regelungsstrukturen netzgekoppelter Umrichtersysteme verursacht werden können. Beispielsweise können dynamische innere Stromregelkreise eines leistungselektronischen Stellglieds eine Wechselwirkung mit passiven Netzelementen verursachen und somit hochfrequente Schwingungen im Bereich von einigen hundert Hertz bis zu mehreren Kilohertz verursachen [111, 113]. Auch der Parallelbetrieb mehrerer netzgekoppelter Umrichtersysteme, wie beispielsweise in einem Windpark, kann zu hochfrequenten dynamischen Interaktionen zwischen den Regelkreisen und somit auch zwischen den einzelnen Anlagen führen [113]. Zusätzlich können hohe Schaltfrequenzen der leistungselektronischen Schaltelemente Parallel- oder Serienresonanzen mit den Netzfiltern elektrisch nah gelegener Anlagen oder parasitärer Kapazitäten verursachen [111]. Insgesamt werden höherfrequente Interaktionen in der Forschung unter dem Begriff harmonische Instabilität zusammengefasst [111, 113, 114]. Gerade in Netzgebieten mit hoher leistungselektronischer Durchdringung treten vermehrt harmonische Interaktionen auf.

Neben schnellen Interaktionen, können verschiedene Regelungskomponenten niederfrequente Schwingungen im elektrischen Energieversorgungsnetz verursachen, die dem Bereich langsame Interaktionen zugeordnet sind. Diese Phänomene sind oftmals vom Zeitbereich bzw. der resultierenden Pendelfrequenz vergleichbar zu bekannten Instabilitäten konventioneller Kraftwerke, wie sie in [110] klassifiziert sind. Kommen netzspannungsbildene Regelungsprinzipien zum Einsatz, die auf der Leistungssynchronisierung basieren, bleiben bekannte Instabilitätsphänomene von Synchrongeneratoren, wie der Verlust der Synchronität, erhalten [16]. Bei netzspannungsfolgenden Regelungsprinzipien sorgen vor allem dynamische Phasenregelschleifen oder Frequenzidentifikationen, in Kombination mit überlagerten Leistungs- und Spannungsregelungen, für Pendeleigenschaften und Instabilitäten [112]. Gerade in schwachen Netzgebieten mit hoher Netzimpedanz und stark fluktuierender Spannung am Anschlusspunkt des Umrichtersystems ist eine dynamische Identifikation der Frequenz f_Q , Phasenlage φ_Q und Amplitude \hat{u}_Q des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_Q anfällig für Pendeleigenschaften [115, 116]. Die einhergehende Ungenau-

igkeit und Störanfälligkeit, in Kombination mit schnellen inneren Regelungseigenschaften, kann ein Aufschwingen des Gesamtsystems und somit Instabilitäten, wie beispielsweise in [117] vorgestellt, hervorrufen [111]. Insbesondere wenn dynamische Referenzwertanpassungen gemäß der ermittelten Netzspannungsparameter umgesetzt werden sollen, kommen netzspannungsfolgende Umrichtersysteme an ihre Grenzen [45]. Auf die Grenzen netzstützender Zusatzfunktionalitäten netzspannungsfolgender Umrichtersysteme wird detailliert in Kapitel 3 eingegangen. Aufgrund der augenblicklichen und unregelmäßigen Leistungsanpassung netzspannungsbildender Umrichtersysteme, sind hohe Regelungsdynamiken nicht notwendig und somit auch weniger kritisch für Instabilitäten [118].

2.2.2 RESONANZSTABILITÄT

Neben Störungen durch Frequenzen oberhalb der Bemessungsfrequenz f_n , können vor allem niederfrequente Störungen mit $f < f_n$ Beschädigungen bei konventionellen Kraftwerken verursachen. Subsynchroner Resonanzen können grundsätzlich in zwei verschiedene Kategorien eingeteilt werden. Sie treten sowohl als elektromechanische Resonanz zwischen einer Serienkompensation mit der mechanischen Torsionsfrequenz des Antriebstrangs eines konventionellen Kraftwerks, als auch als reine elektrische Resonanz zwischen einer Serienkompensation und den elektrischen Eigenschaften eines Generators auf [111].

Eine Sub-Synchrone-Torsions-Resonanz des Triebstrangs, die oftmals im Frequenzbereich von $10 \text{ Hz} \leq f_{\text{SSR}} \leq 20 \text{ Hz}$ liegt, sorgt bei einer Anregung durch das elektrische System für eine elektro-mechanische Wechselwirkung in Form von sub-synchronen Schwingungen (sub-synchronous oscillations; SSO) [119]. Diese Interaktionen (sub-synchronous-torsional-interaction; SSTI) treten überwiegend in längskompensierten elektrischen Systemen auf, in denen die natürliche Resonanzfrequenz durch den resultierenden Kompensationsgrad in den niederfrequenten Bereich verschoben ist [51]. Die entstehenden Schwingungen können schlecht gedämpft, ungedämpft oder sogar negativ gedämpft und verstärkend sein und damit die mechanische Unversehrtheit der Turbinen-Generator-Welle gefährden [112]. In einem radial serienkompensierten System ergibt sich die natürliche Frequenz zu

$$\omega_{\text{nat}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_0^2 \cdot LC}} = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (2.31)$$

mit $\omega_{\text{nat}} = 2\pi f_{\text{nat}}$ die natürliche Kreisfrequenz sowie X_C die kapazitive und X_L die induktive Reaktanz des Systems [51]. Aktive Netzelemente, wie leistungselektronische Systeme, sind grundsätzlich in der Lage, solche niederfrequenten Resonanzen anzuregen. Verschiedene Studien zeigen beispielsweise den Einfluss von Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungssystemen (HGÜ) und statisch synchronen Blindleistungskompensatoren (STATCOM) auf elektrisch nahe angeordnete Synchrongeneratoren konventioneller Kraftwerke [112, 120, 121]. Da das Verhalten leistungselektronischer Systeme, gerade im niederfrequenten Bereich, durch die implementierte Regelung geprägt wird, ist auch eine dämpfende Charakteristik (Senke) gegenüber sub-synchronen Störungen realisierbar. Somit können geräteabhängige subsynchrone Schwingungen (device-dependent subsynchronous oscillations; DDSSO) auch vorteilhaft zur Torsionsdämpfung sein [112]. Hierfür soll eine Erzeugungsanlage, beispielsweise ein netzgekoppeltes Umrichtersystem, ein Spannungsquellenverhalten mit geringer Innenimpedanz Z_U aufweisen. Zur Vermeidung einer aktiven Anregung von Störgrößen (Quellenverhalten) muss hierbei die Gültigkeit von Gleichung (2.32) für den gesamten Frequenzbereich sichergestellt werden [122].

$$\Re(Z_U(f)) \stackrel{!}{>} 0 \quad (2.32)$$

Auch direkt netzgekoppelte Asynchronmotoren, wie sie auch bei Typ 3 Windkraftanlagen mit doppelt gespeister Asynchronmaschine (doubly fed induction generator; DFIG) eingesetzt werden, können bei Serienkompensation subsynchrone Resonanzen aufweisen. In diesem Fall ist die

Bildung eines elektrischen Resonanzkreises der Serienkapazität C_{SK} und der effektiven Induktivität der Asynchronmaschine bei subsynchronen Frequenzen möglich. Hierbei gilt ebenfalls die natürliche Resonanzfrequenz aus Gleichung (2.31). Bei diesen subsynchronen Frequenzen ist der Schlupf s_1 durch Gleichung (2.33) definiert

$$s_1 = \frac{f_{nat} - f_M}{f_{nat}} \quad (2.33)$$

wobei f_M der elektrischen Frequenz im Zusammenhang zur Rotationsgeschwindigkeit des Motors entspricht [123]. Die Betrachtung des Ersatzschaltbildes für subsynchrone Frequenzen der doppelt gespeisten Asynchronmaschine nach [123] zeigt dann deutlich einen möglichen selbsterregenden Effekt bei subsynchroner Resonanz, wie er auch schon in [124] beschrieben ist.

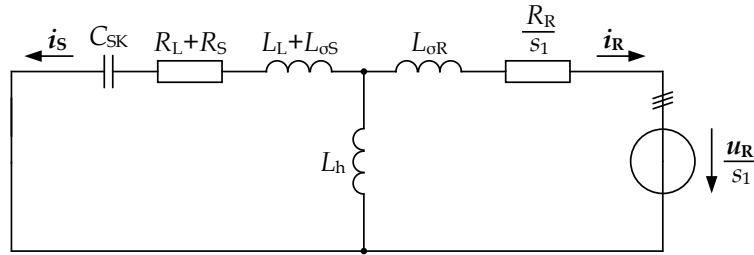


Abbildung 2.12: Raumzeigerersatzschaltbild einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine (DFIG) für subsynchrone Frequenzen (eigene Darstellung nach [123]).

Da die natürliche Resonanzfrequenz typischerweise geringer ist als die elektrische Frequenz der Rotationsgeschwindigkeit $f_{nat} < f_M$, folgt aus Gleichung (2.33) ein negativer Schlupf s_1 . Dementsprechend ist die resultierende Rotorresistenz $R_{Rres.}$ aus Sicht des Stators bzw. des Netzes nach Gleichung (2.34) negativ. [123]

$$R_{Rres.} = \frac{R_R}{s_1} < 0 \quad (2.34)$$

Infolgedessen kann sich bei einer subsynchronen Resonanz zwischen Serienkapazität und resultierenden Induktivität der Asynchronmaschine und zusätzlichen Leitungsinduktivitäten sogar eine negative Dämpfung ergeben, wenn die scheinbare Gesamtresistenz aus Netzsicht negativ ist [123]. Dynamische Regelungseigenschaften des verwendeten UmrichterSystems können diesen Effekt der negativen Dämpfung zusätzlich erhöhen, sodass starke Spannungs- und Stromschwankungen auftreten und somit zu Beschädigungen der Generatoren oder anderen Betriebsmitteln führen können [111]. Da auch hier der dominierende Faktor für die Dämpfung die Umrichterregelung ist, sollten geeignete Regelungsprinzipien die Anforderung aus (2.32) sicherstellen.

2.3 ZWISCHENFAZIT: SYSTEMANFORDERUNGEN

Das elektrische Energieversorgungsnetz basiert auf dem Prinzip der Spannungsversorgung, so dass Erzeugungsanlagen eine stabile Energieversorgungsspannung bereitstellen sollen. Zusätzlich müssen verschiedene Systemanforderungen durch netzgekoppelte Erzeugungsanlagen erfüllt werden, die auf der nachfolgenden Seite kompakt zusammengefasst sind. Die hier exemplarisch für Erzeugungsanlagen definierten Anforderungen gelten in gleicher Weise für alle netzgekoppelten Systeme, die einen Beitrag zur Erhaltung der Systemstabilität liefern sollen. Alle Anforderungen beschränken sich grundsätzlich auf die maximal möglichen Dienstleistungen im Rahmen der Betriebsgrenzen der entsprechenden Anlage. Für die zukünftige Erhaltung der Systemstabilität sind somit neue Netzanschlussrichtlinien notwendig, die ein entsprechendes Verhalten von netzgekoppelten Systemen fordern. Darüber hinaus ergeben sich durch die weitere Durchdringung leistungselektronischer Betriebsmittel neue Stabilitätsphänomene, die bei Systemstudien und in der Systementwicklung entsprechend berücksichtigt werden sollten.

Fundamentale Systemanforderungen des elektrischen Energieversorgungsnetzes an netzgekoppelte Erzeugungs- und Speichieranlagen

- a) Elektrische Spannungsversorgung (siehe 2.1)
- b) Spannungssynchronisierung (siehe 2.1.1)
- c) Leistungsgleichgewicht zwischen Erzeugung und Verbrauch (siehe 2.1.2)
- d) Lastverteilung zwischen Erzeugungsanlagen (siehe 2.1.3)
- e) Spannungs- und Frequenzhaltung (siehe 2.1.4)
- f) Insel- und Schwarzstartfähigkeit (siehe 2.1.5)
- g) Senke für Netzverzerrungen (siehe 2.1.6)

Eine Zuordnung der jeweiligen Anforderungen zum Umrichterverhalten, wie es in der Einleitung klassifiziert wurde, wird übersichtlich in Tabelle 2.2 gegeben. Da das Verhalten nahezu vollständig regelungstechnisch definiert wird, sind Speziallösungen einzelner Verhaltensweisen möglich, die eine Abweichung zur hier aufgeführten Zuordnung hervorrufen können. Zum allgemeinen Verständnis wird bei dieser Einordnung das fundamentale Umrichterverhalten berücksichtigt.

Tabelle 2.2: Zuordnung der Systemanforderungen zum klassifizierten Umrichterverhalten.

	netzfolgend (grid-following)	netzstützend (grid-supporting)	netzstabilisierend (grid-stabilizing)	netzbildend (grid-forming)
a)	x	x	✓	✓
b)	✓	✓	✓	✓
c)	x	augenblicklich (x) geregelt (✓)	augenblicklich (✓) ¹ geregelt (x)	✓
d)	x	augenblicklich (x) geregelt (✓)	augenblicklich (✓) ¹ geregelt (x)	✓
e)	x	augenblicklich (x) geregelt (✓)	augenblicklich (✓) ¹ geregelt (✓, x) ²	✓
f)	x	x	x	✓
g)	x	x	✓	✓

(1) inhärente Wirkleistungsbereitstellung auf Basis anlageninterner Energiespeicher stark limitiert; inhärente Blindleistungsbereitstellung möglich, (2) Spannungshaltung durch Blindleistungsbereitstellung möglich

Zusammengefasst wird hieraus deutlich, dass netzspannungsbildene Regelungsprinzipien für zukünftige Energieversorgungsnetze notwendig sind. Diese weisen ein inhärentes Spannungsquellenverhalten auf und ermöglichen im Rahmen der verfügbaren Energie die Erfüllung der hier dargestellten fundamentalen Systemanforderungen. Darüber hinaus können auch Bestandsanlagen oder weiterhin ausgebaute Systeme mit netzspannungsfolgender Charakteristik einen Beitrag zur Erfüllung der Systemanforderungen liefern. Hierzu sollten zusätzlich überlagerte Systemdienstleistungen implementiert werden, sodass derartige Anlagen trotz des inhärenten Stromquellenverhaltens netzstützende Eigenschaften aufweisen.

3 STABILITÄTSGRENZEN NETZSTÜTZENDER UMRICHTERSYSTEME

Die Systemanforderungen aus Kapitel 2 zeigen deutlich, dass zur Erhaltung der Netzstabilität ein Ausbau netzspannungsbildender Umrichtersysteme notwendig ist, um den Verlust der stabilisierenden Wirkung konventioneller Synchrongeneratoren zu kompensieren. Der zusätzliche Nutzen derartiger Umrichtersysteme, wie in Kapitel 1.2.2 beschrieben, geht mit einer erhöhten Komplexität einher. Neben der Anpassung des Regelungsprinzips zur Erhaltung eines inhärenten Spannungsquellenverhaltens müssen augenblickliche Leistungsreserven zur Bereitstellung von Momentanreserve durch das Umrichtersystem vorhanden sein [49]. Die unregelte Änderung des Umrichterstroms i_U als Antwort auf Variationen des Netzspannungsraumzeigers u_Q , in Kombination mit der sehr limitierten Überlastfähigkeit leistungselektronischer Betriebsmittel, erfordert eine effiziente Strombegrenzung, die deutlich komplexer ausfällt, als bei netzspannungsfolgenden Systemen [12]. Hersteller und Betreiber von netzgekoppelten Umrichtersystemen sehen im Rahmen der Qualitätssicherung oftmals von schnellen Änderungen des grundlegenden Regelungsverfahrens, welches sich über Jahre hinweg bewährt hat, ab. Durch die Überlagerung zusätzlicher Funktionalitäten, können auch netzspannungsfolgende Regelungsprinzipien ein netzstützendes Verhalten nach Tabelle 1.1 aufweisen. Dementsprechend bleiben zuverlässige Verhaltensweisen und Strombegrenzungsmaßnahmen erhalten. In diesem Kapitel werden die maximalen Betriebsgrenzen des netzstabilisierenden Umrichterhaltens analysiert und dargelegt, unter welchen Netzbedingungen ein positiver Beitrag zur Erhaltung der Systemstabilität möglich ist.

3.1 MODELLBILDUNG DES NETZ- UND UMRICHTERSYSTEMS

Zur Beurteilung der Stabilitätsgrenzen netzspannungsfolgender Umrichtersysteme mit überlagerten Zusatzfunktionalitäten werden in den folgenden Abschnitten zunächst die zugrundeliegenden Rahmenbedingungen dargelegt. Diese umfassen sowohl das leistungselektronische System, als auch die verwendete Modellbildung des elektrischen Energieversorgungsnetzes. Eine schematische Darstellung der verwendeten Topologie ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Hierbei repräsentiert Z_F die gesamte Filterstruktur der realen Netzanbindung des Umrichtersystems.

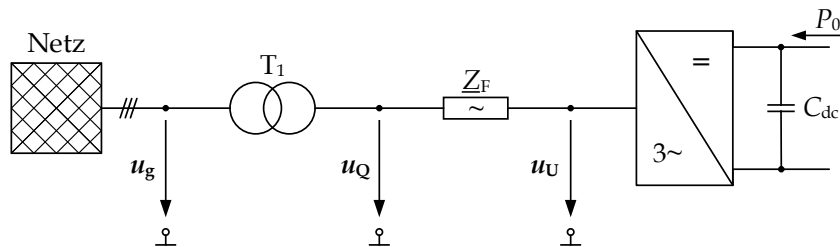


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells.

In den nachfolgenden Abschnitten werden die einzelnen Elemente des Gesamtsystems detailliert beschrieben. Dies umfasst sowohl die Modellbildung der Hardwarekomponenten als auch die hinterlegten Regelungsstrukturen. Da die spätere Kleinsignal-Stabilitätsanalyse vollständig im rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem durchgeführt wird, welches mit der Netzfrequenz rotiert, liegt ein erhöhter Fokus auf der Modellierung des realen Verhaltens im rotierenden Raumzeigermodell. Relevante Parameter sind kompakt im Anhang A.3 aufgeführt.

3.1.1 TOPOLOGIE DER NETZNACHBILDUNG

Zur Begrenzung des mathematischen Aufwands bei der in diesem Kapitel durchgeführten Stabilitätsanalyse, wird das elektrische Energieversorgungsnetz durch eine Thévenin Quelle mit Innenimpedanz $Z_g = R_g + jX_g$ abgebildet. Die Leerlaufspannung der Spannungsquelle erfolgt aus einer hinterlegten Regelungsstruktur, die in Abschnitt 3.1.2 ausführlich beschrieben wird. Darüber hinaus wird das Verhalten des Transformators T_1 durch die T-Ersatzschaltung modelliert. Abbildung 3.2 zeigt das resultierende Raumzeigerersatzschaltbild des verwendeten Netzmodells zur Stabilitätsanalyse netzstützender Umrichtersysteme.

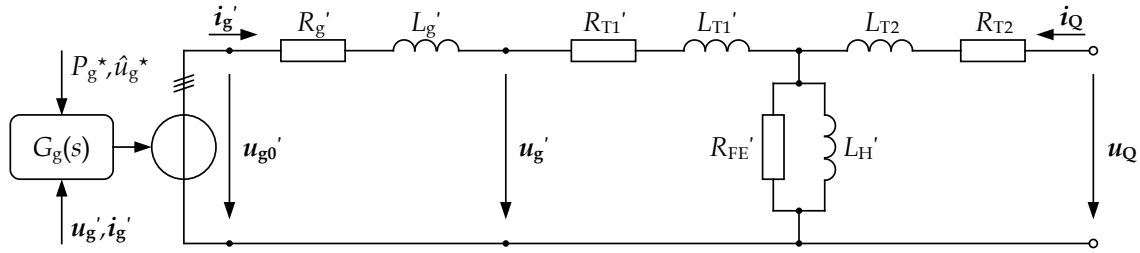


Abbildung 3.2: Raumzeigerersatzschaltbild des Netzmodells.

Eine charakteristische Größe bei der Betrachtung von Stabilitätsgrenzen netzgekoppelter Systeme ist die resultierende Netzstärke am Anschlusspunkt, welche in der klassischen Energieversorgung direkt mit der Netzkurzschlussleistung S''_{kQ} verbunden ist [19]. Zur Variation der Netzstärke des modellierten Netzgebiets, wird der Betrag der Innenimpedanz $|Z_g|$ der Thévenin Quelle nach Gleichung (3.1) angepasst, wobei U_{ng} der Bemessungsspannung des Netzes und c_U der typischen prozentualen Abweichung der realen Netzspannung in der jeweiligen Spannungsebene entspricht [19].

$$|Z_g| = \frac{c_U \cdot U_{ng}^2}{SCR \cdot S_{nU}} \quad (3.1)$$

Da Anforderungen an den stabilen Betrieb netzgekoppelter Umrichtersysteme überwiegend an ein definiertes Kurzschlussleistungsverhältnis SCR (short-circuit-ratio) gekoppelt sind, also dem Verhältnis zwischen Netzkurzschlussleistung S''_{kQ} und Anlagenleistung S_{nU} , wird dieser spezifische Wert auch in Gleichung (3.1) verwendet. Bei hinreichend induktivem Verhalten

$$\frac{R_g}{X_g} \approx 0,1 \dots 0,2 \quad (3.2)$$

wie es typischerweise in Mittel- und Hochspannungsnetzen vorliegt, lässt sich Gleichung (3.1) in die Beziehung (3.3) überführen [19]. In [38] wird eine Klassifizierung der Netzstärke in Abhängigkeit des SCR aufgeführt. Ist das Kurzschlussleistungsverhältnis $SCR > 3$, liegt ein starkes Netzgebiet vor. Dahingegen ist ein schwaches Netzgebiet mit $3 \geq SCR \geq 2$ und ein sehr schwaches Netzgebiet mit $SCR < 2$ definiert [38].

$$X_g \approx \frac{c_U \cdot U_{ng}^2}{SCR \cdot S_{nU}} \quad (3.3)$$

Zur Abbildung eines geschlossenen Raumzeigerersatzschaltbildes mit einheitlicher Spannungsebene, wird sowohl die Netzimpedanz als auch alle Transformatorimpedanzen unter Verwendung des Leerlaufübersetzungsverhältnisses t_{rT_1} auf die Umrichterbemessungsspannung U_{nU} bezogen.

$$t_{rT_1} = \frac{U_{ng}}{U_{nU}} = \frac{U_{nTOS}}{U_{nTUS}} \quad (3.4)$$

Hierbei steht der Index OS für Oberspannungs- und US für Unterspannungsseite. Die gestrichelten Größen in Abbildung 3.2 verdeutlichen die durchgeführte Transformation.

Zur weiteren mathematischen Vereinfachung der Modellbildung, kann unter Vernachlässigung der Leerlaufverluste des Transformators P_{0T_1} sowie der Vernachlässigung des Magnetisierungsstroms i_{mag} und entsprechenden Magnetisierungseigenschaften, mit

$$R'_{\text{FE}} \gg R'_{T_1} + R_{T_2} + R'_g \quad (3.5a)$$

$$L'_H \gg L'_{T_1} + L_{T_2} + L'_g \quad (3.5b)$$

die Parallelschaltung des Transformatorquerzweigs mit den resultierenden Impedanzen der Oberspannungsseite reduziert werden. Die Ersatzresistanz R_e und Ersatzinduktivität L_e , die dominierend den Netzanschluss aus Sicht des Umrichtersystems beschreiben und ebenfalls auf die Bemessungsspannung des Umrichtersystems bezogen sind, ergeben sich nach Gleichung (3.6) [45].

$$R_e \approx R'_{T_1} + R_{T_2} + R'_g \quad (3.6a)$$

$$L_e \approx L'_{T_1} + L_{T_2} + L'_g \quad (3.6b)$$

Aufgrund der Abhängigkeit der gemessenen Spannungsamplitude \hat{u}_Q und Phasenlage φ_Q vom aktuellen Umrichterstrom i_U durch die wirksame Impedanz des Netzanschlusses, kann die Kurzschlussimpedanz nicht vernachlässigt werden. Die Annahme einer direkt eingepprägten Spannung am Anschlusspunkt des Umrichtersystems ist zur Stabilitätsanalyse nicht sinnvoll [45]. Die Dynamik der Modellbildung aus Abbildung 3.2 wird unter Berücksichtigung der Vereinfachungen (3.5)-(3.6) durch Gleichung (3.7) definiert.

$$L_e \cdot \frac{di_e}{dt} = u_Q - i_e \cdot R_e - u_{g0}' \quad (3.7)$$

Darüber hinaus lässt sich diese Gleichung auch durch orthogonale Komponenten im mit Netzfrequenz $\omega_g = \omega_Q$ rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem darstellen. Da zur Abbildung der Synchronisierungsdynamik des verwendeten Regelungssystems in den nachfolgenden Analysen zwei differente rotierende Raumzeigerkoordinatensysteme verwendet werden, wird ein orthogonales rotierendes Netzkoordinatensystem (xy-Koordinatensystem) sowie ein orthogonales rotierendes Regelungskoordinatensystem (dq-Koordinatensystem) definiert [125]. Der Zusammenhang dieser beiden Systeme wird in Abschnitt 3.2.2 detailliert beschrieben.

$$L_e \cdot \frac{di_{\text{ex}}}{dt} = u_{Qx} - i_{\text{ex}} \cdot R_e - u_{g0x}' + \omega_Q L_e \cdot i_{\text{ey}} \quad (3.8a)$$

$$L_e \cdot \frac{di_{\text{ey}}}{dt} = u_{Qy} - i_{\text{ey}} \cdot R_e - u_{g0y}' - \omega_Q L_e \cdot i_{\text{ex}} \quad (3.8b)$$

Unter Berücksichtigung der zuvor beschriebenen Vereinfachungen, wird in den Gleichungen (3.7) und (3.8) der Ersatzstrom i_e definiert. Dieser entspricht dem resultierenden Netzstrom des Umrichtersystems i_Q unter Vernachlässigung des Transformatorquerzweigs. Dementsprechend gilt $i_Q = i'_g$ innerhalb der nachfolgenden Untersuchungen.

3.1.2 REGELUNG DER FREQUENZ- UND AMPLITUDENVARIABLEN SPANNUNG

Neben der allgemeinen Stabilität eines netzspannungsfolgenden Umrichtersystems, wie es beispielsweise in [125, 126] im Zusammenhang mit der Netzstärke oder in [127] einer konkreten Parameterabhängigkeit dargestellt ist, soll vor allem die Abhängigkeit der Stabilitätsgrenzen netzstützender Umrichtersysteme von den zusätzlichen Systemdienstleistungen betrachtet werden. Um entsprechende Funktionalitäten abzubilden, muss eine frequenz- und amplitudenvariable Netzspannung u_g modelliert werden.

$$u_{g0} = \hat{u}_{g0} \cdot e^{j\theta_{g0}} = \hat{u}_{g0} \cdot e^{j(\omega_{g0}t + \varphi_{g0})} \quad (3.9)$$

Um die mathematische Komplexität bei der Abbildung einer großen Netzstruktur mit verschiedenen Erzeugungsanlagen, wie beispielsweise konventionelle Kraftwerke, zu reduzieren, wird die

Leerlaufspannung \mathbf{u}_{g0} der Thévenin Quelle sowohl in Betrag \hat{u}_{g0} als auch in der augenblicklichen Phasenlage θ_{g0} angepasst. Aufgrund des Zusammenhangs aus Gleichung (1.27), lässt sich der Winkel θ_{g0} über die Wirkleistungsbeziehung einer klassischen Synchronmaschine regeln. Die hinterlegte Regelungsstruktur zur Modellierung einer frequenzvariablen Netzspannung \mathbf{u}_g ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

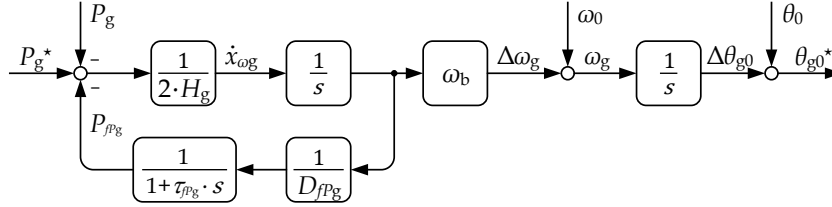


Abbildung 3.3: Regelungsstruktur zur Modellierung einer frequenzvariablen Netzspannung.

Dieser Ansatz, der auf dem Prinzip der virtuellen Synchronmaschine basiert und somit vereinfacht ein Netz mit dem Verhalten konventioneller Kraftwerke emuliert, ermöglicht die Definition einer Trägheitskonstante H_g und Statik D_{fP_g} der nachgebildeten Netzstruktur, mit der Primärregelungsdynamik τ_{fP_g} . Das Verhalten des augenblicklichen Phasenwinkels θ_{g0}^* der inneren Netzspannung \mathbf{u}_{g0} wird durch Gleichung (3.10) beschrieben.

$$\frac{d\Delta\omega_g}{dt} = (P_g^* - P_g - P_{fP_g}) \cdot \frac{\omega_b}{2H_g} \quad (3.10a)$$

$$\frac{d\Delta\theta_{g0}}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega_g \quad (3.10b)$$

Aufgrund der Winkeldifferenz $\Delta\theta_g$ einer belasteten Spannungsquelle mit der Netzimpedanz \underline{Z}_g , werden die Raumzeigergrößen der inneren Netzspannung durch den Index 0 gekennzeichnet. Darüber hinaus sind keine zusätzlichen Verzögerungen bei der Umsetzung der Referenzwerte abgebildet, sodass $\mathbf{u}_{g0}^* = \mathbf{u}_{g0}$ gilt. Die proportionale Primärregelung, zur Bestimmung der Differenzleistung P_{fP_g} , ist gemäß Gleichung (3.11) definiert.

$$\frac{dx_{fP_g}}{dt} = \left(\frac{\Delta\omega_g}{\omega_b} \cdot \frac{1}{D_{fP_g}} - x_{fP_g} \right) \cdot \frac{1}{\tau_{fP_g}} \quad (3.11)$$

Hierbei entspricht x_{fP_g} dem Integratorzustand der PT1-Verzögerung der proportionalen Rückführung zur Primärregelung.

Tritt ein Leistungsungleichgewicht zwischen abgegebener Wirkleistung des Netzes P_g und Primärleistungsvorgabe P_g^* , also $P_g \neq P_g^*$, auf, wird die zusätzliche Leistung ΔP_g inhärent durch die abgebildete Trägheit und stationär durch die zusätzliche Primärregelleistung P_{fP_g} sichergestellt. In gleicher Weise wie bei der Bereitstellung von Momentanreserve durch eine Synchronmaschine sorgt eine Leistungsabgabe oder -aufnahme für eine Frequenzänderung des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_{g0} . Eine überlagerte Sekundärregelung mit Integralcharakteristik ist in dieser Netzmodellierung nicht abgebildet, sodass bei Leistungsdifferenzen ΔP_g eine bleibende Frequenzabweichung Δf_g resultiert. Zusätzlich kann ein stationärer Winkel θ_0 , analog zur Kreisfrequenz ω_0 , vorgesteuert werden, woraus sich anschließend der augenblickliche Winkel der Leerlaufspannung ergibt.

$$\theta_{g0}^* = \theta_0 + \Delta\theta_{g0} \quad (3.12)$$

Neben der Anpassung des augenblicklichen Phasenwinkels θ_{g0} wird auch eine Klemmspannungsregelung der Amplitude \hat{u}_g durchgeführt, wie sie in Abbildung 3.4 dargestellt ist. Die Spannungsamplitude \hat{u}_{g0}^* der inneren Netzspannung ergibt sich nach Gleichung (3.13), worin u_b

der Bezugs- und \hat{u}_{0g} der Referenzspannung entspricht. Detaillierte Informationen zur Normierung und dem Umgang mit Bezugsgrößen sind in Anhang A.2 dargestellt.

$$\hat{u}_{g0}^* = (\hat{u}_{0g} + \Delta\hat{u}_{g0}) \cdot u_b \quad (3.13)$$

Das Verhalten zur Bestimmung der Differenzspannung $\Delta\hat{u}_{g0}$ wird durch Gleichung (3.14) beschrieben. Hierbei entspricht $x_{\hat{u}_g}$ dem Integratorzustand zur Abbildung einer realen (verzögerten) Spannungsmessung und $D_{\hat{u}_g}$ der Proportionalverstärkung der Spannungsstatik.

$$\frac{dx_{Eg}}{dt} = \left((\hat{u}_{0g} - x_{\hat{u}_g}) \cdot \frac{1}{D_{\hat{u}_g}} - x_{Eg} \right) \cdot \frac{1}{\tau_{Eg}} \quad (3.14a)$$

$$\frac{dx_{\hat{u}_g}}{dt} = (|\mathbf{u}_g| - x_{\hat{u}_g}) \cdot \frac{1}{\tau_{\hat{u}_g}} \quad (3.14b)$$

Darüber hinaus stellt x_{Eg} den Integratorzustand der PT1-Verzögerung mit der Zeitkonstante τ_{Eg} , vergleichbar zur Erregerzeitkonstante eines konventionellen Kraftwerks, dar.

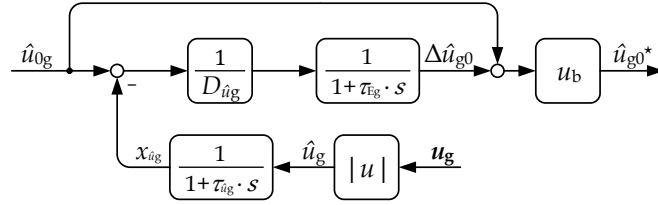


Abbildung 3.4: Regelungsstruktur zur Modellierung einer frequenzvariablen Netzspannung.

Die vollständige dreiphasige Leerlaufspannung der Netzspannungsquelle $\mathbf{u}_{g0(abc)}^*$ lässt sich durch die inverse Raumzeigertransformation, wie ausführlich in Anhang A.1 beschrieben, berechnen. Unter der Annahme einer symmetrischen Spannungsversorgung und Vernachlässigung einer Nullkomponente $u_{||}$ lässt sich diese Transformation auch einfacher durch Gleichung (3.15) ausdrücken.

$$\begin{pmatrix} u_{g0(a)}^* \\ u_{g0(b)}^* \\ u_{g0(c)}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{g0}^*) & -\sin(\theta_{g0}^*) \\ \cos(\theta_{g0}^* - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{g0}^* - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{g0}^* + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{g0}^* + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{u}_{g0}^* \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Durch die Transformation in Gleichung (3.15) lässt sich das Netzmodell für dreiphasige EMT-Simulationen (EMT: Elektromagnetic transient) anwenden. Die spätere Stabilitätsanalyse verwendet ein Gleichgrößenmodell, wo dementsprechend diese Transformation nicht abgebildet wird. Hierbei wird die augenblickliche Phasenlage θ_{g0}^* der Netzleerlaufspannung \mathbf{u}_{g0}^* direkt für die Orientierung des xy-Raumzeigerkoordinatensystems genutzt. Dementsprechend gilt

$$u_{g0x} = \hat{u}_{g0}^* \quad (3.16a)$$

$$u_{g0y} = 0 \quad (3.16b)$$

für das bei den Stabilitätsbetrachtungen zugrundeliegende Netzmodell. Die Berücksichtigung der Frequenzvariabilität der Netzspannung $\Delta\omega_g$ im rotierenden xy- oder dq-Raumzeigermodell wird für das Synchronisierungsverhalten in Abschnitt 3.2.2 und als Grundlage zur Verwendung netzspannungsabhängiger Systemdienstleistungen in Abschnitt 3.2.3 erläutert.

Zusammengefasst ermöglicht die Verwendung dieses Netzmodells eine Anpassung der Netzkurzschlussleistung S_{kQ}'' über die Innenimpedanz Z_g unabhängig von der definierten Netzträgheit H_g und abgebildeten Kennlinien zur proportionalen Frequenz- und Spannungsregelung $D_{fPg}, D_{\hat{u}_g}$ mit den entsprechenden Zeitkonstanten $\tau_{fPg}, \tau_{\hat{u}_g}$. Anders als bei starren Spannungsquellen, wie sie beispielsweise in [36, 126, 125] verwendet werden und bei konstanter Amplitude \hat{u}_{g0} und Frequenz f_{g0} beliebigen Leistungsanforderungen nachkommen, muss bei diesem

Netzmodell eine Referenzleistungsvorgabe P_g^* definiert werden. Grundsätzlich lässt sich, durch größere Netztopologien mit verschiedenen Kraftwerksnachbildungen oder umrichterbasierten Erzeugungsanlagen, ein frequenz- und amplitudenvariables Netzverhalten simulieren. Die erhöhte Komplexität solcher Systeme ist zur mathematischen Definition der Stabilitätsgrenzen netzgekoppelter Umrichtersysteme nicht sinnvoll. Solche Topologien kommen maßgeblich zum Einsatz, wenn Interaktionen zwischen Netzelementen oder konkrete Systemstudien auf Basis realer Netze durchgeführt werden, wie es teilweise in Kapitel 5 erfolgt.

Zur Verdeutlichung des allgemeinen Verhaltens der beschriebenen Netzmodellierung, werden nachfolgend vier identische Belastungsänderungen $\Delta S_g = 0,15 \text{ pu} + j \cdot 0,05 \text{ pu}$ bei Variation der Netzträgheit H_g simuliert. In Abbildung 3.5 sind die entsprechenden Wirk- und Blindleistungsverläufe P_g, Q_g sowie die resultierende Netzkreisfrequenz ω_{g0} und innere Spannungsamplitude \hat{u}_{g0} der Netzquelle dargestellt.

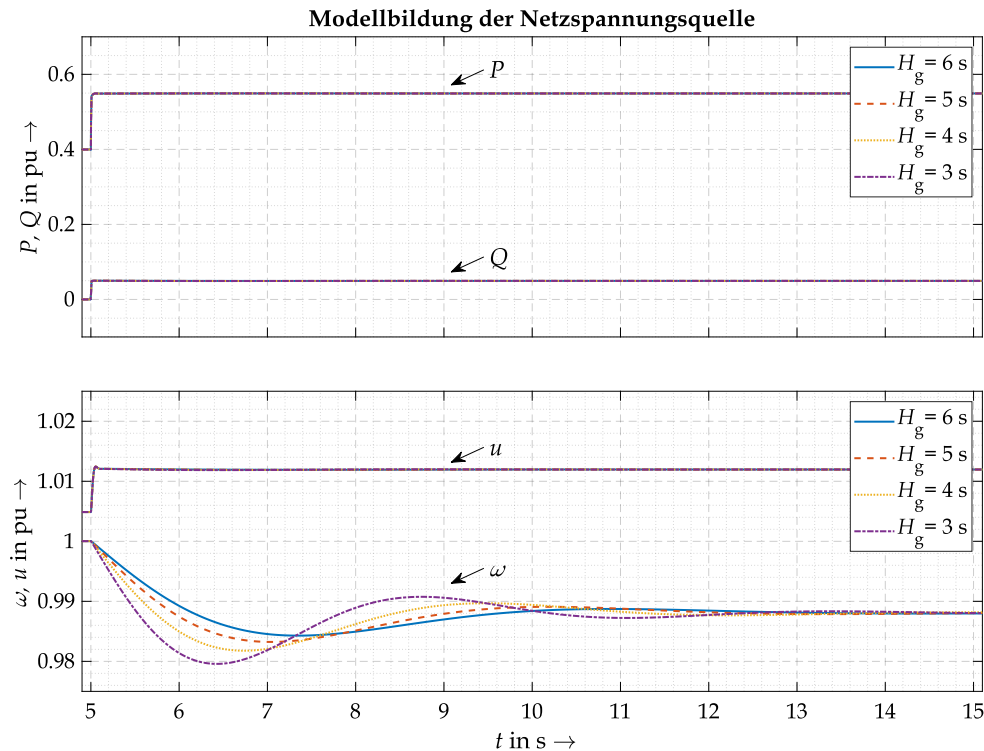


Abbildung 3.5: Belastungsänderung der modellierten Netzspannungsquelle durch eine Lastzuschaltung mit Impedanzcharakteristik; $\Delta S_g = 0,15 \text{ pu} + j \cdot 0,05 \text{ pu}$.

Das Verhalten der Netzmodellierung zeigt deutlich, dass Leistungsanforderungen ΔS_g augenblicklich bereitgestellt werden. Die Klemmspannungsregelung sorgt aufgrund des lastabhängigen Spannungsabfalls über der Netzimpedanz Z_g für eine Amplitudenanpassung \hat{u}_{g0} zur stationären Spannungshaltung. Darüber hinaus resultiert aus der Wirkleistungsdifferenz zwischen Primärleistung und abgegebener Netzleistung ΔP_g ein Frequenzabfall $\Delta \omega_{g0}$ gemäß der abgebildeten Trägheitskonstante H_g . Die Frequenzstabilisierung erfolgt durch die zusätzliche Primärregelleistung ΔP_{fP_g} . Da keine integrale Sekundärregelung berücksichtigt wird, verbleibt eine stationäre Sollwertabweichung $\Delta \omega_{g0}|_{x_0}$.

3.1.3 UMRICHTERSYSTEM UND NETZANSCHLUSS

Das zur Stabilitätsanalyse netzstützender Umrichtersysteme verwendete System entspricht der Darstellung aus Abbildung 1.4 und wird dementsprechend an dieser Stelle nicht erneut beschrieben. Aufgrund der Synchronisierungseigenschaften der verwendeten Regelungsstruktur resultieren im gesamten Modell differente Koordinatensysteme. Zum besseren Verständnis müssen die

Zustandsgleichungen aus Kapitel 1.2 in der Orientierung des Netzes, also in xy-Koordinaten, dargestellt werden.

$$L_F \cdot \frac{di_{U_x}}{dt} = u_{U_x} - u_{C_{fx}} + i_{Q_x} \cdot R_f - i_{U_x} \cdot (R_F + R_f) + \omega L_F \cdot i_{U_y} \quad (3.17a)$$

$$L_F \cdot \frac{di_{U_y}}{dt} = u_{U_y} - u_{C_{fy}} + i_{Q_y} \cdot R_f - i_{U_y} \cdot (R_F + R_f) - \omega L_F \cdot i_{U_x} \quad (3.17b)$$

$$C_f \cdot \frac{du_{C_{fx}}}{dt} = i_{U_x} - i_{Q_x} + \omega C_f \cdot u_{C_{fy}} \quad (3.17c)$$

$$C_f \cdot \frac{du_{C_{fy}}}{dt} = i_{U_y} - i_{Q_y} - \omega C_f \cdot u_{C_{fx}} \quad (3.17d)$$

Das leistungselektronische Stellglied wird zusätzlich als Mittelwertmodell betrachtet. Dementsprechend fungiert das Umrichtermodell als zwischenkreisspannungsabhängige Spannungsquelle. Da zur realistischeren Betrachtung des Umrichtermodells auf eine gezielte Einprägung der Zwischenkreisspannung u_{dc} verzichtet wird, erfolgt die Umsetzung der Umrichterreferenzspannung \mathbf{u}_U^* , bei angewandter Spannungsnormierung mit $u_{dc}^*/2$, nach Gleichung (3.18) [22]. Hierbei definiert u_{dc}^* den Referenzwert der Zwischenkreisspannung.

$$\mathbf{u}_U = \mathbf{u}_U^* \cdot \frac{u_{dc}}{u_{dc}^*} \quad (3.18)$$

Zusätzliche harmonische Anteile oder Verzerrungen, die nicht direkter Bestandteil der Modulations- oder Zwischenkreisspannung sind, werden demnach nicht abgebildet. Trotzdem können grundschwingungsabweichende Komponenten durch Verzerrungen des Netzes oder der Umrichterregelung sowohl in der Umrichterspannung \mathbf{u}_U oder im Umrichterstrom \mathbf{i}_U enthalten sein.

3.2 NETZSTÜTZENDE UMRICHTERREGELUNG

Netzstützende Umrichtersysteme sind gemäß Tabelle 1.1 durch ein netzspannungsfolgendes Regelungsprinzip mit überlagerten netzdienlichen Systemdienstleistungen klassifiziert. Die fundamentale Regelungsstruktur entspricht dem Stand der Technik aus Kapitel 1.2, das derzeit in vielen Umrichtersystemen als netzspannungsorientierte Umrichterstromregelung zum Einsatz kommt [28, 29]. Zusätzliche Anpassungen der Leistungsvorgaben in Abhängigkeit des aktuellen Netzzustands der Frequenz oder Spannungsamplitude lassen sich regelungstechnisch leicht in einer überlagerten Anlagenregelung implementieren.

$$P = P^* + \Delta P(\Delta f_Q) \quad (3.19a)$$

$$Q = Q^* + \Delta Q(\Delta \hat{u}_Q) \quad (3.19b)$$

In den nachfolgenden Abschnitten werden die Anpassungen der Regelungsstrukturen aus den Kapiteln 1.2.1 und 1.2.2 beschrieben, wie sie für die spätere Stabilitätsanalyse berücksichtigt werden. Das fundamentale Prinzip sowie die allgemeine Ausführung des dargestellten Regelungskonzeptes bleibt erhalten.

3.2.1 MESSWERTVERARBEITUNG

Ein bedeutender Unterschied zwischen der idealen und realen Abbildung eines Umrichtersystems und dessen Regelungsstruktur bildet eine realistische Messwerterfassung und -verarbeitung. Sowohl die Messstrecke als auch die Abtastrate des verwendeten Steuergeräts sorgen für eine Übertragungsverzögerung des augenblicklichen physikalischen Werts. Diese Messtotzeit τ_m weist ein nichtlineares Verhalten auf und sollte bei Analysen des Umrichterhaltens und Stabilitätsbetrachtungen berücksichtigt werden [128]. Darüber hinaus werden zur Vermeidung einer Fehlinterpretation des diskreten Messsignals Tiefpassfilter eingesetzt, die sowohl einen Antialiasing-Effekt als auch weitere Filtereigenschaften zur Unterdrückung äußerer Störeffekte aufweisen [129, 130].

Die gesamte Messwertverarbeitung zur Strom- und Spannungsmessung ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Diese besteht allgemein aus einer Totzeitabbildung, einem Tiefpass, einer Anpassung der Abtastrate, einer Winkelkorrektur und einer Normierung. Die resultierende Spannung \tilde{u}_Q sowie der Strom \tilde{i}_U bilden die Eingangsgrößen der nachgelagerten Regelungsstruktur.

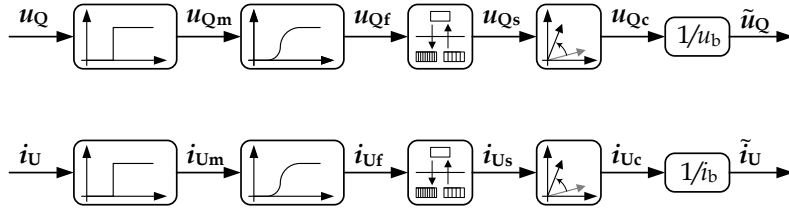


Abbildung 3.6: Messwertverarbeitung der Strom- und Spannungsmessung.

Im folgenden Abschnitt werden die einzelnen Komponenten der Messwertverarbeitung sowie die entsprechende Modellbildung repräsentativ anhand der Spannungsmessung u_Q beschrieben. Die Verarbeitung der Strommessung erfolgt in gleicher Weise. Sollte die Außenleiterspannung gemessen werden, empfiehlt sich eine Umrechnung in Sternersatzgrößen nach Gleichung (3.20).

$$\begin{pmatrix} u_{Q(a)} \\ u_{Q(b)} \\ u_{Q(c)} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{Q(ab)} \\ u_{Q(bc)} \\ u_{Q(ca)} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Die Summe der Totzeiten der gesamten Messstrecke wird durch eine äquivalente Verzögerung mit der Funktion

$$u_{Qm}(t) = u_Q(t - \tau_m) \quad (3.21)$$

modelliert, wobei u_{Qm} dem zeitlich um τ_m verzögerten Spannungsraumzeiger entspricht. Das Verhalten lässt sich ebenfalls im Laplacebereich für jede Phase durch

$$u_{Qm}(s) = u_Q(s) \cdot e^{-\tau_m s} \quad (3.22)$$

darstellen und wird entsprechend auch zur Modellbildung berücksichtigt [128]. Grundsätzliche Erläuterungen zur Laplacetransformation oder Darstellung im Laplacebereich können [105] entnommen werden. Anschließend folgt die Filterung der Messsignale durch ein Tiefpasselement zweiter Ordnung. Die Übertragungsfunktion im Laplacebereich ist in Gleichung (3.23) definiert

$$G_f(s) = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2D_f \cdot \omega_f \cdot s + \omega_f^2} \quad (3.23)$$

wobei D_f der Dämpfung und ω_f der Eckkreisfrequenz entspricht. Das Verhalten kann ebenfalls durch die zugehörigen Zustandsgleichungen aus (3.24) beschrieben werden, wie sie auch zur Stabilitätsanalyse im rotierenden xy-Koordinatensystem zur Anwendung kommen [50]. Für jede Phase (abc) oder Raumzeigerkomponente (xy) des Spannungssignals gilt

$$\frac{du_{Qf}}{dt} = -\omega_f \cdot x_f \quad (3.24a)$$

$$\frac{dx_f}{dt} = -\omega_f \cdot \left(u_\tau(t) - u_f + \frac{x_f}{D_f} \right) \quad (3.24b)$$

wobei x_f dem nicht ausgeführten Integratorzustand des Tiefpassfilters entspricht. Der zweite Integratorzustand definiert das Ausgangssignal u_{Qf} und wird dementsprechend nicht gesondert benannt. Die darauf folgende Anpassung der Abtastrate zur Abbildung der Regelungsstruktur mit den Rahmenbedingungen eines realen Steuergeräts (Abtastrate T_{sc}), sorgt für eine Totzeit τ_s in Analogie zu Gleichung (3.21) und (3.22).

Die gesamte Messwertverarbeitung erzeugt einen Phasenfehler zwischen dem resultierenden Spannungssignal im Steuergerät \mathbf{u}_{Qs} und der physikalischen Netzspannung \mathbf{u}_{Q} . Die Korrektur erfolgt durch die gezielte Rotation nach Gleichung (3.25)

$$\mathbf{u}_{\text{Qc}} = \mathbf{u}_{\text{Qs}} \cdot e^{j\Delta\varphi_c} \quad (3.25)$$

wobei \mathbf{u}_{Qc} dem um den Korrekturwinkel $\Delta\varphi_c$ verdrehten Spannungsraumzeiger entspricht. Der Differenzwinkel $\Delta\varphi_c$ kann unter der Annahme $f_{\text{Q}} = f_{\text{n}}$ direkt aus dem Phasengang des Filterelements und der Kenntnis der resultierenden Totzeit bestimmt werden. Diese Korrektur ist, insbesondere bei Betrachtungen von zeitlich variablen Signalen, wie beispielweise in dynamischen EMT-Simulationen, notwendig, da resultierende Differenzwinkel $\Delta\theta$ nach Gleichung (1.27) eine erhebliche Auswirkung auf die Wirkleistung des Umrichtersystems hervorrufen. Erfolgt eine vollständige Modellbildung in rotierenden Koordinatensystemen – wie in den Stabilitätsuntersuchungen dieses Kapitels – müssen lediglich Dynamiken und Verzögerungen der Messdatenverarbeitung, jedoch keine Winkelkorrekturen, einbezogen werden, da diese Modellbildung auf Gleichgrößen basiert. Die Korrekturen haben keinen aktiven Einfluss auf die resultierenden Zustandsgrößen im rotierenden Koordinatensystem. Auch die Berücksichtigung einer abweichenden Netzfrequenz $f_{\text{Q}} \neq f_{\text{n}}$ zur Bestimmung des Korrekturwinkels $\Delta\varphi_c$ ist möglich, wird hier jedoch nicht angewendet und entsprechend nicht weiter thematisiert.

Da die gesamte Regelungsstruktur auf Basis bezogener Werte ausgeführt ist (per-unit-System), erfolgt abschließend eine Normierung auf den Scheitelwert der Bemessungssternspannung \hat{u}_{nQ} . Grundsätzliche Informationen zu den Bezugsgrößen sind ausführlich in Anhang A.2 dargestellt.

3.2.2 PHASENREGELSCHLEIFE UND ROTIERENDES KOORDINATENSYSTEM

Die zur Stabilitätsanalyse netzstützender Umrichtersysteme verwendete Phasenregelschleife entspricht dem Stand der Technik aus Kapitel 1.2.1. Da das Synchronisierungsverhalten bei Stabilitätsbetrachtungen nicht vernachlässigbar ist, wie in [36] beschrieben, erfolgt eine Berücksichtigung der Dynamik zum stationären Abgleich des Netz- und Regelungskoordinatensystems nach Gleichung (3.26) unter Verwendung der Rotationsmatrix \mathbf{R}_{θ} [125].

$$\begin{pmatrix} \tilde{u}_{\text{Qd}} \\ \tilde{u}_{\text{Qq}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\Delta\theta_c) & \sin(\Delta\theta_c) \\ -\sin(\Delta\theta_c) & \cos(\Delta\theta_c) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{u}_{\text{Qx}} \\ \tilde{u}_{\text{Qy}} \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Zur Abbildung der Frequenzvariabilität des Netzmodells aus Kapitel 3.1.2, auch für die Modellierung in rotierenden Koordinatensystemen, wird die Differenzkreisfrequenz $\Delta\omega_{\text{g}}$ zur Störgrößenaufschaltung im Regelkreis der Phasenregelschleife verwendet. Dementsprechend ergibt sich eine Erweiterung der ursprünglichen Beschreibung aus Gleichung (1.12) für die Formulierung im rotierenden Raumzeigermodell und zur Berücksichtigung einer frequenzabhängigen Netzspannungsquelle gemäß Gleichung 3.27. Darüber hinaus ist lediglich der Differenzwinkel $\Delta\theta_c$ zur Synchronisierung der mit Netzfrequenz rotierenden Raumzeigerkoordinatensysteme notwendig, sodass eine Vorsteuerung der Referenznetzkreisfrequenz ω_0 entfällt.

$$\Delta\omega_c = \frac{dx_{\omega}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{\text{p},\theta} + x_{\omega} \cdot \mathcal{K}_{\text{i},\theta} + \Delta\omega_{\text{g}} \quad (3.27)$$

Hierbei definiert x_{ω} weiterhin den unverstärkten Integratorzustand des PI-Reglers nach (3.28) mit den Verstärkungsfaktoren $\mathcal{K}_{\text{p},\theta}$ und $\mathcal{K}_{\text{i},\theta}$. Die Integration der Differenzkreisfrequenz $\Delta\omega_c$ liefert den Transformationswinkel $\Delta\theta_c$ zwischen xy- und dq-Koordinatensystem.

$$\frac{dx_{\omega}}{dt} = \tilde{u}_{\text{Qq}} - u_{\text{Qq}}^* \quad (3.28)$$

Im stationären Fall rotiert sowohl das Netz- als auch das Regelungskoordinatensystem mit der identischen Kreisfrequenz, sodass $\Delta\omega_c|_{x_0} = 0$ gilt. Hierbei definiert x_0 den stationären Betrieb.

3.2.3 NETZSTÜTZENDE UMRICHTERREGELUNG

Die Anlagenregelung mit dynamischen Systemdienstleistungen, welche die charakteristische Eigenschaft eines netzstützenden Umrichterhaltens darstellen, reagieren mit dynamischen Referenzwertanpassungen auf Frequenz- und Amplitudenänderungen $\Delta f_Q, \Delta \hat{u}_Q$ der identifizierten Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_Q$. Auch bei der vollständigen Modellbildung auf Basis rotierender Raumzeigerkoordinatensysteme bleibt die fundamentale Struktur der Anlagenregelung, wie sie in Kapitel 1.2.2 dargestellt ist, erhalten. Um jedoch eine schnelle Anpassung des resultierenden Wirkleistungsarbeitspunktes P_r^* nach Gleichung (1.18) zu ermöglichen, muss die Frequenzänderung Δf_c identifiziert werden. Da, wie zuvor in Bezug auf die Modellierung der Phasenregelschleife beschrieben, die rotierenden Netz- und Regelungskordinatensysteme mit der identischen Winkelgeschwindigkeit rotieren, sodass stationär $\Delta\omega_c|_{x_0} = 0$ gilt, kann, anders als bei der realen Umsetzung oder transienten dreiphasigen Modellbildung für EMT-Simulationen, die Differenzkreisfrequenz $\Delta\omega_c$ der Phasenregelschleife nicht vollständig für die Statikregelung verwendet werden. Die Berücksichtigung der variierenden Netzfrequenz Δf_Q wird in vergleichbarer Weise, wie in der Phasenregelschleife, durch eine Störgrößenaufschaltung der Differenzkreisfrequenz $\Delta\omega_g$ des Netzmodells realisiert. Demnach erweitert sich Gleichung (3.29), wie sie auch in Kapitel 1.2.2 definiert ist

$$\frac{d\Delta P_{DP}}{dt} = \frac{1}{\tau_{fPc}} \cdot \left(\frac{P_{\max}}{D_{fPc}} \cdot \Delta f_{cDP} - \Delta P_{DP} \right) \quad (3.29)$$

zur Bestimmung der zusätzlichen Statikleistung ΔP_{DP} , durch die erweiterte Berücksichtigung von $\Delta\omega_{cDP}$ gemäß Gleichung (3.30).

$$\Delta\omega_{cDP} = \Delta\omega_c + \Delta\omega_g \quad (3.30)$$

Aufgrund der definierten Trägheit der Netzspannungsquelle H_g ist die Änderungsgeschwindigkeit von ω_g begrenzt und dient somit überwiegend zur Berücksichtigung einer stationären Frequenzabweichung der Netzspannungsquelle. Die Frequenzidentifikation netzstützender Umrichtersysteme weist, abweichend zur Netzspannungsquelle, eine hohe Dynamik auf, sodass auch die Differenzkreisfrequenz der Phasenregelschleife $\Delta\omega_c$ für die Modellierung frequenzabhängiger Systemdienstleistungen in rotierenden Raumzeigerkoordinatensystemen verwendet werden muss. Die Überlagerung dieser Komponenten liefert ein valides Frequenzverhalten, welches sowohl die PLL-Dynamik $\Delta\omega_c$ als auch die stationäre Frequenzänderung $\Delta\omega_g$ abbildet. Explizite Validierungen zwischen Kleinsignalmodell und EMT-Simulation erfolgen in Kapitel 3.3.2.

Abgesehen von der zuvor beschriebenen Berücksichtigung der Frequenzvariabilität Δf und den Eigenschaften der Messwertverarbeitung $\mathbf{u}_Q \rightarrow \tilde{\mathbf{u}}_Q$ und $\mathbf{i}_U \rightarrow \tilde{\mathbf{i}}_U$ ist die vollständige Modellbildung der äußeren und inneren Umrichterregelung im rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem analog zu den Erläuterungen aus den Kapiteln 1.2.1 und 1.2.2. Zur Rücktransformation von dq in xy-Koordinaten wird, in Analogie zu Gleichung (3.26), der Differenzwinkel $\Delta\theta_c$ verwendet.

$$\begin{pmatrix} u_{Ux} \\ u_{Uy} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\Delta\theta_c) & -\sin(\Delta\theta_c) \\ \sin(\Delta\theta_c) & \cos(\Delta\theta_c) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{Qd} \\ u_{Qq} \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Die Symmetrieeigenschaften der Winkelfunktionen $\sin(-x) = -\sin(x)$ und $\cos(-x) = \cos(x)$ ermöglichen zur Rücktransformation nach Gleichung (3.26) die Verwendung der inversen Rotationsmatrix \mathcal{R}_θ^{-1} oder des negativen Differenzwinkels $\Delta\theta_c$.

3.2.4 ZWISCHENKREISSPANNUNGSREGELUNG

Die Modellbildung der Zwischenkreisspannungsregelung erfolgt durch die Approximation eines elektrischen Energiespeichers auf Basis einer eingekoppelten Stromquelle, wie in Abbildung 1.4 dargestellt. Der nachgebildete Energiespeicher stellt die zusätzlich notwendige Wirkleistung ΔP_{DP} zur Bereitstellung der netzstützenden Systemdienstleistungen bereit. Zur Einspeisung

dieser Zusatzleistung erfolgt eine aktive Zwischenkreisspannungsregelung über den Stromreferenzwert i_{dc}^* der geregelten Stromquelle. Somit werden augenblickliche Leistungsdifferenzen Δp anhand einer abweichenden Gleichspannung Δu_{dc} identifiziert und durch die Einspeisung des geregelten Gleichstroms i_{dc} ausgeglichen. Die Regelungsstruktur ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

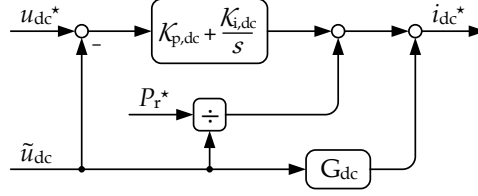


Abbildung 3.7: Regelungsstruktur der Zwischenkreisspannungsregelung – Ansatz aus [26].

Das fundamentale Konzept basiert auf den Ansatz aus [26] und wurde zur Vermeidung stationärer Abweichungen der Zwischenkreisspannung Δu_{dc} um einen Integralanteil des Reglers erweitert [45]. Diese Erweiterung kompensiert ebenfalls Verluste des leistungselektronischen Stellgliedes, die in [26] gesondert berücksichtigt werden. Die Dynamik des Referenzstroms i_{dc}^* ist durch Gleichung (3.32) definiert

$$i_{dc}^* = \frac{dx_{dc}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,dc} + x_{dc} \cdot \mathcal{K}_{i,dc} + \frac{P^* + \Delta P_{DP}}{\tilde{u}_{dc}} + G_{dc} \cdot \tilde{u}_{dc} \quad (3.32a)$$

$$\frac{dx_{dc}}{dt} = u_{dc}^* - \tilde{u}_{dc} \quad (3.32b)$$

wobei x_{dc} dem unverstärkten Integratorzustand des Zwischenkreisspannungsreglers mit den Verstärkungsfaktoren $\mathcal{K}_{p,dc}, \mathcal{K}_{i,dc}$ entspricht. Darüber hinaus wird zur Verbesserung der Dynamik die resultierende Wirkleistung P_r^* unter Kenntnis der aktuell identifizierten Netzspannung \tilde{u}_{dQ} vorgesteuert. In gleicher Weise werden die Wirkverluste, nachgebildet durch die Konduktanz G_{dc} , aufgeschaltet, um den Regler zu entlasten. Auch hier kennzeichnet \tilde{u}_{dc} die reale Messwertverarbeitung der gemessenen Zwischenkreisspannung u_{dc} .

3.3 STABILITÄTSANALYSE

Zur Bestimmung der Stabilitätsgrenzen netzstützender Umrichtersysteme ist die Verwendung von EMT-Modellen kompliziert und aufgrund des hohen Detaillierungsgrads und einhergehender geringer Simulationsgeschwindigkeit zeitlich sehr aufwändig [45]. Zur Reduzierung des Simulationsaufwandes bietet sich eine vollständige Modellierung im rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem an, wie es in den vorherigen Abschnitten beschrieben wurde. Die beschreibenden Differenzialgleichungen bilden das gesamte Systemverhalten ab und können, für den Fall der linearen Unabhängigkeit, kompakt durch eine Matrixschreibweise formuliert werden. Diese Zustandsraumbeschreibung des Differenzialgleichungssystems ist in Gleichung (3.33) dargestellt. Allgemeine Erläuterungen zur Zustandsraumbeschreibung von elektrischen Energieversorgungssystemen können den Referenzen [51, 131] entnommen werden.

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \quad (3.33a)$$

$$\mathbf{y}(t) = g(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u}(t) \quad (3.33b)$$

In (3.33) definiert \mathbf{A} die Zustands- oder Systemmatrix (state matrix), \mathbf{B} die Steuermatrix (input matrix), \mathbf{C} die Beobachtungsmatrix (output matrix) und \mathbf{D} die Durchgangsmatrix (feedthrough matrix). Des Weiteren definiert \mathbf{x} den Vektor aller Zustandsvariablen, \mathbf{u} den Eingangs- und \mathbf{y} den Ausgangsvektor. Darüber hinaus sind hier die Matrizen $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ zeitlich konstant, sodass ein

zeitinvariantes Zustandsraummodell vorliegt. Die Zustandsmatrizen können durch die partielle Differenzierung der Funktionen $f(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)), g(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t))$ aus (3.33) nach den Zustands- oder Eingangsvariablen $\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)$ bestimmt werden, wie es in Gleichung (3.34) vorliegt [131].

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial u_n} \end{pmatrix} \quad (3.34a)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n} \end{pmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{pmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} & \cdots & \frac{\partial g_1}{\partial u_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial u_1} & \cdots & \frac{\partial g_n}{\partial u_n} \end{pmatrix} \quad (3.34b)$$

Für ein lineares zeitinvariantes System nach Gleichung (3.33) ergibt sich die Ruhelage der Zustandsvariablen \mathbf{x}_R für den Eingangsvektor $\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_R$ durch die Extremstellenbetrachtung der differenzierten Zustandsvariable $\mathbf{x}(t)$ [132].

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = 0 = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \quad (3.35a)$$

$$\mathbf{x}_R = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_R \quad (3.35b)$$

Die Stabilität solcher Systeme ist unabhängig von den Anfangs- oder Eingangswerten, die auf das System einwirken. Es heißt asymptotisch stabil, wenn die Nullstellen von Gleichung (3.36),

$$\det[\lambda \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A}] = 0 \quad (3.36)$$

also alle Eigenwerte λ_i negative Realteile besitzen, wobei \mathbf{E} die Einheitsmatrix darstellt [132].

Für Ruhelagen von linearen und nichtlinearen Systemen werden die nachfolgenden Stabilitätsdefinitionen unterschieden, wobei diese Auflistung den Definitionen aus [132] entspricht.

- Eine Ruhelage ist asymptotisch stabil (stabil im Großen), wenn das System nach einer beliebigen Auslenkung wieder in die Ruhelage zurückkehrt $\mathbf{x}(t \rightarrow \infty) = \mathbf{x}_R$.
- Eine Ruhelage ist lokal asymptotisch stabil (stabil im Kleinen), wenn das System nach einer begrenzten Auslenkung wieder in die Ruhelage zurückkehrt $\mathbf{x}(t \rightarrow \infty) = \mathbf{x}_R$.
- Eine Ruhelage ist grenzstabil (Ljapunow-stabil), wenn das System nach einer beliebig kleinen Auslenkung die Ruhelage verlässt und in der Umgebung der Ruhelage bleibt.
- Eine Ruhelage ist instabil, wenn das System nach einer beliebig kleinen Auslenkung die Ruhelage verlässt und nicht in sie zurückkehrt. Der Einzugsbereich der Ruhelage ist Null.

Die Kleinsignal-Stabilitätsanalyse befasst sich mit der Stabilität eines Systems unter Einwirkungen kleiner Störungen. Resultieren Schwingungen im System, sodass die Abweichung der Zustandsgrößen für einen langen Zeitraum klein bleibt und stationär in den Ruhezustand zurückkehrt, ist das analysierte System stabil. Erfolgt eine Verstärkung dieser Anregung oder bleibt die Störung auf unbestimmte Zeit erhalten, so ist das analysierte System instabil. [131]

Die Ljapunow-Methode beschreibt einen Ansatz, aus der Stabilität eines linear approximierten Systems, Rückschlüsse über die Stabilität des realen Systems im Punkt \mathbf{x}_0 zu schließen. Bei dieser Kleinsignal-Stabilitätsanalyse wird angenommen, dass sich das System anfänglich im Normalbetrieb, ohne Änderungen der Zustandsvariablen, befindet

$$\mathbf{x}(t < t_0) = \mathbf{x}_0 \rightarrow \Delta \mathbf{x}(t < t_0) = 0 \quad (3.37)$$

und zum Zeitpunkt $t = t_0$ gestört wird. Da die Störung hinreichend klein ist, liegt die linearisierte Näherung $\Delta \mathbf{x}(t_0)$ in ausreichender Umgebung zur Anfangsbedingung $\Delta \mathbf{x}(t < t_0) = 0$. [131]

Gleichung (3.38) zeigt ein Zustandsraummodell, wobei der Index s kennzeichnet, dass eine zur Kleinsignal-Stabilitätsanalyse (small-signal stability analyses) linearisierte Form vorliegt.

$$\frac{d\Delta\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_s \cdot \Delta\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_s \cdot \Delta\mathbf{u}(t) \quad (3.38a)$$

$$\Delta\mathbf{y} = \mathbf{C}_s \cdot \Delta\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_s \cdot \Delta\mathbf{u}(t) \quad (3.38b)$$

Unter dieser Voraussetzung, können die Kriterien der nachfolgenden Auflistung, die sich auf die Definitionen aus [131] beziehen, ebenfalls zur Stabilitätsbewertung des nichtlinearen System verwendet werden.

- Wenn das linearisierte System asymptotisch stabil ist, liegt für das nichtlineare System ebenfalls ein stabiles Verhalten im analysierten Betriebspunkt vor.
- Wenn das linearisierte System instabil ist, liegt für das nichtlineare System ebenfalls ein instabiles Verhalten im analysierten Betriebspunkt vor.
- Wenn das linearisierte System grenzstabil ist, können durch die linearisierte Approximation keine fundierten Aussagen über die Stabilität des nichtlinearen Systems getroffen werden.

Wie zuvor erwähnt, lassen sich diese Stabilitätskriterien anhand der komplexen Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$ der Zustandsmatrix \mathbf{A}_s definieren.

$$\forall i \Re\{\underline{\lambda}_i(\mathbf{A}_s)\} < 0 \rightarrow \text{asymptotisch stabil} \quad (3.39a)$$

$$\exists i \Re\{\underline{\lambda}_i(\mathbf{A}_s)\} > 0 \rightarrow \text{instabil} \quad (3.39b)$$

$$\forall i \Re\{\underline{\lambda}_i(\mathbf{A}_s)\} \leq 0 \wedge \exists i \Re\{\underline{\lambda}_i(\mathbf{A}_s)\} = 0 \rightarrow \text{grenzstabil} \quad (3.39c)$$

Die Kenntnis der Abhängigkeit der Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$ erlaubt eine Optimierung der Kleinsignalstabilität des Gesamtsystems durch gezielte Anpassung, beispielsweise von Reglerparametern. Darüber hinaus können sofort Aussagen über das Dämpfungsverhalten ζ_i sowie Eigenfrequenz f_i des i -ten Eigenwerts $\underline{\lambda}_i$ getroffen werden [133].

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\Re\{\underline{\lambda}_i\}^2 + \Im\{\underline{\lambda}_i\}^2} = \frac{|\underline{\lambda}_i|}{2\pi} \quad (3.40a)$$

$$\zeta_i = -\frac{1}{\sqrt{\Re\{\underline{\lambda}_i\}^2 + \Im\{\underline{\lambda}_i\}^2}} \cdot \Re\{\underline{\lambda}_i\} = \frac{-\Re\{\underline{\lambda}_i\}}{|\underline{\lambda}_i|} \quad (3.40b)$$

Die Grundlagen dieser Art der Stabilitätsbetrachtung liefern die Formulierung der Differenzialgleichungen des Gesamtsystems, die Abbildung der Differenzialgleichungen als Zustandsraummodell, die lineare Approximation des Zustandsraummodells um einen definierten Arbeitspunkt und die Berechnung und Analyse der komplexen Eigenwerte der Zustandsmatrix \mathbf{A}_s [131].

3.3.1 LINEARISIERUNG

Die lineare Approximation nichtlinearer Zustandsgleichungen, wie beispielsweise durch trigonometrische Funktionen, Multiplikationen oder Divisionen, weist somit einen elementaren Bestandteil der Kleinsignalstabilitätsanalyse auf. Der offensichtlichste Ansatz zur Linearisierung einer beliebigen Funktion $y = f(x)$ erfolgt durch die Verwendung einer Tangente y_T als lineare Näherung der Originalfunktion.

$$y \approx y_T = y_0 + \Delta y = f(x_0) + \frac{df(x)}{dx} \cdot (x - x_0) \quad (3.41)$$

Die Erweiterung dieser Linearisierungsmethode für die Abhängigkeit verschiedener Zustandsgrößen kann durch Gleichung (3.42) durchgeführt werden [45]. Hierbei erfolgt die Linearisierung

durch die Überlagerung der Tangentenfunktionen im Arbeitspunkt x_{10}, \dots, x_{n0} . Gleichung (3.42) repräsentiert die lineare Näherung durch eine Taylorreihe, wie in Gleichung (1.26) für trigonometrische Funktionen verwendet.

$$y \approx y_T = y_0 + \Delta y = f(x_{10}, \dots, x_{n0}) + \sum_{i=1}^n \left. \frac{\partial f(x_1, \dots, x_n)}{\partial x_i} \right|_{x_{10}, \dots, x_{n0}} \cdot (x_i - x_{i0}) \quad (3.42)$$

Wenn ein dynamisches System mit Totzeiten τ_d zur Kleinsignalstabilitätsanalyse als zeitinvariantes lineares System modelliert wird, resultiert aufgrund dieser Totzeiten eine Übertragungsfunktion als transzendente Funktion [134]. Um das mathematische Handling solcher Totzeiten, die im Laplacebereich durch eine Exponentialfunktion, wie in Gleichung (3.22) dargestellt, beschrieben werden, zu vereinfachen, werden derartige Funktionen oftmals durch die sogenannte Padé-Approximation auf Basis rationaler Funktionen angenähert,

$$e^{-\tau_d \cdot s} \approx \sum_{i=0}^{m+n} (-1)^i \cdot \frac{(\tau_d \cdot s)^i}{i!} = \frac{\sum_{i=0}^m p_i (\tau_d \cdot s)^i}{\sum_{i=0}^n q_i (\tau_d \cdot s)^i} \quad (3.43)$$

wobei m der Ordnungszahl des Nenners und n der Ordnungszahl des Zählers entspricht [128]. Die Koeffizienten p_i und q_i werden für den Fall $m = n$, also mit der definierten Ordnungszahl n , durch Gleichung (3.44) bestimmt [134].

$$p_i = (-1)^i \cdot \frac{(2 \cdot n - i)! \cdot n!}{(2 \cdot n)! \cdot i!(n - i)!} \quad (3.44a)$$

$$q_i = \frac{(2 \cdot n - i)! \cdot n!}{(2 \cdot n)! \cdot i!(n - i)!} \quad (3.44b)$$

Somit ergibt sich beispielsweise für ($m = n$) die Padé-Approximation zweiter Ordnung einer Totzeit zu der in Gleichung (3.45) dargestellten rationalen Funktion [128].

$$e^{-\tau_d \cdot s} \approx \frac{1 - \frac{1}{2} \cdot \tau_d \cdot s}{1 + \frac{1}{2} \cdot \tau_d \cdot s} \quad (3.45)$$

Neben dieser Art Totzeiten zu approximieren, die oftmals pauschal vernachlässigt werden, wird auch die einfachste Variante einer klassischen Verzögerung erster Ordnung (PT1) herangezogen, wie sie beispielsweise in [36, 45, 118] verwendet wird. Hierbei empfiehlt sich eine Anpassung der resultierenden Zeitkonstante, sodass die nachfolgende Zustandsgleichung abgebildet wird.

$$\frac{dx_{\tau_d}}{dt} = \frac{5}{\tau_d} \cdot (u_{\tau_d} - x_{\tau_d}) \quad (3.46)$$

In Gleichung (3.46) definiert x_{τ_d} den Integratorzustand und u_{τ_d} den Eingangswert der PT1-Approximation für die Totzeit τ_d .

Zur Herleitung des vollständigen linearisierten Zustandsraummodells, welches die Grundlage der nachfolgenden Kleinsignalstabilitätsuntersuchung bildet und somit auch die Stabilitätsgrenzen festlegt, werden zunächst die nichtlinearen Differenzialgleichungen der Modellbildung des Netz- und Umrichtersystems aus Kapitel 3.1 sowie das vollständige Regelungsmodell aus den Kapiteln 1.2.1 und 1.2.2 formuliert. Die nachfolgende Linearisierung umfasst insbesondere die Winkelfunktionen, Divisionen, Multiplikationen und Wurzelfunktionen. Auf eine Visualisierung der resultierenden Matrizen des Zustandsraummodells und der linearisierten Zustandsgleichung wird aus Übersichtsgründen bewusst verzichtet. Die gesamte Modellbildung des netzstützenden Umrichtersystems (grid-supporting) umfasst den Zustands- und Eingangsvektor gemäß Gleichung (3.47). Darüber hinaus sind zum Verständnis der Dimensionen des Modells in Gleichung

(3.48) schematisch die Zustandsmatrix $\mathbf{A}_{s,\text{NSF}}$ und die Steuermatrix $\mathbf{B}_{s,\text{NSF}}$ des linearisierten Zustandsraummodells für den netzstützenden (grid-supporting; gs) Umrichter dargestellt.

$$\Delta \mathbf{x}_{\text{NSF}} = (\Delta x_{\text{NSF}1}, \dots, \Delta x_{\text{NSF}40})^T \quad (3.47a)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{\text{NSF}} = (\hat{u}_{0g}, P_g^*, \omega_0, P^*, Q^*)^T \quad (3.47b)$$

Hierbei entspricht \hat{u}_{0g} der Referenzspannungsamplitude, P_g^* dem Wirkleistungsarbeitspunkt und ω_0 der Referenzkreisfrequenz des Netzmodells. Darüber hinaus definieren P^* und Q^* den Wirk- und Blindleistungsreferenzwert der netzstützenden Umrichterregelung.

$$\mathbf{A}_{s,\text{NSF}} = \begin{pmatrix} a_{1,1} & \cdots & a_{1,40} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{40,1} & \cdots & a_{40,40} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B}_{s,\text{NSF}} = \begin{pmatrix} b_{1,1} & \cdots & b_{1,5} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{40,1} & \cdots & b_{40,5} \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

Diese Modellbildung liefert die Grundlage für die nachfolgenden Stabilitätsuntersuchungen.

3.3.2 MODELL VALIDIERUNG

Vor der Bestimmung der Stabilitätsgrenzen auf Basis des Kleinsignalmodells, muss die Gültigkeit der Modellbildung nachgewiesen werden. Hierfür wird ein dynamisches Simulationsmodell des netzstützenden Umrichtersystems mit *MATLAB Simulink*, einem Tool für transiente elektromagnetische Vorgänge (electromagnetic transient; EMT), berechnet und mit dem nichtlinearen Modell im rotierenden Koordinatensystem unter Berücksichtigung der Zustandsgleichungen (differential-algebraic system of equations; DAE) und dem linearisierten Kleinsignalmodell (small-signal model; SSM) verglichen. Das hierfür verwendete Szenario repräsentiert Wirkleistungsreferenzwertänderungen ΔP^* des Umrichtersystems. Abbildung 3.8 zeigt die resultierenden Raumzeigerleistungen \hat{P}_U, \hat{Q}_U nach Gleichung (1.14) sowie die identifizierte Netzfrequenz f_c unter Berücksichtigung der Messwertverarbeitung auf Basis der entsprechenden Modelle.

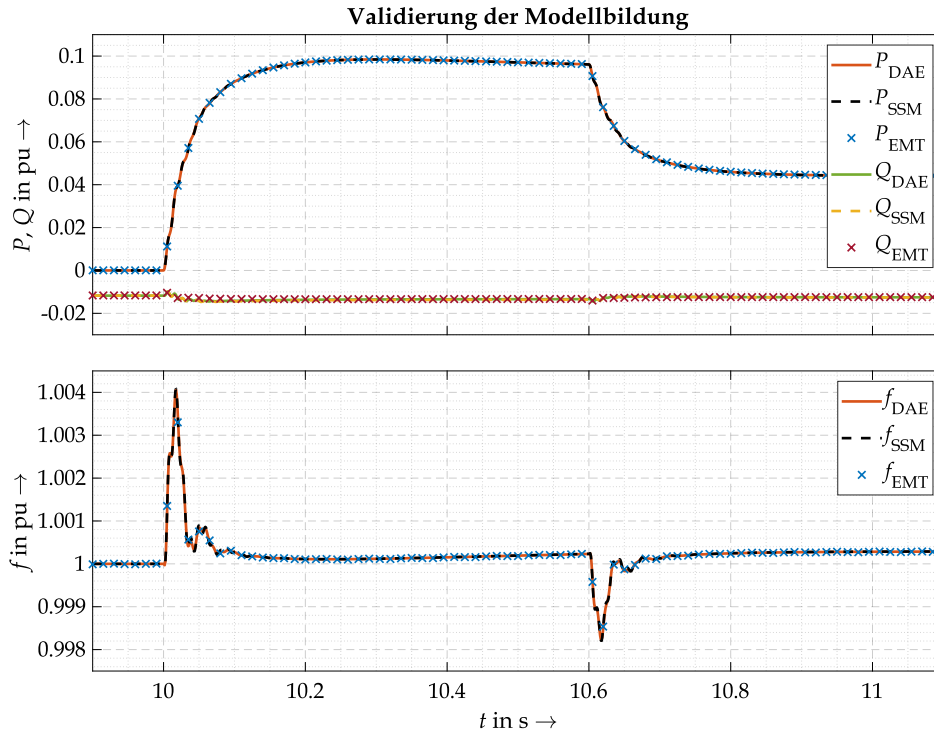


Abbildung 3.8: Validierung des Frequenz-Wirkleistungsverhaltens der linearen und nichtlinearen Zustandsraumbeschreibung anhand eines EMT-Referenzmodells.

Relevante Parameter und Rahmenbedingungen können im Anhang A.3 eingesehen werden. Die Ergebnisse zeigen eine präzise Modellbildung und Linearisierung um den hierbei definierten Arbeitspunkt ($\mathbf{u}_0, \mathbf{x}_0, \mathbf{y}_0$) und ein valides Verhalten bei zusätzlichen Referenzwertänderungen des Umrichtersystems. Die Approximation der Frequenzvariabilität im rotierenden Raumzeigermodell weist, durch die zusätzliche Störgrößenaufschaltung nach Gleichung (3.27), ebenfalls ein hinreichend genaues Verhalten auf. Somit ist eine Analyse des frequenzstützenden Verhaltens auf Basis einer (schnellen) Primärregelung des Umrichtersystems praktikabel.

Neben dem physikalischen Zusammenhang von Frequenz und Wirkleistung in einem elektrischen Energieversorgungsnetz, liegt auch ein direkter Bezug zwischen Spannungsamplitude und Blindleistung vor [49]. Zur Analyse dieser Beziehung wird in Abbildung 3.9 die Spannungsänderung $\Delta \hat{u}_Q$ bei aufeinanderfolgenden Blindleistungsreferenzwertänderungen ΔQ^* betrachtet. Aufgrund der hohen Dynamik der verwendeten Phasenregelschleife, wird gemäß Gleichung (1.11) \tilde{u}_{dQ} als identifizierte Netzspannungsamplitude unter Berücksichtigung der Messwertverarbeitung betrachtet. Zusätzlich bildet diese Raumzeigerspannung die Führungsgröße der proportionalen $Q(\hat{u})$ -Statik und beeinflusst entsprechend aktiv den Umrichterarbeitspunkt. Um zusätzlich den Einfluss des initialen Umrichterbetriebszustandes zu berücksichtigen, wird diese Analyse bei stationärer Wirkleistungsvorgabe von $P_0^* = 0,5$ pu durchgeführt.

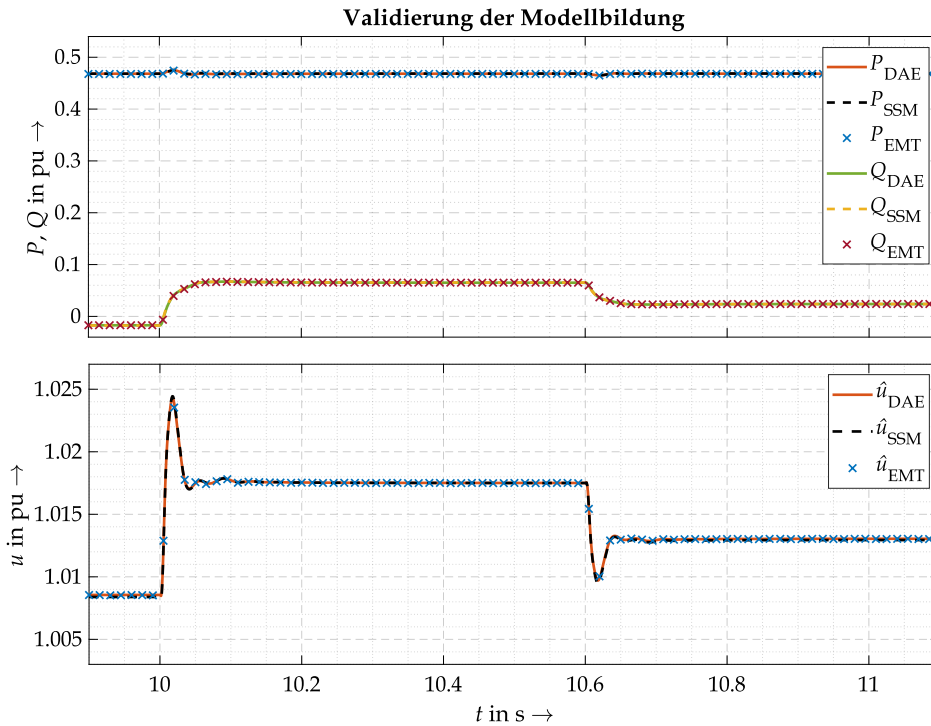


Abbildung 3.9: Validierung des Spannungs-Blindleistungsverhaltens der linearen und nichtlinearen Zustandsraumbeschreibung anhand eines EMT-Referenzmodells.

Ein prägnantes Merkmal der Validierungsergebnisse aus Abbildung 3.8 und 3.9 ist, dass der definierte initiale Betriebszustand des Umrichtersystems keinen Einfluss auf die Gültigkeit der Modellbildung aufweist. Der potenzielle Linearisierungsfehler des Kleinsignalmodells ist lediglich von der Größe der Zustandsänderungen und nicht vom initialen Arbeitspunkt abhängig, was auch aus Gleichung (3.41) ersichtlich ist. Dementsprechend können variable Grundzustände des Systems für die Stabilitätsuntersuchungen definiert werden. Darüber hinaus decken sich die Ergebnisse der Zustandsraummodelle mit dem EMT-Modell im zeitlichen Verlauf des analysierten Szenarios, sodass eine Gültigkeit um den definierten Arbeitspunkt vorliegt.

Die dargestellten Validierungsergebnisse repräsentieren eine Vielzahl an Untersuchungen im gesamten Validierungsprozess. Zusammengefasst weist sowohl das nichtlineare als auch das li-

nerarisierte Zustandsraummodell ein valides Verhalten bei hinreichend kleinen Zustandsänderungen auf, sodass diese Modellierung des Netz- und Umrichtersystems für die nachfolgende Definition der Stabilitätsgrenzen netzstützender Umrichtersysteme verwendet wird.

3.3.3 VARIATION DES ARBEITSPUNKTES

Wie einleitend in diesem Kapitel beschrieben, kann die Stabilität eines linearen zeitinvarianten Systems durch die komplexen Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$ der Zustandsmatrix \mathbf{A}_s analysiert werden. Diese analytische Methode wird in den nachfolgenden Abschnitten verwendet, um Aussagen über die Stabilität des Umrichtersystems unter variierenden Betriebszuständen zu treffen.

Regenerative Energiequellen speisen im ungestörten Betriebszustand die verfügbare Primärenergie als elektrische Leistung in das Energieversorgungsnetz ein. Da die Primärleistungsvorgabe P_0 von äußeren Umgebungsbedingungen wie dem Wind- oder Sonnenangebot abhängig ist, variiert entsprechend der Arbeitspunkt des Umrichtersystems. Abbildung 3.10 zeigt den Verlauf der Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$ für den gesamten Wirkleistungsbereich P^* bei $\text{SCR} = 3$.

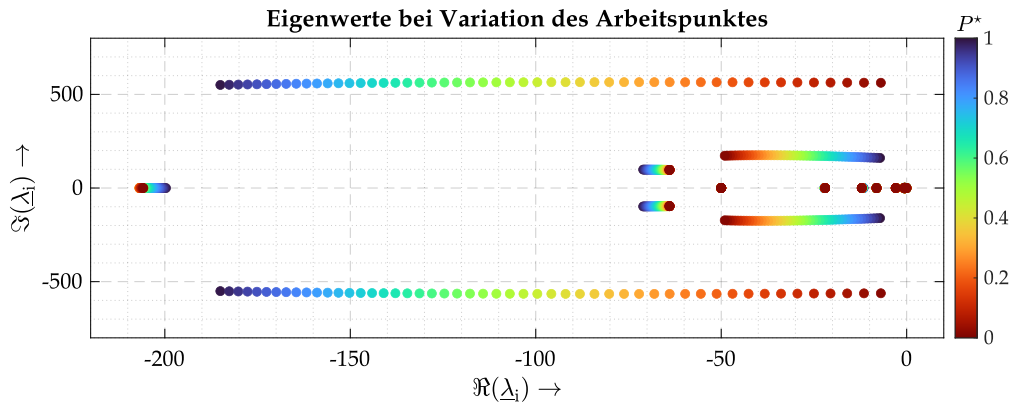


Abbildung 3.10: Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Wirkleistungsarbeitspunktes P^* bei ($\text{SCR} = 3$).

Die Ergebnisse weisen keine Instabilitäten für den analysierten Betriebsbereich auf, sodass für ein nach [38] als stark klassifiziertes Netz, der gesamte Wirkleistungsbereich eingestellt werden kann. Aufgrund der überlagerten netzstützenden Systemdienstleistungen des Umrichtersystems, kombiniert mit der sehr geringen Überlastfähigkeit leistungselektronischer Systeme, ist eine präzise Strombegrenzung notwendig. Insbesondere bei großer Primärleistungsvorgabe P_0 und entsprechend großem Wirkleistungsarbeitspunkt des Umrichtersystems P^* können Zustandsänderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q schnell zu Überlastungen führen. Die dynamische Spannungsorientierung sowie die innere Stromregelung des Regelungsprinzips ermöglichen eine Strombegrenzung auf Basis der Referenzleistungen [26, 65].

$$P_{rl}^* = \text{sat}(P_r^*, P_{\max}^*) = \begin{cases} P_r^*, & \text{für } |P_r^*| < P_{\max}^* \\ \text{sgn}(P_r^*) P_{\max}^*, & \text{für } |P_r^*| \geq P_{\max}^* \end{cases} \quad (3.49)$$

Da leistungselektronische Stellglieder durch den maximalen Strombetrag limitiert sind, muss zur Begrenzung die aktuelle Netzspannung berücksichtigt werden. Die maximale Referenzwirkleistung ergibt sich demnach zu

$$P_{\max}^* = \frac{|\tilde{u}_{Qd}|}{\hat{u}_{nQ}} \cdot S_{nU} \quad (3.50)$$

wobei \hat{u}_{nQ} der Bemessungsspannungsamplitude des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_Q am Anschlusspunkt des leistungselektronischen Stellgliedes und S_{nU} der Bemessungsscheinleistung des Umrichtersystems entspricht. Bei einer priorisierten Wirkleistungseinspeisung P_r^* muss der aktuelle Arbeitspunkt P_{rl}^* für die maximal zulässige Blindleistungsbereitstellung Q_r^* berücksichtigt

werden. Allgemein kann die Priorisierung auch umgekehrt erfolgen. In diesem Fall wird die dargestellte Leistungsbegrenzung nach Gleichung (3.49) bis (3.52) alterniert.

$$Q_{rl}^* = \text{sat}(Q_r^*, Q_{\max}^*) = \begin{cases} Q_r^*, & \text{für } |Q_r^*| < Q_{\max}^* \\ \text{sgn}(Q_r^*)Q_{\max}^*, & \text{für } |Q_r^*| \geq Q_{\max}^* \end{cases} \quad (3.51)$$

Die begrenzende Blindleistung Q_{\max}^* ergibt sich nach Gleichung (3.52) und berücksichtigt sowohl den aktuellen Wirkleistungsarbeitspunkt P_{rl}^* als auch die identifizierte Netzspannung \tilde{u}_{Qd} .

$$Q_{\max}^* = \sqrt{\left(\frac{|\tilde{u}_{Qd}|}{\hat{u}_{nQ}} \cdot S_{nU}\right)^2 - (P_{rl}^*)^2} \quad (3.52)$$

Die Limitierung des Umrichterstroms i_U auf den Maximalwert kann auch über eine Begrenzung der Referenzströme in Analogie zur Leistungsbegrenzung erfolgen [65, 135]. Dies bietet den Vorteil, dass eine vom Nominalwert abweichende Netzspannung u_Q nicht für die Berechnung der Grenzwerte berücksichtigt werden muss. Unter der Annahme einer Wirkleistungspriorisierung kann der Wirkstrom gemäß Gleichung (3.53) begrenzt werden.

$$i_{dl}^* = \text{sat}(i_d^*, \hat{i}_{nU}) = \begin{cases} i_d^*, & \text{für } |i_d^*| < \hat{i}_{nU} \\ \text{sgn}(i_d^*)\hat{i}_{nU}, & \text{für } |i_d^*| \geq \hat{i}_{nU} \end{cases} \quad (3.53)$$

Hierbei definiert \hat{i}_{nU} den Scheitelwert des Umrichternennstroms i_{Un} . In Analogie zur Blindleistungsbegrenzung erfolgt die Berechnung des maximal zulässigen Blindstroms auf Basis des aktuellen Referenzwirkstroms i_{dl}^* .

$$i_{ql}^* = \text{sat}(i_q^*, \hat{i}_{nU}, i_{dl}^*) = \begin{cases} i_q^*, & \text{für } |i_q^*| < \sqrt{(\hat{i}_{nU})^2 - (i_{dl}^*)^2} \\ \text{sgn}(i_q^*)\sqrt{(\hat{i}_{nU})^2 - (i_{dl}^*)^2}, & \text{für } |i_q^*| \geq \sqrt{(\hat{i}_{nU})^2 - (i_{dl}^*)^2} \end{cases} \quad (3.54)$$

Bei Limitierung des Umrichterstroms i_U durch eine Referenzstrombegrenzung, wie in Gleichung (3.53) und (3.54) vorgestellt, muss besonders auf eine geeignete Begrenzung und Anti-Windup-Methode überlagerter Leistungsregler geachtet werden. Liegt ein strombegrenzender Betriebszustand vor, kann eine weitere Erhöhung der Referenzleistungen P_r^*, Q_r^* durch die netzspannungsabhängigen Statikvorgaben einen Windup-Effekt des Integralanteils der Leistungsregler hervorrufen. In einem solchen Fall ist die Rückführung des Regelkreises aufgrund der aktiven Stellgrößenbeschränkung i_d^*, i_q^* unwirksam, sodass der Integrator bei konstanter Regelabweichung ($P_r^* - \tilde{P}_U$) oder ($Q_r^* - \tilde{Q}_U$) einen nicht wirksamen betragsmäßigen Anstieg der Stellgröße bewirkt [136]. Wirksame Gegenmaßnahmen zur Vermeidung des Windup-Effekts im strombegrenzten Umrichterbetrieb können [33, 136] entnommen werden.

Wird eine Überlastung des leistungselektronischen Systems durch eine geeignete Umrichterstrombegrenzung ausgeschlossen, sind bei variierenden Arbeitspunkten P^* des Umrichtersystems keine Instabilitäten bei der analysierten Netzkurzschlussleistung bzw. Netzimpedanz zu erwarten. In dieser ersten Analyse ist ein nach [38] starkes Netzgebiet abgebildet. Zur Berücksichtigung des Einflusses der Netzimpedanz auf die Stabilität des Umrichtersystems, auch in Abhängigkeit des Umrichterarbeitspunktes, wird im nachfolgenden Abschnitt die Stabilitätsgrenze in Abhängigkeit des Kurzschlussleistungsverhältnisses (SCR) fokussiert betrachtet.

3.3.4 REDUZIERUNG DER NETZKURZSCHLUSSLEISTUNG

Die zuverlässige elektrische Spannungsversorgung ist auch in schwachen Netzgebieten mit geringer Kurzschlussleistung bzw. großer Netzimpedanz eine wichtige Stabilitätsanforderung für zukünftige Energieversorgungssysteme. Zur Festlegung der Stabilitätsgrenze eines netzstützenden Umrichtersystems wird die klassisch definierte Kurzschlussleistung S_k'' und somit die Innenimpedanz der Netzspannungsquelle Z_g iterativ reduziert und die resultierenden Eigenwerte der

Zustandsmatrix \mathbf{A}_{sNSF} analysiert. Die zugrundeliegende Parametrierung der Umrichterregelung ist in Anhang A.3 dargestellt, wobei der Einfluss der Regelungsparameter auf die Stabilitätsgrenze des Systems im nächsten Abschnitt 3.3.5 explizit betrachtet wird.

Abbildung 3.11 zeigt den Verlauf der Eigenwerte in Abhängigkeit des Kurzschlussleistungsverhältnisses (SCR) mit einer identifizierten Stabilitätsgrenze bei $\text{SCR} \approx 1,8$ und somit gemäß der Klassifizierung aus [38] im Bereich sehr schwacher Netze. Die Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$ beim Übergang in den instabilen Bereich und dem entsprechenden Abbruchkriterium sind rot hervorgehoben, wie es auch in der SCR-Farbskala von Abbildung 3.11 dargestellt ist.

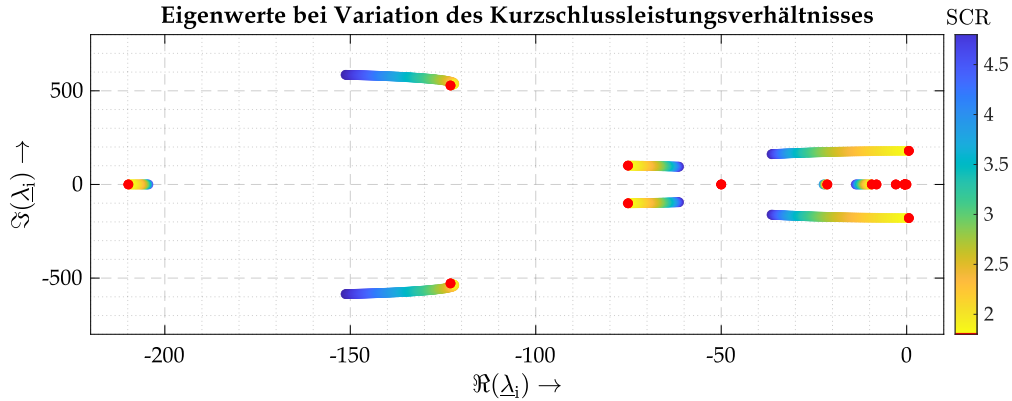


Abbildung 3.11: Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Kurzschlussleistungsverhältnisses SCR bei ($P^* = 0,6$ pu).

Aufgrund der erhöhten Netzimpedanz \underline{Z}_g in schwachen Netzgebieten wirken sich Zustandsänderungen stärker auf den Netzspannungsraumzeiger \mathbf{u}_Q am Netzanschlusspunkt des Umrichtersystems aus. Die dynamische Spannungsorientierung netzspannungsfolgender Umrichtersysteme, kombiniert mit einer hohen Dynamik des inneren Stromregelungssystems, führt somit zu Instabilitäten. Insbesondere schnelle zusätzliche Systemdienstleistungen eines netzstützenden Umrichtersystems verstärken diese potenziellen Instabilitäten, da die Referenzleistungen P_r^* , Q_r^* auf Basis des fluktuierenden Netzspannungsraumzeigers am Netzanschlusspunkt \mathbf{u}_Q aktiv nachgeführt werden. Die hieraus resultierende dynamische Anpassung der Umrichterspannung \mathbf{u}_U auf Basis der identifizierten Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_Q$ sorgt für Interaktionen zwischen Netz- und Umrichtersystem und somit zu den aus Abbildung 3.11 ersichtlichen Instabilitäten.

Um zusätzlich den Einfluss des Arbeitspunktes sowie der Zeitkonstante der überlagerten Systemdienstleistungen – in diesem Fall die Zeitkonstante der (schnellen) Primärregelung – des netzstützenden Umrichtersystems einzubeziehen, kommt für die nachfolgenden Untersuchungen der auf der nächsten Seite in Tabelle 3.1 dargestellte Algorithmus zum Einsatz. Die Grenzen sowie die Schrittweite der variierten Variablen sind in Gleichung (3.55) dargestellt.

$$\mathbf{P}^* = (0,3 \text{ pu}, 0,6 \text{ pu}, 0,9 \text{ pu})^T \quad (3.55a)$$

$$\boldsymbol{\tau}_{fPc} = (10 \text{ ms}, 11 \text{ ms}, \dots, 499 \text{ ms}, 500 \text{ ms})^T \quad (3.55b)$$

$$\mathbf{SCR} = (0, 0,001, \dots, 3,499, 3,5)^T \quad (3.55c)$$

Insgesamt umfasst diese Studie gemäß Gleichung (3.56) potenziell $n_{\text{sim,max}}$ Berechnungen, die genaue Anzahl ist variabel und abhängig vom Abbruchkriterium des Algorithmus, woraus die Vorteile dieser Modellbildung und Form der Analyse ersichtlich werden. Aufgrund des erheblich erhöhten Simulationsaufwandes von EMT-Modellen, wäre ein solcher Umfang nicht praktikabel.

$$n_{\text{sim,max}} = n_{P^*} \cdot n_{\boldsymbol{\tau}_{fPc}} \cdot n_{\text{SCR}} = 5.156.973 \quad (3.56)$$

In Gleichung (3.56) entsprechen n_{P^*} , $n_{\boldsymbol{\tau}_{fPc}}$, n_{SCR} der jeweiligen Anzahl der Einträge für die zur Untersuchung definierten Vektoren \mathbf{P}^* , $\boldsymbol{\tau}_{fPc}$, \mathbf{SCR} aus Gleichung (3.55).

Tabelle 3.1: Algorithmus zur Definition der Stabilitätsgrenzen (Darstellung orientiert an [128]).

Algorithmus: Iterative Eigenwertberechnung bei variabler Parametrierung

```

01: init Modell initialisieren (variable Werte werden im Algorithmus überschrieben)
02: for  $\nu = \nu_{\min} : \nu_{\text{step}} : \nu_{\max}$ 
03:    $P^* = P^*(\nu)$ 
04:   for  $\mu = \mu_{\min} : \mu_{\text{step}} : \mu_{\max}$ 
05:      $\tau_{fPc} = \tau_{fPc}(\mu)$ 
06:     for  $m = m_{\min} : m_{\text{step}} : m_{\max}$ 
07:        $\text{SCR} = \text{SCR}(m)$ 
08:       Zustandsmatrix berechnen  $A_{\text{sgs}}(P^*, \tau_{fPc}, \text{SCR})$ 
09:       Eigenwerte berechnen  $\underline{\lambda}(A_{\text{sgs}})$ 
10:       Realteil der Eigenwerte bewerten  $\Re\{\underline{\lambda}(A_{\text{sgs}})\}$ 
11:       if  $\exists \Re\{\underline{\lambda}(A_{\text{sgs}})\} \geq 0$ 
12:         Stabilitätsgrenze erreicht ( $P_{\text{lim}}^* = P^*, \tau_{fPc\text{lim}} = \tau_{fPc}, \text{SCR}_{\text{lim}} = \text{SCR}$ )
13:         Abbruch der Schleife (break)
14:       end
15:     end
16:   end
17: end

```

Die generierten Ergebnisse dieser Untersuchung sind grafisch in Abbildung 3.12 dargestellt. Insgesamt umfasst der grüne Bereich alle stabilen Betriebszustände, wohingegen der gelbe Bereich den Übergang vom stabilen in den instabilen Betrieb, in Abhängigkeiten des definierten Wirkleistungsarbeitspunktes P^* , darstellt. Alle rot markierten Parameterpaare bilden gemäß der durchgeführten Kleinsignalstabilitätsanalyse instabile Betriebszustände.

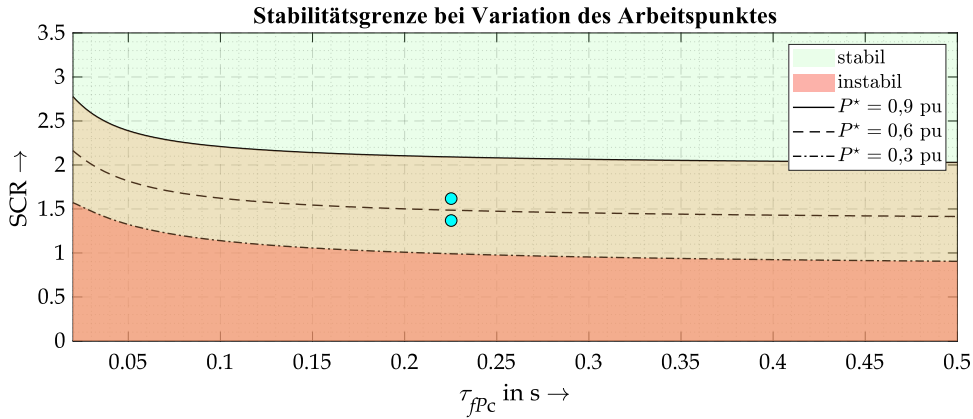


Abbildung 3.12: Stabilitätsgrenze bei Variation der Netzstärke SCR und der Dynamik τ_{fPc} der (schnellen) Primärregelung des netzstützenden Umrichtersystems bei verschiedenen initialen Wirkleistungsarbeitspunkten P^* .

Hieraus wird ersichtlich, dass netzstützende Umrichtersysteme mit geringerem initialen Arbeitspunkt P^* eine geringere Stabilitätsgrenze aufweisen. Diese charakteristische Eigenschaft ist insbesondere auf die größere notwendige Änderung der Umrichterspannung u_U aufgrund der erhöhten Netzimpedanz Z_g zurückzuführen. Der negative Effekt eines erhöhten Wirkleistungsarbeitspunktes P^* auf die Kleinsignalstabilität deckt sich mit den Erkenntnissen aus [128]. Zusätzlich wirkt sich eine dynamische Anpassung des resultierenden Wirkleistungsarbeitspunk-

tes P_r^* als (schnelle) Primärregelung negativ auf die Kleinsignalstabilität aus. Fluktuationen des Netzspannungsraumzeigers am Netzanschlusspunkt des Umrichtersystems u_Q werden teilweise als Frequenzänderungen Δf_Q identifiziert. Die Abweichungen werden in Abhängigkeit der Statik als Wirkleistungsanpassung ΔP_{fP} umgesetzt und sorgen bei Unterschreiten der Stabilitätsgrenze aus Abbildung 3.12 (gelber bzw. roter Bereich) für einen un stetigen Betriebszustand.[45]

Zur Validierung der spezifizierten Stabilitätsgrenzen werden die cyan hervorgehobenen Betriebspunkte mit einem detaillierten EMT-Modell des Gesamtsystems abgeglichen, wozu das Umrichtersystem mit den stationären Parametern ($P^* = 0,6$ pu, $D_{fPC} = 0,05$ und $\tau_{fPC} = 0.225$ s) betrieben wird. Gemäß Abbildung 3.13 sorgt eine partielle Netzabtrennung des Netzes 2 bei $t = 10$ s für eine sprunghafte Änderung des Kurzschlussleistungsverhältnisses (SCR), sodass die differenten Betriebszustände, wie in Abbildung 3.12 hervorgehoben, resultieren.

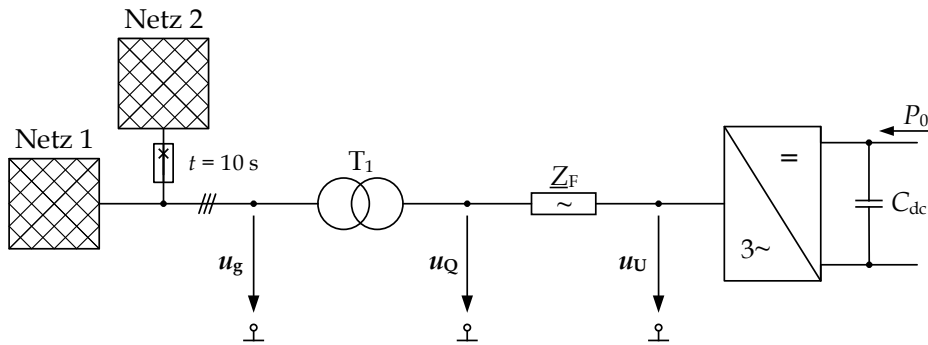


Abbildung 3.13: Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells.

Hierbei liegt im ersten Fall das verbleibende Kurzschlussleistungsverhältnis zwischen Netz 1 und Umrichtersystem mit $SCR = 1,60$ über und im zweiten Fall mit $SCR = 1,35$ unter der definierten Stabilitätsgrenze des Systems. Die zeitlichen Verläufe aus Abbildung 3.14 zeigen die Leistungsantwort des netzstützenden Umrichtersystems \tilde{P}_U, \tilde{Q}_U auf die partielle Netzabtrennung von Netz 2 für den spezifizierten stabilen und instabilen Betriebszustand. Die Ergebnisse zeigen für den oberhalb der Stabilitätsgrenze definierten Betriebszustand eine gedämpfte Leistungspendelung des Umrichtersystems als Antwort auf die partielle Netzabtrennung. Abweichend hierzu resultiert für den unterhalb der Stabilitätsgrenze definierten Betriebszustand eine Leistungspendelung mit zeitlich steigender Amplitude. Dieser Betriebszustand weist somit ein instabiles Verhalten auf, wobei erhöhte Interaktionen zwischen Netz- und Umrichtersystem auftreten.

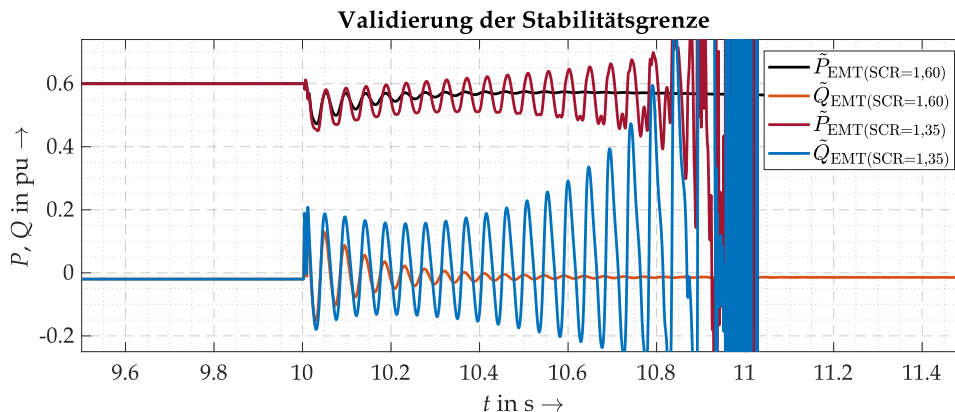


Abbildung 3.14: Validierung der Stabilitätsgrenze durch detaillierte EMT-Simulationen.

Die Darstellung der Leistungsverläufe in Abbildung 3.14 wird für den instabilen Betrieb ab $t \geq 11,025$ s unterbrochen, da zeitlich nachgelagert keine realistischen Leistungswerte ermittelt werden können. Punktuell bestätigt diese Validierung die spezifizierte Stabilitätsgrenze des netz-

stützenden Umrichtersystems zwischen den in Abbildung 3.12 fokussierten Betriebszuständen. Die auf Basis der Eigenwertanalyse mathematisch identifizierte Kleinsignalstabilitätsgrenze des netzstützenden Umrichtersystem liegt bei $SCR_{\Delta} = 1,47$.

Zur Analyse der Auswirkungen überlagerter Systemdienstleistungen des netzstützenden Umrichtersystems auf die resultierenden Stabilitätsgrenzen, werden im nachfolgenden Abschnitt die Eigenschaften der hinterlegten Kennlinien zur Anpassung der Leistungsreferenzwerte P_r^* , Q_r^* auf Basis des aktuellen Netzzustands zusätzlich variiert.

3.3.5 ÄNDERUNG DER NETZSTÜTZENDEN DYNAMIK

Netzstützende Umrichtersysteme sind durch eine aktive Anpassung des Arbeitspunktes, als Antwort auf eine vom Referenzwert abweichende Netzspannung am Anschlusspunkt des leistungselektronischen Stellglieds \mathbf{u}_Q , charakterisiert. Die zusätzlichen Systemdienstleistungen sind überwiegend durch amplituden- oder frequenzabhängigen Kennlinien (Statiken) mit den Steigungen D_{fP_c} und $D_{\hat{u}Q_c}$ definiert. Da die aktive Bereitstellung von Wirkleistung als (schnelle) Primärregelung oder auch Fast-Frequency-Response (FFR) zur Erhaltung der Systemstabilität, wie beispielsweise auch in [137] untersucht oder in [96] beschrieben, in der Forschung deutlich mehr diskutiert wird als eine aktive Bereitstellung von Blindleistung zur Spannungsstützung, wird der entsprechende Einfluss dieser Systemdienstleistung auf die Stabilitätsgrenzen fokussiert [9, 46]. Darüber hinaus zeigen die Ergebnisse in [59, 128] den deutlich größeren Effekt der Wirkleistungsstatik D_{fP_c} auf die Stabilitätsgrenzen eines netzfolgenden Umrichtersystems im direkten Vergleich zur Variation der Blindleistungsstatik $D_{\hat{u}Q_c}$. Als zusätzlichen Freiheitsgrad der Analyse wird, wie schon in Kapitel 3.3.3, die Zeitkonstante der schnellen Primärregelung τ_{fP_c} und die Netzimpedanz \underline{Z}_g durch die Variation des Kurzschlussleistungsverhältnisses SCR angepasst. Zur Bestimmung der nachfolgenden Stabilitätsgrenzen kommt ebenfalls der in Tabelle 3.1 vorgestellte Algorithmus in einer entsprechend angepassten Version zum Einsatz.

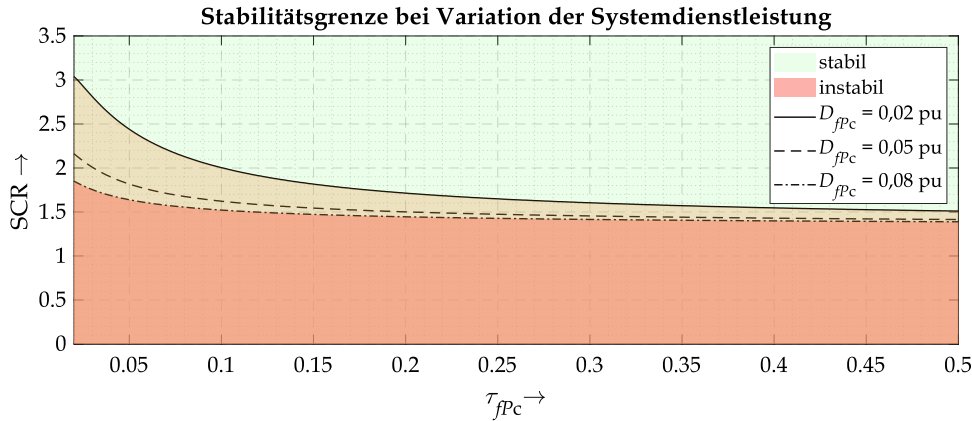


Abbildung 3.15: Stabilitätsgrenze bei Variation der Netzstärke SCR und der Dynamik τ_{fP_c} der (schnellen) Primärregelung des netzstützenden Umrichtersystems bei verschiedenen Steigungen der Frequenz-Wirkleistungskennlinie D_{fP_c} .

Die Grenzen der Untersuchung sowie die abgebildete Schrittweite der variierten Variablen sind in Gleichung (3.57) dargestellt.

$$D_{fP_c} = (0,02 \text{ pu}, 0,05 \text{ pu}, 0,06 \text{ pu})^T \quad (3.57a)$$

$$\tau_{fP_c} = (10 \text{ ms}, 11 \text{ ms}, \dots, 499 \text{ ms}, 500 \text{ ms})^T \quad (3.57b)$$

$$SCR = (0, 0,001, \dots, 3,499, 3,5)^T \quad (3.57c)$$

Die Ergebnisse aus Abbildung 3.15 zeigen, dass in schwachen und sehr schwachen Netzgebieten, nach der Klassifizierung aus [38], größere Statik-Koeffizienten D_{fP_c} eine reduzierte Anregung des Gesamtsystems bieten. Hierbei ist zu beachten, dass entgegen der Definition des

Droop-Koeffizienten m_P bei der Umsetzung einer $\Delta\omega(\Delta P)$ -Kennlinie, wo der Koeffizient eine direkte Verstärkung repräsentiert, wie es beispielsweise in [52, 59, 127] der Fall ist, für die hier analysierte $\Delta P(\Delta f)$ -Kennlinie ein Verhalten gemäß des Kehrwerts von D_{fP_c} vorliegt. Gemäß dieser Umsetzung der Systemdienstleistung nach Abbildung 1.7 und insbesondere nach Gleichung (1.19) sorgen größere Statik-Koeffizienten D_{fP_c} für eine steilere Kennlinie und dementsprechend für eine reduzierte Netzstützung durch zusätzliche Wirkleistung $\Delta P_{DP}(f_c)$. Aufgrund eines eingeschränkten Beitrags reagiert das Umrichtersystem gemäßigt auf dynamische Änderungen der Netzfrequenz f_Q und bietet somit eine größere Stabilitätsreserve auch in schwachen Netzgebieten. Diese Schlussfolgerung deckt sich mit den Erkenntnissen aus [59] für netzfolgende Umrichtersysteme mit überlagerten Systemdienstleistungen. Darüber hinaus verdeutlichen die Ergebnisse aus Abbildung 3.15, dass auch die Dynamik der (schnellen) Primärregelung – insbesondere bei sehr geringen Zeitkonstanten τ_{fP_c} – einen erheblichen Einfluss auf die Stabilitätsgrenze aufweist, wohingegen der Einfluss der verwendeten Kennliniencharakteristik D_{fP_c} bei großer Zeitkonstante τ_{fP_c} vernachlässigbar wird. In schwachen Netzgebieten mit großer resultierender Netzimpedanz Z_g ist der netzstützende Beitrag eines netzspannungsfolgenden Umrichtersystem mit zusätzlichen Systemdienstleistungen jedoch sehr limitiert. Die Stabilitätsgrenzen widersprechen den Netzanforderungen, insbesondere in schwachen Netzen einen hohen stützenden Beitrag zu liefern. Ein aktiver, dynamischer und hoher netzstützender Beitrag zur Spannungsstützung auf Basis von Umrichtersystemen mit inhärentem Stromquellenverhalten ist ausschließlich in starken Netzen möglich. Bei geeigneter Parametrierung der implementierten Umrichterregelung hängt der maximal mögliche netzstützende Beitrag der zusätzlichen Systemdienstleistungen überwiegend von der Netzkurzschlussleistung S''_{kQ} am Anschlusspunkt des Umrichtersystems ab. [45]

Der Grenzfall $SCR \rightarrow 0$ repräsentiert die Bildung eines Inselnetzes ohne äußeres Netzgebiet bzw. die unendlich große resultierende Impedanz zwischen Umrichtersystem und Netzspannungsquelle. Aufgrund der schnellen Spannungsorientierung und inneren Stromregelung weisen netzspannungsfolgende Umrichtersysteme grundsätzlich und unabhängig von überlagerten Zusatzfunktionalitäten keine Inselnetzfähigkeit auf, was die dargestellten Ergebnisse dieses Abschnitts bestätigen. Aus diesem Grund wird auf eine explizite Untersuchung der Inselnetzfähigkeit netzspannungsfolgender Umrichtersysteme verzichtet. Zur Erhaltung einer stabilen Netzspannung in Inselnetzen oder sogar im »Stand-Alone-Betrieb« eines Umrichtersystems muss das implementierte Regelungsverfahren dem leistungselektronischen Stellglied das Attribut zum Spannungsquellenverhalten ermöglichen. [45]

3.4 ZWISCHENFAZIT: STABILITÄTSGRENZEN NETZSTÜTZENDER UMRICHTER

Netzstützende Umrichtersysteme können einen relevanten Beitrag zur Spannungs- oder Frequenzhaltung liefern. Insbesondere wenn Hersteller und Betreiber von netzgekoppelten Umrichtersystemen aufgrund der Qualitätssicherung zunächst an bewährten Regelungsstrukturen festhalten möchten, ermöglichen überlagerte Systemdienstleistungen netzstützende Eigenschaften des Umrichtersystems. Diese Zusatzfunktionalitäten, die in Abhängigkeit des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_Q eine Anpassung der Referenzleistungen P_r^*, Q_r^* durchführen, weisen jedoch in Kombination mit der inneren Struktur des netzspannungsfolgenden Regelungsprinzips relevante Stabilitätsgrenzen auf. Die Bereitstellung zusätzlicher Wirk- und Blindleistung erfolgt aktiv und benötigt somit eine dynamische Identifikation des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_Q . Aufgrund dieser notwendigen Dynamik reagiert das Umrichtersystem schnell auf Änderungen der Netzspannung, was in schwachen Netzen mit großer Netzimpedanz Z_g zu erhöhten Interaktionen und Instabilitäten führen kann. Die in diesem Kapitel dargelegten Stabilitätsgrenzen zeigen, dass der netzstützende Beitrag derartig geregelter Umrichtersysteme vornehmlich in Netzen limitiert ist, wo entsprechender Bedarf solcher Systemdienstleistungen zur Spannungsstabilisierung vorliegt.

Grundsätzlich lassen sich diese Stabilitätsgrenzen durch regelungstechnische Anpassungen optimieren, insbesondere für eine definierte Netzsituation, jedoch nicht vollständig vermeiden.

Um eine hohe Netzstabilität in zukünftigen Energieversorgungsnetzen sicherzustellen, wird demzufolge ein steigender Anteil netzspannungsbildender Umrichtersysteme benötigt, um auch in schwachen Netzgebieten eine stabile Spannungsversorgung gemäß der Systemanforderungen aus Kapitel 2 zu gewährleisten. Insbesondere für Anforderungen bezüglich Inselnetz- und Schwarzstartfähigkeit auf Basis umrichterbasierter Systeme ist die Verwendung von netzspannungsbildenden Regelungsverfahren für leistungselektronische Stellglieder notwendig. Diese Systeme können beispielsweise durch eine schnelle Bereitstellung von aktiver Regelleistung, durch eine schnelle Frequenzregelung (fast frequency response; FFR), unterstützt, aber nicht ersetzt werden. Diese potenzielle Reduzierung der notwendigen Momentanreserve durch diese aktive Unterstützung netzstützender Umrichtersysteme bezieht sich jedoch überwiegend auf den Energieinhalt – graue Fläche in Abbildung 2.7 – und nicht auf die augenblickliche Leistungsanforderung. Aufgrund der maximal realisierbaren Regelungsdynamik netzstützender Umrichtersysteme, die gemäß der in diesem Kapitel vorgestellten Ergebnisse erheblich von der Netzkurzschlussleistung S_k'' abhängt und darüber hinaus keine konstante Größe darstellt, müssen augenblickliche Leistungsanforderung weiterhin durch netzspannungsbildende Systeme – Synchrongeneratoren oder Umrichtersysteme mit netzspannungsbildendem Regelungsprinzip – bereitgestellt werden.

4 REGELUNGSENTWURF UND ANALYSE

NETZSPANNUNGSBILDENDER UMRICHTER

Die zuvor dargestellten Ergebnisse aus Kapitel 3 zeigen ein Defizit netzspannungsfolgender Umrichtersysteme mit inhärentem Stromquellenverhalten bei der Gewährleistung einer stabilen elektrischen Energieversorgungsspannung in schwachen Netzen. Wie auch schon die definierten Systemanforderungen aus Kapitel 2 verdeutlichen, ist ein inhärentes Spannungsquellenverhalten, wie es Synchrongeneratoren ebenfalls aufweisen, ein wichtiges Attribut zur Sicherstellung einer zuverlässigen elektrischen Energieversorgung. Nach dem aktuellen Stand der Technik und Wissenschaft aus Abschnitt 1.2 sind verschiedene Verfahren verfügbar, die ein solches netzspannungsbildendes Verhalten und somit einen unregelmäßigen Beitrag zur Augenblicksleistung ermöglichen. Darüber hinaus liefern sie die regelungstechnische Voraussetzung zur Insel- und Schwarzstartfähigkeit eines leistungselektronischen Systems. Aufgrund der zumeist direkten Orientierung an den physikalischen Eigenschaften von Synchronmaschinen, weisen derartige Systeme neben den positiven Aspekten auch unerwünschte Eigenschaften und Begrenzungen auf, die ein Umrichter-system nicht aufweisen muss.

Zur Verbesserung der Eigenschaften netzspannungsbildender Umrichtersysteme wird in diesem Kapitel ein Regelungsverfahren vorgestellt, welches die fundamentalen Systemanforderungen der elektrischen Energieversorgung erfüllt, ohne verzichtbare Begrenzungen von Synchronmaschinen regelungstechnisch nachzubilden. Der Fokus liegt hierbei auf dem Entwurf der grundlegenden Regelungsstruktur. Die explizite Reglerauslegung stellt keinen Bestandteil dieser Arbeit dar. Eine Übersicht dieses netzspannungsbildenden Regelungskonzepts ist in Abbildung 4.1 dargestellt.

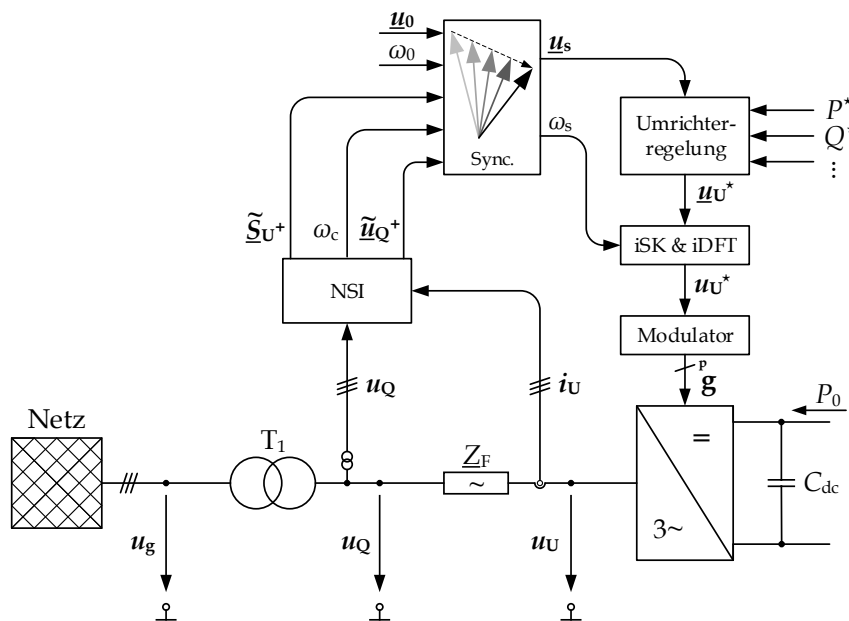


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung des netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens.

Die Funktionalität der dargestellten Komponenten sowie Inhalte, die in der schematischen Darstellung nicht explizit ersichtlich sind, werden in den folgenden Abschnitten detailliert erläutert.

4.1 NETZSPANNUNGS- UND UMRICHTERSTROMANALYSE

Generell ist eine akkurate Identifikation der Netzspannung \mathbf{u}_Q sowie des Umrichterstroms \mathbf{i}_U eine wichtige Eigenschaft bei der Umsetzung einer guten Umrichterregelung. Das regelungstechnische Ziel besteht in der Generierung einer möglichst ideal sinusförmigen Modulationsspannung \mathbf{u}_U^* . Um die charakteristische Eigenschaft eines netzspannungsbildenden Umrichtersystems zu gewährleisten, sollen durch die Netzspannungs- und Umrichterstromanalyse Verzerrungen unterdrückt werden, sodass die nachgelagerte Regelungsstruktur für das Grundschwingungsmitsystem ausgeführt werden kann. Die allgemeine Messwertverarbeitung $\mathbf{u}_Q \rightarrow \tilde{\mathbf{u}}_Q$ und $\mathbf{i}_U \rightarrow \tilde{\mathbf{i}}_U$ entspricht zur besseren Vergleichbarkeit der Ausführung aus Kapitel 3.2.1 und wird an dieser Stelle nicht erneut beschrieben.

4.1.1 NETZSPANNUNGSIDENTIFIKATION UND PHASENREGELSCHLEIFE

In der Forschung und Entwicklung sind verschiedene Verfahren zur Synchronisation des inneren Koordinatensystems einer Umrichterregelung mit der Netzspannung \mathbf{u}_Q verfügbar. Netzspannungsfolgende Systeme nutzen überwiegend dynamische Phasenregelschleifen (PLL), wie schon in Kapitel 1.2.1 beschrieben. In Kombination mit inneren Stromreglern sowie einer schnellen Spannungsorientierung und -vorsteuerung der identifizierten Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_Q$ sorgen diese Elemente potenziell für Instabilitäten. Aus Erkenntnissen, wie beispielsweise in [35, 36, 138] diskutiert, wird oftmals zu Unrecht beschlossen, dass die allgemeine Verwendung einer Phasenregelschleife oder konkreten Spannungsidentifikation pauschal eine Quelle für Instabilitäten darstellt. Anders als bei netzspannungsfolgenden Regelungsverfahren, wo eine schnelle Identifikation der Netzspannung \mathbf{u}_Q sowie des Umrichterstroms \mathbf{i}_U für die gewünschte Funktionalität angestrebt wird, ist eine hohe Dynamik für netzspannungsbildende Systeme nicht notwendig, da eine von der Dynamik der Netzspannung \mathbf{u}_Q entkoppelte Umrichterspannung \mathbf{u}_U gewünscht bzw. gefordert wird. Nachfolgend wird ein Konzept zur robusten Identifikation der Netzspannung \mathbf{u}_Q sowie der entsprechenden Kenngrößen des Umrichterstroms \mathbf{i}_U vorgestellt. Der zugrundeliegende Signalflussplan der Netzspannungsidentifikation (NSI) ist in Abbildung 4.2 dargestellt.

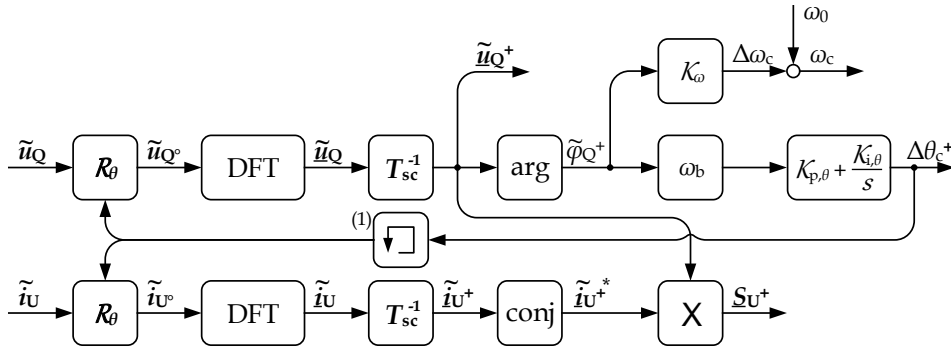


Abbildung 4.2: Netzspannungsidentifikation (NSI); (1): Kurzzeitwischenspeicher.

Das entsprechende Regelungssystem sorgt zunächst für eine Umwandlung des identifizierten Netzspannungsraumzeigers mit abgespaltenem Nullsystem $u_{Q|||}$ der Form

$$\tilde{\mathbf{u}}_Q = (\tilde{u}_{Q(\alpha)}, \tilde{u}_{Q(\beta)})^T \quad (4.1)$$

in ein um den Rotationswinkel $\Delta\theta_{c^+}$, welcher die Stellgröße des geschlossenen Regelkreises der Netzspannungsidentifikation repräsentiert, gedrehtes Raumzeigerkoordinatensystem.

$$\tilde{\mathbf{u}}_{Q^\circ} = \mathcal{R}_\theta(\Delta\theta_{c^+}) \cdot \tilde{\mathbf{u}}_Q \quad (4.2)$$

Die Spannung $\tilde{\mathbf{u}}_{Q^\circ}$ nach Gleichung (4.2) weist als spezifische Eigenschaft eine stationäre Frequenz, entsprechend der Bemessungsfrequenz des elektrischen Energieversorgungssystems auf.

Für eine gute Performance der Netzspannungsidentifikation, auch bei verzerrter Netzspannung \mathbf{u}_Q , werden in der Forschung verschiedene »in-loop-filter« diskutiert, die der Phasenregelschleife aus Kapitel 1.2.1 zusätzlich erhöhte Dämpfungseigenschaften ermöglichen. Diese können entweder als adaptive »notch-filter« [139], um spezifische Harmonische zu unterdrücken, oder als gleitender Mittelwertfilter »moving average filter« [140], um eine erhöhte Filtereigenschaft entlang eines definierten Zeitbereichs zu ermöglichen [141], ausgeführt werden. Darüber hinaus können auch verschiedene Eingangsfiler verwendet werden, um vor der eigentlichen Netzspannungsidentifikation Verzerrungen des identifizierten Spannungssignals \mathbf{u}_Q zu unterdrücken. In [142] werden verschiedene Eingangsfiler für eine Phasenregelschleife untersucht. [50]

Aus Abbildung 4.2 wird ersichtlich, dass in der hier verwendeten Netzspannungsidentifikation eine diskrete Fourier Transformation (DFT) zur Filterung der Messgrößen angewendet wird. Die Verwendung dieses Ansatzes stützt sich insbesondere auf [143, 144], wo sowohl eine allgemeine Einführung gegeben [143], als auch die Verwendung innerhalb von Phasenregelschleifen thematisiert ist [144]. Darüber hinaus wird in [145] eine DFT zur Filterung der AC- und DC-Netzgrößen innerhalb des Regelkreises eines Vierquadrantenumrichters zur Netzanbindung regenerativer Energien, in [146] für einphasige Umrichtersysteme zur Anwendung in Bahnstromnetzen und in [147] überwiegend in Bezug auf Modulare Multilevel Umrichter (Modular-Multilevel-Converter; MMC) verwendet. Die Berechnung der komplexen Fourierkoeffizienten kann nach [143] durch Summenbildung erfolgen, sodass sich die allgemeine Berechnungsvorschrift der diskreten Fourier Transformation (DFT) für eine Folge von N komplexen Werten

$$\mathbf{u}_n = [\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{N-1}]^T \quad (4.3)$$

nach Gleichung (4.4) ergibt [143, 148].

$$\underline{\mathbf{u}}_k = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{u}_n \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot kn} = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{u}_n \cdot \left(\cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot kn\right) - j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot kn\right) \right) \quad (4.4)$$

Hieraus resultiert eine Folge von N komplexen Werten im Frequenzbereich [148].

$$\underline{\mathbf{u}}_k = [\underline{\mathbf{u}}_0, \underline{\mathbf{u}}_1, \dots, \underline{\mathbf{u}}_{N-1}]^T \quad (4.5)$$

Eine besondere Anforderung an das gewünschte netzspannungsbildende Verhalten des Umrichtersystems ist die möglichst ideal sinusförmige Umrichterspannung \mathbf{u}_U . Um diese Eigenschaft sicherzustellen, sollen Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q durch die Netzspannungsidentifikation unterdrückt werden. Hierfür soll lediglich die Grundschwingung der Spannung $\tilde{\mathbf{u}}_{Q^\circ}$ durch die Fourieranalyse bestimmt werden. Die Berechnungsvorschrift für ein zeitkontinuierliches Signal ergibt sich gemäß Gleichung (4.6)

$$\Re\{\tilde{\mathbf{u}}_{Q1}\} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t \tilde{\mathbf{u}}_{Q^\circ} \cdot \cos(2\pi f_1 \cdot t) \cdot dt \quad (4.6a)$$

$$\Im\{\tilde{\mathbf{u}}_{Q1}\} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t \tilde{\mathbf{u}}_{Q^\circ} \cdot \sin(-2\pi f_1 \cdot t) \cdot dt \quad (4.6b)$$

mit T_1 der Periodendauer der Grundschwingung [108, 149]. Bei der Berechnung des Imaginärteils ist die Vorzeichendrehung im Vergleich zur allgemeinen Bestimmung des Fourierkoeffizienten b_n nach Gleichung (2.20) zu beachten [106]. In der Literatur sind verschiedene Schreibweisen und Darstellungsvarianten zur Fourieranalyse verfügbar. Die Gleichungen (4.3)-(4.7) sind zur Verwendung innerhalb des netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens und insbesondere für die Netzspannungsidentifikation formuliert. Die Bestimmung der Grundschwingung nach der diskreten Fourier Transformation ergibt sich zu Gleichung (4.7) [143].

$$\tilde{\mathbf{u}}_{Q1} = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{u}_{Qn^\circ} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot n} = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{u}_{Qn^\circ} \cdot \left(\cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) - j \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot n\right) \right) \quad (4.7)$$

Da sich die fundamentale Beschreibung des Regelungsverfahrens auf die analysierte Grundschwingung $\tilde{\mathbf{u}}_{Q1}$ bezieht, wird diese zur Vermeidung langer Indizes allgemein durch $\tilde{\mathbf{u}}_Q$ ersetzt.

Darüber hinaus wird in dieser Arbeit das fundamentale Umrichterverhalten analysiert, sodass die DFT innerhalb der Modellbildung auf Basis von Gleichung (4.6) erfolgt. Unter Kenntnis der komplexen identifizierten Netzspannung im Frequenzbereich $\tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}}$, die bei entsprechender Stellgröße des Reglers $\Delta\theta_{c+}$ eine Gleichgröße darstellt, sollen im nächsten Schritt die symmetrischen Komponenten der identifizierten Netzspannung bestimmt werden. Hierfür wird unter Verwendung der inversen Clark-Transformation – siehe Anhang A.1 – das dreiphasige komplexe Spannungssystem hergestellt, sodass unter Verwendung von Gleichung (4.8) das Mit- und Gegensystem sowie ein potenzielles Nullsystem berechnet werden kann [150].

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^+} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^-} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^0} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}(\mathbf{a})} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}(\mathbf{b})} \\ \tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}(\mathbf{c})} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Somit liegt an dieser Stelle das Grundswingungsmitsystem $\tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^+}$ der Netzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{Q}}$ vor, welches die Grundlage des weiteren Regelkreises nach Abbildung 4.2 bildet. Die Identifikation des Umrichterstrom $\mathbf{i}_{\mathbf{U}}$ erfolgt analog und wird dementsprechend nicht erneut beschrieben.

Der stationäre Phasenwinkel φ_{c+} des Grundswingungsmitsystems bildet die Eingangsgröße zur Orientierung der Netzspannungsidentifikation und somit zur Bestimmung des Differenzwinkels $\Delta\theta_{c+}$. Das Verhalten des Regelkreises wird durch Gleichung 4.9 beschrieben,

$$\Delta\theta_{c+} = \left(\frac{dx_{\omega}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,\theta} + x_{\omega} \cdot \mathcal{K}_{i,\theta} \right) \cdot \omega_b \quad (4.9a)$$

$$\frac{dx_{\omega}}{dt} = \arg(\tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^+}) = \arctan \left(\frac{\Im\{\tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^+}\}}{\Re\{\tilde{\mathbf{u}}_{\mathbf{Q}^+}\}} \right) = \varphi_{c+} \quad (4.9b)$$

worin x_{ω} dem unverstärkten Integratorzustand des PI-Reglers mit den definierten Verstärkungsfaktoren $\mathcal{K}_{p,\theta}, \mathcal{K}_{i,\theta}$ entspricht. Darüber hinaus definiert $\Delta\theta_{c+}$ den Rotationswinkel, wie er in Gleichung (4.2) verwendet wird und ω_b die Bezugskreisfrequenz. Zur Erweiterung des Wertebereichs bei der Winkelbestimmung kann in Gleichung (4.9) atan2 als inverse Funktion des Tangens verwendet werden [151]. Zur Gewährleistung einer akkuraten Frequenzmessung nach (4.12) sowie zur Vermeidung sprunghafter Änderungen des Rotationswinkels sollte ein integraldominierendes Verhalten des Reglers $\mathcal{K}_{p,\theta} \ll \mathcal{K}_{i,\theta}$ vorliegen. Zusätzlich wird der Ausgangswert des PI-Reglers auf Basis der Modulofunktion begrenzt, um auch für $(t \rightarrow \infty)$ einen definierten Ausgangszustand sicherzustellen. Somit gilt bei vernachlässigbarer Proportionalverstärkung $\mathcal{K}_{p,\theta} \ll \mathcal{K}_{i,\theta}$

$$(\mathcal{K}_{i,\theta} \cdot x_{\omega}) \bmod (x_{\text{lim}}) = \mathcal{K}_{i,\theta} \cdot x_{\omega} - x_{\text{lim}} \cdot \left\lfloor \frac{\mathcal{K}_{i,\theta} \cdot x_{\omega}}{x_{\text{lim}}} \right\rfloor \quad (4.10)$$

sodass der Integratorwert auf den Maximalwert x_{lim} begrenzt wird [152]. Das regelungstechnische Ziel der Netzspannungsidentifikation besteht in der Gewährleistung konstanter Größen im Frequenzbereich, sodass

$$\left. \frac{d\varphi_{c+}}{dt} \right|_{x_0} = 0 \quad (4.11)$$

für den stationären Arbeitspunkt x_0 gilt. Anders als bei Phasenregelschleifen netzspannungsfolgender Regelungsverfahren, die oftmals einen stationären Raumzeigerwinkel $\varphi|_{x_0} = 0$ anstreben, wie auch in Kapitel 1.2.1 dargestellt, können bei dem Ansatz aus Abbildung 4.2 stationäre Winkel $\varphi_{c+}|_{x_0}$ auftreten. Aufgrund der Proportionalität dieser Abweichung zur Änderung der Netzfrequenz $\Delta\omega_{\mathbf{Q}}$ kann mittels Gleichung (4.12) die Netzfrequenz ω_c identifiziert werden.

$$\omega_c = \frac{dx_{\omega}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{\omega} + \omega_0 = \varphi_{c+} \cdot \mathcal{K}_{\omega} + \omega_0 \quad (4.12)$$

Diese Netzspannungsidentifikation, die in gleicher Weise auch für den Umrichterstrom ausgeführt wird, ermöglicht eine robuste Analyse der zeitlichen Größen $\mathbf{u}_{\mathbf{Q}}, \mathbf{i}_{\mathbf{U}}$ mit einer definierten

Filterzeitkonstante einer Netzperiode T_1 , woraus sich auch die resultierende Mitsystemleistung $\tilde{\mathbf{S}}_{U+}$ berechnen lässt.

$$\tilde{\mathbf{S}}_{U+} = \tilde{P}_{U+} + j \cdot \tilde{Q}_{U+} = \tilde{\mathbf{u}}_{Q+} \cdot \tilde{\mathbf{i}}_{U+}^* \quad (4.13)$$

Die Bestimmung der Gegensystemkomponenten $\tilde{\mathbf{u}}_{U-}$, $\tilde{\mathbf{i}}_{U-}$, orientiert an der identifizierten Spannung des Mitsystems $\tilde{\mathbf{u}}_{Q+}$, ist direkter Bestandteil der Netzspannungsidentifikation. Da sich der nachfolgende Regelungsentwurf entsprechend der Systemanforderungen aus Kapitel 2 auf ein möglichst ideales Spannungsquellenverhalten im Rahmen der maximalen Betriebsgrenzen des leistungselektronischen Systems konzentriert, werden aktive Regelungsvorschläge für das Gegensystem oder Harmonische nicht betrachtet. Ein möglicher Ansatz zur aktiven Kompensation harmonischer Kompensationsströme ist in dem Beitrag [122] dargestellt. Aufgrund der gleitenden Totzeit τ_{DFT} , resultierend aus der Überführung in den Frequenzbereich, ist die maximale Dynamik des Regelkreises der Netzspannungsidentifikation stark limitiert und entsprechend lediglich für netzspannungsbildende Regelungsverfahren sinnvoll, wo eine schnelle Orientierung an der augenblicklichen Netzspannung \mathbf{u}_Q nicht gewünscht ist.

4.1.2 SYNCHRONISIERUNGSEINRICHTUNG

Zur Entkopplung der Modulationsspannung des Umrichtersystems \mathbf{u}_U^* und somit auch der umgesetzten inneren Spannung des leistungselektronischen Stellglieds \mathbf{u}_U von dynamischen Änderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q , kommt eine Synchronisierungseinrichtung zum Einsatz. Der Signalfussplan der Amplituden- und Winkelsynchronisierung, der eine partielle Detaillierung von »Sync.« aus der schematischen Struktur 4.1 präsentiert, ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

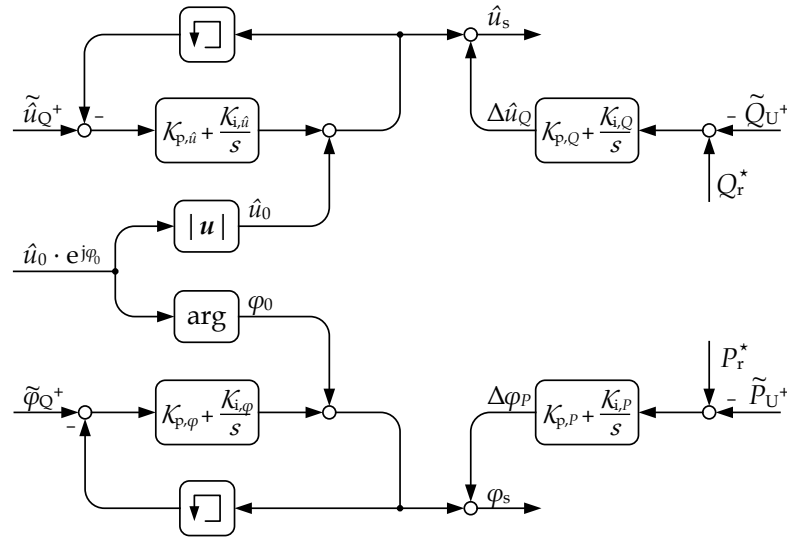


Abbildung 4.3: Signalfussplan der Amplituden- und Winkelsynchronisierung.

Das regelungstechnische Ziel liegt im stationären Abgleich der komplexen Synchronisationsspannung \mathbf{u}_s mit der identifizierten Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_Q$, unter weiterer Berücksichtigung von Korrekturtermen durch verwendete Leistungsregler.

$$\hat{u}_s = \tilde{u}_{Q+} \Big|_{x_0} + \Delta \hat{u}_Q(\Delta Q_U) \quad (4.14a)$$

$$\varphi_s = \tilde{\varphi}_{Q+} \Big|_{x_0} + \Delta \varphi_P(\Delta P_U) \quad (4.14b)$$

Die resultierende Synchronisationsspannung \mathbf{u}_s dient als Netzspannungsersatz für das weitere Regelungsverfahren. Sie weist als charakteristisches Merkmal eine deutlich reduzierte Dynamik gegenüber Änderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q auf und liefert somit die Grundlage für ein inhärentes Spannungsquellenverhalten des Umrichtersystems.

Im Falle einer Inselnetzbildung, die im Grenzfall ohne weitere Erzeugungsanlagen ausfallen kann, erfolgt die Netzspannungsidentifikation zur Ermittlung der Spannung $\tilde{\mathbf{u}}_{Q+}$ auf Basis der eigens bereitgestellten Umrichterspannung \mathbf{u}_U , unter Berücksichtigung des lastabhängigen Spannungsabfalls über der anlageninternen Filterimpedanz Z_F . Demzufolge synchronisiert sich die Regelung in einer solchen Situation an der eigenen Umrichterspannung \mathbf{u}_U . Um bei diesen Bedingungen auch bei realer Messwertverarbeitung mit Berücksichtigung von Totzeiten τ_d einen stationären Abgleich sicherzustellen, werden potenzielle Amplituden- oder Winkeldifferenzen, beispielsweise aufgrund unvollständiger Korrektur innerhalb der Messwertverarbeitung, durch die Korrekturterme $\Delta\hat{u}_Q, \Delta\varphi_P$ der Leistungsregler kompensiert. Die im nachfolgenden beschriebene Synchronisierung erfolgt auf Basis integraldominierender PI-Regler. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass sich der stationäre Abgleich der Synchronisationsspannung mit der identifizierten Netzspannung grundsätzlich auf Basis verschiedener Regelungsansätze, mit unterschiedlichen Stellgliedern, umsetzen lässt. Das vollständige Verhalten der Amplitudensynchronisierung wird durch Gleichung (4.15) beschrieben.

$$\hat{u}_s = \frac{dx_{\hat{u}}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,\hat{u}} + x_{\hat{u}} \cdot \mathcal{K}_{i,\hat{u}} + \frac{dx_Q}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,Q} + x_Q \cdot \mathcal{K}_{i,Q} + \hat{u}_0 \quad (4.15a)$$

$$\frac{dx_{\hat{u}}}{dt} = \frac{\tilde{\hat{u}}_{Q+} - (\hat{u}_0 + x_{\hat{u}} \cdot \mathcal{K}_{i,\hat{u}})}{1 + \mathcal{K}_{p,\hat{u}}} \quad (4.15b)$$

$$\frac{dx_Q}{dt} = Q_r^* - \tilde{Q}_{U+} \quad (4.15c)$$

Hierbei entsprechen $x_{\hat{u}}, x_Q$ den unverstärkten Integratorzuständen des Synchronisierungs- und Leistungsreglers, mit den Parametern $\mathcal{K}_{p,\hat{u}}, \mathcal{K}_{i,\hat{u}}$ und $\mathcal{K}_{p,Q}, \mathcal{K}_{i,Q}$. Zur Vereinfachung dieser Zustandsgleichungen und einhergehend einfacherem Verständnis des Verhaltens wird der in Abbildung 4.3 dargestellte Kurzzeitwischenspeicher (Memory) in Gleichung (4.15) und auch nachfolgend in Gleichung (4.17) nicht explizit dargestellt. Zur vollständigen Beschreibung kann die Totzeit τ_s unter Verwendung der Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.16) abgebildet werden.

$$\hat{u}_{s\tau}(s) = (\hat{u}_s(s) - \Delta\hat{u}_Q(s)) \cdot e^{-\tau_s \cdot s} \quad (4.16)$$

Die Referenzvorgabe \hat{u}_0 definiert den Initialwert des Synchronisierungsprozesses zur identifizierten Netzspannungsamplitude $\tilde{\hat{u}}_Q$ und bestimmt zusätzlich die Referenzamplitude des Umrichtersystems im Inselnetzbetrieb ohne äußere Spannungsvorgabe. In gleicher Weise wird die Synchronisierung des Winkels φ_s durch Gleichung (4.17) beschrieben.

$$\varphi_s = \frac{dx_{\varphi}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,\varphi} + x_{\varphi} \cdot \mathcal{K}_{i,\varphi} + \frac{dx_P}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,P} + x_P \cdot \mathcal{K}_{i,P} + \varphi_0 \quad (4.17a)$$

$$\frac{dx_{\varphi}}{dt} = \frac{\tilde{\varphi}_{Q+} - (\varphi_0 + x_{\varphi} \cdot \mathcal{K}_{i,\varphi})}{1 + \mathcal{K}_{p,\varphi}} \quad (4.17b)$$

$$\frac{dx_P}{dt} = P_r^* - \tilde{P}_{U+} \quad (4.17c)$$

Dementsprechend definieren x_{φ}, x_P die unverstärkten Integratorzustände des Synchronisierungs- und Leistungsreglers mit den Parametern $\mathcal{K}_{p,\varphi}, \mathcal{K}_{i,\varphi}$ und $\mathcal{K}_{p,P}, \mathcal{K}_{i,P}$. Darüber hinaus wird hierbei der Referenzwinkel φ_0 hinzugefügt, der sowohl den Startwinkel des Synchronisierungsprozesses, als auch der Referenzwinkelvorgabe der Umrichterspannung $\varphi(\mathbf{u}_U^*)$ im Inselnetzbetrieb festlegt. Zusätzlich wird auch die innere Kreisfrequenz ω_s mit der ermittelten Netzkreisfrequenz ω_c der Netzspannungsidentifikation, auf Basis der Synchronisierung aus Abbildung 4.4 abgeglichen. Diese Frequenzsynchronisierung, in Kombination mit der Amplituden- und Winkelsynchronisierung aus Abbildung 4.3, komplementiert die Synchronisierungseinrichtung »Sync.« der schematischen Struktur 4.1. Die Synchronisationskreisfrequenz ω_s ist kein direkter Bestandteil der komplexen Synchronisationsspannung \mathbf{u}_s , wird jedoch für die Bildung des Umrichterspannungsraumzeigers

\mathbf{u}_U^* benötigt. Darüber hinaus wird die synchronisierte Kreisfrequenz ω_s mit reduzierter Dynamik, zur Vermeidung einer dynamischen Kopplung zwischen Umrichter- und Netzspannung $\mathbf{u}_U, \mathbf{u}_Q$, auch für statikbasierte Anpassungen der Referenzwertvorgabe $\Delta P(\Delta\omega)$ verwendet. Das Verhalten der Frequenzsynchronisierung wird durch Zustandsgleichung (4.18) beschrieben.

$$\omega_s = \frac{dx_\omega}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,\omega} + x_\omega \cdot \mathcal{K}_{i,\omega} + \omega_0 \quad (4.18a)$$

$$\frac{dx_\omega}{dt} = \frac{\omega_c - (\omega_0 + x_\omega \cdot \mathcal{K}_{i,\omega})}{1 + \mathcal{K}_{p,\omega}} \quad (4.18b)$$

Aufgrund der parallelen Ausführung zur Amplituden- und Winkelsynchronisierung entsprechen die Parameter den zuvor dargestellten Erläuterungen. Auch hier dient eine Vorsteuerung des Referenzwerts ω_0 zur Initialisierung der Synchronisierung sowie zur Festlegung einer definierten Kreisfrequenz im Inselnetzbetrieb ohne äußere Spannungsquelle.

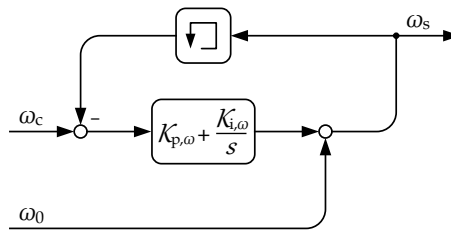


Abbildung 4.4: Signalflussplan der Frequenzsynchronisierung.

Die Verwendung der Synchronisationsparameter $\hat{u}_s, \varphi_s, \omega_s$ als Netzspannungsersatz sorgt für eine Trägheit des Umrichterspannungsraumzeigers \mathbf{u}_U gegenüber dynamischen Änderungen des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_Q und liefert somit die Grundlage für ein inhärentes Spannungsquellenverhalten des leistungselektronischen Stellglieds. Der Synchronisierungsprozess sorgt für eine parametrierbare Änderungsdynamik gegenüber Amplituden-, Winkel- oder Frequenzänderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q und ermöglicht somit, bei Verzicht von dynamischen Stromreglern im inneren Regelkreis, eine unregelte Bereitstellung von Momentanreserve. Die gezielte Anpassung der Referenzwertvorgaben $\hat{u}_0, \varphi_0, \omega_0$ ermöglicht eine umrichterdominierte Inselnetzspannung \mathbf{u}_Q einer äußeren Spannungsvorgabe \mathbf{u}_Q^* anzugleichen, sodass eine stoßfreie Rücksynchronisierung »Entinselung« erfolgen kann. Diese stoßfreie Rücksynchronisierung kann somit bei vollständigem Abgleich der Inselnetzspannung mit der äußeren Spannungsvorgabe $\mathbf{u}_Q = \mathbf{u}_Q^*$ ohne weitere Überwachungseinheiten oder Synchronisierschalter erfolgen.

4.2 REFERENZWERTGENERIERUNG UND INNERE REGELUNGSSTRUKTUR

Neben der unregelten Bereitstellung von Augenblicksleistung, als Antwort auf Zustandsänderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q , sollen definierbare Leistungsreferenzwerte P^* und Q^* sowie netzspannungsabhängige Statikvorgaben $\Delta P(\Delta\omega)$ und $\Delta Q(\Delta\omega)$ einstellbar sein. Hierfür kommt eine überlagerte Anlagenregelung sowie eine innere Umrichterregelung zum Einsatz, die Bestandteile der Umrichterregelung aus Abbildung 4.1 darstellen. Zur Erhaltung eines inhärenten Spannungsquellenverhaltens des Umrichtersystems, gemäß der Systemanforderungen aus Kapitel 2, wird auf innere Stromregler, die einen aktiven Einfluss auf den Umrichterstrom aufweisen, verzichtet.

4.2.1 ANLAGENREGELUNG MIT ZUSÄTZLICHEN SYSTEMDIENSTLEISTUNGEN

Die Generierung der resultierenden Leistungsvorgaben des Umrichtersystems sind eine Kombination aus allgemeinen Referenzwertvorgaben P^*, Q^* sowie netzdienlichen Kennlinien, die eine Ab-

hängigkeit der Leistungswerte vom Netzspannungsraumzeiger \mathbf{u}_Q abbilden. Die Übersicht der Anlagenregelung für das hier beschriebene netzspannungsbildende Umrichterregelungsverfahren ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Sie bildet die überlagerte Struktur, innerhalb der »Umrichterregelung« aus Abbildung 4.1. Die Bestimmung des resultierenden Wirkleistungsreferenzwerts P_r^* erfolgt nach Gleichung (4.19),

$$P_r^* = P^* + \Delta P_{DP} = P^* + x_{fPc} \quad (4.19a)$$

$$\frac{dx_{fPc}}{dt} = \frac{1}{\tau_{fPc}} \cdot \left(\frac{P_{\max}}{D_{fPc}} \cdot (f_0 - f_s) - x_{fPc} \right) \quad (4.19b)$$

worin x_{fPc} dem Integratorzustand des Verzögerungselements mit der Zeitkonstante τ_{fPc} entspricht. Darüber hinaus definiert P_{\max} die maximale Wirkleistung der Primärregelung sowie D_{fPc} die Neigung der implementierten $\Delta P(\Delta f)$ -Statik. Ein besonderes Attribut der hier abgebildeten Primärregelung im Vergleich zur (schnellen) Primärregelung eines netzstützenden Umrichtersystems, wie es in Kapitel 3 ausführlich analysiert wurde, ist die deutlich reduzierte Dynamik durch die Verwendung der synchronisierten Frequenz f_s . Da aufgrund der Entkopplung der Umrichterspannung \mathbf{u}_U von der augenblicklichen Netzspannung \mathbf{u}_Q eine inhärente Bereitstellung von Momentanreserve erfolgt, kann die unregelmäßige Leistungsbereitstellung zeitlich nachgelagert durch eine übergeordnete Primärregelung abgelöst werden. Eine (schnelle) Primärregelung einhergehend mit den potenziellen Stabilitätsproblemen, wie es in Kapitel 3 für netzspannungsfolgende Umrichtersysteme analysiert wurde, ist bei der Verwendung eines netzspannungsbildenden Regelungsprinzips nicht erforderlich.

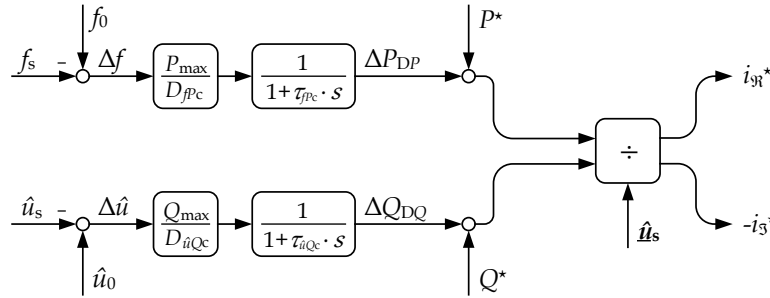


Abbildung 4.5: Signalflussplan der Anlagenregelung; Bestandteil der Umrichterregelung.

Die resultierende Blindleistung Q_r^* ergibt sich analog, durch die Überlagerung des definierten Arbeitspunkts Q^* mit der netzstützenden Statikleistung ΔQ_{DQ} als proportionale Antwort auf Amplitudenabweichungen $\Delta \hat{u}_s$ der Synchronisationsspannung.

$$Q_r^* = Q^* + \Delta Q_{DQ} = Q^* + x_{\hat{u}Qc} \quad (4.20a)$$

$$\frac{dx_{\hat{u}Qc}}{dt} = \frac{1}{\tau_{\hat{u}Qc}} \cdot \left(\frac{Q_{\max}}{D_{\hat{u}Qc}} \cdot (\hat{u}_0 - \hat{u}_s) - x_{\hat{u}Qc} \right) \quad (4.20b)$$

In Gleichung (4.20) beschreibt $x_{\hat{u}Qc}$ den Integratorzustand der PT1-Verzögerung mit der Zeitkonstante $\tau_{\hat{u}Qc}$ gemäß Abbildung 4.5. Zusätzlich definiert Q_{\max} die maximal verfügbare Blindleistung sowie $D_{\hat{u}Qc}$ die Kennlinieneigenschaft der berücksichtigten $\Delta Q(\Delta \hat{u})$ -Statik. Aufgrund der vorgelagerten Synchronisierung der Spannungsamplitude \hat{u}_s , weist die abgebildete Statikregelung eine deutlich reduzierte Dynamik im Vergleich zu schnellen Blindleistungsanpassungen netzstützender Umrichtersysteme auf. Vergleichbar zur Momentanreserve in Bezug auf eine inhärente Wirkleistungsbereitstellung, sorgt die Trägheit der Amplitudensynchronisierung für eine unregelmäßige Augenblickleistung zur Spannungsstabilisierung.

Die Überführung der resultierenden Referenzleistungen P_r^*, Q_r^* in Referenzströme i_{3r}^*, i_{3s}^* erfolgt unter Verwendung der komplexen Synchronisationsspannung \underline{u}_s nach Gleichung (4.21). Die

Verwendung der Synchronisationsspannung \underline{u}_s , sowohl zur Netzspannungsabhängigkeit der Referenzleistungen für ΔP_{DP} und ΔQ_{DQ} , als auch für die Umrechnung gemäß Gleichung (4.21), verhindert dynamische Variationen der Referenzströme $i_{\mathfrak{R}}^*$, $i_{\mathfrak{S}}^*$ in Abhängigkeit von Zustandsänderungen der Netzspannung \underline{u}_Q .

$$i_{\mathfrak{R}}^* - j \cdot i_{\mathfrak{S}}^* = \frac{P_r^* + j \cdot Q_r^*}{\hat{u}_s \cdot e^{j\varphi_s}} \quad (4.21)$$

Anders als bei Regelungsverfahren auf Basis der virtuellen Synchronmaschine, wie in Kapitel 1.2 dargestellt und deutlich aus [12] ersichtlich, wirkt sich diese begrenzte Änderungsgeschwindigkeit nicht auf definierte Referenzwertänderungen ΔP^* , ΔQ^* aus. Diese Sollwertvorgaben werden unverzögert, auf Basis der aktuellen Synchronisationsspannung \underline{u}_s , in resultierende Referenzströme $i_{\mathfrak{R}}^*$, $i_{\mathfrak{S}}^*$ des Umrichtersystems transformiert. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, den aktiv netzstützenden Beitrag der abgebildeten $\Delta P(\Delta f)$ - und $\Delta Q(\Delta \hat{u})$ -Kennlinien zu deaktivieren. Diese stellen anders als bei Droop-Regelungsverfahren, wie sie in [60, 55] und in Kapitel 1.2 vorgestellt wurden, keinen fundamentalen Bestandteil des hier vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens dar.

Durch die Implementierung überlagerter Systemdienstleistungen, die vom aktuellen Zustand der Netzspannung, repräsentiert durch die Synchronisationsspannung \underline{u}_s , abhängig sind, können Referenzleistungen resultieren, die den maximalen Arbeitspunkt des Umrichtersystems überschreiten. Zur Vermeidung eines stationären Überlastbetriebs kommen auch hier, analog zum netzspannungsfolgenden Umrichtersystem aus Kapitel 3, Referenzleistungsbegrenzungen zum Einsatz [26]. Somit gilt für den Referenzwert der Wirkleistung

$$P_{rl}^* = \text{sat}(P_r^*, P_{\max}^*) = \begin{cases} P_r^*, & \text{für } |P_r^*| < P_{\max}^* \\ \text{sgn}(P_r^*) P_{\max}^*, & \text{für } |P_r^*| \geq P_{\max}^* \end{cases} \quad (4.22)$$

und entsprechend die zusätzliche Begrenzung der Blindleistung unter Berücksichtigung des maximalen Strombetrags eines leistungselektronischen Stellglieds nach Gleichung (3.50). Hierbei entspricht \hat{u}_{nQ} der Bemessungsspannungsamplitude und S_{nU} der Umrichterbemessungsleistung.

$$Q_{rl}^* = \text{sat}(Q_r^*, Q_{\max}^*) = \begin{cases} Q_r^*, & \text{für } |Q_r^*| < Q_{\max}^* \\ \text{sgn}(Q_r^*) Q_{\max}^*, & \text{für } |Q_r^*| \geq Q_{\max}^* \end{cases} \quad (4.23)$$

Die entsprechenden Leistungsmaxima P_{\max} , Q_{\max} orientieren sich am Betrag der Synchronisationsspannung \hat{u}_s sowie der Leistungspriorisierung. Für eine priorisierte Wirkleistungseinspeisung erfolgen die Leistungsmaxima gemäß Gleichung (4.24).

$$P_{\max}^* = \frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_{nQ}} \cdot S_{nU} \quad (4.24a)$$

$$Q_{\max}^* = \sqrt{\left(\frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_{nQ}} \cdot S_{nU}\right)^2 - (P_{rs}^*)^2} \quad (4.24b)$$

Ist eine priorisierte Blindleistungsbereitstellung erforderlich, müssen die Terme aus Gleichung (4.24) vertauscht werden und bilden somit die Berechnung der Leistungsmaxima nach Gleichung (4.25).

$$P_{\max}^* = \sqrt{\left(\frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_{nQ}} \cdot S_{nU}\right)^2 - (Q_{rs}^*)^2} \quad (4.25a)$$

$$Q_{\max}^* = \frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_{nQ}} \cdot S_{nU} \quad (4.25b)$$

Aus den Gleichungen (4.24) und (4.25) wird ebenfalls ein essentieller Nachteil dieser Referenzwertbegrenzung ersichtlich. Die Trägheit der Synchronisationsspannung \underline{u}_s , die als Netzspannungersatz im netzspannungsbildenden Regelungsverfahren verwendet wird, sorgt ebenfalls für

eine langsame Anpassungen der Leistungsmaxima P_{\max}^* , Q_{\max}^* . Darüber hinaus sorgt die inhärente Bereitstellung von Augenblicksleistung, die deutlich vom resultierenden Wirk- und Blindleistungsreferenzwert P_r^* , Q_r^* abweichen kann, für eine potenzielle Stromüberlastung des leistungselektronischen Stellglieds. Aufgrund der unregelmäßigen Änderungen des Umrichterstroms i_U bei Änderungen der Netzspannung u_Q ist ein Strombegrenzungsprinzip für den sicheren Betrieb netzspannungsbildender Umrichtersysteme essentiell, das in Kapitel 4.3 vorgestellt wird.

4.2.2 UNTERLAGERTE UMRICHTERREGELUNG UND MODULATION

Netzspannungsfolgende und netzspannungsbildende Umrichtersysteme mit kaskadierter Regelungsstruktur setzen überwiegend innere Stromregler, entweder mit Proportional-Integral-Charakteristik (PI-Regler) zur Bestimmung der resultierenden Modulationsspannung u_U^* , wie beispielsweise in [27, 28, 153] angewendet, oder Zweipunktregler zur direkten Ableitung der Schaltsignale g des leistungselektronischen Stellglieds, wie in [154, 155] verwendet, ein. Insbesondere in [74, 156] wird jedoch auf die Problematiken dynamischer Stromregler mit Proportional-Integral-Charakteristik in Offshore-Netzen hingewiesen. Im Falle einer Blockierung des HGÜ-Umrichters, können erhebliche Spannungsüberhöhungen im verbleibenden Offshore-Inselnetz auftreten, die überwiegend auf das Integralverhalten der inneren Stromregler zurückzuführen sind [156]. Darüber hinaus sorgt eine dynamische Regelung des Umrichterstroms i_U grundsätzlich und unabhängig von der Charakteristik des verwendeten Reglers für eine aktive Beeinflussung des inhärenten Spannungsquellenverhaltens. Dementsprechend wird zur Erfüllung der Systemanforderungen aus Kapitel 2 bei der Umsetzung der Referenzströme $i_{\mathfrak{R}}^*$, $i_{\mathfrak{S}}^*$ des netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens auf eine innere Stromregelung verzichtet. Abbildung 4.6 repräsentiert die innere Regelung, die in Kombination mit der Anlagenregelung aus Kapitel 4.2.1, das Element »Umrichterregelung« der Struktur 4.1 vervollständigt. Darüber hinaus sind auch die Rücktransformationen (iSK, iDFT) sowie die approximierte Modulation in Abbildung 4.6 enthalten.

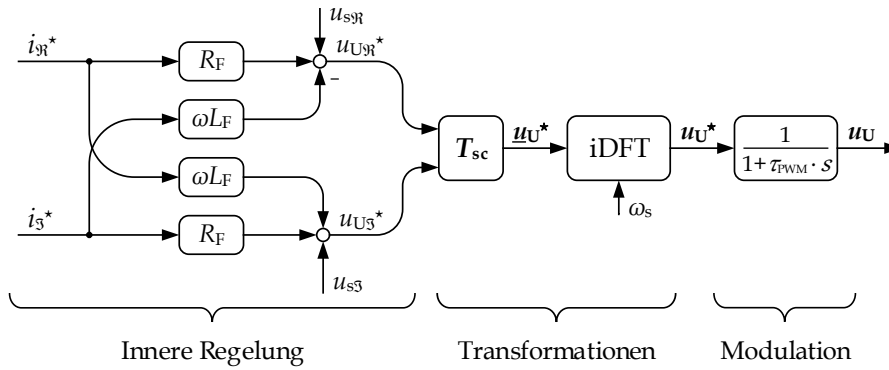


Abbildung 4.6: Innere Umrichterregelungsstruktur, Rücktransformationen und Modulation.

Dieser Ansatz folgt den Empfehlungen aus [74, 156] und nutzt eine komplexe Vorsteuerung (Feed-Forward-Control) unter Berücksichtigung der komplexen Filterimpedanz $R_F + j \cdot X_F$ zur Berechnung der Referenzspannungen $u_{U\mathfrak{R}}^*$, $u_{U\mathfrak{S}}^*$. Darüber hinaus wird die von der Dynamik der Netzspannung u_Q entkoppelte komplexe Synchronisationsspannung $u_{s\mathfrak{R}} + j \cdot u_{s\mathfrak{S}}$ vorgesteuert. Die komplexen Referenzspannungen des Mitsystems ergeben sich gemäß Gleichung (4.26).

$$u_{U\mathfrak{R}}^* = i_{\mathfrak{R}}^* \cdot R_F - i_{\mathfrak{S}}^* \cdot \omega L_F + u_{s\mathfrak{R}} \quad (4.26a)$$

$$u_{U\mathfrak{S}}^* = i_{\mathfrak{S}}^* \cdot R_F + i_{\mathfrak{R}}^* \cdot \omega L_F + u_{s\mathfrak{S}} \quad (4.26b)$$

Im Anschluss erfolgt die Rücktransformation der symmetrischen Komponenten »Entsymmetrierung«, sodass die dreiphasigen komplexen Umrichterreferenzspannungen \underline{u}_U^* resultieren [150]. Da, wie zuvor erwähnt, in dieser Arbeit ein möglichst ideales Spannungsquellenverhalten abgebildet werden soll und somit auf aktive Regelungen im Gegensystem – und natürlich topologiebe-

dingt auch im Nullsystem – verzichtet wird, ergibt sich in Gleichung (4.27) $\underline{u}_{U+} = u_{U\Re}^* + j \cdot u_{U\Im}^*$ sowie $\underline{u}_{U-} = \underline{u}_{U0} = 0$.

$$\underline{u}_{U}^* = \begin{pmatrix} \underline{u}_{Ua}^* \\ \underline{u}_{Ub}^* \\ \underline{u}_{Uc}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{u}_{U+}^* \\ \underline{u}_{U-}^* \\ \underline{u}_{U0}^* \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

Anders als bei Synchrongeneratoren lassen sich jedoch mit leistungselektronischen Stellgliedern und geeigneter Umrichterregelung auch aktive Regelungsansätze im Gegensystem umsetzen, wie es auch in gültigen Netzanschlussrichtlinien gefordert ist [20]. Eine konkrete Empfehlung des Gegensystemverhaltens netzspannungsbildender Umrichtersysteme zur potenziellen Verbesserung der Spannungsqualität im elektrischen Versorgungsnetz wird in dieser Arbeit nicht gegeben und auch nicht betrachtet. Die Bereitstellung einer ideal sinusförmigen Umrichterspannung \underline{u}_U sorgt für eine unregelmäßig dämpfende Wirkung auf Verzerrungen der Netzspannung \underline{u}_Q , wie beispielsweise ein potenzielles Gegensystem \underline{u}_{Q-} , und wirkt somit inhärent symmetrierend. In Kapitel 5.2.4 wird diese Eigenschaft im Zusammenhang mit einer verzerrten Netzspannung \underline{u}_Q analysiert.

Die Rücktransformation vom Frequenz- in den Zeitbereich erfolgt unter Verwendung der komplexen Fourierreihe nach Gleichung (4.28) [106]. Wie schon bei der Fourieranalyse sind auch für die Fourierreihe verschiedene Formulierungen in der Literatur verfügbar. Auch hier beziehen sich die Gleichungen (4.29)-(4.33) auf die gewünschte Funktionalität innerhalb des vorgestellten Regelungsverfahrens und können von verschiedenen Definitionen in der Literatur abweichen.

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (|c_n| \cdot e^{j\varphi_n}) \cdot e^{j2\pi f_1 n \cdot t} \quad (4.28)$$

Für diskret abgetastete Signale, wie sie in Steuergeräten leistungselektronischer Umrichtersysteme vorliegen, und somit für reale Umsetzungen relevant sind, lässt sich diese Umrechnung der komplexen Spannung im Frequenzbereich \underline{u}_U^* in die diskrete reellwertige Spannung im Zeitbereich \underline{u}_U^* durch die diskrete Fouriersynthese bestimmen [143].

$$\underline{u}_{Un}^* = \Re \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \underline{u}_{Uk}^* \cdot e^{j\frac{2\pi}{N} \cdot kn} \right\} \quad (4.29)$$

Soll ausschließlich die Grundschiwingung des Mitsystems, wie es für das hier vorgestellte netzspannungsbildende Regelungsverfahren gewünscht ist, berücksichtigt werden, vereinfacht sich die Transformation für zeit-kontinuierliche Signale zu

$$\underline{u}_U^* = \Re \{ \underline{u}_U^* \} \cdot \cos(\theta_s) - \Im \{ \underline{u}_U^* \} \cdot \sin(\theta_s) \quad (4.30)$$

oder unter Berücksichtigung der Winkel φ_U^* der komplexen Spannungen \underline{u}_U^*

$$\varphi_U^* = \left(\arctan \left(\frac{\Im \{ \underline{u}_{Ua}^* \}}{\Re \{ \underline{u}_{Ua}^* \}} \right), \arctan \left(\frac{\Im \{ \underline{u}_{Ub}^* \}}{\Re \{ \underline{u}_{Ub}^* \}} \right), \arctan \left(\frac{\Im \{ \underline{u}_{Uc}^* \}}{\Re \{ \underline{u}_{Uc}^* \}} \right) \right)^T \quad (4.31)$$

zu Gleichung (4.32) ausschließlich durch eine trigonometrische Funktion, hier als Kosinusfunktion dargestellt. Bei der Modellbildung sowie den einhergehenden Analysen in dieser Arbeit wird die Transformation nach Gleichung (4.32) berücksichtigt. Grundsätzlich lässt sich durch Anpassung der Phasenwinkel φ_U^* diese Umrechnung aus Gleichung (4.32) auch äquivalent durch Sinusfunktionen realisieren.

$$\underline{u}_U^* = \hat{u}_U^* \cdot \cos(\theta_s + \varphi_U^*) \quad (4.32)$$

Darüber hinaus kann unter Vernachlässigung des Gegen- und Nullsystems der nachfolgende Zusammenhang zwischen den Phasenwinkeln angenommen werden.

$$\varphi_{Ub} = \varphi_{Ua} - \frac{2\pi}{3} \quad \varphi_{Uc} = \varphi_{Ua} + \frac{2\pi}{3} \quad (4.33)$$

Diese Vereinfachung stellt eine möglichst symmetrische Umrichterspannung \underline{u}_U sicher.

Der in Gleichung (4.30) und (4.32) verwendete zeitliche Winkel θ_s – in Gleichung (4.32) als Vektorgröße – ergibt sich aus der zur Netzspannung \mathbf{u}_Q synchronisierten Kreisfrequenz ω_s .

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (4.34)$$

Die in dieser Arbeit zur fundamentalen Modellbildung und Analyse des netzspannungsbildenden Umrichterhaltens berücksichtigte Rücktransformation basiert auf Gleichung (4.32). Wie schon in Abschnitt 4.1.1 erwähnt, ist bei der Fourieranalyse und Fouriersynthese auf die Vorzeichen insbesondere im Zusammenhang mit den Winkeln $\varphi_{\mathbf{U}}^*$ der komplexen Spannung $\underline{\mathbf{u}}_{\mathbf{U}}^*$ zu achten. Ausführliche Informationen über die Zusammenhänge zwischen den Koeffizienten und verschiedenen Schreibweisen der Fourier-Reihe sind in [106] aufgeführt.

Zur Vermeidung einer stationären Übermodulation, bei der die Umrichterreferenzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{U}}^*$ die maximale Stellspannung des leistungselektronischen Stellglieds übersteigt, wird der Betrag des resultierenden Raumzeigers $\mathbf{u}_{\mathbf{U}}^*$ gemäß Gleichung (4.35) begrenzt.

$$\hat{u}_{\mathbf{U}1}^* = \text{sat}(\hat{u}_{\mathbf{U}1}^*, \hat{u}_{\max}^*) = \begin{cases} \hat{u}_{\mathbf{U}}^*, & \text{für } \hat{u}_{\mathbf{U}}^* < \hat{u}_{\max}^* \\ \hat{u}_{\max}^*, & \text{für } \hat{u}_{\mathbf{U}}^* \geq \hat{u}_{\max}^* \end{cases} \quad (4.35)$$

Die maximale Amplitude \hat{u}_{\max}^* wird durch die theoretische Stellspannung des Umrichtersystems (Sternspannung) bei Sinus-PWM und Referenzzwischenkreisspannung $u_{\text{dc}} = u_{\text{dc}}^*$ nach Gleichung (4.36) definiert [22]. Modulationsverfahren, wie die Raumzeigermodulation oder Super-Sinus-Modulation, ermöglichen eine weitere Optimierung des Verhältnisses zwischen maximaler Ausgangsspannung $\hat{u}_{\mathbf{U}}$ und Zwischenkreisspannung u_{dc} [22]. Aufgrund des hier angewendeten Mittelwertmodells kann der Effekt des expliziten Modulationsverfahrens bei der fundamentalen Beschreibung des Umrichterhaltens vernachlässigt werden. Grundsätzlich lässt sich diese maximale Stellspannung zur Amplitudenbegrenzung aus (4.36) auch auf Basis der identifizierten Zwischenkreisspannung \hat{u}_{dc} umsetzen, sodass dynamische Anpassungen des Grenzwerts \hat{u}_{\max}^* resultieren.

$$\hat{u}_{\max}^* = \frac{u_{\text{dc}}^*}{2} \quad (4.36)$$

Zum einfacheren Verständnis wird in der allgemeinen Beschreibung auf eine explizite Darstellung dieser Amplitudenbegrenzung der Referenzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{U}(1)}^*$ wie auch schon bei den Begrenzungen der Referenzleistungen $P_{r(1)}^*, Q_{r(1)}^*$ verzichtet.

Der nachfolgende Modulator erzeugt aus der dreiphasigen Umrichterreferenzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{U}}^*$ die Ansteuersignale \mathbf{g} für die leistungselektronischen Komponenten des Umrichtersystems. Detaillierte Informationen zur Pulsmustergenerierung selbstgeführter Umrichtersysteme sowie einhergehende Effekte bezüglich Netzspannungsverzerrungen können [22, 157] entnommen werden. Zur Analyse des fundamentalen Verhaltens netzspannungsbildender Umrichtersysteme können Schalteffekte der leistungselektronischen Komponenten vernachlässigt werden. Das Umrichtersystem wird entsprechend als zwischenkreisspannungsabhängige Spannungsquelle nachgebildet und setzt somit die Referenzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{U}}^*$ auf Basis der aktuellen Zwischenkreisspannung u_{dc} gemäß Gleichung (3.18) um [22]. Die Verzögerung bei der Bereitstellung der Modulationsspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{U}}^*$ wird gemäß [26, 36, 37] als Verzögerungsglied erster Ordnung berücksichtigt.

Aufgrund des Leistungsgleichgewichts zwischen dem dreiphasigen Netzanschluss des Umrichtersystems sowie dem elektrischen Gleichspannungszwischenkreis unter Vernachlässigung der Verluste im leistungselektronischen Stellglied

$$i_i \cdot u_{\text{dc}} = p_{\text{dc}} \stackrel{!}{=} p_{\text{ac}} = \Re\{\mathbf{u}_{\mathbf{U}} \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{U}}^*\} \quad (4.37)$$

resultiert ein augenblicklicher Gleichstrom i_{dc} , der im Rahmen der Modellbildung durch eine Stromquelle eingepreßt wird.

$$i_i = \frac{\Re\{\mathbf{u}_{\mathbf{U}} \cdot \mathbf{i}_{\mathbf{U}}^*\}}{u_{\text{dc}}} \quad (4.38)$$

Wie schon in Kapitel 3.1.3 erwähnt, wird auf die feste Einprägung der Zwischenkreisspannung u_{dc} durch eine Gleichspannungsquelle verzichtet.

Die Bereitstellung der Primärenergie P_0 , die ebenfalls zur Regelung der Zwischenkreisspannung verwendet wird, erfolgt auf Basis einer geregelten Stromquelle, wie es in Abbildung 1.4 dargestellt ist. Der Ansatz der Zwischenkreisspannungsregelung erfolgt, auch bei Verwendung einer netzspannungsbildenden Umrichterregelung, gemäß des in Kapitel 3.2.4 vorgestellten Prinzips. Aufgrund der inhärenten Bereitstellung von Wirkleistung bei Änderungen der Netzspannung, kann die augenblickliche Umrichterleistung p_U deutlich vom definierten Arbeitspunkt P_r^* abweichen. Somit müssen, im Vergleich zu netzspannungsfolgenden Regelungsverfahren, deutlich größere Abweichungen zwischen Wirkstromvorsteuerung P_r^*/\tilde{u}_{dc} und resultierenden Gleichstrom i_i ausgeregelt werden. Bei gleicher Reglerdynamik resultieren demnach aufgrund der augenblicklichen Gleichstromdifferenzen

$$\Delta i_{dc} = i_i - i_{dc} \quad (4.39)$$

größere Spannungsabweichungen Δu_{dc} , die gemäß Zustandsgleichung (1.7) aus dem Energiespeichervermögen des Zwischenkreiskondensators ausgeglichen werden. Insbesondere schnelle und tiefe Spannungseinbrüche im Umrichterzwischenkreis Δu_{dc} als Folge einer erhöhten Bereitstellung positiver (ungeregelter) Momentanreserve Δp_U sind für die Dynamik der Gleichspannungsregelung und somit auch für die Auslegung bzw. das Anforderungsprofil des Energiespeichers relevant. Gleichspannungsüberhöhungen können bei vorhandenem DC-Chopper zur Spannungshaltung in Wärme gewandelt werden, sodass die überschüssige Energie dem Zwischenkreis entzogen und die Gleichspannung u_{dc} stabilisiert wird. Diese mögliche Energiewandlung mit der Wärmeenergie

$$E_{ch} = \int_{t-T_{on}}^t p_{ch} \cdot dt = \int_{t-T_{on}}^t \frac{u_{dc}^2}{R_{ch}} \cdot dt \quad (4.40)$$

bietet eine Möglichkeit, negative Momentanreserve oder negative (schnelle) Primärregelleistung während Überfrequenzszenarien bereitzustellen, ohne einen weiteren Energiespeicher oder die schnelle Anpassung der Primärregelleistung P_0 einzubeziehen. In Gleichung (4.40) definiert T_{on} die aktive Zeit des DC-Choppers [25]. In [25, 158] sind Verfahren für die aktive Nutzung des DC-Choppers zur Frequenzstabilisierung von Überfrequenzszenarien, wie sie beispielsweise als Folge eines Systemsplits [98, 99] resultieren können, dargestellt.

4.3 STROMBEGRENZUNG UND DÄMPFUNG VON NETZVERZERRUNGEN

Netzspannungsbildende Umrichtersysteme sind aufgrund ihres inhärenten Spannungsquellenverhaltens und somit der unregelmäßigen Anpassung des Umrichterstroms i_U bei Änderungen der Netzspannung u_Q deutlich gefährdeter bezüglich potenzieller Überlastungen der Halbleiterkomponenten bei externen Störungen [37]. Darüber hinaus sorgt die Bereitstellung einer idealen Energieversorgungsspannung für eine unregelmäßige Stromaufnahme von Netzverzerrungen, die aus einer vorbelasteten Netzspannung u_Q resultieren und somit das Umrichtersystem zusätzlich belasten. Im diesem Abschnitt werden sowohl Verfahren zur Begrenzung des maximalen Umrichterstroms i_U als auch zur Anpassung des inhärenten Dämpfungsgrads bei Netzspannungsverzerrungen vorgestellt.

4.3.1 DYNAMISCHE UMRICHTERSTROMBEGRENZUNG

In [159] werden verschiedene Ansätze zur Strombegrenzung netzspannungsbildender Umrichtersysteme vorgestellt, die entweder auf eine Begrenzung der Komponenten des Referenzstroms oder der Amplitude des resultierenden Zeigers basieren. Derartige Verfahren setzen jedoch voraus, dass innere Stromregler vorhanden sind, die eine dynamische Umsetzung der Referenzwerte umsetzen. Auch die Umsetzung einer virtuellen Impedanz Z_v , die einen regelungstechnischen Spannungsabfall Δu_v hervorrufen soll, kommt in [60, 159] in Kombination mit inneren Stromreglern zum Einsatz. Anders als diese Verfahren, die als charakteristische Eigenschaft einen in der Amplitude begrenzten sinusförmigen Umrichterstrom i_U hervorrufen, beschreibt der Ansatz

aus [68, 160] eine phasenselektive Begrenzung des maximalen Umrichterstroms, ohne Berücksichtigung der resultierenden Kurvenform. Dieses »Currentclipping« schneidet die Stromanteile oberhalb des definierten Grenzwerts i_{\max} ab und erzeugt somit trapez- oder sogar blockförmige Verläufe, ähnlich wie die umrichternahe Blockierung der Ansteuersignale (Pulssperre; PWM-Blocking) wie in [88] erwähnt. Diese Verfahren weisen eine erhebliche Oberschwingungsbelastung für das Netz auf und sollten dementsprechend auf eine möglichst geringe Verwendungsdauer begrenzt werden. In [161] wird die Verwendung einer konstanten virtuellen Impedanz \underline{Z}_v ohne innere Stromregler aufgezeigt, die eine direkte Auswirkung auf die resultierende Modulationsspannung \mathbf{u}_U aufweist. Um bei regelungstechnischer Abbildung einer konstanten Impedanz \underline{Z}_v eine hinreichend begrenzende Wirkung während variablen Fehlerszenarien sicherzustellen, wird in [88] eine parallelgeschaltete Stromregelung implementiert, die als »Backup-Schutz« im Fehlerfall das netzspannungsbildende Regelungsverfahren vollständig ersetzt und definierte Blindstromvorgaben gemäß [20] umsetzt. Dieser Wechsel des fundamentalen Umrichterhaltens widerspricht den Systemanforderungen aus Kapitel 2 und stellt ein Risiko für Instabilitäten dar.

Die Anforderungen an die Umrichterstrombegrenzung sind die möglichst ideale Erhaltung der Sinusform einhergehend mit einer akkuraten Begrenzung der Stromamplitude \hat{i}_U . Darüber hinaus soll sich der resultierende Beitrag zur Blind- und Wirkleistung P_U, Q_U in Abhängigkeit der verbleibenden Impedanz \underline{Z}_Q zur Fehlerstelle frei einstellen (inhärentes Spannungsquellenverhalten), sodass keine aktiven Blindstromvorgaben Δi_b notwendig sind. Das in dieser Arbeit verwendete Verfahren zur Begrenzung der Umrichterströme \mathbf{i}_U lässt sich allgemein in drei Bereiche einteilen, wobei das grundlegende netzspannungsbildende Regelungsverfahren während aller Strombegrenzungsstufen aktiv bleibt.

- Dynamisch angepasste virtuelle Impedanz \underline{Z}_v bzw. virtueller Spannungsabfall $\Delta \mathbf{u}_v$
- Proportional geregelte Differenzspannung $\Delta \mathbf{u}_{\text{lim}}$ zur Amplitudenbegrenzung
- Freigabe der Synchronisierung e_s und Anpassung der Synchronisationsdynamik

Die dynamisch angepasste virtuelle Impedanz \underline{Z}_v ist abhängig vom augenblicklich identifizierten Strombetrag \hat{i}_U und wird zur Vermeidung eines stationären Spannungsabfalls $\Delta \mathbf{u}_v$ im Normalbetrieb bei Überschreiten einer definierten Grenze i_v gemäß Gleichung (4.41) aktiviert.

$$\underline{Z}_v = \begin{cases} 0, & \text{für } \tilde{i}_U \leq i_v \\ R_v + j \cdot X_v, & \text{für } \tilde{i}_U > i_v \end{cases} \quad (4.41)$$

Der in Gleichung (4.41) verwendete Umrichterstrom \tilde{i}_U bezieht sich auf den augenblicklichen Raumzeiger $\tilde{\mathbf{i}}_U$ resultierend aus der Messwertverarbeitung, wie sie in Kapitel 3.2.1 vorgestellt wurde, und ist demnach entkoppelt von den Filtereigenschaften der Netzspannungsidentifikation.

$$\tilde{i}_U = |\tilde{\mathbf{i}}_U| = \sqrt{(\tilde{i}_{U\alpha})^2 + (\tilde{i}_{U\beta})^2} \quad (4.42)$$

In dem hier vorgestellten Verfahren wird lediglich eine resistive Begrenzung des Umrichterstroms auf Basis der virtuellen Impedanz \underline{Z}_v umgesetzt, sodass $X_v = 0$ berücksichtigt wird. Für die virtuelle Resistanz R_v wird eine kubische Abhängigkeit der Stromamplitude \tilde{i}_U berücksichtigt, sodass der Dämpfungsgrad bei erhöhtem Umrichterstrom deutlich zunimmt.

$$R_v = (\tilde{i}_U - i_{\max})^3 \cdot \mathcal{K}_{p,R_v} \quad (4.43)$$

Grundsätzlich lassen sich auch konkrete Definitionen für eine reaktive Dämpfung des Umrichterstroms \mathbf{i}_U unter Berücksichtigung von $X_v \neq 0$ einstellen. Der Freiheitsgrad \mathcal{K}_{p,R_v} kann zur detaillierten Abstimmung der resultierenden $R_v(\hat{i})$ -Kennlinie verwendet werden. Aus der nachfolgenden Multiplikation des Stromzeigers \mathbf{i}_U mit der virtuellen Impedanz \underline{Z}_v resultiert der

virtuelle Spannungsabfall $\Delta \mathbf{u}_v$, der von der fundamentalen Umrichterreferenzspannung \mathbf{u}_U^* subtrahiert wird, sodass die Modulationsspannung \mathbf{u}_{Uv}^* im strombegrenzenden Betrieb gemäß Gleichung (4.44) resultiert.

$$\mathbf{u}_{Uv}^* = \mathbf{u}_U^* - R_v \cdot \tilde{\mathbf{i}}_U - L_v \cdot \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_U}{dt} \quad (4.44)$$

Wird neben der virtuellen Resistanz auch die Reaktanz abgebildet, sind die entsprechenden Vorzeichen der Komponentenschreibweise zu berücksichtigen, wie auch in [161] dargestellt.

$$u_{dUv}^* = -\tilde{i}_{Ud} \cdot R_v + \tilde{i}_{Uq} \cdot X_v + u_{Ud}^* \quad (4.45a)$$

$$u_{qUv}^* = -\tilde{i}_{Uq} \cdot R_v - \tilde{i}_{Ud} \cdot X_v + u_{Uq}^* \quad (4.45b)$$

Allgemein wird bei der Berücksichtigung der virtuellen Impedanz die Nullkomponente des Umrichterstroms $i_{U||}$ abgespalten und entsprechend nicht betrachtet.

Neben dieser virtuellen Impedanz kommt eine proportional geregelte Differenzspannung $\Delta \mathbf{u}_{lim}$ zur Amplitudenbegrenzung des Umrichterstroms \mathbf{i}_U insbesondere bei größerer Fehlerdauer zum Einsatz und löst somit die dynamisch angepasste virtuelle Impedanz ab. Das grundlegende Verhalten korrespondiert zu einer proportionalen Stromregelung, wobei auf eine konkrete Definition von Referenzwertvorgaben verzichtet wird. Darüber hinaus wird, anders als beispielsweise in [88], kein Wechsel des fundamentalen Regelungsverfahrens vorgenommen, sondern die ermittelte Differenzspannung $\Delta \mathbf{u}_{lim}$ der Referenzspannung des netzspannungsfolgenden Regelungsprinzips überlagert. Dementsprechend erweitert sich Gleichung (4.44) unter Berücksichtigung der Differenzspannung $\Delta \mathbf{u}_{lim}$ zu Gleichung (4.46).

$$\mathbf{u}_{Ur}^* = \mathbf{u}_{Uv}^* + \Delta \mathbf{u}_{lim} = \mathbf{u}_U^* - \underline{Z}_v \cdot \tilde{\mathbf{i}}_U + \Delta \mathbf{u}_{lim} \quad (4.46)$$

Die Umsetzung dieser Proportionalregelung erfolgt phasenselektiv gemäß Gleichung (4.47) und wird, vergleichbar zur virtuellen Impedanz, bei Überschreitung eines definierten Grenzstroms i_{akt} freigegeben.

$$\Delta \mathbf{u}_{lim} = \begin{cases} 0, & \text{für } \hat{i}_U \leq i_{akt} \\ \mathcal{K}_{p,diff} \cdot \left(\tilde{\mathbf{i}}_U \cdot \left(\frac{1}{K_{p,ref}} - 1 \right) \right) \cdot x_{diff}, & \text{für } \hat{i}_U > i_{akt} \end{cases} \quad (4.47)$$

In Gleichung (4.47) beschreibt $\mathcal{K}_{p,diff}$ die Verstärkung der Proportionalregelung und $K_{p,ref}$ die Skalierung des Referenzstroms. Somit ist der Referenzstrom direkt abhängig vom inhärent resultierenden Umrichterstrom und wird lediglich im Betrag limitiert. Die Phasenlage des resultierenden Umrichterstroms \mathbf{i}_U wird nicht beeinflusst und kann sich entsprechend in Abhängigkeit vom Fehlerszenario frei einstellen. Zur Erhaltung einer ausreichenden strombegrenzenden Wirkung, wird der Skalierungsfaktor $K_{p,ref}$ gemäß Gleichung (4.47) in Abhängigkeit des aktuellen Strombetrags \hat{i}_U sowie zusätzlichen Filtereigenschaften angepasst.

$$\frac{dK_{p,ref}}{dt} = \frac{1}{\tau_{ref}} \cdot \left(g(\hat{i}_U) - K_{p,ref} \right) \quad (4.48)$$

Die Funktion $g(\hat{i}_U)$ repräsentiert die Abhängigkeit der Skalierung vom aktuell identifizierten Strombetrag \hat{i}_U , ist parametrierbar und wird über eine Lookup-Table abgebildet. Darüber hinaus definiert τ_{ref} die Zeitkonstante der Verzögerung erster Ordnung, die als Filter insbesondere für unsymmetrische Fehler notwendig ist. Aus dieser Verzögerung τ_{ref} bei der Umsetzung der proportionalen Differenzspannung wird auch die Notwendigkeit der dynamischen virtuellen Impedanz \underline{Z}_v ersichtlich. Diese sorgt für eine Begrenzung des Fehlerstroms auch in dem Zeitbereich, wo die Differenzspannung $\Delta \mathbf{u}_{lim}$ noch nicht vollständig aktiv ist. Zur Vermeidung dynamischer Sprünge bei Abschaltung der Differenzspannung $\Delta \mathbf{u}_{lim}$ wird diese, wie in Gleichung (4.47) beschrieben, zusätzlich mit dem Koeffizienten x_{diff} multipliziert. Dieser Wert wird durch eine

Kombination aus der Logikschaltung mit dem Ausgang e_{diff} zur Überwachung der Stromamplitude nach Gleichung (4.49) bestimmt.

$$e_{\text{diff}} = \begin{cases} 1, & \text{für } \hat{i}_{\text{U}} \geq \hat{i}_{\text{akt}} \\ 1, & \text{für } \hat{i}_{\text{U}} < \hat{i}_{\text{akt}} \ \& \ t_{e_{\text{diff}}} < T_{\text{off}} \\ 0, & \text{für } \hat{i}_{\text{U}} < \hat{i}_{\text{akt}} \ \& \ t_{e_{\text{diff}}} \geq T_{\text{off}} \end{cases} \quad (4.49)$$

Hierbei definiert T_{off} die abgebildete Ausschaltverzögerung sowie $t_{e_{\text{diff}}}$ die Zeit nach Unterschreitung der Umrichterstromamplitude vom Aktivierungsstrom $\hat{i}_{\text{U}} < \hat{i}_{\text{akt}}$.

Die Umsetzung des resultierenden Freigabewerts der Logikschaltung e_{diff} zum Koeffizienten x_{diff} erfolgt bei steigender Flanke ($\nearrow_{(p)}$) von e_{diff} gemäß Gleichung (4.50) unter zusätzlicher Berücksichtigung des Datentyps, welche hier zur Vereinfachung nicht dargestellt ist.

$$x_{\text{diff}} = e_{\text{diff}}, \text{ für } \nearrow_{(p)}(e_{\text{diff}}) \quad (4.50)$$

Im Falle einer negativen Flanke ($\searrow_{(n)}$) des Freigabesignals e_{diff} erfolgt ein verzögerter Übergang des Koeffizienten x_{diff} nach Zustandsgleichung (4.51)

$$\frac{dx_{\text{diff}}}{dt} = \frac{1}{\tau_{\text{diff}}} \cdot (e_{\text{diff}} - x_{\text{diff}}), \text{ für } \searrow_{(n)}(e_{\text{diff}}) \quad (4.51)$$

wobei τ_{diff} die Zeitkonstante bei der Umsetzung der fallenden Flanke des Freigabesignals e_{diff} zur Berücksichtigung des Koeffizienten x_{diff} in Gleichung (4.49) ist. Dementsprechend erfolgt die Aktivierung der Strombegrenzung auf Basis der Proportionalregelung unverzögert sowie die Abschaltung gedämpft mit der Zeitkonstante τ_{diff} .

Neben diesen direkt strombegrenzenden Maßnahmen kommt eine Überwachungseinrichtung mit direkter Wirkung auf die Synchronisierungseinrichtung des fundamentalen Regelungskonzepts zum Einsatz. Diese Maßnahme sorgt bei signifikantem Spannungseinbruch, wie beispielsweise während eines umrichternahen Netzfehlers, für einen Synchronisationsstopp der Amplitude \hat{u}_{s} . Grundsätzlich kann dieser Eingriff auch für die Winkel- und Frequenzsynchronisierung erfolgen, ist aber allgemein bei klassischen LVRT-Fällen nicht notwendig. Wird die Amplitudensynchronisierung während eines Netzfehlers fortgeführt, resultiert bei Spannungswiederkehr der Netzspannung u_{Q} ein deutlich untererregter Betrieb des Umrichtersystems – Amplitude der Umrichterspannung \hat{u}_{U} ist deutlich kleiner als die Netzspannungsamplitude \hat{u}_{Q} im Nachfehlerfall – sodass ein induktiver Blindleistungsbedarf des Umrichtersystems eine lokale Absenkung der Netzspannung u_{Q} hervorrufen würde. Wird eine Unterbrechung des Synchronisationsvorgangs im Falle eines signifikanten Spannungseinbruchs durchgeführt, bleibt die gebildete Umrichterspannung des fundamentalen Regelungskonzepts \hat{u}_{U}^* auf Vorfehlerniveau und erzeugt somit eine erheblich bessere und netzdienlichere Performance bei Wiederkehr der Netzspannung u_{Q} . Der Erkennungsalgorithmus zur Freigabe der Synchronisierung e_{s} basiert grundsätzlich auf einem Zweipunktelement zur Bewertung der Netzspannungsamplitude \hat{u}_{Q} nach Gleichung (4.52) [132].

$$e_{\text{s}} = \begin{cases} 0, & \text{für } \hat{u}_{\text{Q}} \leq \hat{u}_{\text{min}} \\ e_{\text{s}}, & \text{für } \hat{u}_{\text{min}} < \hat{u}_{\text{Q}} < \hat{u}_{\text{iO}} \\ 1, & \text{für } \hat{u}_{\text{Q}} \geq \hat{u}_{\text{iO}} \end{cases} \quad (4.52)$$

In Gleichung (4.52) definiert e_{s} den Freigabeparameter der Synchronisierung, \hat{u}_{min} die untere Spannungsgrenze, die zur Deaktivierung der Synchronisierung führt, und \hat{u}_{iO} die Grenzspannung zur Aktivierung der Synchronisierung.

Als weitere Maßnahme zur Beherrschung zeitlich langer Überstromphasen ohne signifikanten Spannungseinbruch $\Delta\hat{u}_{\text{Q}}$, der auf einen erheblichen Netzfehler schließen lässt, kann die Synchronisierungsgeschwindigkeit angepasst werden. Da, anders als bei Synchrongeneratoren, diese »Trägheit« regelungstechnisch abgebildet wird, lassen sich die Parametrierungen der Synchronisationsregler aktiv beeinflussen, sodass Winkel- und Frequenzdifferenzen im strombegrenzenden Betrieb mit reduzierter Trägheit ausgeglichen werden können.

4.3.2 DÄMPFUNGSGRAD BEI NETZVERZERRUNGEN

Aufgrund des inhärenten Spannungsquellenverhaltens mit theoretisch ideal sinusförmiger innerer Umrichterspannung \mathbf{u}_U sorgen Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q zu einem unregelmäßigen Verzerrungsstromfluss \mathbf{i}_{U,f_h} in das leistungselektronische Umrichtersystem, wie es schon in Abschnitt 2.1.6 und insbesondere in Gleichung (2.26) beschrieben wurde. Um eine Möglichkeit darzulegen diesen unregelmäßigen Effekt abzuschwächen, können proportional angepasste Verzerrungskomponenten der Netzspannung \mathbf{u}_Q der Modulationsspannung \mathbf{u}_U^* überlagert werden. Dieser Ansatz orientiert sich an der aktiven LC-Dämpfung, wie sie beispielsweise in [161] angewendet wird und ursprünglich in [162] vorgestellt wurde. Hier sorgt ein »lead-lag Filter« mit der Übertragungsfunktion

$$G_{ll}(s) = \mathcal{K}_{ll} \frac{s + \omega_{lead}}{s + \omega_{lag}} \quad (4.53)$$

für eine gefilterte Überlagerung der identifizierten Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_Q$ mit der Referenzspannung des netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens nach Gleichung (4.54) [161].

$$\mathbf{u}_U^* + \mathbf{u}_{aD} = \mathbf{u}_U^* + \mathbf{G}_{aD}(s) \cdot \tilde{\mathbf{u}}_Q \quad (4.54)$$

Hierbei entspricht $\mathbf{G}_{aD}(s)$ der resultierenden Matrixform der Übertragungsfunktion $G_{ll}(s)$. In [9] wird hinzugefügt, dass zur Dämpfung bei netzspannungsbildenden Regelungsverfahren, in diesem Fall die virtuelle Synchronmaschine, die Führungskreisfrequenz ω_{lead} aus Gleichung (4.53) eliminiert werden kann $\omega_{lead} = 0$, sodass das Verhalten der Übertragungsfunktion einem Hochpasselement entspricht. Bei vollständigem Hochpassverhalten wird ersichtlich, dass der Referenzspannung der fundamentalen Regelung \mathbf{u}_U^* höherfrequente Anteile der Netzspannung \mathbf{u}_Q zur aktiven Dämpfung überlagert werden [9].

Da das hier vorgestellte netzspannungsbildende Regelungsverfahren eine Fourieranalyse zur Identifizierung der komplexen Spannungs- und Stromgrößen verwendet, kann diese Analyse ebenfalls zur Dämpfung von unregelmäßigen Verzerrungsströmen \mathbf{i}_{U,f_h} verwendet werden. Eine Möglichkeit besteht in der Analyse der harmonischen Spannungen $\underline{\mathbf{u}}_{Qh}$ sowie proportionaler Überlagerung im Frequenzbereich nach Gleichung (4.55).

$$\underline{\mathbf{u}}_U^* + \underline{\mathbf{u}}_D = \underline{\mathbf{u}}_U^* + \mathcal{K}_d \cdot \underline{\mathbf{u}}_{Qh} \quad (4.55)$$

Hierbei definiert \mathcal{K}_d den proportionalen Verstärkungsfaktor bei der Aufschaltung der Verzerrungsanteile der identifizierten Netzspannung $\underline{\mathbf{u}}_{Qh}$. Sollen für verschiedene Frequenzen unterschiedliche Verstärkungsfaktoren berücksichtigt werden, erweitert sich der Proportionalitätsfaktor \mathcal{K}_d zu einer Proportionalitätsmatrix \mathcal{K}_d . Grundsätzlich besitzen alle komplexen Vektoren aus Gleichung (4.55) identische Dimension, wobei $\underline{\mathbf{u}}_U^*$ lediglich den Eintrag für die Grundschwingungskomponente enthält. Anders sind in $\underline{\mathbf{u}}_{Qh}$ alle identifizierten Komponenten neben der Grundschwingung enthalten. Die Überlagerung bildet somit einen komplexen Vektor, der sowohl Grundschwingung als auch proportional angepasste Verzerrungsanteile enthält.

Erfolgt bei der Netzspannungsidentifikation ausschließlich eine Analyse der Grundschwingung $\underline{\mathbf{u}}_{Q1}$, beispielsweise auf Basis von Gleichung (4.6), sodass keine Informationen über harmonische Komponenten der Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_{Qh}$ vorliegen, ist lediglich eine gleichmäßige Dämpfung des gesamten Verzerrungsanteils realisierbar. Hierfür kann die identifizierte Grundschwingung der Netzspannung $\underline{\mathbf{u}}_{Q1}$ ohne weitere Referenzwertvorgaben in den Zeitbereich überführt werden. Die augenblickliche Differenz aus $\tilde{\mathbf{u}}_Q$ und rücktransformierter Grundschwingung der Netzspannung $\underline{\mathbf{u}}_{Q1}$ bildet somit den vollständigen Verzerrungsanteil der identifizierten Netzspannung $\tilde{\mathbf{u}}_Q$ im Zeitbereich. Dieser Anteil kann gemäß Gleichung (4.56)

$$\mathbf{u}_U^* + \mathbf{u}_D = \mathbf{u}_U^* + \mathcal{K}_d \cdot (\tilde{\mathbf{u}}_Q - \underline{\mathbf{u}}_{Q1}) \quad (4.56)$$

zur Dämpfung unregelmäßiger Verzerrungsströme \mathbf{i}_{U,f_h} des Umrichters verwendet werden, sodass die vollständige Umrichterspannung \mathbf{u}_U auch Verzerrungsanteile der Netzspannung \mathbf{u}_Q enthält.

An dieser Stelle sei erwähnt, dass insbesondere große Totzeiten der Messwertverarbeitung τ_m sowie weitere Filtereigenschaften der Messwertverarbeitung diesen proportionalen Ansatz zur Begrenzung des ungerichteten Verzerrungsstromflusses i_{U, f_n} erschweren.

Grundsätzlich lässt sich neben den ungerichteten Dämpfungseigenschaften bei Verzerrungen der Netzspannung u_Q eine zusätzlich langsame Form der aktiven harmonischen Stromkompensation trotz fundamentalem netzspannungsbildenden Regelungsansatz realisieren. Da dieses Attribut allgemein durch FACTS und insbesondere durch aktive Parallelfilter, wie in [163, 164] zusammengefasst, ausgeführt wird und den normalen Funktionsumfang netzgekoppelter Umrichtersysteme deutlich übersteigt, wird in dieser Arbeit auf Details bei regelungstechnischen Umsetzung nicht eingegangen. Entsprechende Erläuterungen dieser optionalen Zusatzfunktionalität sowie die Kombination mit fundamentalem netzspannungsbildenden Regelungsprinzip sind ausführlich in [122] beschrieben.

4.4 VERHALTENS- UND STABILITÄTSANALYSE

Nachdem eine ausführliche Beschreibung des in dieser Arbeit präsentierten netzspannungsbildenden Regelungsansatz zur Erfüllung der allgemeinen Systemanforderungen des elektrischen Energieversorgungsnetzes und einhergehendem Anforderungsprofil an netzgekoppelte Umrichtersysteme aus Kapitel 2 vorliegt, erfolgt in diesem Abschnitt eine erste Verhaltens- und Stabilitätsanalyse des dargestellten Ansatzes. Diese Untersuchungen beziehen sich auf ein abgeleitetes und linearisiertes Zustandsraummodell im rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem, wie es in Abschnitt 3.3 für netzspannungsfolgende Regelungsprinzipien und insbesondere für netzstützende Umrichtersysteme ebenfalls zugrunde lag. Aufgrund dieser Synergien wird nachfolgend insbesondere auf die Modellbildung der Komponenten eingegangen, die im netzspannungsfolgenden Ansatz aus Abschnitt 3 nicht enthalten sind. Elementare Ansätze der Zustandsraumbeschreibung im rotierenden Koordinatensystem, sowohl bei der Modellierung des Netzanschlusses als auch der Regelungsstruktur, sind weiterhin zutreffend.

4.4.1 MODELLBILDUNG UND LINEARISIERUNG

Klassische netzspannungsfolgende Regelungsansätze nutzen eine Raumzeigertransformation auf Basis des identifizierten Netzspannungswinkels θ_c als elementare Komponente zur Bildung des Regelungskoordinatensystems. Abweichend hiervon verwendet der in diesem Kapitel vorgestellte netzspannungsbildende Ansatz neben der Rotationsmatrix \mathcal{R}_θ eine Fourieranalyse sowie Bestimmung der symmetrischen Komponenten zur Bildung der Umgebung für die fundamentale Regelungsstruktur ($xy \rightarrow dq \rightarrow \Re\Im$). Die Abbildung der Rotationsmatrix \mathcal{R}_θ zur Kopplung des Netz- und Regelungskoordinatensystems ($xy \rightarrow dq$) unter Berücksichtigung der Eigenschaften der Netzspannungsidentifikation wurden in Abschnitt 3.2.3 beschrieben. Das Übertragungsverhalten und die einhergehende Verzögerung der nachgelagerten Fouriertransformation ($dq \rightarrow \Re\Im$) kann im Raumzeigerkoordinatensystem durch die Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.57) abgebildet werden [132].

$$G_{\text{DFT}}(s) = f_n \cdot \frac{1 - e^{-s/f_n}}{s} \quad (4.57)$$

Aus einer Zustandsänderung am Eingang erfolgt eine lineare Änderung innerhalb einer Netzperiode T_n mit stationär resultierendem Zielwert. Prinzipiell kann das Verhalten als »gleitende Totzeit« einer Netzperiode T_n interpretiert werden.

$$T_n = \frac{1}{f_n} = \frac{2\pi}{\omega_n} \quad (4.58)$$

Da die Modellbildung auf algebraischen Differentialgleichungen (differential-algebraic system of equations; DAE) basiert, wird die transzendente Funktion aus Gleichung (4.57) unter Verwendung der Padé-Approximation aus Gleichung (3.43) als rationale und somit auch als algebraische

Funktion angenähert [50, 128, 134]. Die Berechnung der Padé-Approximation zweiter Ordnung bildet die Übertragungsfunktion eines klassischen Verzögerungselements (PT2).

$$G_{\text{DFT}}(s) \approx \frac{12 \cdot f_n^2}{s^2 + 6 \cdot f_n \cdot s + 12 \cdot f_n^2} = G_{\text{PT2}}(s) \quad (4.59)$$

Ein Koeffizientenvergleich zwischen Gleichung (4.59) sowie der Normalform der Übertragungsfunktion eines Verzögerungsglieds zweiter Ordnung nach Gleichung (4.60)

$$G_{\text{PT2}}(s) = \frac{K_{\text{PT2}}}{\tau_{\text{PT2}}^2 \cdot s^2 + 2 \cdot D_{\text{PT2}} \cdot \tau_{\text{PT2}} \cdot s + 1} \quad (4.60)$$

liefert die entsprechenden Koeffizienten für die PT2-Approximation von Gleichung (4.57) [132].

$$K_{\text{PT2}} = 1; \quad \tau_{\text{PT2}} = \sqrt{\frac{1}{12 \cdot f_n^2}}; \quad D_{\text{PT2}} = 3 \cdot f_n \cdot \tau_{\text{PT2}} \quad (4.61)$$

Aus der Übertragungsfunktion (4.60), mit den Koeffizienten aus Gleichung (4.61), lassen sich die algebraischen Differenzialgleichungen (Zustandsgleichungen) formulieren, die grundlegend für die Modellbildung sind. In Gleichung (4.62) sind die Zustandsgleichungen des approximierten Übertragungsverhaltens, repräsentativ für den Übergang ($d \rightarrow \Re$) dargestellt.

$$\frac{du_{\text{Q}\Re}}{dt} = x_{\text{QPT2}} \quad (4.62a)$$

$$\frac{dx_{\text{QPT2}}}{dt} = \frac{K_{\text{PT2}}}{\tau_{\text{PT2}}^2} \cdot u_{\text{Qd}} - \frac{2 \cdot D_{\text{PT2}}}{\tau_{\text{PT2}}} \cdot x_{\text{PT2}} - \frac{1}{\tau_{\text{PT2}}^2} \cdot u_{\text{Q}\Re} \quad (4.62b)$$

In Gleichung (4.62) definiert u_{Qd} die Eingangsspannung der d-Achse und $u_{\text{Q}\Re}$ die Ausgangsspannung. Die Zustandsvariable x_{QPT2} repräsentiert einen internen Integratorzustand ohne äußere Relevanz. Dieser Ansatz aus Gleichung (4.62) bildet in den nachfolgenden Untersuchungen das Verhalten der »gleitenden Totzeit« aus Gleichung (4.57) nach. Hierbei handelt es sich im Rahmen der Modellbildung im Raumzeigerkoordinatensystemen um keine explizite Koordinatentransformation, sondern um die Berücksichtigung des zeitlich relevanten Übertragungsverhaltens. Dieses Verhalten wird in gleicher Weise für die orthogonale Koordinatenachse ($q \rightarrow \Im$) der Netzspannung \tilde{u}_{Q} und ebenso für die Überführung der identifizierten Umrichterströme \tilde{i}_{U} berücksichtigt. Abbildung 4.7 zeigt die Verläufe der Modellbildung nach Gleichung (4.57) sowie nach (4.62).

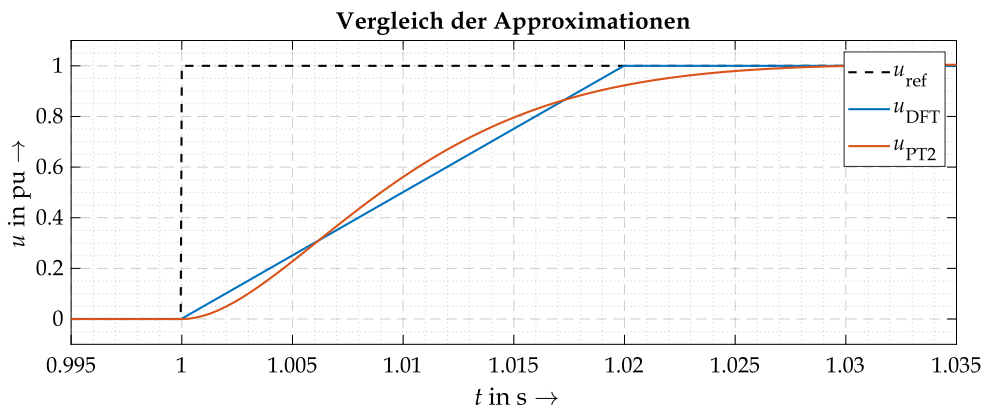


Abbildung 4.7: Vergleich der verwendeten Approximation der transzendenten Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.57) und den algebraischen Differenzialgleichungen.

Für Analysen des allgemeinen Umrichterhaltens besteht eine hinreichend Genauigkeit der Approximation nach Gleichung (4.62), wie nachfolgend die Abbildungen 4.8 und 4.9 implizit bestätigen. Die Validität in Bezug auf allgemeine Stabilitätsbetrachtungen wird insbesondere durch die

zusätzliche Dynamikentkopplung der nachgelagerten Synchronisierungseinrichtung mit anwendungsspezifisch höheren Zeitkonstanten bestärkt. Detaillierte Betrachtungen, wie beispielsweise Analysen der charakteristischen Eigenschaften bei Netzverzerrungen, bedingen entweder eine umfangreichere Approximation mit erhöhter Detailtiefe oder eine umfangreiche EMT-Studie. Eine Validierung der vollständigen Modellbildung erfolgt im nachfolgenden Abschnitt 4.4.2.

Die vollständige Modellbildung, welche die linearisierte Näherung der in diesem Kapitel vorgestellten Zustandsgleichungen sowie weiterhin gültige Formulierungen und Vereinfachungen aus Kapitel 3 – wie beispielsweise die Modellbildung des Netzanschlusses oder auch Störgrößenaufschaltung zur Abbildung der Frequenzvariabilität – umfasst, basiert auf dem grundlegenden Ansatz zur Beschreibung des Zustandsraums aus (3.38). Die Dimensionen des Eingangs- und Zustandsvektors $\Delta \mathbf{u}_{\text{NSB}}$, $\Delta \mathbf{x}_{\text{NSB}}$ sind aus Gleichung (4.63) und der beschreibenden Zustands- oder Systemmatrix $\mathbf{A}_{\text{s,NSB}}$ und Steuermatrix $\mathbf{B}_{\text{s,NSB}}$ aus Gleichung (4.64) ersichtlich.

$$\Delta \mathbf{x}_{\text{NSB}} = (\Delta x_{\text{NSB}1}, \dots, \Delta x_{\text{NSB}52})^{\text{T}} \quad (4.63\text{a})$$

$$\Delta \mathbf{u}_{\text{NSB}} = (\hat{u}_{0\text{g}}, P_{\text{g}}^*, \omega_0, P^*, Q^*)^{\text{T}} \quad (4.63\text{b})$$

Der Eingangsvektor der Modellbildung beinhaltet die identischen Variablen, wie innerhalb der Modellbildung des netzspannungsfolgenden Umrichterstromsystems aus Kapitel 3. Dementsprechend repräsentiert $\hat{u}_{0\text{g}}$ die Referenzspannungsamplitude, P_{g}^* den Wirkleistungsarbeitspunkt und ω_0 die Referenzkreisfrequenz des Netzmodells. Zusätzlich entsprechen P^* und Q^* den Wirk- und Blindleistungsreferenzwerten der netzspannungsbildenden Umrichterregelung.

$$\mathbf{A}_{\text{s,NSB}} = \begin{pmatrix} a_{1,1} & \cdots & a_{1,52} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{52,1} & \cdots & a_{52,52} \end{pmatrix} \quad \mathbf{B}_{\text{s,NSB}} = \begin{pmatrix} b_{1,1} & \cdots & b_{1,5} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{52,1} & \cdots & b_{52,5} \end{pmatrix} \quad (4.64)$$

Aus Gleichung (4.64) wird der erhöhte Umfang bei der Beschreibung des fundamentalen Regelungskonzepts im direkten Vergleich zur Beschreibung des netzspannungsfolgenden Regelungsprinzips ersichtlich. Da auf Basis dieses Modells eine allgemeine Verhaltens- sowie Kleinsignalstabilitätsanalyse durchgeführt wird, werden die erläuterten Konzepte zur dynamischen Umrichterstrombegrenzung und optionalen Begrenzung der inhärenten Dämpfung bei Netzverzerrungen in Gleichung (4.64) nicht berücksichtigt. Die Funktionalität dieser Komponenten, insbesondere der dynamischen Umrichterstrombegrenzung, wird in Abschnitt 5.1.2 auf Basis des vollständigen EMT-Modells betrachtet.

4.4.2 MODELL VALIDIERUNG

Zur Festlegung der partiellen Gültigkeit der Modellbildung, linearisiert um den definierten Arbeitspunkt $(\mathbf{u}_0, \mathbf{x}_0, \mathbf{y}_0)$, erfolgt ein simulativer Validierungsprozess. Hierfür wird das linearisierte Kleinsignalmodell (small-signal model; SSM) mit dem zugrundeliegenden nichtlinearen algebraischen Differenzialgleichungssystem (differential-algebraic system of equations; DAE) sowie einem transienten Simulationsmodell (electromagnetic transient, EMT) des Umrichterstromsystems abgeglichen. Das verwendete Szenario deckt sich mit den Validierungsuntersuchungen aus Kapitel 3 und repräsentiert Änderungen des Wirkleistungsreferenzwerts ΔP^* . Aufgrund der Kopplung zwischen Netzfrequenz f_{Q} und Wirkleistungsdifferenz ΔP_{Q} , wie es aus Gleichung (1.27) ersichtlich ist, wird innerhalb dieses Szenarios die Gültigkeit der entsprechenden Frequenzvariabilität im Raumzeigermodell ebenfalls validiert. Abbildung 4.8 zeigt sowohl die Gegenüberstellung der identifizierten Leistungen $\tilde{P}_{\text{U}+}$, $\tilde{Q}_{\text{U}+}$ als auch der zur Netzspannung \mathbf{u}_{Q} synchronisierten Frequenz f_{s} der drei verschiedenen Modellbildungen. Darüber hinaus wird zusätzlich auch die Validität der Modellbildung bei Referenzwertänderungen der Blindleistung ΔQ^* sowie den entsprechenden Auswirkungen auf die Netzspannungsamplitude $\Delta \hat{u}_{\text{Q}}$ geprüft. Abbildung 4.9 repräsentiert den entsprechenden Vergleich der identifizierten Leistungen $\tilde{P}_{\text{U}+}$, $\tilde{Q}_{\text{U}+}$ sowie der zur Netzspannung \mathbf{u}_{Q} synchronisierten Spannungsamplitude \hat{u}_{s} der zugehörigen Modellbildungen.

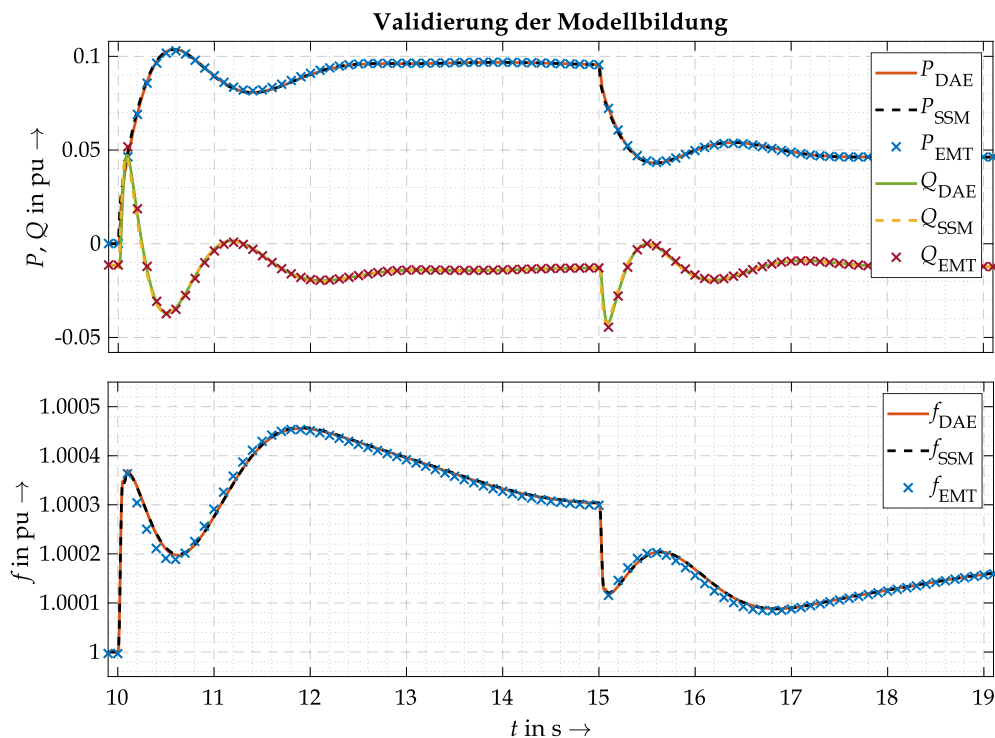


Abbildung 4.8: Validierung des Frequenz-Wirkleistungsverhaltens anhand eines EMT-Referenzmodells: Änderung des Wirkleistungsreferenzwertes P^* .

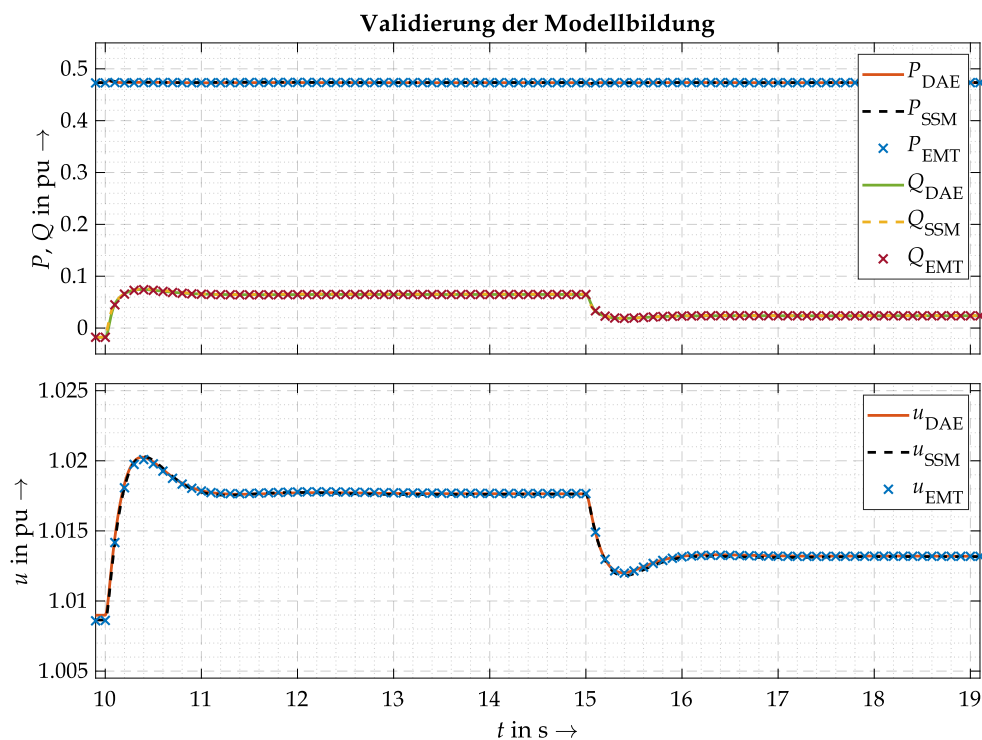


Abbildung 4.9: Validierung des Spannungs-Blindleistungsverhaltens anhand eines EMT-Referenzmodells: Änderung des Blindleistungsreferenzwertes Q^* .

Die Ergebnisse aus Abbildung 4.8 und 4.9 bestätigen, exemplarisch für einen ausführlicheren Validierungsprozess, die Gültigkeit und hinreichende Genauigkeit der entsprechenden Modellbildungen um den definierten Arbeitspunkt (u_0, x_0, y_0) . Der Frequenzverlauf weist innerhalb

des ersten Bereichs nach einer Wirkleistungsänderung $\Delta P_{\text{Ü}}^*$ leichte Abweichungen auf, was auf die Art der Implementierung der Netzfrequenz f_g als Störgröße ohne zusätzliche Verzögerungen oder Filtereigenschaften zurückzuführen ist. Da, anders als bei netzspannungsfolgenden Regelungsprinzipien, keine dynamische und aktive Anpassung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* in Abhängigkeit der zur Netzspannung u_{Q} synchronisierten Frequenz f_s notwendig ist, hat diese Abweichung keinen relevanten Einfluss auf die Validität der Modellbildung. Der resultierende Wirkleistungsverlauf der nichtlinearen und linearen Modellbildung aus Abbildung 4.8 weist trotz dieser marginalen Abweichung der Frequenz f_s sowie der entsprechenden Verwendung innerhalb der überlagerten Primärregelung $\Delta P(\Delta f)$ keine merkbaren Differenzen zum ausführlichen EMT-Modell auf. Die Definition einer initialen Referenzwertvorgabe P^* , wie es bei der Validierung mit den Ergebnissen auf Abbildung 4.9 vorliegt, hat, wie schon in Kapitel 3 gezeigt, keinen Einfluss auf die Gültigkeit der entsprechenden Modellbildung.

4.4.3 VERHALTEN IM NETZGEKOPPELTEN BETRIEB

Die Hauptaufgabe netzgekoppelter Umrichtersysteme besteht im Transfer der verfügbaren elektrischen Primärenergie bzw. Primärleistung P_0 vom Gleichspannungszwischenkreis in das elektrische Energieversorgungsnetz. Da regenerative Energiequellen eine Abhängigkeit des Primärleistungsangebot von äußeren Umgebungsbedingungen aufweisen, können erhebliche Variationen des Wirkleistungsarbeitspunktes P^* resultieren. Zur Analyse der Stabilität des in diesem Kapitel vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens, in Bezug auf variierende Wirkleistungsarbeitspunkte P^* , wird eine entsprechende Eigenwertanalyse des linearisierten Zustandsraummodells durchgeführt. Die zugehörigen Ergebnisse dieser Untersuchung, wofür zunächst ein nach [38] starkes Netz mit $\text{SCR} = 3$ angenommen wird, sind in Abbildung 4.10 dargestellt.

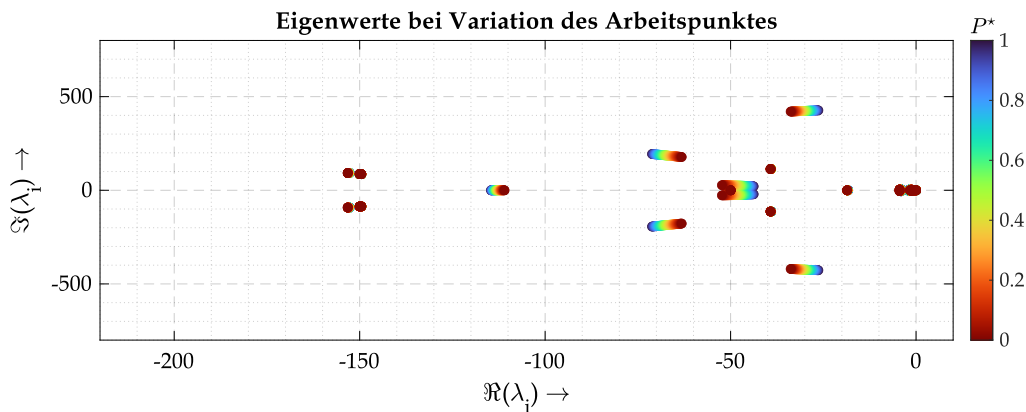


Abbildung 4.10: Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Wirkleistungsarbeitspunktes P^* bei ($\text{SCR} = 3$).

Die Ergebnisse weisen keine Instabilitäten für den analysierten Betriebsbereich auf, sodass auf Basis des vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens der gesamte Wirkleistungsbereich $P^* = [0 \text{ pu}, \dots, 1 \text{ pu}]^T$ stabil eingestellt werden kann.

Ein charakteristisches Merkmal bei der Analyse des Netzverhaltens leistungselektronischer Stellglieder ist die Dynamik bei Referenzwertänderungen ΔP^* . Netzspannungsfolgende Regelungsprinzipien zeichnen sich oftmals durch sehr schnelle Anregelzeiten aus, die ein Maß dafür bilden, wie schnell das Regelungssystem den gewünschten Zielwert erstmalig erreicht [132]. Netzspannungsbildende Ansätze, wie die virtuelle Synchronmaschine, bilden eine physikalische Trägheit des Triebstrangs regelungstechnisch ab, sodass diese Trägheit bei Referenzwertänderungen ebenfalls überwunden werden muss. Dieser elementare Nachteil der virtuellen Synchronmaschine wird aus [24] ersichtlich. Leistungselektronische Stellglieder, welche die Systemanforderungen aus Kapitel 2 erfüllen, müssen nicht zwangsweise diesen Nachteil, der direkt auf Synchrongeneratoren

zurückzuführen ist, abbilden. Allgemein soll das Umrichtersystem eine Trägheit gegenüber Änderungen des Netzspannungsraumzeigers \mathbf{u}_Q aufweisen, sodass eine inhärente Bereitstellung von Momentanreserve resultiert. Dementsprechend besteht keine allgemeine Begrenzung der inneren Änderungsgeschwindigkeit des Regelungssystems, solange der Netzspannungsraumzeiger \mathbf{u}_Q keine Beeinflussung durch diese Referenzwertänderung des Umrichters erfährt. Das in diesem Kapitel vorgestellte netzspannungsbildende Regelungsverfahren nutzt eine von der Netzspannung \mathbf{u}_Q entkoppelte Synchronisationsspannung \mathbf{u}_s für die Umsetzung der definierten Referenzwerte. Dementsprechend weist die abgebildete Trägheit, welche durch die Reglerparametrierung der Synchronisierung definiert wird, keinen direkten Einfluss auf die Änderung der Umrichterreferenzspannung \mathbf{u}_U^* bei Variationen überlagerter Referenzwerte $\Delta P_r^*, \Delta Q_r^*$ auf. Vorgaben dieser Leistungsreferenzwerte werden auf Basis der aktuellen Synchronisationsspannung \mathbf{u}_s sowie der zur Netzspannung \mathbf{u}_Q synchronisierten Kreisfrequenz ω_s ohne zusätzliche Verzögerungselemente eingestellt. Resultiert aus diesem Arbeitspunkt des Umrichtersystems eine Abweichung der Netzspannung \mathbf{u}_Q , erfolgt eine inhärente Leistungsanpassung des Umrichtersystems, auf Basis dieser Netzspannungsänderung. Hierbei handelt es sich um eine Form der unregulierten Momentanreserve, ausgelöst durch die Referenzwertänderung des Umrichtersystems. Im nachfolgenden Synchronisationsprozess wird die innere Spannung \mathbf{u}_s sowie die Kreisfrequenz ω_s stationär mit der resultierenden Netzspannung \mathbf{u}_Q abgeglichen, wobei die Parametrierung der Synchronisierung die entsprechende Dynamik bzw. Trägheit definiert. In Abbildung 4.11 ist das Verhalten des Umrichtersystems bei Referenzwertänderung der Wirkleistung ΔP^* für ein schwaches Netz (oben) und ein sehr starkes Netz (unten) bei verschiedenen Trägheitsvorgaben der Synchronisierungseinrichtung dargestellt.

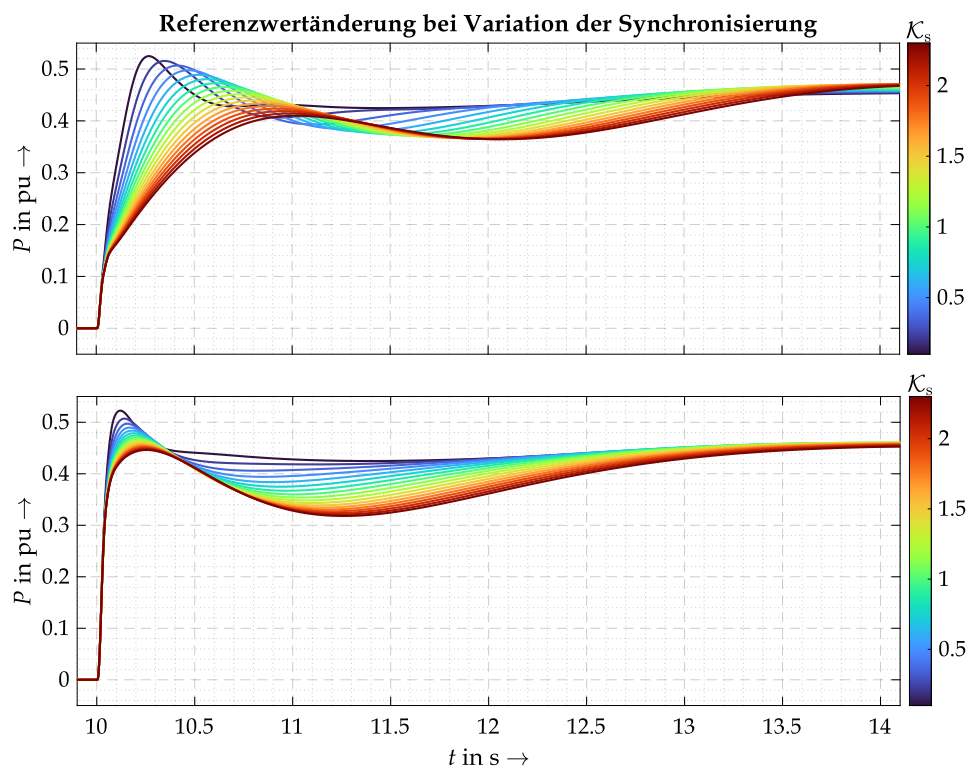


Abbildung 4.11: Analyse der resultierenden Umrichterdyamik bei Änderung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* für variable Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s der Synchronisierungseinrichtung in schwachen (oben) und sehr starken Netzen (unten) gemäß [38].

Zur Berücksichtigung dieser Trägheitsvorgabe in Abbildung 4.11 erfolgt eine Division der Reglerparameter aus den Gleichungen (4.15), (4.17) und (4.18) mit dem Koeffizienten \mathcal{K}_s . Dementsprechend erfolgt bei steigender Vorgabe von \mathcal{K}_s ein langsamer Synchronisierungsprozess.

Die dargestellten Wirkleistungsverläufe aus Abbildung 4.11 (oben) veranschaulichen die strukturelle Trennung zwischen dynamischer Referenzwertumsetzung und Synchronisierungsprozess mit einhergehender Momentanreserve. Im ersten Augenblick erfolgt, unabhängig vom Koeffizienten \mathcal{K}_s , eine Änderung der Umrichterwirkleistung P_U . Diese erste identische Antwort des Umrichtersystems bestätigt die zuvor beschriebene Eigenschaft – und somit einen signifikanten Vorteil gegenüber Verfahren, die eine definierte Trägheit für innere und äußere Änderungen abbilden – dieses netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens. Überlagerte Referenzwertvorgaben werden dynamisch und ohne weitere Verzögerungselemente und auf Basis der aktuellen synchronisierten Spannung \underline{u}_s sowie Kreisfrequenz ω_s realisiert. Zeitlich nachgelagert erfolgt eine inhärente Leistungsanpassung in Abhängigkeit der Netzspannungsänderung $\Delta \underline{u}_Q$, welche von der definierten Trägheitskonstante \mathcal{K}_s beeinflusst wird. Dementsprechend ergeben sich differente Ausgleichsvorgänge, die aus dem Verlauf der Umrichterwirkleistung ersichtlich werden.

Die Änderung der Netzspannung \underline{u}_Q bei Leistungseinspeisung des Umrichtersystems hängt überwiegend von der Impedanz zwischen dem Umrichter und der Netzspannungsquelle ab. Zur Verdeutlichung der Entkopplung zwischen innerer Dynamik bei Referenzwertänderungen und äußerer Trägheit bei Änderungen der Netzspannung \underline{u}_Q liegt dem unteren Diagramm aus Abbildung 4.11 ein sehr starkes Netz zugrunde. Diese Anpassung erfolgt über die Reduzierung der Ersatzresistanz und -induktivität aus Gleichung (3.6), die den Netzanschluss des Umrichtersystems beschreibt, sodass eine zehnfach niedrigere resultierende Impedanz Z_e des Netzanschlusses vorliegt. Die resultierende Frequenzänderung Δf_g des Netzmodells in Abhängigkeit der Leistungsdifferenz ΔP zwischen Netzarbeitspunkt P_g^* und aufgenommener Wirkleistung P_g bleibt für diese Betrachtung unverändert. Aus den Verläufen wird deutlich, dass ein erheblich dynamischerer Wirkleistungsanstieg der Umrichterleistung P_U als Antwort auf die Referenzwertspezifikation ΔP^* im Vergleich zum schwachen Netz resultiert. Dieser Effekt ist auf die geringere Impedanz zwischen Umrichtersystem und Netzspannungsquelle zurückzuführen, woraus eine deutlich geringere Abweichung der Spannung \underline{u}_Q hervorgeht. Der zeitlich nachgelagerte Synchronisierungsprozess zeigt, wie auch für das schwache Netzgebiet beschrieben, die inhärente Bereitstellung von Momentanreserve in Abhängigkeit der Netzspannungsänderung $\Delta \underline{u}_Q$.

Insgesamt verdeutlichen die Ergebnisse aus Abbildung 4.11, dass die Änderungsgeschwindigkeit bei inneren Referenzwertvorgaben P^* , Q^* aufgrund der strukturellen Entkopplung zwischen innerer Dynamik und äußerer Trägheit nahezu vollständig von der Steifheit der Netzspannung \underline{u}_Q abhängt. Liegt ein starker Netzanschluss vor, sodass die Änderung des Umrichterstroms i_U keinen nennenswerten Einfluss auf die Netzspannung \underline{u}_Q hervorruft, können Referenzwertvorgaben P^* , Q^* auf Basis der aktuellen Synchronisationsspannung \underline{u}_s und -Kreisfrequenz ω_s dynamisch umgesetzt werden. Resultiert eine relevante Einwirkung auf die Netzspannung \underline{u}_Q , reagiert das Umrichtersystem mit einer inhärenten Bereitstellung von Momentanreserve, welche einen stabilisierenden Effekt auf die Netzspannung \underline{u}_Q auswirkt. Unabhängig von der definierten Synchronisationsgeschwindigkeit bzw. der abgebildeten Trägheit gegenüber Netzspannungsänderungen $\Delta \underline{u}_Q$, der Netzträgheit H_g oder der Netzkurzschlussleistung S_{kQ}'' , erfolgt eine stationäre Umsetzung des definierten Referenzwerts P^* unter Berücksichtigung frequenzabhängiger Statikvorgaben einhergehend mit den zuvor beschriebenen Effekten. In gleicher Weise werden auch Referenzwertvorgaben der Blindleistung Q^* ohne bleibende Regelabweichung und unter Berücksichtigung der implementierten $\Delta Q(\Delta \hat{u})$ -Statik umgesetzt. Aufgrund der physikalischen Kopplung zwischen der Umrichterblindleistung Q_U und Änderung der Spannungsamplitude $\Delta \hat{u}_Q$ sind bei Vorgaben Q^* die Synchronisierungseigenschaften der Spannungsamplitude \hat{u}_s bedeutend.

4.4.4 SCHWACHE NETZE UND INSELNETZFÄHIGKEIT

Die Sicherstellung eines zuverlässigen Betriebs auch in sehr schwachen Netzgebieten mit geringer Netzkurzschlussleistung S_{kQ}'' und entsprechend großer Netzimpedanz Z_g stellt eine besondere Herausforderung für netzgekoppelte Umrichtersysteme dar. Dementsprechend werden Stabilitätsuntersuchungen oftmals, wie auch beispielsweise in [36], in Abhängigkeit des Kurz-

schlussleistungsverhältnisses (SCR) durchgeführt. Wie schon die Analyse des netzstützenden Umrichtersystems aus Kapitel 3 aufgezeigt hat, weisen netzspannungsfolgende Regelungsprinzipien insbesondere in Kombination mit dynamischen Statikvorgaben in schwachen Netzgebieten potenzielle Instabilitäten auf. Zur Stabilitätsanalyse des vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens wird ebenfalls eine iterative Reduzierung des Kurzschlussleistungsverhältnisses (SCR) nach Gleichung (4.65) und entsprechend angepasster Netzimpedanz \underline{Z}_g durchgeführt und der Übergang von starken in sehr schwache Netze gemäß [38] bewertet.

$$\mathbf{SCR} = (5, 4,99, \dots, 0,81, 0,8)^T \quad (4.65)$$

Der Verlauf relevanter Eigenwerte λ_i der Zustandsmatrix $\mathbf{A}_{s,NSB}$ bei Variation des Kurzschlussleistungsverhältnisses (SCR) ist in Abbildung 4.12 gegeben. Wie schon in Abbildung 3.11 dargestellt, werden Eigenwerte beim Übergang in den instabilen Bereich und entsprechendem Abbruchkriterium rot hervorgehoben, was jedoch im hier analysierten Bereich nicht vorliegt.

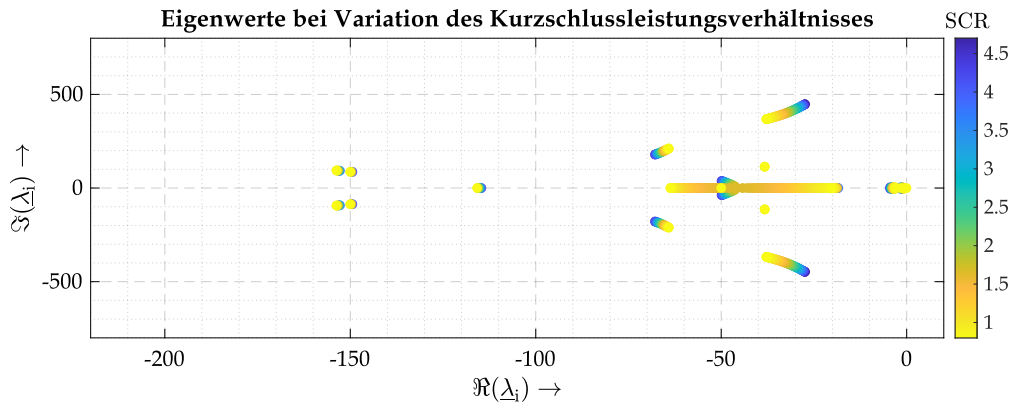


Abbildung 4.12: Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Kurzschlussleistungsverhältnisses SCR bei ($P^* = 0,6$ pu).

Zur Vergleichbarkeit mit den Ergebnissen aus Abbildung 3.11, ist ebenfalls ein Wirkleistungsreferenzwert $P^* = 0,6$ pu definiert. Hierbei ist zu beachten, dass in sehr schwachen Netzen, beispielsweise mit $SCR < 1$, die maximale Leistungsaufnahme des Netzes aufgrund der sehr großen Netzimpedanz \underline{Z}_g stark begrenzt ist [165]. Eine Einschätzung für die maximale Wirkleistungsaufnahme des modellierten Netzes P_g liefert die Maschengleichung (4.66) in Polardarstellung.

$$-\hat{u}_g \cdot e^{j\theta_g} + \hat{i}_g \cdot e^{j\theta_i} \cdot R_g + L_g \cdot \frac{d(\hat{i}_g \cdot e^{j\theta_i})}{dt} + \hat{u}_{g0} \cdot e^{j\theta_{g0}} = 0 \quad (4.66)$$

Hierbei definiert \mathbf{u}_g die Netzspannung unter Berücksichtigung des stromabhängigen Spannungsabfalls $\Delta \mathbf{u}(\mathbf{i}_g)$ entlang der Netzimpedanz \underline{Z}_g . Darüber hinaus bildet \mathbf{u}_{g0} die entsprechende Leerlaufspannung der modellierten Spannungsquelle. Eine visuelle Darstellung des zugrundeliegenden Ersatzschaltbildes ist in Abbildung 3.2 gegeben, wobei in Gleichung (4.66) ein umgekehrter Zählpfeil für \mathbf{i}_g angenommen wird. Liegt darüber hinaus ein hinreichend induktives Verhalten $X_g \gg R_g$ vor, lässt sich gemäß Gleichung (4.67) die Wirkleistungsaufnahme des Netzes P_g in Abhängigkeit der Winkeldifferenz $\Delta\theta_{gg0}$ vereinfacht bestimmen.

$$P_g = \frac{3 \cdot \hat{u}_{g0} \cdot \hat{u}_g}{\omega L_g} \cdot \sin(\Delta\theta_{gg0}) \quad \rightarrow \quad P_{g,max} = \frac{3 \cdot \hat{u}_{g0} \cdot \hat{u}_g}{\omega L_g} \quad (4.67)$$

Dementsprechend ergibt sich ein lokales Maximum für $\Delta\theta_{gg0} = \pi/2$, sodass die maximale Wirkleistungsaufnahme des Netzmodells $P_{g,max}$ resultiert. Definierte Arbeitspunkte P^* des Umrichtersystems oberhalb von $P_{g,max}$ können, unabhängig vom verwendeten Regelungsverfahren, physikalisch bedingt nicht umgesetzt werden. Diese Grenze erlaubt keine relevanten Rückschlüsse auf die Stabilität in Bezug auf das Umrichtersystem oder das verwendete Regelungsverfahren.

Die dargestellten Ergebnisse aus Abbildung 4.12 weisen keine Instabilitäten des Gesamtmodells für den analysierten Kurzschlussleistungsverhältnissbereich aus Gleichung (4.65) auf. Dementsprechend lässt sich schlussfolgern, dass derartige Umrichtersysteme auf Basis des netzspannungsbildenden Regelungsprinzips im gesamten Bereich eine zuverlässige elektrische Energieversorgung ermöglichen. Selbst in sehr schwachen Netzen, mit $SCR < 2$ und sogar bei $SCR < 1$, resultieren keine Instabilitäten. In [118] wird ergänzend bestätigt, dass bei $P^* = 0,05$ pu, auf Basis der Kleinsignalstabilitätsanalyse, ein stabiler Betriebszustand im gesamten Bereich von $SCR \geq 0,05$ vorliegt. Der Grenzfall $SCR \rightarrow 0$ repräsentiert die Bildung eines Inselnetzes, ausschließlich bestehend aus dem Umrichtersystem. Da die Modellbildung des Netzes eine Klemmspannungsregelung vorsieht, wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben, die aufgrund der Netzimpedanz mit $|Z_g| \rightarrow \infty$ nicht ausführbar ist, ist eine entsprechende Analyse der resultierenden Eigenwerte $\underline{\lambda}_i$ nicht sinnvoll. Dementsprechend beziehen sich die nachfolgenden Analysen, die sich mit der Inselnetzfähigkeit des Umrichtersystems und dem vorgestellten Regelungsverfahren befassen, auf die detaillierte Beschreibung des EMT-Modells.

Abbildung 4.13 zeigt das verwendete Szenario zur Verhaltensanalyse des Umrichtersystems bei Netzabtrennung und anschließendem Inselbetrieb.

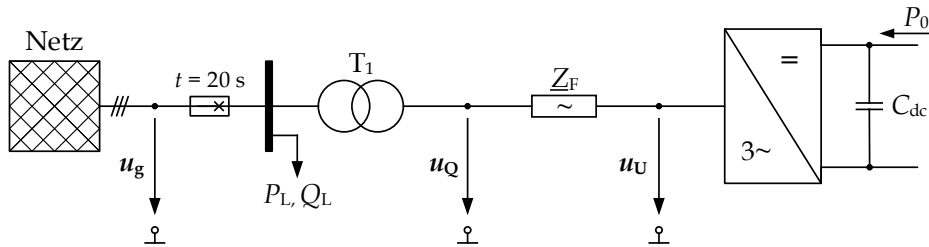


Abbildung 4.13: Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Netzabtrennung).

Zur lokalen Belastung des leistungselektronischen Systems innerhalb der gebildeten Insel wird ein paralleler Verbraucher mit $P_L = 0,6$ pu implementiert, der eine ohmsche Charakteristik aufweist. Bevor bei $t = 20$ s die vollständige Netzabtrennung erfolgt, liegt ein Wirkleistungsarbeitspunkt des Umrichtersystems von $P^* = 0,5$ pu vor, sodass bei $t = 20$ s eine sofortige Leistungsänderung erfolgt. In Abbildung 4.14 sind die resultierenden Verläufe der Umrichterleistung dargestellt. Als Referenz dient das in Kapitel 3 vorgestellte Regelungsprinzip, welches mit identischen Statiken $\Delta P(\Delta f)$, $\Delta Q(\Delta \hat{u})$ und Referenzwertvorgaben P^*, Q^* ausgestattet ist.

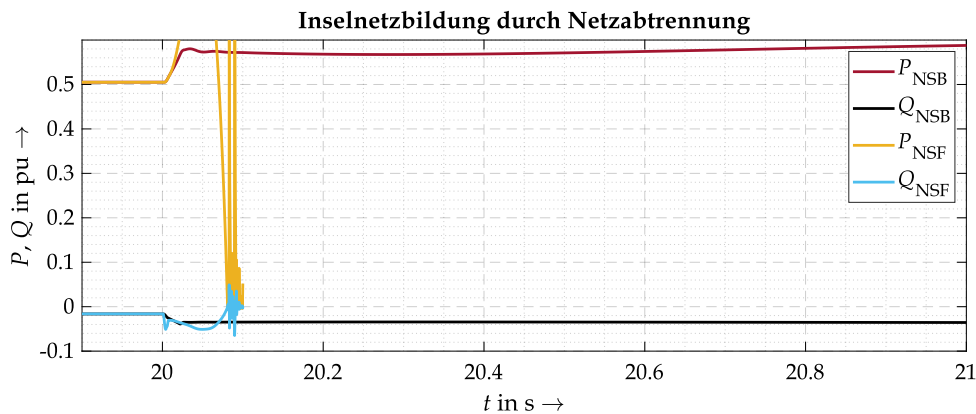


Abbildung 4.14: Wirk- und Blindleistungsverlauf bei einer Inselnetzbildung durch Netzabtrennung; netzspannungsbildendes (NSB) und netzspannungsfolgendes (NSF) Umrichtersystem; Visualisierung von NSF bei $t = 20,1$ s abgebrochen (Instabilität).

Die bereitgestellte Umrichterspannung des netzspannungsbildenden Umrichtersystems u_U sorgt für eine augenblickliche und ungeregelte Änderung der Umrichterleistung P_U, Q_U , sodass die

vom Arbeitspunkt abweichend notwendige Wirkleistung des lokalen Verbrauchers P_L inhärent bereitgestellt wird. Da die gemessene Spannung \hat{u}_Q vollständig vom Umrichtersystem vorgegeben ist, erfolgt eine Synchronisierung auf Basis der eigens definierten Netzspannung. Aufgrund dieses Synchronisationsprozesses fällt die resultierende Frequenz f_U des Umrichterraumzeigers \mathbf{u}_U ab, was vergleichbar zum Drehzahlabfall einer Synchronmaschine bei der Bereitstellung von kinetischer Rotationsenergie ist. Diese Frequenzänderung sorgt durch die Überlagerte $\Delta P(\Delta f)$ -Kennlinie für eine zusätzliche Wirkleistungsabgabe $P_r^* = P^* + P_{DP}(\Delta f)$, sodass die inhärente Momentanreserve durch die geregelte Primärregelleistung abgelöst wird. Da innerhalb des Umrichtersystems keine Sekundärregelung abgebildet ist, resultiert ein neuer stationärer Betriebszustand, der mit $P = P_0 + \Delta P$ und $f = f_0 - \Delta f$ von den Referenzwerten P_0, f_0 abweicht. Vergleichbar sorgt die Änderung der Spannungsamplitude \hat{u}_Q für eine inhärente Blindleistungsbereitstellung, die zeitlich nachgelagert durch die proportionale $\Delta Q(\Delta \hat{u})$ -Kennlinie abgelöst wird, wobei ebenfalls ein neuer Arbeitspunkt $Q = Q_0 + \Delta Q$ und $\hat{u} = \hat{u}_0 - \Delta \hat{u}$ resultiert.

Abweichend von diesem Verhalten, mit der Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgung und zuverlässigen Versorgung lokaler Verbraucher im Rahmen der Betriebsgrenzen des Umrichtersystems, resultiert aufgrund der dynamischen Spannungsorientierung sowie der inneren Stromregelung des netzspannungsfolgenden Regelungsprinzips eine nahezu sofortige Instabilität des Umrichtersystems. In Abbildung 4.14 wird diese Instabilität deutlich, wobei die Visualisierung des Wirk- und Blindleistungsverlaufes bei $t = 20,1$ s abgebrochen wird. Diese Ergebnisse bestätigen, dass auch eine dynamische Bereitstellung von schnellen Systemdienstleistungen, in diesem Fall $\Delta P(\Delta f)$ - und $\Delta Q(\Delta \hat{u})$ -Statiken, nicht die inhärente Eigenschaft der Netzspannungsbildung und einhergehende Verfügbarkeit von Augenblicksleistung ersetzen kann. Dementsprechend liegt das Attribut der Inselnetzfähigkeit allein bei netzspannungsbildenden Regelungsprinzipien und detaillierter, aufgrund der zusätzlich verfügbaren Energie gemäß Tabelle 1.1, bei netzbildenden Umrichtersystemen.

Zur Verdeutlichung der zuverlässigen Energieversorgung, auch im alleinigen Inselbetrieb des Umrichtersystems »Stand-Alone-Betrieb«, wird in Abbildung 4.15 die Leistungsbereitstellung des Umrichtersystems bei zusätzlicher Laständerung des Verbrauchers mit $P_L = P_{L0} + \Delta P_L$ und $\Delta P_L = 0,235$ pu dargestellt.

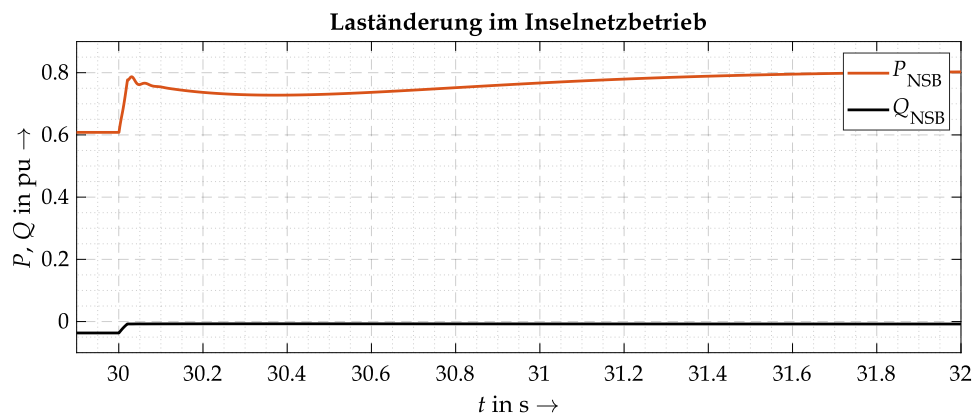


Abbildung 4.15: Wirk- und Blindleistungsverlauf des Umrichtersystems bei resistiver (ohmscher) Laständerung im Inselbetrieb »Stand-Alone-Betrieb«.

Hierbei ist zu berücksichtigen, dass die Impedanzcharakteristik des lokalen Verbrauchers eine direkte Kopplung zwischen Spannungsamplitude \hat{u}_Q und Wirkleistung der Last P_L hervorruft. Dementsprechend sorgt eine vom Referenzwert abweichende Netzspannung \hat{u}_Q für eine reduzierte Wirkleistungsaufnahme der ohmschen Last. Zusätzlich weist die Leistungsänderung in den Abbildungen 4.14 und 4.15 einen Mittelwertbildung entlang einer Netzperiode T_n auf, was aus der Leistungsmessung gemäß Gleichung (4.13) resultiert. Zur Verdeutlichung der unregelmäßigen und augenblicklichen Leistungsänderung des Umrichtersystems, sind in Abbildung 4.16 die

dreiphasigen Umrichterströme für dieses Szenario dargestellt. Die augenblickliche Änderung des Umrichterstroms bestätigt den inhärenten Leistungsanstieg des Umrichtersystems als Antwort auf den zusätzlichen Wirkleistungsbedarf der lokalen Last ΔP_L .

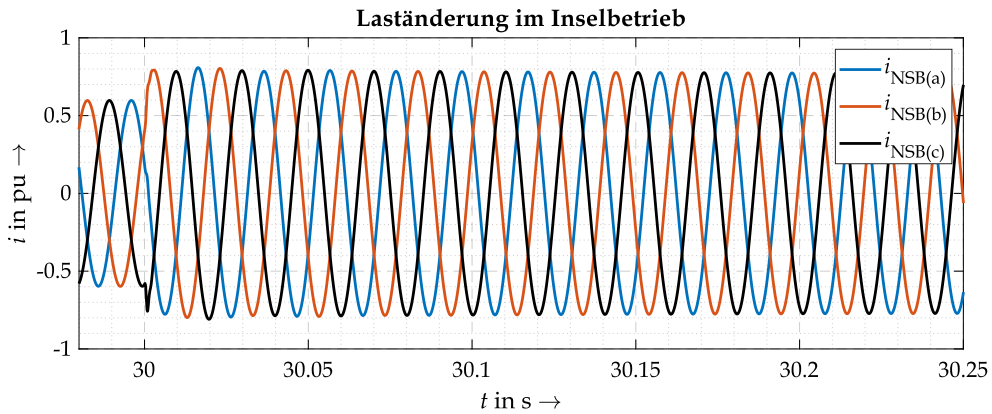


Abbildung 4.16: Stromverlauf des Umrichtersystems bei resistiver (ohmscher) Laständerung im Inselbetrieb »Stand-Alone-Betrieb«.

Vergleichbar zu konventionellen Kraftwerken mit Synchrongeneratoren und proportionaler Drehzahlregelung, hängt die Änderungsgeschwindigkeit der Netzfrequenz df/dt (ROCOF) bei Belastungsänderungen des Umrichtersystems, insbesondere im alleinigen Inselnetzbetrieb, überwiegend von der Synchronisierungsdynamik des Regelungskonzeptes ab. Darüber hinaus wird die stationäre Frequenz $f_Q|_{x_0}$ von der realisierten Primärregelung definiert. Zur Verdeutlichung dieser Abhängigkeiten wird in der Abbildung 4.17 die Wirkleistungsbereitstellung P_{U+} sowie die resultierende Inselnetzfrequenz f_Q , repräsentiert durch die innere Synchronisationsfrequenz f_s , in Abhängigkeit variabler Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s dargestellt.

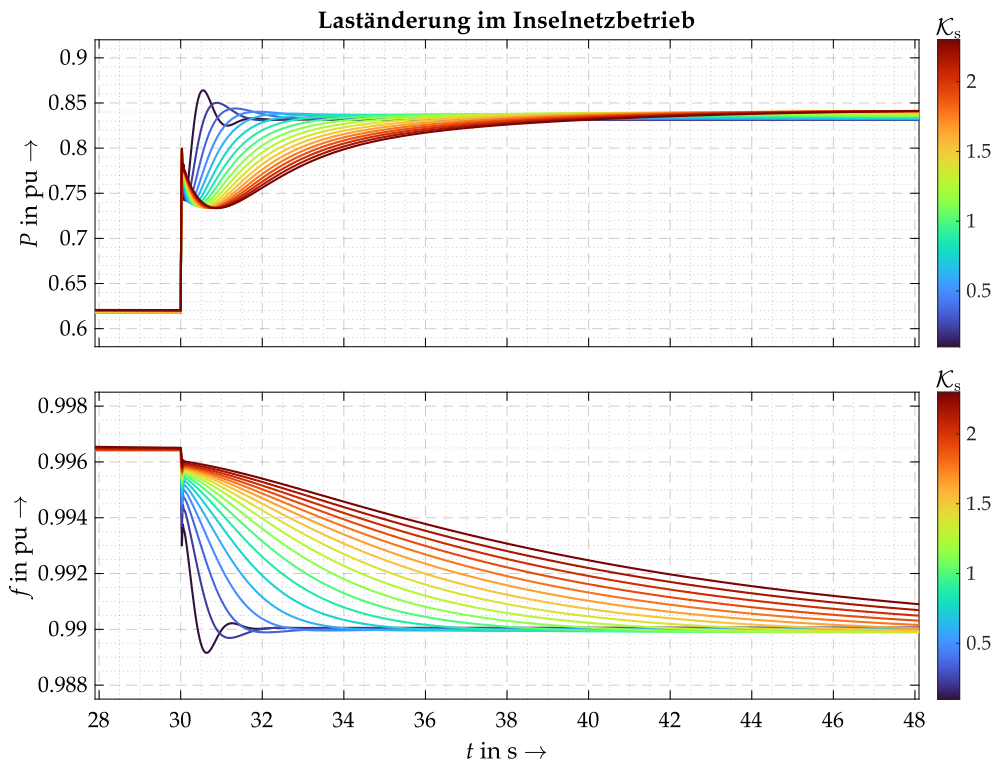


Abbildung 4.17: Umrichterleistung P_{U+} und resultierende Netzfrequenz, repräsentiert durch f_s , bei Laständerung ΔP_L im Inselnetzbetrieb mit variablen Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s .

Das zugrundeliegende Szenario bildet die lokale Laständerung ΔP_L im »Stand-Alone-Betrieb« des Umrichtersystems aus Abbildung 4.13 ab. Die Variation des Koeffizienten \mathcal{K}_s sorgt neben der Anpassung der Synchronisationsdynamik vom Winkel φ_s und der Kreisfrequenz ω_s , die nach Gleichung (1.27) auch eine direkte Auswirkung auf die Wirkleistung P_U aufweisen, ebenfalls für eine Änderung der Amplitudensynchronisierung \hat{u}_s mit Auswirkungen auf die Blindleistung Q_U . Aufgrund der in diesem Szenario hinterlegten Impedanzcharakteristik des lokalen Verbrauchers liegt zusätzlich eine direkte Abhängigkeit zwischen Amplitude der Inselnetzspannung \hat{u}_Q und bezogener Wirkleistung des Verbrauchers P_L vor. Somit beeinflusst die Variation des Trägheitskoeffizienten \mathcal{K}_s über die Amplitudensynchronisierung \hat{u}_s und das resultierende Spannungsprofil im Inselnetz \hat{u}_Q die Wirkleistungsaufnahme der Last P_L , die augenblicklich durch das leistungselektronische Stellglied bereitgestellt werden muss. Diese Abhängigkeiten sorgen für den resultierenden Einschwingvorgang der Umrichterwirkleistung P_{U+} , wie er in Abbildung 4.17 (oben) deutlich ist, und wirken frequenzstabilisierend. Zum Vergleich ist in Anhang B.2 das gleiche Szenario mit dynamischen Verbrauchern und aktiver Leistungsregelung dargestellt, wobei eine konstante Leistungsaufnahme der Verbraucher unabhängig von der Spannung u_Q erfolgt.

Zusammengefasst zeigen die dargestellten Ergebnisse, dass eine elektrische Energieversorgung vollständig, durch Umrichtersysteme mit verfügbarer Primärleistung P_0 und -energie sowie ausreichendem Energiespeichervermögen zur Bereitstellung von Augenblicksleistung, möglich ist. Die Parameter des verwendeten Regelungsprinzips definieren die dynamischen und stationären Eigenschaften der vom Umrichtersystem bereitgestellten elektrischen Energieversorgungsspannung u_U und u_Q . Eine aktive Inselnetzerkennung, wie in [166] zusammengefasst, ist für das hier vorgestellte netzspannungsbildende Regelungsverfahren nicht notwendig, da auch der Inselnetzbetrieb des Umrichtersystems ein normaler Betriebszustand ist und keine aktive Anpassung der Regelungsstruktur erfolgt. Liegt eine Netzspannung u_g außerhalb des gebildeten Inselnetzes vor, ermöglicht die aktive Anpassung der Referenzspannung u_0 sowie Referenzkreisfrequenz ω_0 eine Annäherung der Inselnetzspannung zur äußeren Netzspannung u_g , sodass die Teilnetze durch einen Synchronisierungsschalter »Kuppelschalter« am Verknüpfungspunkt gekoppelt werden können »Entinselung«. Diese Eigenschaften der Inselnetzfähigkeit bilden auch die Grundlage für eine mögliche Schwarzstartfähigkeit des Umrichtersystems, die somit bei entsprechendem Fahrplan den Netzaufbau unterstützen oder ihn sogar beginnen können.

4.4.5 EIGENSCHAFTEN BEI VERZERRTER NETZSPANNUNG

Die Systemanforderungen aus Kapitel 2 zeigen, dass ein fundamentales Ziel netzgekoppelter Erzeugungsanlagen darin bestehen sollte, eine möglichst ideale und sinusförmige Energieversorgungsspannung bereitzustellen. Um diese Eigenschaft sicherzustellen, muss der Einfluss einer verzerrten Netzspannung u_Q auf die resultierende innere Umrichterspannung u_U möglichst minimiert werden. Die Grundlage hierfür ist eine robuste Netzspannungsidentifikation. Dementsprechend wird in diesem Abschnitt sowohl die isolierte Charakteristik der Netzspannungsidentifikation (NSI) oder Phasenregelschleife (PLL) als auch die Auswirkungen der identifizierten Parameter auf die Umrichterreferenzspannung u_U^* bei gesteuerter Referenzspannungsvorgabe betrachtet. Die Eigenschaften des Gesamtsystems bei verzerrter Netzspannung werden in Abschnitt 5.2.4 auf Basis einer Analyse der frequenzabhängigen Umrichterimpedanz $Z_U(f)$ eines MMC-STATCOM bewertet.

Die resultierende Netzspannung u_Q lässt sich gemäß [167] durch Gleichung (4.68) im rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem beschreiben,

$$u_{Qd} = \hat{u}_Q \cdot \cos(\Delta\theta_Q - \Delta\theta_c) \quad (4.68a)$$

$$u_{Qq} = \hat{u}_Q \cdot \sin(\Delta\theta_Q - \Delta\theta_c) \quad (4.68b)$$

wobei $\Delta\theta_Q$ dem realen Differenzwinkel und $\Delta\theta_c$ dem identifizierten Differenzwinkel der Netzspannung entspricht. Bei klassischen Phasenregelschleifen, wie sie in Abbildung 1.5 dargestellt

und in [34, 35] ausführlich beschrieben sind, liegt ein stationärer Abgleich $\Delta\theta_{\text{Q}}|_{x_0} = \Delta\theta_{\text{c}}|_{x_0}$ vor, sodass bei entsprechender Orientierung $u_{\text{Qd}}|_{x_0} = \hat{u}_{\text{Q}}$ und $u_{\text{Qq}}|_{x_0} = 0$ aus Gleichung (4.68) resultiert. Vergleichbar hierzu lässt sich auch die komplexe Spannung $\underline{u}_{\text{Q}}^+$ durch die Netzspannungsidentifikation aus Abschnitt 4.1.1 durch Gleichung (4.69) beschreiben, wobei zum besseren Verständnis zunächst auf die Verzögerung durch Gleichung (4.57) sowie das Übertragungsverhalten der Messwertverarbeitung aus Abschnitt 3.2.1 bewusst verzichtet wird.

$$u_{\text{Q}\Re^+} = \hat{u}_{\text{Q}^+} \cdot \cos(\Delta\theta_{\text{Q}} - \Delta\theta_{\text{c}^+}) \quad (4.69\text{a})$$

$$u_{\text{Q}\Im^+} = \hat{u}_{\text{Q}^+} \cdot \sin(\Delta\theta_{\text{Q}} - \Delta\theta_{\text{c}^+}) \quad (4.69\text{b})$$

Die Linearisierung von Gleichung (4.69) nach Taylor aus Gleichung (1.26) führt zur Kleinwinkelnäherung des Mitsystems der komplexen Netzspannung $\underline{u}_{\text{Q}^+}$.

$$u_{\text{Q}\Re^+} \approx \hat{u}_{\text{Q}^+} \quad (4.70\text{a})$$

$$u_{\text{Q}\Im^+} \approx \hat{u}_{\text{Q}^+} \cdot (\Delta\theta_{\text{Q}} - \Delta\theta_{\text{c}^+}) \quad (4.70\text{b})$$

Gleichung (4.70) zeigt, dass für Kleinwinkelnäherungen der Realteil $u_{\text{Q}\Re^+}$ Informationen über die Amplitude \hat{u}_{Q^+} und der Imaginärteil $u_{\text{Q}\Im^+}$ über den Phasenfehler $\Delta\theta_{\text{Q}} - \Delta\theta_{\text{c}^+}$ liefert [50]. Die Verwendung des Arkustangens ermöglicht die Bestimmung des stationären Mitsystemwinkels φ_{Q^+} der Netzspannung \underline{u}_{Q} , wobei mit der Annahme $\omega_{\text{Q}} = \omega_0$ die stationäre Komponente $\varphi_{\text{Q}^+}|_{x_0}$ vernachlässigt wird.

$$\Delta\varphi_{\text{Q}^+} = \arctan\left(\frac{u_{\text{Q}\Im^+}}{u_{\text{Q}\Re^+}}\right) \approx \Delta\theta_{\text{Q}} - \Delta\theta_{\text{c}^+} \quad (4.71)$$

In Gleichung (4.71) wird die Kleinwinkelnäherung des Arkustangens aus Gleichung (4.72) angewendet.

$$\arctan(x) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cdot \frac{x^{2n+1}}{2 \cdot n + 1} \approx x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} \dots \quad (4.72)$$

Demnach lässt sich der geschlossene Regelkreis aus Abbildung 4.2 in linearisierter Form beschreiben, wie es in [167] unter anderem für die SRF-PLL erfolgt. Hierbei bildet $\Delta\varphi_{\text{Q}^+}$ die Regeldifferenz aus der Führungsgröße $\Delta\theta_{\text{Q}}$ und Regelgröße $\Delta\theta_{\text{c}^+}$. Werden die charakteristischen Eigenschaften der weiteren Elemente aus Abbildung 4.2 durch ihre entsprechenden Übertragungsfunktionen berücksichtigt, ergibt sich die vollständige Übertragungsfunktion der Netzspannungsidentifikation $G_{\text{NSI}}(s)$ im Laplacebereich.

$$G_{\text{NSI}}(s) = \frac{\Delta\theta_{\text{c}^+}}{\Delta\theta_{\text{Q}}} = \frac{G_{\text{f}}(s) \cdot e^{-\tau_{\text{m}} \cdot s} \cdot G_{\text{DFT}}(s) \cdot \omega_{\text{b}} \cdot G_{\text{PI}}(s)}{1 + G_{\text{DFT}}(s) \cdot \omega_{\text{b}} \cdot G_{\text{PI}}(s)} \quad (4.73)$$

Hierbei definiert $G_{\text{f}}(s)$ die Übertragungsfunktion des Eingangsfilters aus Gleichung (3.23), τ_{m} die Totzeit der Spannungsmessung nach Abschnitt 3.2.1, $G_{\text{DFT}}(s)$ die Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.57), $G_{\text{PI}}(s)$ die Übertragungsfunktion des Reglers aus Gleichung (4.74) und ω_{b} der Bemessungskreisfrequenz.

$$G_{\text{PI}}(s) = \mathcal{K}_{\text{p},\theta} + \frac{\mathcal{K}_{\text{i},\theta}}{s} \quad (4.74)$$

Zur Vereinfachung wird die Totzeit des Kurzzeitspeichers (Memory) in der Rückführung von $\Delta\theta_{\text{c}^+}$, die insbesondere zur Vermeidung algebraischer Schleifen dient, in Gleichung (4.73) vernachlässigt.

Die Analyse der resultierenden Übertragungsfunktion $G_{\text{NSI}}(s)$ liefert anschauliche Ergebnisse über das Verhalten der Netzspannungsidentifikation bei Verzerrungen der Netzspannung \underline{u}_{Q} . Eine isolierte Validierung von Gleichung (4.73) mit einem EMT-Modell der Netzspannungsidentifikation ist im Anhang B.1 dargestellt. Um für die Deutung der nachfolgenden Untersuchungsergebnisse eine repräsentative Referenz zu berücksichtigen, wird auch die Übertragungsfunktion einer klassischen SRF-PLL, wie sie ebenfalls schon im Regelungskonzept aus Kapitel 3

angewendet wurde, bestimmt und analysiert. Hierfür werden die gleichen Elemente der Messdatenverarbeitung, wie in Abschnitt 3.2.1 beschrieben, berücksichtigt, sodass sich lediglich die inneren Elemente der Phasenregelschleife und der Netzspannungsidentifikation unterscheiden. Der linearisierte Signalfussplan einer SRF-PLL sowie der durchgeführte Approximationsprozess sind in [167] beschrieben und dargestellt. Die resultierende Übertragungsfunktion ergibt sich entsprechend nach Gleichung (4.75).

$$G_{\text{SRF}}(s) = \frac{\Delta\theta_c}{\Delta\theta_Q} = \frac{G_f(s) \cdot e^{-\tau_m \cdot s} \cdot G_{\text{PI}}(s)}{s + G_{\text{PI}}(s)} \quad (4.75)$$

Unter Berücksichtigung anwendungsspezifischer Parametrierungen für Gleichung (4.73) und (4.75) ergibt sich der Phasengang des Bodediagramms aus Abbildung 4.18 in Abhängigkeit der Frequenz, wobei der Betrag gemäß Gleichung (4.76) abgebildet wird.

$$|G(s)|_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10}(|G(s)|) \quad (4.76)$$

Zusätzlich werden die Totzeiten aus Gleichung (4.73) und (4.75) mittels der Padé-Approximation nach Gleichung (3.43) und $m = n = 30$ als rationale Funktion angenähert [50, 128, 134]. Da hierbei der Fokus auf dem Verhalten bei Netzverzerrungen mit Frequenzen oberhalb der Bemessungsfrequenz des Netzes liegt, ist ein deutlich höherer Detaillierungsgrad der Approximation notwendig (siehe Anhang A.4), als für die Betrachtungen in Abschnitt 3.3 und 4.4.

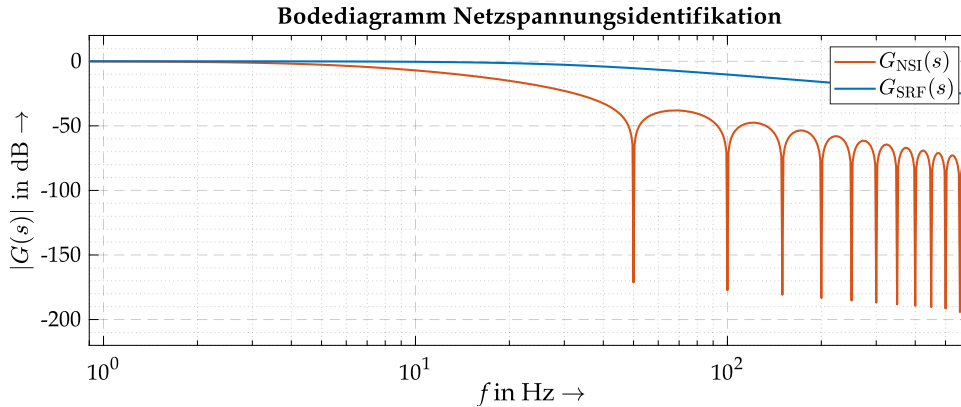


Abbildung 4.18: Isolierter Amplitudengang der Netzspannungsidentifikation (NSI) im Vergleich zu einer Referenz SRF-PLL mit anwendungsspezifischer Parametrierung.

Die Betrachtung des allgemeinen Verlaufs der Amplitudengänge aus Abbildung 4.18 bestätigt, dass für die Netzspannungsidentifikation nach Gleichung (4.73) eine größere Dämpfung im Frequenzbereich oberhalb der Grundschwingung vorliegt als bei der als Referenz verwendeten SRF-PLL. Diese erhöhte Dämpfung ist insbesondere auf die deutlich reduzierte Dynamik zurückzuführen, die bei netzspannungsfolgenden Prinzipien notwendig ist. Weil eine deutlich reduzierte Änderungsgeschwindigkeit des Umrichter Spannungsraumzeigers \mathbf{u}_U gegenüber Änderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q gefordert ist, sind schnelle Identifikationen der Netzspannungsamplitude \hat{u}_Q und des -winkels θ_Q nicht notwendig. Da bei netzspannungsfolgenden Ansätzen eine schnelle Identifikation der Netzspannung \mathbf{u}_Q die Grundlage zur Einprägung der definierten Referenzströme \mathbf{i}_U^* darstellt, sind die notwendigen Phasenregelschleifen entsprechend anfällig gegenüber Netzverzerrungen. Zusätzlich werden bei der Netzspannungsidentifikation nach Gleichung (4.73) aufgrund des Übertragungsverhaltens der Fourieranalyse $G_{\text{DFT}}(s)$ ganzzahlige Harmonische f_h der Grundschwingung f_1 detektiert, erheblich reduziert und idealerweise vollständig eliminiert, wie es aus Abbildung 4.18 hervorgeht. Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q können somit bei dynamischen Phasenregelschleifen einen deutlich größeren Effekt auf den identifizierten Winkel θ_c auswirken als bei der Verwendung der Netzspannungsidentifikation nach Abbildung 4.2. Da identifizierte Winkel θ_c bei netzspannungsfolgenden Regelungsprinzipien ebenfalls zur Rücktransformation der Umrichterreferenzspannung u_{Ud}^*, u_{Uq}^* aus dem rotierenden dq-Koordinatensystem

verwendet werden, wirken sich Verzerrungen des Winkels θ_c bei inneren Referenzwertvorgaben P^*, Q^* deutlich auf die resultierende Umrichterspannung \mathbf{u}_U aus, wie in Abbildung 4.19 repräsentativ dargestellt. Um diesen Effekt zu verdeutlichen, wird für Abbildung 4.19 eine konstante Referenzspannung in der komplexen Ebene bzw. im rotierenden Raumzeigerkoordinatensystem vorgegeben, sodass auftretende Verzerrungen vollständig auf den identifizierten Winkel θ_c zurückzuführen sind. Bei der Interpretation der Ergebnisse ist zu berücksichtigen, dass aktuell gültige Richtlinien für netzgekoppelte Umrichtersysteme, wie beispielsweise in [20], über die Begrenzung der maximal zulässigen harmonischen Ströme $I_{v,zul}$ nach Gleichung (2.25) eine verzerrte Umrichterspannung \mathbf{u}_U regulatorisch erzwingen. Dementsprechend verfolgen netzspannungsfolgende Regelungsverfahren nicht das Ziel, Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q von der gestellten Umrichterspannung \mathbf{u}_U zu entkoppeln, sondern diese möglichst ideal umzusetzen, sodass ein möglichst geringer Verzerrungsstromfluss resultiert. Da jedoch aus den Systemanforderungen aus Abschnitt 2 ein Spannungsquellenverhalten mit möglichst idealer Energieversorgungsspannung als Maßgabe hervorgeht, gilt dies als Zielvorgabe.

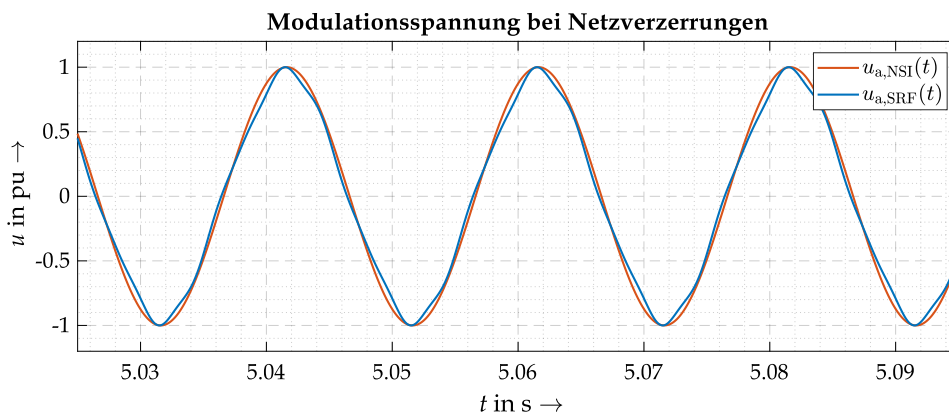


Abbildung 4.19: Auswirkungen der Netzspannungsidentifikation auf die Modulationsspannung bei verzerrter Netzspannung: $\hat{u}_{h=3} = 0.15$ pu, $\hat{u}_{h=5} = 0.15$ pu, $\hat{u}_{h=7} = 0.1$ pu.

Die Betrachtung der Modulationsspannungen $u_a(t)^*$ zeigt die deutlich größeren Auswirkungen von Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q über den identifizierten Winkel θ_c auf die Umrichterreferenzspannung bei Verwendung der SRF-PLL. Im Vergleich hierzu unterdrückt die Netzspannungsidentifikation des in diesem Kapitel vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsprinzips die Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q , sodass die Umrichterreferenzspannung \mathbf{u}_U nahezu ideal sinusförmig ist, wie es die Systemanforderungen aus Kapitel 2 vorgeben.

4.5 ZWISCHENFAZIT: REGELUNGSENTWURF UND ANALYSE NETZSPANNUNGSBILDENDER UMRICHTER

Zusammenfassend zeigen die ersten Analysen, dass netzspannungsbildende Umrichtersysteme in der Lage sind eine stabile elektrische Energieversorgungsspannung im Rahmen der Auslegungsgrenzen des leistungselektronischen Stellglieds und verfügbarem Energiespeicher bereitzustellen. Die Entkopplung der Umrichterspannung \mathbf{u}_U von der aktuellen Netzspannung \mathbf{u}_Q sowie der inneren Spannungsvorgabe \mathbf{u}_0 ermöglicht sowohl eine zuverlässige elektrische Energieversorgung in sehr schwachen Netzen als auch in Inselnetzen. Der strukturelle Aufbau des in diesem Kapitel vorgestellten Regelungsverfahrens ermöglicht eine dynamische Umsetzung innerer Referenzwerte P^*, Q^* auf Basis der zum Netz synchronisierten Spannung \mathbf{u}_s und Kreisfrequenz ω_s . Die abgebildete Trägheit innerhalb der Synchronisierung definiert die Bereitstellung inhärenter Momentanreserve, die von der aktiven Regelleistung P_{DP}, Q_{DQ} getrennt umgesetzt wird. Des Weiteren sorgt die robuste Netzspannungsidentifikation für eine möglichst ideale Umrichterspannung \mathbf{u}_U auch bei Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q .

5 STUDIEN ZUM VERHALTEN NETZSPANNUNGSBILDENDER UMRICHTER

Nachdem erste Untersuchungen des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungsverfahrens gezeigt haben, dass ein entsprechend geregeltes Umrichtersystem die fundamentalen Systemanforderungen aus Kapitel 2 erfüllt, sollen in diesem Abschnitt weitere Analysen zum Umrichterverhalten durchgeführt werden. Hierfür wird zunächst weiter das Verhalten einer regenerativen Erzeugungsanlage, wie sie schon in Abbildung 1.4 vorgestellt wurde und auch bislang die Grundlage für die Regelungsbeschreibungen aus den Kapiteln 1, 3 und 4 war, bei äußeren Änderungen des Netzes und somit der Netzspannung u_Q untersucht. Dies umfasst sowohl die Bereitstellung inhärenter Momentanreserve und aktiver Primärregelleistung bei Laständerungen im netzparallelen Betrieb, als auch das Verhalten bei Netzfehlern. Darüber hinaus wird erweiternd zu den Untersuchungen aus Kapitel 4.4.4, in dem die allgemeine Inselnetzfähigkeit auf Basis des »Stand-Alone-Betriebs« des Umrichtersystems analysiert wurde, betrachtet, wie sich derartige Umrichtersysteme im Parallelbetrieb mit weiteren leistungselektronischen Stellgliedern und netzspannungsbildendem oder netzspannungsfolgendem Regelungsprinzip verhalten. Der zweite Teil dieses Kapitels befasst sich mit der Anwendung des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungsverfahrens bei MMC-STATCOM Systemen. Diese Betrachtungen erweitern den Anwendungsbereich des vorgestellten Regelungsverfahrens sowohl grundsätzlich auf modulare Multilevelumrichtersysteme als auch allgemein auf leistungselektronische Stellglieder ohne zusätzlichen Energiespeicher und somit, gemäß der Terminologie aus Tabelle 1.1, für netzstabilisierende Umrichtersysteme. Hierfür werden zunächst Regelungserweiterungen vorgestellt, die zum Betrieb des modularen Multilevelumrichters ohne zusätzlich verfügbare Energiespeicher notwendig sind. Im Anschluss wird die Dynamik dieses Systems bei Referenzwertänderungen Q^* betrachtet und analysiert, welches Verhalten bei äußeren Änderungen der Netzspannung u_Q resultiert. Abschließend erfolgt eine zusätzliche Betrachtung des gesamten Umrichtersystems bei Netzverzerrungen, auf Basis einer Auswertung der resultierenden Umrichterimpedanz $\underline{Z}_U(f)$ bei gezielter Anregung einzelner Frequenzen.

5.1 UMRICHTERSYSTEME REGENERATIVER ERZEUGUNGSANLAGEN

Die nachfolgenden Analysen zum Umrichterverhalten regenerativer Erzeugungsanlagen basieren auf einem EMT-Modell des Umrichtersystems aus Abbildung 1.4 im netzgekoppelten Betrieb an einem modellierten Netzanschluss mit Generatorverhalten nach Abbildung 3.3 und 3.4. Abweichungen von dieser Konfiguration werden explizit erwähnt.

5.1.1 EIGENSCHAFTEN BEI NETZZUSTANDSÄNDERUNGEN

Aus Kapitel 2.1.3 wird ersichtlich, dass die Lastverteilung zwischen Erzeugungsanlagen in verschiedene Kategorien eingeteilt werden kann. Um diese automatische Lastverteilung zwischen netzspannungsbildendem Umrichtersystem und modelliertem Netz zu untersuchen, wird, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, bei $t = 20$ s eine Laständerung mit $\Delta P_L = 0.7$ pu durchgeführt und die automatische Verteilung dieses zusätzlichen Leistungsbedarfs auf das Umrichtersystem und das Netzmodell analysiert. Relevante Parameter dieser Untersuchung und dem entsprechenden Szenario sind in Anhang A.3 zusammengefasst.

Die Analyse orientiert sich an den Wirkleistungen des Netzes P_{g+} , des Verbrauchers P_{L+} und des Umrichtersystems P_{U+} , die, zur Vergleichbarkeit der Ergebnisse, nach Gleichung (4.13)

bestimmt werden. Zusätzlich wird die bezogene Leistung des Verbrauchers P_{L+} als auch die abgegebenen Leistungen des Netzes P_{g+} und des Umrichter- und Verbraucherleistung P_{U+} positiv – Verbraucher im Verbraucherzählpfeil- und Erzeuger im Erzeugerzählpfeilsystem – gemessen. Zur Verdeutlichung sind in Abbildung 5.1 die Stromzählpfeile enthalten. Da die Darstellung im per unit System erfolgt, wird als gemeinsame Bezugsgröße die Nennleistung des Umrichter- und Verbraucherleistung S_{UN} festgelegt. Ausführliche Informationen zum per unit System sind in Anhang A.2 aufgelistet.

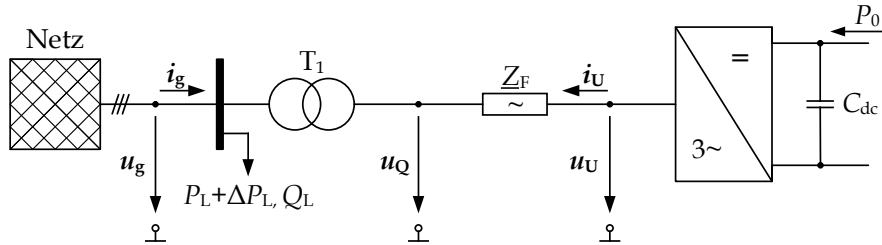


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Lastverteilung).

Die resultierenden Wirkleistungen bei sprunghöförmiger Änderung des Verbraucherleistungsbedarfs ΔP_L sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Eine allgemeine Betrachtung der Ergebnisse zeigt, dass der Wirkleistungsbedarf des Verbrauchers P_L sowohl augenblicklich als auch stationär bereitgestellt wird. Die Betrachtung der Wirkleistungsabgaben des Netzes sowie des Umrichter- und Verbraucherleistung verdeutlicht die drei Kategorien der automatischen Lastverteilung. Zunächst reagieren beide Systeme auf Basis der elektrischen Nähe zur Zustandsänderung »impedanzabhängige Lastverteilung« mit einer augenblicklichen Änderung der abgegebenen Wirkleistung P_{U+} und P_{g+} . Nachfolgend interagieren das Netz (Generatorverhalten) und das Umrichter- und Verbraucherleistung gemäß der definierten Synchronisationseigenschaften »trägheitsabhängige Lastverteilung« und sorgen somit für einen Wirkleistungsaustausch zwischen den Erzeugungsanlagen. Hierbei sorgt insbesondere die Leistungssynchronisierung des Generatorverhaltens, welches für das Netzmodell abgebildet ist, für die resultierenden Wirkleistungsspendelungen, wie es schon in [14] dargestellt wurde. Zeitlich nachgelagert stellen sich aufgrund unterschiedlicher Statikvorgaben der Primärregelungen differente Betriebszustände »fahrplanabhängige Lastverteilung« ein.

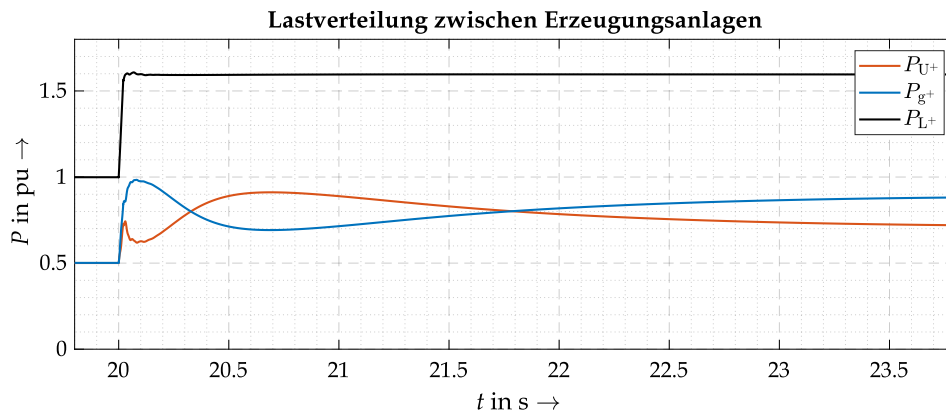


Abbildung 5.2: Verläufe der Netz-, Umrichter- und Verbraucherleistung bei sprunghöförmiger Änderung des Verbraucherleistungsbedarfs.

Derartige Untersuchungen des Umrichter- und Verbraucherleistung sind grundsätzlich von der Modellbildung des Netzes abhängig. Um diesen Effekt bei der Analyse des netzspannungsbildenden Verhaltens eines Umrichter- und Verbraucherleistung zu eliminieren, wird in [168] ein generisches Verfahren beschrieben, wie das Verhalten eines Umrichter- und Verbraucherleistung auf »spannungseinprägendes« Verhalten zu prüfen ist. Hierfür werden an einer starren Netzspannungsquelle Winkel-, Amplituden- und Frequenzänderungen in verschiedener Intensität durchgeführt und das resultierende Umrichter- und Verbraucherleistung

auf Basis von Hüllkurven bewertet [168]. Um exemplarisch diesen Ansatz aufzugreifen und repräsentativ das Verhalten eines Umrichtersystems mit dem Regelungsverfahren aus Kapitel 4 darzulegen, sind in Abbildung 5.3 die resultierenden Umrichterleistungen für einen Winkelsprung von $\Delta\theta_{g0} = -10^\circ$ und in Abbildung 5.4 für einen Amplitudensprung von $\Delta\hat{u}_{g0} = -0.1$ pu dargestellt. Als weiterer Freiheitsgrad bei diesen Darstellungen wird der Trägheitskoeffizient \mathcal{K}_s variiert, um den Einfluss der Synchronisierungsdynamik zu verdeutlichen. Dieser Freiheitsgrad kann entsprechend den Anforderungen, beispielsweise aus [168], angepasst werden, um die gewünschte Reaktion des Umrichtersystems zu erhalten.

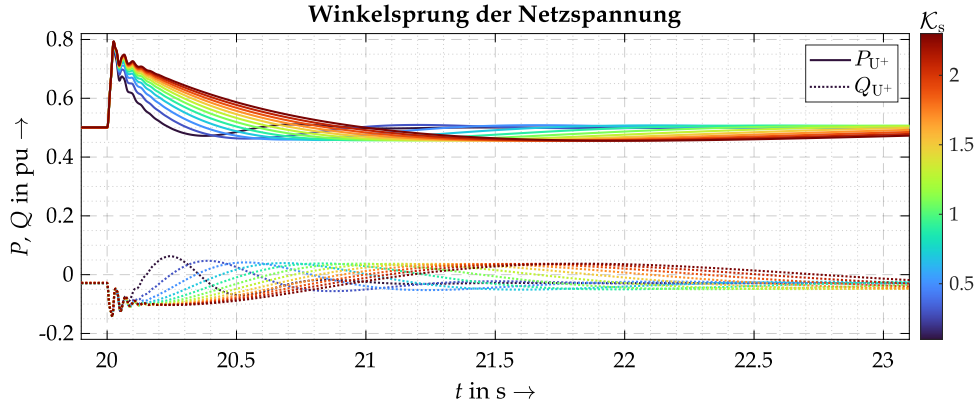


Abbildung 5.3: Umrichterleistungen bei Winkelsprung der Netzspannung $\Delta\theta_{g0} = -10^\circ$ mit $\text{SCR} = 3$ und variabler Trägheitsvorgabe \mathcal{K}_s .

Wie aus Gleichung (1.25) hervorgeht, verursacht der Winkelsprung der Netzspannung $\Delta\theta_{g0}$, einhergehend mit dem inhärenten Spannungsquellenverhalten des netzspannungsbildenden Umrichtersystems, eine augenblickliche Änderung der Wirk- und Blindleistungsbereitstellung des Umrichtersystems in Form von Momentanreserve. Dieses Verhalten deckt sich qualitativ mit der Hüllkurve des vergleichbaren Szenarios aus [168]. Aufgrund der Kopplung zwischen identifiziertem Raumzeigerwinkel $\tilde{\varphi}_{Q+}$ und Kreisfrequenz ω_c gemäß (4.9) und (4.12), erfolgt, als Folge des Winkelsprungs $\Delta\theta_{g0}$, auch ein Synchronisierungsvorgang bezüglich der kurzzeitig identifizierten Frequenzänderung $\Delta\omega$, die stationär nicht vorliegt. Aus dieser fehlerhaften Synchronisierung resultiert der Einschwingvorgang, der aus Abbildung 5.3 ersichtlich wird. Eine ideale Entkopplung zwischen Frequenz- und Winkelidentifikation ist nicht möglich.

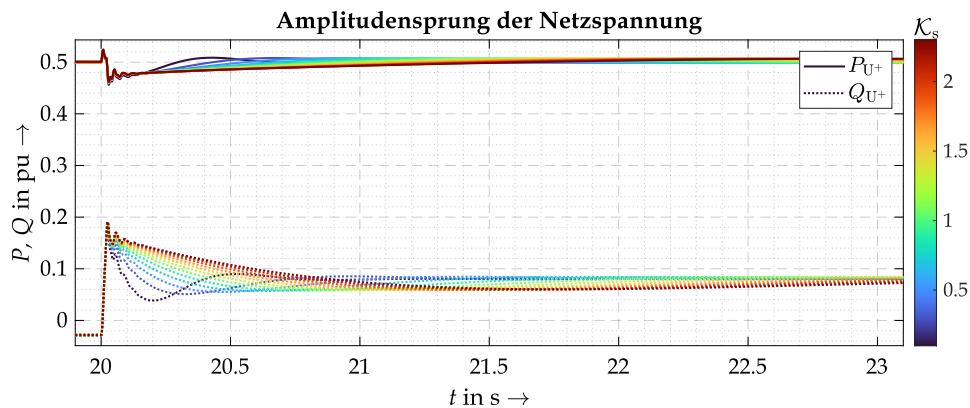


Abbildung 5.4: Umrichterleistungen bei Amplitudensprung der Netzspannung $\Delta\hat{u}_{g0} = -0.1$ pu mit $\text{SCR} = 3$ und variabler Trägheitsvorgabe \mathcal{K}_s .

Der Amplitudensprung der Netzspannung $\Delta\hat{u}_{g0}$ verursacht eine inhärente Bereitstellung von spannungsstabilisierender Blindleistung. Vergleichbar zur Momentanreserve erfolgt die erste Blindleistungsänderung, unabhängig von der eingestellten Trägheitskonstante \mathcal{K}_s , auf Basis der

elektrischen Nähe zur Zustandsänderung. Der nachfolgende Synchronisierungsprozess aus Gleichung (4.15) sorgt für einen stationären Abgleich der Synchronisationsspannungsamplitude \hat{u}_s mit der resultierenden Netzspannungsamplitude \hat{u}_Q . Anders als bei Winkeländerungen $\Delta\theta$ sorgt der Amplitudensprung der Netzspannung $\Delta\hat{u}_{g0}$ durch die implementierte $\Delta Q(\Delta\hat{u})$ -Statik für eine Anpassung des stationären Arbeitspunkts Q_r^* , sodass die erhöhte Blindleistungsbereitstellung Q_U eine lokale Stabilisierung der Spannungsamplitude \hat{u}_Q verwirklicht. Auch die repräsentativen Ergebnisse aus Abbildung 5.4 decken sich qualitativ mit den Anforderungen aus [168].

5.1.2 UMRICHTERVERHALTEN BEI NETZFEHLERN

Das inhärente Spannungsquellenverhalten netzspannungsbildender Umrichterensysteme sorgt im Falle einer dynamischen Änderung der Netzspannung u_Q für eine augenblickliche Änderung des Umrichterstroms i_U , vergleichbar zu netzgekoppelten Synchrongeneratoren. Da der maximale Umrichterstrom \hat{i}_{\max} stark begrenzt ist, wie in Gleichung (2.15) dargestellt, und eine Erweiterung der maximalen Stromtragfähigkeit des leistungselektronischen Betriebsmittels eine kostspielige Überdimensionierung der gesamten Anlage zur Folge hätte, sind zuverlässige Umrichterstrombegrenzungsmethoden eine der wichtigsten Komponenten innerhalb des Gesamtsystems [12]. Zur Analyse der in Abschnitt 4.3.1 beschriebenen Umrichterstrombegrenzung, werden nachfolgende drei verschiedene Fehlerszenarien, die sich auf die Richtlinien aus [43] beziehen, untersucht. Umrichterernahe Strombegrenzungsmethoden zum Schutz der Halbleiterelemente, wie eine Blockierung der Pulssignale (Pulssperre; PWM-Blocking), die beispielsweise in [88] erwähnt wird, sind kein direkter Bestandteil dieser Untersuchungen. Darüber hinaus soll lediglich die Fähigkeit des Strombegrenzungsverfahrens auf die Beherrschung relevanter Fehlerszenarien betrachtet werden, sodass diese Untersuchungen, die an [43] orientiert sind, keine Rückschlüsse über die Auswirkungen auf das übergeordnete Verbundsystem erlauben. Effekte des reduzierten Kurzschlussstrombeitrags eines Umrichterensystems im Vergleich zu Synchrongeneratoren oder potenzielle Instabilitäten in Netzgebieten aufgrund des Fehlerszenarios sowie der Fehlerdauer, wie in [68] für die virtuelle Synchronmaschine betrachtet, werden nicht thematisiert. Abbildung 5.5 zeigt eine schematische Darstellung des verwendeten Netz- und Umrichtermodells.

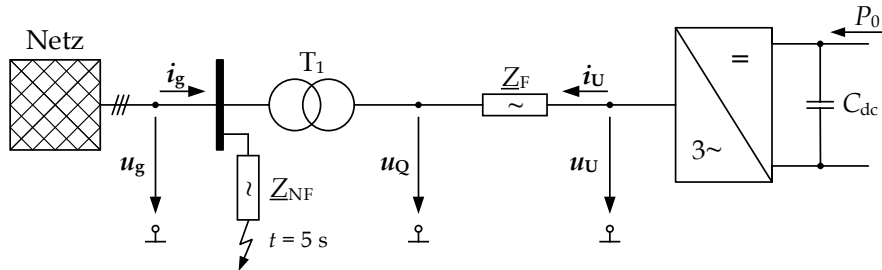


Abbildung 5.5: Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Netzfehler).

Um Instabilitäten der virtuellen Synchronmaschine während des Fehlerfalls auszuschließen, die, wie in Kapitel 3.1.2 dargestellt, grundlegend für die Modellbildung einer frequenzelastischen Netzspannung u_{g0} ist, liegt für die nachfolgenden LVRT-Szenarien (Low-Voltage Ride Trough) eine konstante Netzspannung u_{g0} gemäß Gleichung (5.1) vor.

$$u_{g0} = \hat{u}_{g0} \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \quad (5.1)$$

Die Charakteristik des vom Fehlerszenario abhängigen Spannungseinbruchs wird durch die Fehlerimpedanz Z_{NF} definiert, die wahlweise symmetrisch oder unsymmetrisch ausfällt und zur Variation der verbleibenden Restspannung $[u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}]^T$ im Betrag $|Z_{NF}|$ und Phasenlage $\varphi(Z_{NF})$ parametrierbar ist. Da, anders als bei den zuvor durchgeführten Untersuchungen, in solchen transienten Szenarien ein relevanter Unterschied zwischen einer Umrichtermodellbildung auf Basis

einer gesteuerten Spannungsquelle nach Gleichung (3.18) und der Abbildung eines gepulsten Umrichtermodells vorliegt, wird für die Analyse des Verhaltens bei Netzfehlern ein IGBT-Umrichter sowie der notwendige Modulator zur Pulsmustergenerierung berücksichtigt. Informationen zur Pulsmustergenerierung \mathbf{g} eines dreiphasigen Umrichtersystems sind in [22] dargestellt.

In der folgenden Auflistung sind die entsprechenden Fehlerszenarien zusammengefasst, die repräsentativ für die Funktionalität der Umrichterstrombegrenzung abgebildet wurden und sich an [43] orientieren. Die Restspannung bezieht sich hierbei auf die Außenleiterspannung u_{Δ} der vom Fehler betroffenen Phasen an der in Abbildung 5.5 gekennzeichneten Fehlerstelle.

- Symmetrischer Spannungseinbruch (3p-LVRT - Fall 1)
Restspannung $u_{\Delta} < 0,05$ pu und Fehlerdauer $t_{\text{NF}} = 158$ ms bei $P_0^* = 0,5$ pu
- Unsymmetrischer Spannungseinbruch (2p-LVRT)
Restspannung $u_{\Delta} < 0,05$ pu und Fehlerdauer $t_{\text{NF}} = 228$ ms bei $P_0^* = 0,5$ pu
- Symmetrischer Spannungseinbruch (3p-LVRT - Fall 2)
Restspannung $0,8 \text{ pu} \geq u_{\Delta} \geq 0,7 \text{ pu}$ und Fehlerdauer $t_{\text{NF}} = 708$ ms, bei $P_0^* = 0,5$ pu

Aus Übersichtsgründen sind nachfolgend in den Abbildungen 5.6, 5.7 und 5.8 lediglich die Verläufe der dreiphasigen Netzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{Q}}$ und des resultierenden Umrichterstroms $\mathbf{i}_{\mathbf{U}}$ dargestellt. Zur vollständigen Beschreibung sind in Anhang B.3 weitere charakteristische Größen visualisiert, die zur Deutung des Umrichterhaltens im strombegrenzenden Betrieb relevant sind. Abbildung 5.6 zeigt die dreiphasige Netzspannung $\mathbf{u}_{\mathbf{Q}}$ sowie den dreiphasigen Umrichterstrom $\mathbf{i}_{\mathbf{U}}$ für den ersten symmetrischen Spannungseinbruch (Fall 1).

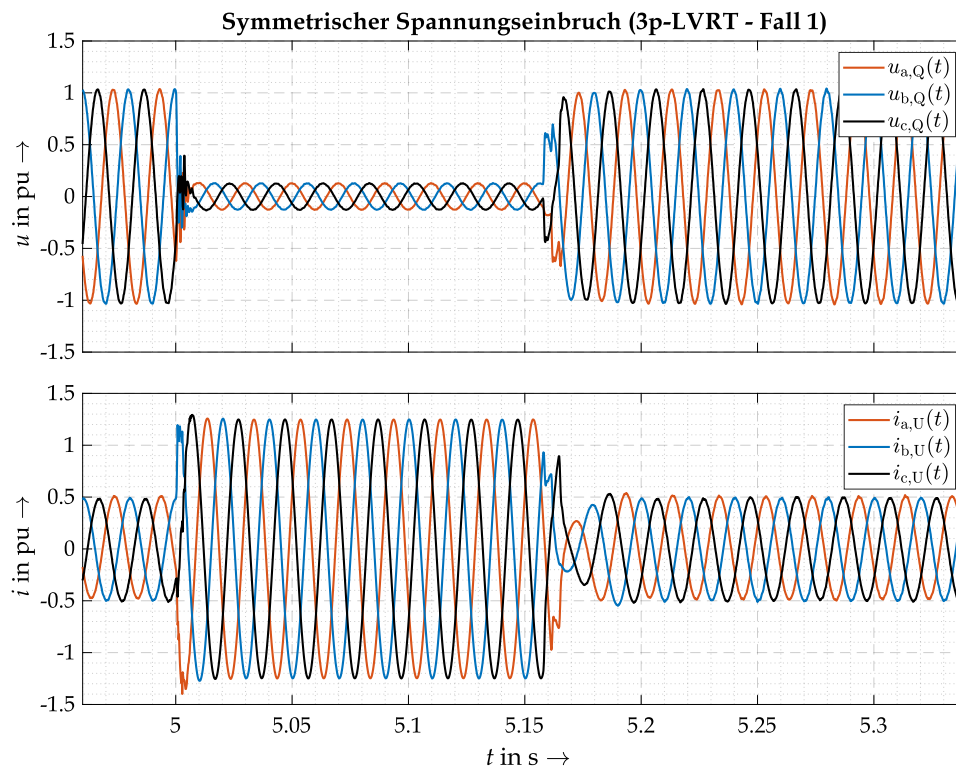


Abbildung 5.6: Umrichterstrombegrenzung bei symmetrischem Spannungseinbruch (Fall 1).

Bei den hier dargestellten Spannungsverläufen von $\mathbf{u}_{\mathbf{Q}}$ ist zu beachten, dass diese aufgrund des spannungsstützenden Stromflusses des Umrichtersystems von den zuvor definierten Restspannungen abweichen. Zur Bestätigung der Szenarien sind in Anhang B.3 auch die resultierenden Spannungen an der Fehlerstelle $\mathbf{u}_{\mathbf{g}}$ visualisiert.

Der tiefe, symmetrische Spannungseinbruch der Netzspannung \mathbf{u}_Q (Abbildung 5.6 – oben) sorgt für einen rasanten Stromanstieg des Umrichterstroms \mathbf{i}_U (Abbildung 5.6 – unten) bis zur maximalen Stromgrenze des leistungselektronischen Systems. In den ersten Millisekunden nach Fehlereintritt wird der resultierende Umrichterstrom \mathbf{i}_U , dominierend von der virtuellen Resistanz R_v aus Gleichung (4.43) und dem hieraus bestimmten virtuellen Spannungsabfall $\Delta \mathbf{u}_v$, limitiert. Aufgrund der kubischen Abhängigkeit der hinterlegten Resistanzkennlinie $R_v(\hat{i}_U)$ liegt auch im ersten Bereich des Fehlerfalls eine ausreichende Dämpfung vor. Da jedoch dynamisch auf den aktuell identifizierten Umrichterstrom $\tilde{\mathbf{i}}_U$ reagiert wird, sorgen Verzögerungen und Totzeiten, beispielsweise der Messwertidentifikation, sowie die maximale Schrittweite der Abtastrate des verwendeten Steuergeräts für mögliche Probleme bei derartig transienten Szenarien. Um den Einfluss der Abtastrate des Steuergeräts zu minimieren, kann unter Verwendung des Differenzquotienten

$$\frac{\Delta f(x)}{\Delta x} = \frac{f(x + \Delta x) - f(x)}{\Delta x} \quad (5.2)$$

aus Gleichung (1.5) eine linearisierte Abschätzung des im nächsten Abtastintervall $t + \Delta t_s$ zu erwartenden Umrichterstroms $\mathbf{i}_U(t + \Delta t_s)$ erfolgen [169].

$$\mathbf{i}_U(t + \Delta t_s) = \frac{\Delta t_s}{L_F} \cdot (\mathbf{u}_U(t) - \mathbf{u}_{C_f} + \mathbf{i}_Q(t) \cdot R_f - \mathbf{i}_U(t) \cdot (R_F + R_f)) + \mathbf{i}_U(t) \quad (5.3)$$

Wird die Netzspannung \mathbf{u}_Q gemäß Abbildung 1.4 gemessen, lässt sich Gleichung (5.3) mit

$$\mathbf{u}_Q = \mathbf{u}_{C_f} + (\mathbf{i}_U - \mathbf{i}_Q \cdot R_f) \quad (5.4)$$

zu Gleichung (5.5) vereinfachen.

$$\mathbf{i}_U(t + \Delta t_s) = \frac{\Delta t_s}{L_F} \cdot (\mathbf{u}_U(t) - \mathbf{u}_Q - \mathbf{i}_U(t) \cdot R_F) + \mathbf{i}_U(t) \quad (5.5)$$

Insbesondere bei sehr nichtlinearen Effekten, beispielsweise bei erheblichen Sättigungseffekten des Anlagentransformators T_1 , wie in [170] dargestellt, kann diese lineare Näherung jedoch auch erhebliche Fehlinterpretationen aufweisen. Zeitlich nachgelagert wird die virtuelle Resistanz durch die Proportionalregelung aus Gleichung (4.47) abgelöst, die eine gute Begrenzung des Umrichterstroms \mathbf{i}_U während des Fehlerfalls sowie eine Erhaltung der sinusförmigen Kurvenform sicherstellt. Da bei dieser Proportionalregelung keine aktive Referenzwertvorgabe eines Blind- oder Wirkstroms erfolgt, sondern lediglich der Betrag des inhärent resultierenden Umrichterstroms beeinflusst wird, ergibt sich eine unregelmäßige Leistungsabgabe des Umrichtersystems im Rahmen der maximalen Betriebsgrenzen und in Abhängigkeit des Fehlerfallenszenarios. Die resultierende Umrichterleistung dieses symmetrischen Spannungseinbruchs aus Abbildung 5.6 ist in Anhang B.3 dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass eine konkrete Vorgabe eines Blindstroms im Fehlerfall, wie sie in [20] für netzspannungsfolgende Umrichtersysteme gefordert wird, nicht notwendig ist. Bei Spannungswiederkehr sorgt, wie auch beim Spannungseinbruch, überwiegend der virtuelle Spannungsabfall, resultierend aus Gleichung (4.44), für eine akkurate Dämpfung des Umrichterstroms \mathbf{i}_U . Zur Vermeidung eines deutlich untererregten Betriebszustands bei Spannungswiederkehr, einhergehend mit einer erheblichen induktiven Blindleistungsaufnahme bzw. kapazitiven Blindleistungsabgabe und entsprechend lokaler Spannungsabsenkung durch das Umrichtersystem, wird der Synchronisationsprozess der Spannungsamplitude \hat{u}_s während der Fehlerdauer unterbrochen. Dieser aktive Eingriff stellt sicher, dass der Spannungsbetrag der zum Netz synchronisierten Spannungsamplitude \hat{u}_s gemäß Gleichung (5.6) nah am Vorfehlerfall t_0 und somit möglichst nah am Spannungsprofil bei Spannungswiederkehr t_1 liegt.

$$\hat{u}_Q|_{t_0} \approx \hat{u}_s \approx \hat{u}_Q|_{t_1} \quad (5.6)$$

In gleicher Weise kann grundsätzlich auch getrennt der Synchronisationsprozess der Kreisfrequenz ω_s oder der stationären Phasenlage φ_s aktiv beeinflusst werden. Da sich in realen Netzen

während eines Fehlerfalls Änderungen der Frequenz ω_Q und Phasenlage φ_Q ergeben können, die, anders als die Spannungsamplitude \hat{u}_Q bei Spannungswiederkehr, nicht sprunghaft korrigiert werden, ist eine durchgängige Synchronisierung dieser Größen durchaus sinnvoll. Diese erste Betrachtung eines tiefen und symmetrischen Spannungseinbruchs zeigt eine akkurate strombegrenzende Wirkung des in Kapitel 4.3.1 vorgestellten Verfahrens zur Umrichterstrombegrenzung.

Zur Analyse des Umrichterhaltens bei unsymmetrischen Fehlerszenarien sind in Abbildung 5.7 die Strom- und Spannungsverläufe bei einem zweipoligen Fehler (2p-LVRT) dargestellt. Bei der Deutung der Ergebnisse aus Abbildung 5.7 ist zu beachten, dass die Fehlerstelle auf der Oberspannungsseite des Transformators liegt und somit die Schaltgruppe einen erheblichen Einfluss auf die zeitlichen Strom- und Spannungsverläufe aus Abbildung 5.7 aufweist. Zur Verdeutlichung des Szenarios sind in Anhang B.3 auch die Spannung an der Fehlerstelle u_g , die Umrichterleistungen P_U, Q_U sowie die Gegensystemspannungen -und ströme \tilde{u}_Q - und \tilde{i}_Q - dargestellt.

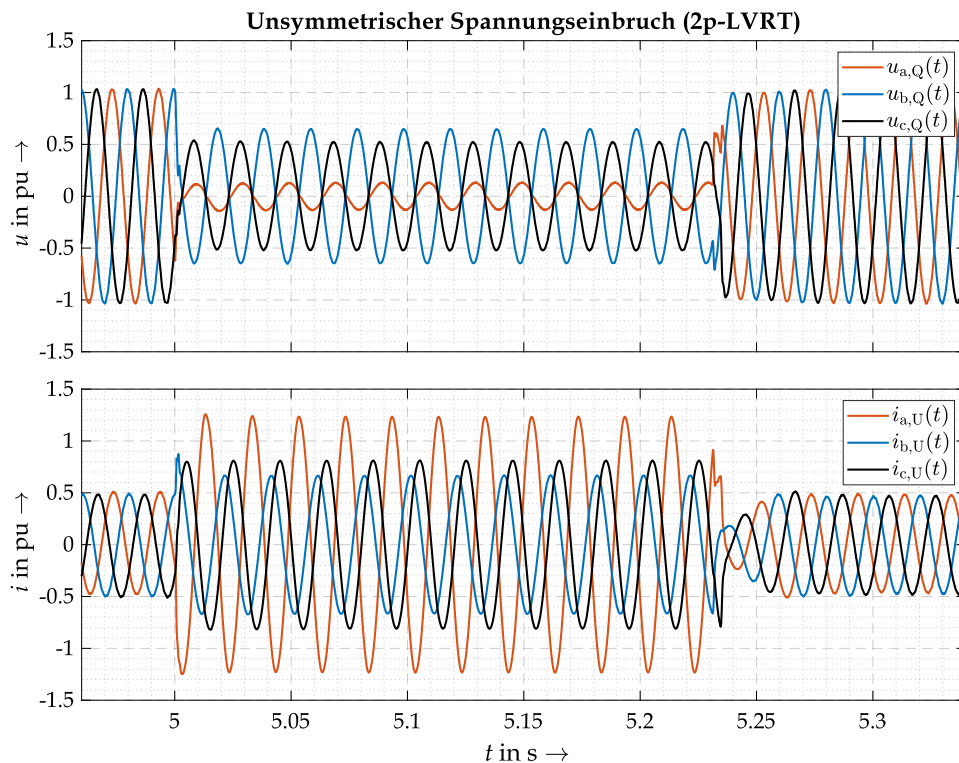


Abbildung 5.7: Umrichterstrombegrenzung bei unsymmetrischem Spannungseinbruch.

Die Ergebnisse verdeutlichen, dass auch unsymmetrische Fehlerszenarien durch das in Kapitel 4.3.1 vorgestellte Verfahren zur Umrichterstrombegrenzung beherrscht werden können. Die gestaffelte Funktionsweise entspricht der zuvor dargestellten Beschreibung für symmetrische Fehlerszenarien und wird dementsprechend nicht wiederholt. Aufgrund des inhärenten Spannungsquellenverhaltens der netzspannungsbildenden Regelung ergeben sich bei unsymmetrischer Netzspannung u_Q augenblicklich unsymmetrische Umrichterströme i_Q , die eine symmetrierende Wirkung auf die Netzspannungen u_Q und u_g aufweisen.

Um zusätzlich auch einen stabilen Betrieb bei zeitlich längeren Fehlerszenarien zu prüfen, da beispielsweise in [68, 160] auf potenzielle Stabilitätsprobleme hingewiesen wird, erfolgt abschließend die Analyse eines symmetrischen Spannungseinbruchs mit hoher Restspannung u_Δ und langer Fehlerklärungsdauer nach [168]. Zur besseren Visualisierung sind die zeitlichen Strom- und Spannungsverläufe in Abbildung 5.8 im eingeschwungenen Fehlerzustand unterbrochen. Die Ergebnisse aus Abbildung 5.8 weisen keine Problematiken bei zeitlich langanhaltenden Spannungseinbrüchen auf. Mögliche Stabilitätsprobleme können insbesondere bei der virtuellen Syn-

chronmaschine aus Abbildung 1.8 resultieren, da eine stationäre Abweichung ΔP eine Winkelbeschleunigung \dot{x}_ω der inneren Umrichterspannung \mathbf{u}_U verursachen, sodass ohne dynamischen Eingriff auf den Wirkleistungsreferenzwert P^* schnell die Polradwinkelstabilitätsgrenze und somit der Verlust der Synchronität erreicht wird [16]. Auch bei der virtuellen Synchronmaschine ist die Trägheit regelungstechnisch implementiert, sodass eine aktive Anpassung, beispielsweise $\mathcal{K}_\theta \rightarrow \infty$, einen entsprechenden Lösungsansatz auf die Problematik aus [68, 160] darstellen könnte.

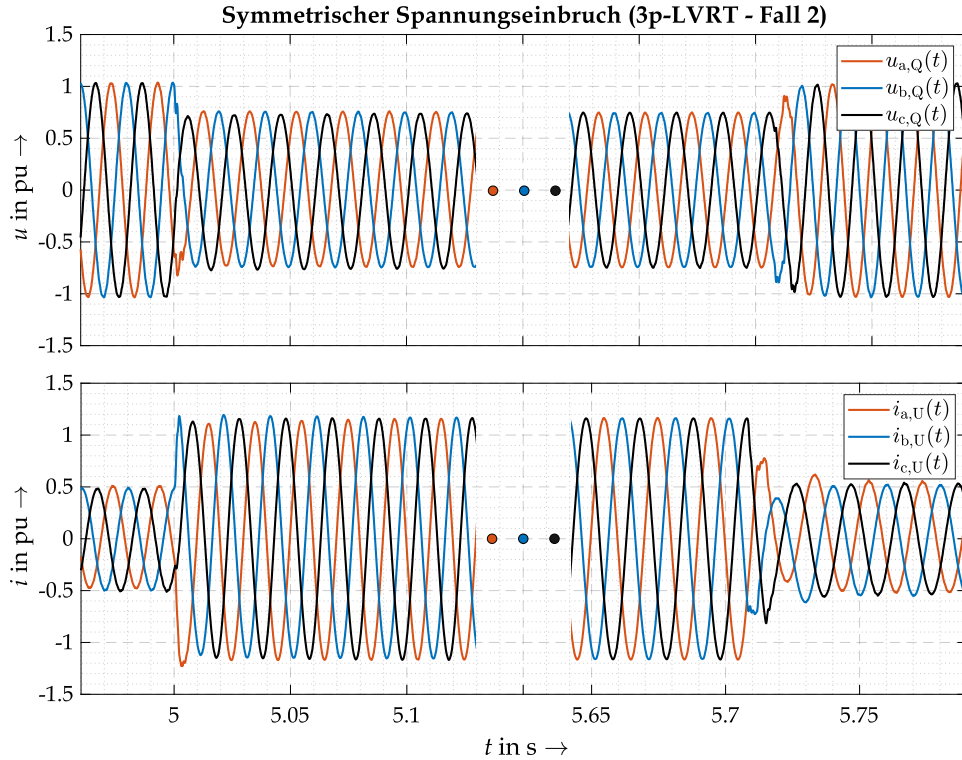


Abbildung 5.8: Umrichterstrombegrenzung bei symmetrischem Spannungseinbruch (Fall 2).

Da bei dem Verfahren aus Kapitel 4 die Leistungsregler innerhalb der Synchronisierung angeordnet sind, besteht die Möglichkeit, diese, bei langer Fehlerdauer mit dem gesamten Synchronisationsprozess, zu unterbrechen. Grundsätzlich sind die Leistungsregler nach Abbildung 4.1.2 mit deutlich reduzierter Dynamik abgebildet und dienen, anders als bei Droop-Regelungen oder virtuellen Synchronmaschinen, wo eine Leistungssynchronisierung den grundlegenden Ansatz der Verfahren bildet, lediglich zur Kompensation stationärer Abweichung.

Insgesamt zeigen die repräsentativ dargestellten Ergebnisse eine wirksame Strombegrenzung des resultierenden Umrichterstroms i_U für symmetrische und unsymmetrische Spannungseinbrüche, die als Folge eines erheblichen Netzfehlers entstehen können.

5.1.3 VERHALTEN IN VOLLSTÄNDIGEN UMRICHTERNETZEN

Die Ergebnisse aus Abschnitt 4.4.4 stellen dar, dass eine Abtrennung des äußeren Netzes sowie der alleinige Inselnetzbetrieb »Stand-Alone-Betrieb« mit lokalen Verbrauchern durch ein netzbildendes Umrichtersystem sichergestellt wird. Um darüber hinaus auch die elektrische Versorgungssicherheit sowie die Stabilität in Inselnetzen mehrerer Umrichtersysteme zu betrachten, wird in diesem Abschnitt der Parallelbetrieb zweier Umrichtersysteme zur Versorgung eines lokalen Verbrauchers analysiert. Abbildung 5.10 zeigt die schematische Darstellung des für diese Untersuchungen zugrundeliegenden Systems. Die Analyse umfasst sowohl ein vollständiges Umrichternetz mit zwei netzbildenden Umrichtersystemen (NB) als auch das Szenario eines Umrichternetzes mit einem netzfolgenden Umrichtersystem ohne Systemdienstleistungen (NF)

und einem netzbildenden Umrichtersystem. Somit lässt sich sowohl die Interoperabilität zwischen gleichartigen und funktional verschiedenen leistungselektronischen Systemen prüfen. Die Laständerung findet an der mittig angeordneten Sammelschiene statt, zu der beide Umrichtersysteme die gleiche elektrische Nähe besitzen. Darüber hinaus werden die Umrichtersysteme initial mit der identischen Referenzleistungsvorgabe $P_1^* = P_2^* = 0,5$ pu betrieben. Für das Szenario des Parallelbetriebs zweier netzbildender Systeme liegen unterschiedliche Trägheitskoeffizienten $\mathcal{K}_{S1} \neq \mathcal{K}_{S2}$ sowie differente Koeffizienten für die Primärregelung $D_{fPc1} \neq D_{fPc2}$ vor, um unterschiedliche Reaktionen der beiden Umrichtersysteme zu forcieren. Relevante Parameter sind in Anhang A.3 zusammengefasst. Die betrachtete Laständerung beträgt $\Delta P_L = 0.4$ pu.

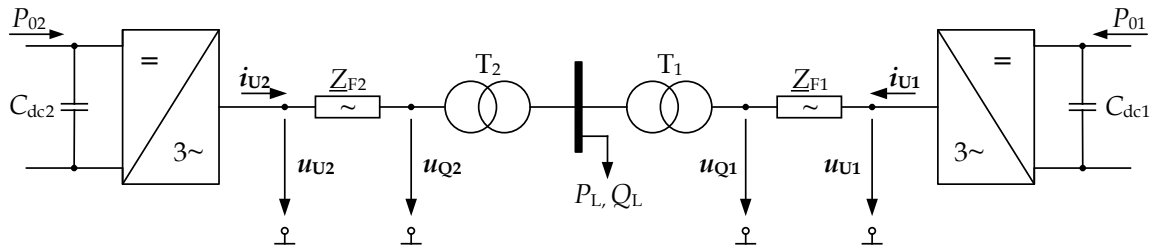


Abbildung 5.9: Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Umrichternetz).

Die resultierenden Umrichterleistungen für beide Szenarien sind in Abbildung 5.10 dargestellt. Für das Szenario mit zwei netzbildenden Umrichtersystemen (Abbildung 5.10 – oben) ergibt sich eine identische und augenblickliche Lastverteilung von ΔP_L auf beide Umrichtersysteme, die aufgrund verschiedener Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_S sowie Koeffizienten der Primärregelung D_{fPc} im zeitlichen Verlauf voneinander abweicht.

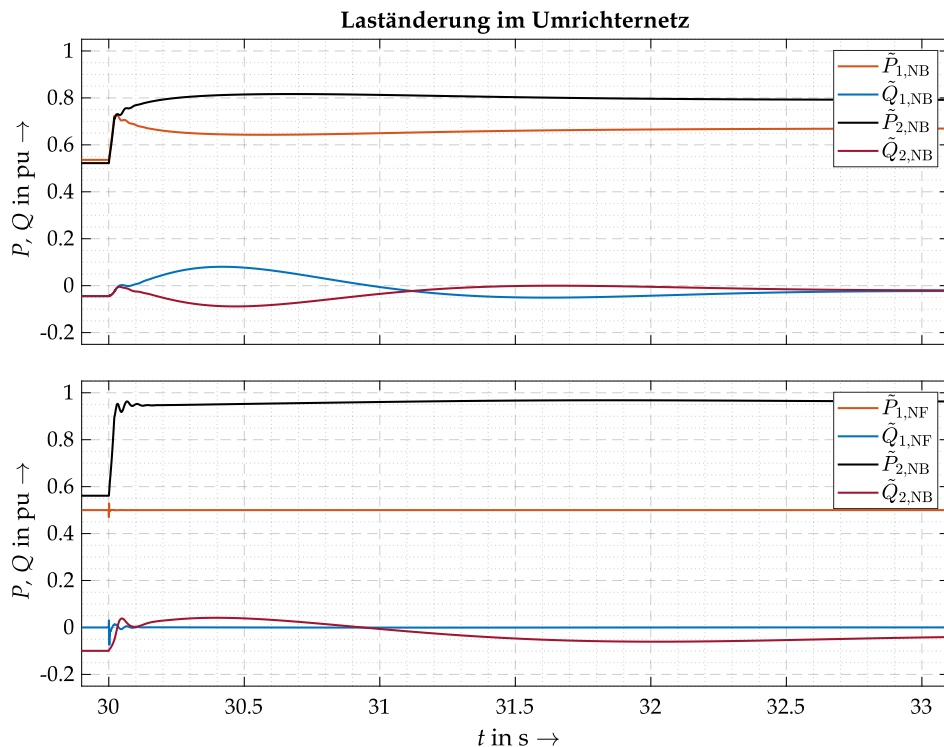


Abbildung 5.10: Laständerung im Umrichternetz – zwei netzbildende Umrichtersysteme (oben), ein netzfolgendes und ein netzbildendes Umrichtersystem (unten).

Aus den Wirkleistungsverläufen sind keine relevanten Interaktionen zwischen den Umrichtersystemen ersichtlich, wie es im Netzparallelbetrieb mit Generatorverhalten in Abbildung 5.2 teilweise und in [14] sehr deutlich vorliegt.

Im Falle eines Inselnetzes, bestehend aus einem netzbildenden und einem netzfolgenden Umrichtersystem, muss die zusätzliche Leistungsanforderung des Verbrauchers ΔP_L vollständig durch das netzbildende Umrichtersystem bereitgestellt werden, wie es in Abbildung 5.10 (unten) ersichtlich ist. Das netzfolgende Umrichtersystem, beispielsweise eine netzgekoppelte Wind- oder Photovoltaikanlage, beteiligt sich nicht an der zusätzlichen Leistungsanforderung ΔP_L und sorgt durch die schnelle Spannungsvorsteuerung und Stromregelung für eine konstante Leistungsbereitstellung. Trotz dieses fehlenden Beitrags stellt das netzbildende Umrichtersystem eine stabile elektrische Energieversorgungsspannung bereit und übernimmt die zusätzliche Wirkleistung vollständig. Es liegt in keinem Szenario ein Leistungsdefizit am lokalen Verbraucher vor. Die resultierende Inselnetzfrequenz, als Folge der zusätzlichen Leistungsanforderung ΔP_L , weicht jedoch im zweiten Szenario (unten) deutlich mehr vom Referenzwert f_0 ab (nicht visuell dargestellt), da die stationäre Wirkleistungsabgabe P_{U2} gemäß der implementierten Primärregelung an die Frequenzabweichung Δf gekoppelt ist.

Eine umfassende Analyse, bis zu welcher Durchdringung solcher netzfolgender Umrichtersysteme ein stabiler Inselnetzbetrieb vorliegt, wie es teilweise in [128] betrachtet wird, erfolgt in dieser Arbeit nicht. Die dargestellten Ergebnisse zeigen die grundlegende Fähigkeit, des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungsverfahrens, eine stabile elektrische Energieversorgung auch in vollständigen Umrichternetzen zu ermöglichen.

5.2 MMC-STATCOM SYSTEME

Die deutschen Übertragungsnetzbetreiber (ÜNB) teilen in dem Positionspapier [171] mit, dass der Blindleistungsbedarf des Übertragungsnetzes stetig ansteigt. Im Gegensatz hierzu entfällt, aufgrund des Rückbaus konventioneller Kraftwerke, auch die Möglichkeit des Phasenschieberbetriebs der Synchrongeneratoren. Dementsprechend soll dieser zusätzliche Bedarf zu einem erheblichen Anteil durch regelbare Blindleistungskompensationsanlagen bereitgestellt werden, sodass ein deutlicher Zubau von STATCOM-Anlagen auf Basis der Modularen Multileveltechnologie bevorsteht. Darüber hinaus wird in [171] festgehalten, dass heute verfügbare STATCOM-Systeme nicht geeignet sind, den zukünftigen Bedarf an netzspannungsbildenden Betriebsmitteln im elektrischen Energieversorgungssystem, aktuell überwiegend Synchrongeneratoren, zu decken.

»Aus diesem Grund halten die deutschen ÜNB es für zwingend erforderlich, dass alle neuen, am Übertragungsnetz angeschlossenen Stromrichter (STATCOM, HGÜ direkt angeschlossene EZA) ausschließlich mittels netzbildender Regelungskonzepte umgesetzt werden [171].« »Aus Sicht der deutschen ÜNB ist die Entwicklung netzbildender Regelungskonzepte als Ersatz für die heute gängigen netzstützenden (stromeinprägenden) Regelungskonzepte unumgänglich [171].«

In diesem Zusammenhang wird in [171] ebenfalls erwähnt, dass die Topologie und Auslegung aktueller STATCOM-Anlagen zunächst beibehalten und demnach nur das netzstützende durch ein netzstabilisierendes Regelungskonzept ersetzt werden soll. Diese Änderungen ermöglichen einen stabilen Betrieb bei verschiedenen Kurzschlussleistungsverhältnissen (SCR) und eine inhärente Bereitstellung von Augenblicksleistung. Aufgrund der geringen Reserven in der Speicherfähigkeit der Submodulkapazitäten C_{SM} (siehe Abbildung 5.11), ist eine Bereitstellung von Momentanreserve als inhärente Wirkleistungsabgabe oder -aufnahme nur sehr eingeschränkt möglich. [171]

Diese Anmerkungen der Übertragungsnetzbetreiber (ÜNB) zeigen den Bedarf eines netzstabilisierenden Umrichterhaltens, gemäß der Spezifikation aus Tabelle 1.1, für STATCOM-Systeme. Aufgrund der Relevanz solcher Systeme, die deutlich von den zuvor betrachteten Umrichtersystemen abweichen, wird in diesem Abschnitt das Zusammenspiel zwischen dem netzspannungsbildenden Regelungsverfahren aus Kapitel 4, Modularen Multilevelumrichtern und den limitierten Wirkleistungsreserven eines MMC-STATCOM analysiert. Anders als bei den Analysen in den Kapiteln 3 und 4 verfügt der STATCOM nicht über zusätzliche elektrische Energiespeicher oder die Möglichkeit einer schnellen Primärleistungsanpassung, sodass die Wirkleistungsreserven ausschließlich auf das interne Speichervermögen der Submodulkapazitäten C_{SM}

begrenzt sind. Grundsätzlich können MMC-Systeme in vier verschiedene Topologien eingeteilt werden [172]. Die überwiegend verwendete Topologie für STATCOM-Anlagen mit direktem Anschluss an das Übertragungsnetz ist die single-delta bridge cell (SDBC) Topologie, die auch die Grundlage des leistungselektronischen Stellglieds für die Untersuchungen in diesem Kapitel bildet [172]. Abbildung 5.11 zeigt schematisch die Struktur des betrachteten Umrichtersystems mit verschiedenen Modellbildungen der Submodule. Grundlegende Informationen zu Modulare Multilevelumrichtern (MMC) können [173, 174, 175] und insbesondere in Bezug auf STATCOM-Anlagen [172, 176] entnommen werden.

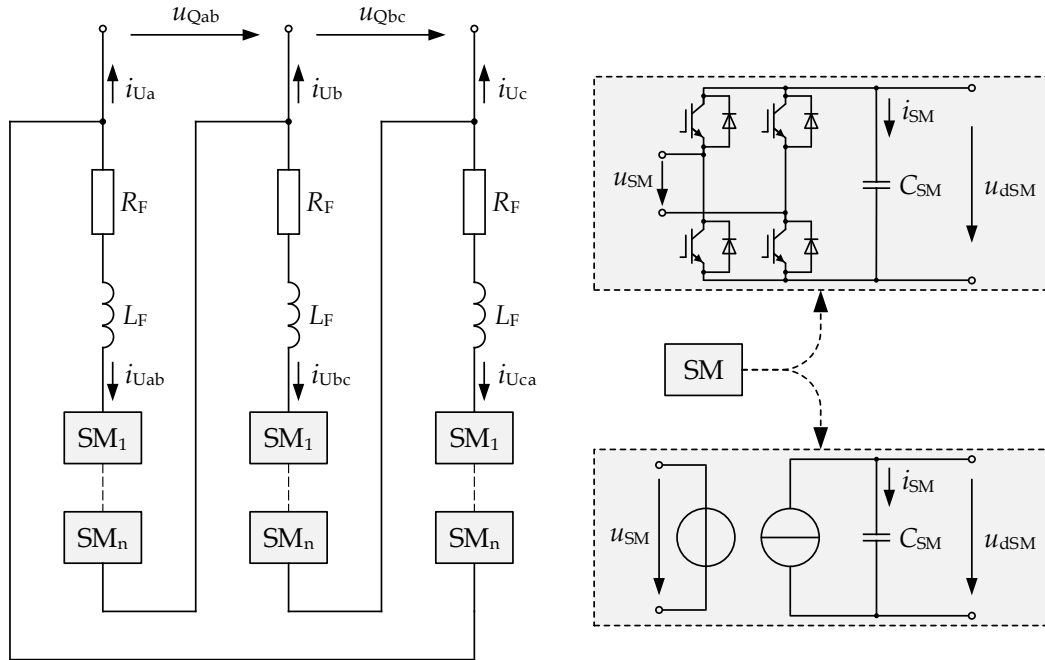


Abbildung 5.11: Topologie des verwendeten SDBC-MMC-STATCOM Systems – gepulstes IGBT- oder Mittelwertmodell der Submodule.

Der resultierende Umrichterstrom i_U , ergibt sich aus den Dreiecksströmen $i_{U\Delta}$ innerhalb des Umrichtersystems, wobei der Index Δ kennzeichnet, dass es sich um verkettete Größen handelt.

$$i_{Ua} = i_{Uca} - i_{Uab}; \quad i_{Ub} = i_{Uab} - i_{Ubc}; \quad i_{Uc} = i_{Ubc} - i_{Uca} \quad (5.7)$$

Das Verhalten des in Abbildung (5.11) dargestellten Umrichtersystems sowie die Eigenschaft der Dreiecksströme aus Gleichung (5.7) wird durch Gleichung (5.8) beschrieben,

$$L_F \cdot \frac{di_{U\Delta}}{dt} = u_{Q\Delta} - i_{U\Delta} \cdot R_F - u_{U\Sigma\Delta} \quad (5.8)$$

worin $i_{U\Delta}$ den Umrichterstrom und $u_{U\Sigma\Delta}$ die über die Anzahl der Submodule summierte Umrichterspannung nach Gleichung (5.9) definiert. Darüber hinaus beschreibt $u_{Q\Delta}$ die Netzspannung sowie R_F den resistiven und L_F den induktiven Anteil des Netzfilters.

$$u_{U\Sigma\Delta} = \sum_{n=1}^{n_{sm}} u_{SMn} = u_{SM1} + \dots + u_{SMn_{SM}} \quad (5.9)$$

Die Spannungsänderung an den Submodulkapazitäten C_{SM} kann durch Gleichung (5.10) beschrieben werden,

$$C_{SM} \cdot \frac{du_{dSM}}{dt} = i_{SM} - G_{SM} \cdot u_{dSM} \quad (5.10)$$

wobei u_{dSM} in diesem Fall topologiebedingt keine vollständige Gleichgröße darstellt. Die Verluste innerhalb der Submodule, repräsentiert durch G_{SM} , sind in Abbildung 5.11 nicht visualisiert.

Auch die für jeden Strang gemittelte Spannung an den Submodulkapazitäten $\bar{\mathbf{u}}_{\text{dSM}}$

$$\bar{\mathbf{u}}_{\text{dSM}} = \frac{1}{n_{\text{SM}}} \sum_{n=1}^{n_{\text{sm}}} \mathbf{u}_{\text{dSM}n} \quad (5.11)$$

sowie die vollständig gemittelte Spannung an den Submodulkapazitäten bilden relevante Größen für die Regelungserweiterung in Kapitel 5.2.1 [176].

$$\bar{u}_{\text{dSM}} = \frac{1}{3 \cdot n_{\text{SM}}} \cdot \left(\sum_{n=1}^{n_{\text{sm}}} u_{\text{dSM}(a)n} + \sum_{n=1}^{n_{\text{sm}}} u_{\text{dSM}(b)n} + \sum_{n=1}^{n_{\text{sm}}} u_{\text{dSM}(c)n} \right) \quad (5.12)$$

Eine charakteristische Eigenschaft von modularen Multilevelumrichtern sind Zirkulationsströme i_Z , die innerhalb des Umrichtersystems fließen, Verluste hervorrufen und keinen relevanten Beitrag zur Wirk- und Blindleistungsbereitstellung an das Netz liefern. Der resultierende Zirkulationsstrom i_Z für die SDBC-Topologie ergibt sich gemäß Gleichung (5.13) [176].

$$i_Z = \frac{1}{3} \cdot (i_{U_{ab}} + i_{U_{bc}} + i_{U_{ca}}) \quad (5.13)$$

Aktive Referenzwertvorgaben für den Zirkulationsstrom i_Z^* sowie eine nachgelagerte Zirkulationsstromregelung wird genutzt, um beispielsweise störende Komponenten des Zirkulationsstroms i_Z zu eliminieren und/oder eine aktive Balancierung der gemittelten Spannungen an den Submodulkapazitäten \mathbf{u}_{d0SM} aus Gleichung (5.11) umzusetzen. Darüber hinaus ist für derartige Umrichtersysteme eine Balancierung aller Submodule in einem Strang notwendig, sodass ein stationärer Abgleich der Gleichspannungskomponenten an den Submodulkapazitäten vorliegt.

$$\mathbf{u}_{\text{d0SM}1}|_{x_0} = \mathbf{u}_{\text{d0SM}2}|_{x_0} = \dots = \mathbf{u}_{\text{d0SM}n_{\text{SM}}}|_{x_0} \quad (5.14)$$

Hierbei definiert der Vektor \mathbf{u}_{d0SM} den Gleichanteil der inneren Submodulspannung an der Kapazität C_{SM} (Vektor, da Gleichung (5.13) für jede Phase gelten soll) sowie x_0 einen repräsentativen stationären Betriebszustand.

5.2.1 REGELUNGSERWEITERUNG FÜR SDBC-MMC

In diesem Abschnitt werden die grundlegenden Ansätze der notwendigen Regelungserweiterung des Verfahrens aus Kapitel 4 vorgestellt. Diese Erweiterungen sind auch für die Verwendung eines netzspannungsfolgenden Regelungsprinzips, wie es in Kapitel 3 verwendet wird, erforderlich, sodass diese Notwendigkeit der Regelungserweiterung nicht an das grundlegende Regelungsprinzip gekoppelt ist.

Insgesamt können die notwendigen Erweiterungen für das Regelungskonzept aus Kapitel 4 zur Anwendung an einem SDBC-STATCOM in vier Kategorien eingeteilt werden [176].

- Energieregulation zur Wirkleistungsreferenzwertgenerierung (fundamental energy control)
- Balancierung der Phasen (cluster-balancing control)
- Zirkulationsstromregelung (circulation-current control)
- Individuelle Balancierung der Submodulspannungen (individual-balancing control)

Aufgrund der begrenzten Speicherfähigkeit der Submodulkapazitäten C_{SM} sowie der fehlenden Primärleistung P_0 oder eines zusätzlichen Energiespeichers erfolgt die Spannungshaltung an den Submodulkapazitäten u_{dSM} durch die Anpassung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* . Vergleichbar zu einem klassischen Zwischenkreisspannungsregler, wie unter anderem in [33] dargestellt und im überwiegenden Anteil aller netzgekoppelter Umrichtersysteme zum Einsatz kommt, wird

hier aufgrund der verteilten Kapazitäten C_{SM} auf die gemittelte Spannung an den Submodulkapazitäten $u_{d\Sigma SM}$ geregelt. Das Ziel besteht im stationären Abgleich der gemittelten Spannung an den Submodulkapazitäten mit dem definierten Referenzwert ($u_{d\Sigma SM} = u_{dSM}^*$), sodass über die Anpassung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* Wirkleistung P_U aufgenommen (positiv) oder abgegeben (negativ) wird. Dieser resultierende Referenzwert P^* , der hierbei die Stellgröße bildet und nicht frei eingestellt werden kann, wird nachgelagert an die weitere Regelungsstruktur der Anlagenregelung aus Abbildung 4.5 übergeben und entsprechend, der in Kapitel 4 erläuterten Funktionsweise, umgesetzt. Der Signalfussplan zur Generierung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Die Grundlage für diesen Ansatz ist in [172] beschrieben.

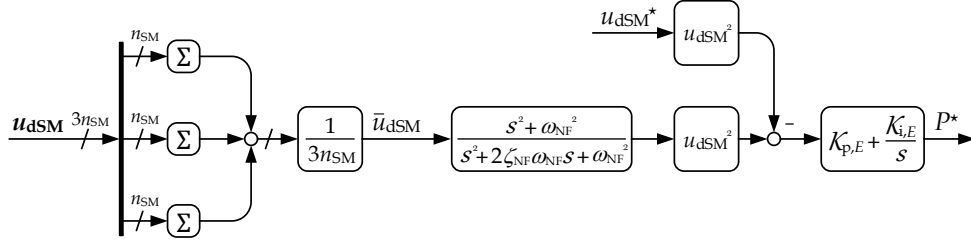


Abbildung 5.12: Signalfussplan der Energieregulierung zur Wirkleistungsreferenzwertgenerierung.

Die Wirkleistungsvorgabe P^* ergibt sich somit gemäß Gleichung (5.15) mit der Proportional- und Integralverstärkung des verwendeten Stellglieds $\mathcal{K}_{p,E}$ und $\mathcal{K}_{i,E}$, sowie dem unverstärkten Integratorzustand x_E des PI-Reglers.

$$P^* = \frac{dx_E}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,E} + x_E \cdot \mathcal{K}_{i,E} \quad (5.15a)$$

$$\frac{dx_E}{dt} = (\bar{u}_{dSM}^*)^2 - \bar{u}_{dSMf}^2 \quad (5.15b)$$

Hierbei definiert \bar{u}_{dSM}^* den Referenzwert der Submodulspannungen, wobei \bar{u}_{dSMf} der gemittelten Submodulspannung nach Gleichung (5.12) mit zusätzlicher Filterung entspricht. Die Eigenschaften des verwendeten Notch-Filters entsprechen der Übertragungsfunktion $G_{NF}(s)$

$$G_{NF}(s) = \frac{s^2 + \omega_{NF}^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta_{NF} \cdot \omega_{NF} \cdot s + \omega_{NF}^2} \quad (5.16)$$

oder den entsprechenden algebraischen Differenzialgleichungen aus Gleichung (5.17). Hierbei bilden die Zustandsgrößen x_{NF1} und x_{NF2} interne Integratorzustände ohne äußere Relevanz ab.

$$\frac{dx_{NF1}}{dt} = x_{NF2} \quad (5.17a)$$

$$\frac{dx_{NF2}}{dt} = -\omega_{NF}^2 \cdot x_{NF1} - \frac{\omega_{NF}}{\zeta_{NF}} \cdot x_{NF2} + \bar{u}_{dSM} \quad (5.17b)$$

$$\bar{u}_{dSMf} = -\frac{\omega_{NF}}{\zeta_{NF}} \cdot x_{NF2} + \bar{u}_{dSM} \quad (5.17c)$$

Da dieser Eingriff in das netzspannungsbildende Regelungskonzept aus Kapitel 4 lediglich auf die Referenzwirkleistung P^* wirkt, bleibt das inhärente Spannungsquellenverhalten des Umrichter-systems erhalten. Die resultierende Spannungshaltung durch das Verfahren aus Abbildung 5.12 begrenzt aufgrund der internen Submodulspannungshaltung von \bar{u}_{dSM} lediglich den Energieinhalt bei der Bereitstellung von wirkleistungsbasierter Momentanreserve.

Da die aktive Anpassung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* lediglich eine globale Auswirkung auf das Spannungsprofil der Submodule bewirkt und somit trotzdem innerhalb des Umrichter-systems deutliche Unterschiede, sowohl innerhalb des Submodulspannungsvektors \mathbf{u}_{dSM} als auch

zwischen den gemittelten Submodulspannungen einer Phase \bar{u}_{dSM} resultieren können, sind weitere Balancierungen zum stabilen Betrieb des Umrichter-Systems notwendig. Die Symmetrierung der gemittelten Submodulspannungen \bar{u}_{dSM} erfolgt auf Basis der Regelungserweiterung aus Abbildung (5.13). Die Grundlage hierzu ist in [176] unter Cluster-balancing control beschrieben.

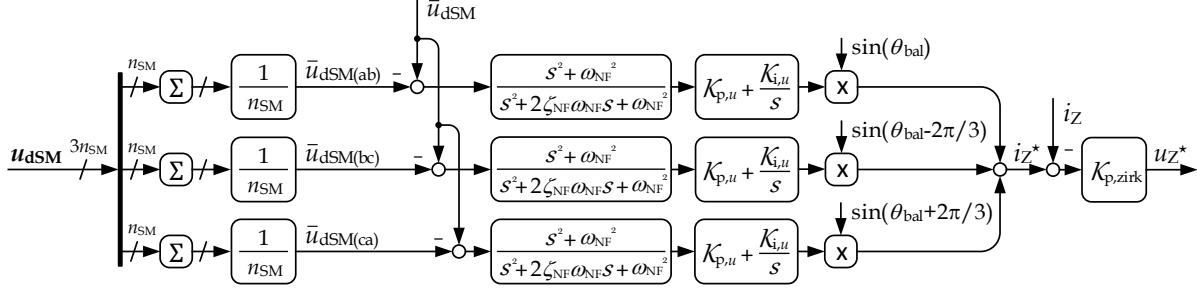


Abbildung 5.13: Signalfussplan der Phasenbalancierung sowie des Zirkulationsstromreglers.

Diese Spannungsregelung sorgt für einen Abgleich der gemittelten Submodulspannungen pro Strang \bar{u}_{dSM} aus Gleichung (5.11) mit der über alle Submodule des Umrichters gemittelten Submodulspannung \bar{u}_{dSM} aus Gleichung (5.11). Der Ansatz aus Abbildung 5.13 erfolgt zunächst strangselektiv und wird demzufolge lediglich für $\bar{u}_{\text{dSM(ab)}}$ beschrieben. Zur Unterdrückung von Wechselkomponenten, sodass die Symmetrierung ausschließlich auf Abweichungen des resultierenden Gleichanteils basiert, kommt auch hier ein Notch-Filter zum Einsatz, wie er in Gleichung (5.16) beschrieben ist. Grundsätzlich lässt sich die Filterung der Submodulspannungen \bar{u}_{dSM} darüber hinaus auch durch Tiefpassfilterung [177] oder gleitende Mittelwertbildung [178] umsetzen [176]. Der Bestandteil der Referenzamplitude des Balancierungsstroms $\hat{i}_{\text{bal(ab)}}^*$ ergibt sich gemäß Gleichung (5.18).

$$\hat{i}_{\text{bal(ab)}}^* = \frac{dx_{u(\text{ab})}}{dt} \cdot \mathcal{K}_{p,u} + x_{u(\text{ab})} \cdot \mathcal{K}_{i,u} \quad (5.18a)$$

$$\frac{dx_{u(\text{ab})}}{dt} = \Delta \bar{u}_{\text{dSMf(ab)}} \quad (5.18b)$$

$$\Delta \bar{u}_{\text{dSM(ab)}} = \bar{u}_{\text{dSM}} - \bar{u}_{\text{dSM(ab)}} \quad (5.18c)$$

Hierbei definiert $x_{u(\text{ab})}$ den unverstärkten Integratorzustand des PI-Reglers mit den Parametern $\mathcal{K}_{p,u}, \mathcal{K}_{i,u}$. Darüber hinaus entspricht $\Delta \bar{u}_{\text{dSM(ab)}}$ der Differenz der gemittelten Submodulspannungen pro Strang $\bar{u}_{\text{dSM(ab)}}$ und der Mittelwertbildung über alle Submodule des Umrichter-Systems \bar{u}_{dSM} . Der Index f kennzeichnet, dass auf die Differenz $\Delta \bar{u}_{\text{dSM(ab)}}$ die zuvor beschriebene Filterung angewendet wurde. Die nachfolgende Multiplikation sowie Überlagerung der einzelnen Stranggrößen bildet den resultierenden Referenzwert des Zirkulationsstroms i_Z^* .

$$i_Z^* = \hat{i}_{\text{bal(ab)}}^* \cdot \sin(\theta_{\text{bal}}) + \hat{i}_{\text{bal(bc)}}^* \cdot \sin\left(\theta_{\text{bal}} - \frac{2\pi}{3}\right) + \hat{i}_{\text{bal(ca)}}^* \cdot \sin\left(\theta_{\text{bal}} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.19)$$

Die Vorgabe des in Gleichung (5.19) verwendeten Winkels θ_{bal} sorgt dafür, dass im entsprechenden Strang Wirkleistung aufgenommen oder abgegeben wird, um die Balancierung der einzelnen Stränge zu gewährleisten [176].

$$\theta_{\text{bal}} = \Delta \theta_{c+} + \int \omega_0 \cdot dt - \frac{\pi}{3} \quad (5.20)$$

Hierbei ist zu beachten, dass das implementierte netzspannungsbildende Regelungsverfahren aus Kapitel 4 und dementsprechend auch der Winkel $\Delta \theta_{c+}$ auf Sterngrößen basiert. Der nachfolgende Zirkulationsstromregler mit Proportionalcharakteristik sorgt dann für die Umsetzung

des ermittelten Referenzwerts i_z^* durch eine Überlagerung der Zirkulationsspannung u_z^* mit der Umrichterreferenzspannung \mathbf{u}_{Ur}^* [176].

$$u_z^* = \mathcal{K}_{p,bal} \cdot (i_z^* - i_z) \quad (5.21)$$

In Gleichung (5.21) entspricht $\mathcal{K}_{p,bal}$ der Proportionalverstärkung des Zirkulationsstromreglers.

Eine Vielzahl modularer Multilevelumrichtersysteme nutzt eine PS-PWM (phase-shift pulse-width modulation) zur Generierung der Ansteuersignale \mathbf{g} der einzelnen Submodule [179]. Wie in [172] erwähnt wird, ist insbesondere bei der Verwendung dieses Modulationsverfahrens eine individuelle Balancierung der einzelnen Submodulspannungen \mathbf{u}_{dSM} innerhalb eines Strangs notwendig. Ein entsprechendes Verfahren für diese Balancierung wird ebenfalls in [172] vorgeschlagen, wie es in angepasster Form auch in Abbildung 5.14 dargestellt ist.

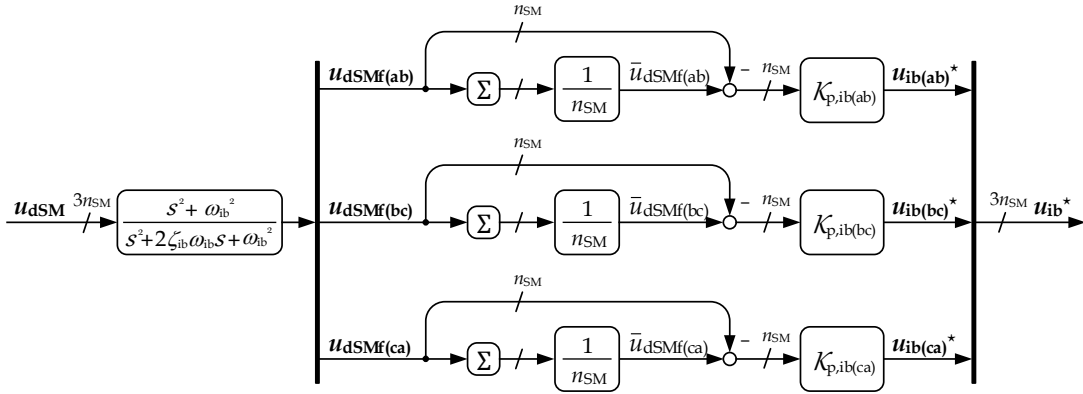


Abbildung 5.14: Signalflussplan der individuellen Balancierung der Submodulspannungen.

Diese Regelungsstruktur sorgt für einen stationären Abgleich der einzelnen Submodulspannungen \mathbf{u}_{dSM} mit dem Mittelwert des zugehörigen Strangs $\bar{\mathbf{u}}_{dSM}$ oder, wie in [172, 174] dargestellt, direkt mit dem zugehörigen Referenzwert der Submodulspannung u_{dSM}^* . Auch hierbei kann zur Unterdrückung von störenden Frequenzen eine Filterung der Submodulspannungen erfolgen, wie es in Abbildung 5.14 durch einen Notch-Filter repräsentativ dargestellt ist. Die resultierenden Balancierungsspannungen \mathbf{u}_{ib}^* ergeben sich gemäß Gleichung (5.22), mit $\mathbf{e}_{n_{SM}}$ der Einheitsmatrix, auf deren Visualisierung in Abbildung 5.14 verzichtet wird.

$$\mathbf{u}_{ib}^* = \mathcal{K}_{p,ib} \cdot (\bar{\mathbf{u}}_{dSMf} \cdot \mathbf{e}_{n_{SM}} - \mathbf{u}_{dSMf}) \quad (5.22)$$

Für eine symmetrierende Wirkleistungsaufnahme oder -abgabe der einzelnen Module wird der Koeffizient $\mathcal{K}_{p,ib}$ in Abhängigkeit des Strangstroms i_U variiert [174]. Die Variation der Koeffizienten $\mathcal{K}_{p,ib}$ erfolgt strangselektiv gemäß Gleichung (5.23).

$$\mathcal{K}_{p,ib(ab)} = \text{sgn}(\tilde{i}_{Uab}) \cdot \mathcal{K}_{p,ib}^* = \begin{cases} +\mathcal{K}_{p,ib}^*, & \text{für } \tilde{i}_{Uab} > 0 \\ 0, & \text{für } \tilde{i}_{Uab} = 0 \\ -\mathcal{K}_{p,ib}^*, & \text{für } \tilde{i}_{Uab} < 0 \end{cases} \quad (5.23a)$$

$$\mathcal{K}_{p,ib(bc)} = \text{sgn}(\tilde{i}_{Ubc}) \cdot \mathcal{K}_{p,ib}^* = \begin{cases} +\mathcal{K}_{p,ib}^*, & \text{für } \tilde{i}_{Ubc} > 0 \\ 0, & \text{für } \tilde{i}_{Ubc} = 0 \\ -\mathcal{K}_{p,ib}^*, & \text{für } \tilde{i}_{Ubc} < 0 \end{cases} \quad (5.23b)$$

$$\mathcal{K}_{p,ib(ca)} = \text{sgn}(\tilde{i}_{Uca}) \cdot \mathcal{K}_{p,ib}^* = \begin{cases} +\mathcal{K}_{p,ib}^*, & \text{für } \tilde{i}_{Uca} > 0 \\ 0, & \text{für } \tilde{i}_{Uca} = 0 \\ -\mathcal{K}_{p,ib}^*, & \text{für } \tilde{i}_{Uca} < 0 \end{cases} \quad (5.23c)$$

Der Spannungsvektor \mathbf{u}_{ib}^* aus Gleichung (5.22) wird, wie zuvor die Zirkulationsspannung u_z^* , ebenfalls der Umrichterreferenzspannung \mathbf{u}_{Ur}^* überlagert. Hierbei sind die Dimensionen der unterschiedlichen Spannungsvektoren zur Bildung der Modulationsspannung zu berücksichtigen.

Diese Erweiterungen ermöglichen die Anwendung des in Kapitel 4 vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens für einen SDBC-STATCOM, mit dem Ziel eines netzstabilisierenden Umrichterhaltens gemäß Tabelle 1.1. In gleicher Weise können diese topologiespezifischen Erweiterungen auch für netzspannungsfolgende Regelungsverfahren, wie beispielsweise in Kapitel 3 verwendet, umgesetzt werden. Die nachfolgenden Abschnitte 5.2.2-5.2.4 beschäftigen sich mit dem Verhalten eines derartig geregelten SDBC-STATCOM bei Referenzwert- oder Netzzustandsänderungen sowie einer verzerrten Netzspannung \mathbf{u}_Q .

5.2.2 DYNAMIK BEI REFERENZWERTÄNDERUNGEN

Regelbare Blindleistungskompensationsanlagen, wie SDBC-STATCOM-Anlagen, zeichnen sich durch eine schnelle Umsetzung des resultierenden Blindleistungsreferenzwerts Q_r^* aus, der sich aus Sollwerten Q^* und der Statikleistung $\Delta Q_{DQ}(\hat{u}_g)$ zusammensetzt.

$$Q_r^* = Q^* + \Delta Q_{DQ}(\Delta \hat{u}_g) \quad (5.24)$$

Abweichend von den bisher betrachteten Umrichtersystemen, ermöglicht eine überspannungsseitige Spannungsmessung am Anlagentransformator des STATCOM-Systems eine direkte Proportionalregelung der Spannung \mathbf{u}_g . Der strukturelle Aufbau des Netzanschlusses unterscheidet sich nicht signifikant von den bislang betrachteten Darstellungen, beispielsweise aus Abbildung 5.1, und wird somit nicht wiederholt visualisiert. Der normale Betriebsmodus eines STATCOM entspricht Gleichung (5.24) mit $Q^* = 0$, sodass eine netzdienliche Spannungs-Blindleistungsregelung ohne zusätzliche Referenzwertvorgaben umgesetzt wird. Der stationäre Blindleistungsarbeitspunkt kann zusätzlich durch die Anpassung der Referenzspannung \hat{u}_0 aus Abbildung 4.5 definiert werden. Grundsätzlich kann das Verhalten einer netzspannungsbildenden Regelung in das Verhalten bei innerer Referenzwertänderung $\Delta P^*, \Delta Q^*$ und bei äußerer Spannungsänderung $\Delta \mathbf{u}_Q, \Delta \mathbf{u}_g$ unterteilt werden. Die implementierte Spannungs-Blindleistungsstatik innerhalb der Anlagenregelung des STATCOM wandelt Änderungen der Netzspannung $\Delta \mathbf{u}_g$ unter Berücksichtigung der abgebildeten Zeitkonstante $\tau_{\hat{u}_{Qc}}$ sowie den weiteren Statikparametern Q_{\max} und $D_{\hat{u}_{Qc}}$ in Referenzwertvorgaben $\Delta Q_{DQ}(\Delta \hat{u}_g)$ und sorgt somit für eine Beeinflussung dieser strukturellen Trennung. Insbesondere bei STATCOM-Anlagen, die zur Spannungshaltung von \mathbf{u}_g eingesetzt werden, ist dieser Effekt aufgrund der flachen $Q(\hat{u})$ -Kennlinie ausgeprägt. Zur Analyse des grundlegenden Verhaltens eines netzstabilisierenden SDBC-STATCOM auf Basis des Regelungsverfahrens aus Kapitel 4 wird zunächst bewusst diese Statik deaktiviert und das resultierende Umrichterverhalten bei einer Änderung des Blindleistungsreferenzwerts $\Delta Q^* = 0,6$ pu aus Abbildung 5.15 betrachtet.

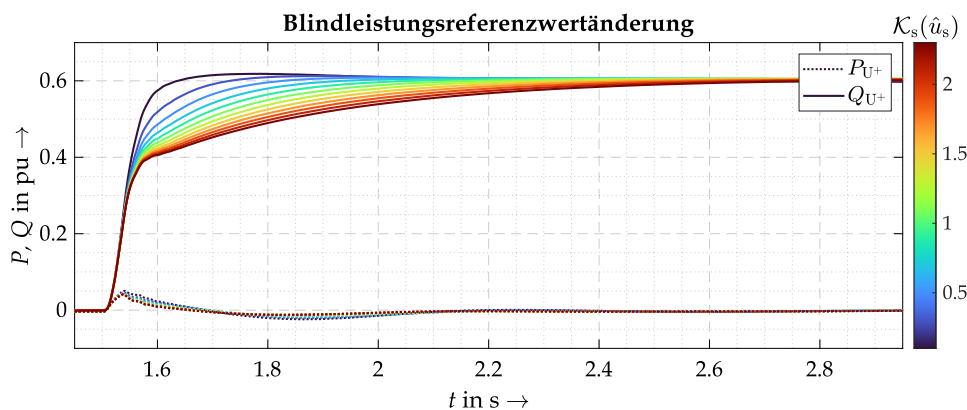


Abbildung 5.15: Umrichterleistungen bei Blindleistungsreferenzwertänderung $\Delta Q^* = 0,6$ pu mit $SCR = 4$, ohne Statik und variabler Amplitudensynchronisierung $\mathcal{K}_s(\hat{u}_s)$.

Als zusätzlicher Freiheitsgrad wird, wie schon für regenerative Erzeugungsanlagen oder netzgekoppelte Speichersysteme in Abbildung 4.11 durchgeführt, die Synchronisationsdynamik $\mathcal{K}_s(\hat{u}_s)$

der Amplitudensynchronisierung \hat{u}_s variiert, da diese gemäß Gleichung (1.27) einen maßgeblichen Einfluss auf die Bereitstellung spannungsstützender Augenblicksleistung aufweist. Die Trägheitskoeffizienten $\mathcal{K}_s(\varphi_s)$ und $\mathcal{K}_s(\omega_s)$ der Winkel- und Frequenzsynchronisierung φ_s und ω_s bleiben, abweichend zu den Analysen aus Abbildung 4.11, aufgrund des deutlich begrenzten Speichervermögens des SDBC-STATCOM konstant.

Die Ergebnisse aus Abbildung 5.15 zeigen deutlich, dass Referenzwertvorgaben Q^* dynamisch auf Basis der aktuellen Synchronisationsspannung \mathbf{u}_s umgesetzt werden. Die Einspeisung induktiver Blindleistung – im Erzeugerzählpfeilsystem – sorgt für eine lokale Erhöhung der Spannungsamplitude \hat{u}_Q . Da diese Änderung $\Delta\hat{u}_Q$ von der aktuell intern vorhandenen Amplitude \hat{u}_s abweicht, startet der Synchronisationsprozess der abweichenden Spannungsamplituden $\hat{u}_s \rightarrow \hat{u}_Q$. Ohne vollständigen Abgleich resultiert eine abweichende Blindleistung des Umrichtersystems vom vorgegebenen Referenzwert $Q_U \neq Q^*$, die eine Form inhärenter Momentanreserve bezüglich der Blindleistung darstellt. Der vorgegebene Referenzwert Q^* wird stationär und unter Berücksichtigung der Synchronisationsgeschwindigkeit für alle Parametervorgaben $\mathcal{K}_s(\hat{u}_s)$ umgesetzt. Aus dieser Analyse geht hervor, dass auch für SDBC-STATCOM-Anlagen eine dynamische Umsetzung von Referenzwertvorgaben möglich ist. Die überwiegend dynamikbegrenzende Wirkung ist abhängig von der Spannungsänderung $\Delta\hat{u}_Q$, verursacht durch die erhöhte Blindleistungseinspeisung Q_U , die wiederum von der resultierenden Impedanz des Netzanschlusses abhängig ist. Dementsprechend lassen sich in starken Netzen hohe Dynamiken und in schwachen Netzen sehr limitierte Dynamiken bei der Umsetzung von Referenzwerten realisieren. Diese Begrenzung, die aus der Trägheit gegenüber äußeren Änderungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q hervorgeht, wirkt jedoch spannungsstabilisierend und ist dementsprechend gewünscht.

Wie zuvor erwähnt, wird der resultierende Blindleistungsreferenzwert Q_r^* im normalen Betriebsmodus überwiegend durch die implementierte $\Delta Q(\Delta\hat{u}_g)$ -Statik und somit durch die äußere Spannung \mathbf{u}_g definiert. Die Anpassung der Referenzleistung Q_r^* ist aufgrund des Synchronisationsprozesses, der auch für die identifizierte Spannung auf der Oberspannungsseite \mathbf{u}_g durchgeführt wird, sowie der strukturellen Trennung zwischen innerer Dynamik und äußerer Trägheit, tendenziell möglich aber nicht erforderlich. Diese Aufteilung ist eine der charakteristischen Eigenschaften des Regelungskonzepts aus Kapitel 4 und ein wesentlicher Bestandteil zur Sicherstellung eines netzspannungsbildenden Regelungsprinzips. Eine Analyse des Umrichterhaltens bei Änderungen der Netzspannung \mathbf{u}_g , die ausschließlich mit der Synchronisierungsdynamik Auswirkungen auf die Referenzleistung Q_r^* ausübt, sowie des möglichen Beitrags zur inhärenten Momentanreserve ohne zusätzlichen Energiespeicher, erfolgt im nachfolgenden Abschnitt.

5.2.3 EIGENSCHAFTEN BEI NETZZUSTANDSÄNDERUNGEN

Die Untersuchung des Umrichterhaltens eines SDBC-STATCOM mit netzstabilisierender Regelung bei Änderungen der Netzspannungen \mathbf{u}_g und folglich auch \mathbf{u}_Q erfolgt durch eine lokale Laständerung $\Delta P_L = 0.25$ pu und $\cos(\varphi_L) = 1/\sqrt{2}$. Die schematische Struktur des Szenarios deckt sich mit Abbildung 5.1, wobei das abweichende Umrichtersystem und die ohmsch-induktive Laständerung zu berücksichtigen ist. Relevante Parameter der Untersuchung sind in Anhang A.3 aufgeführt. Grundsätzlich resultiert als Folge dieser Laständerung eine augenblickliche Leistungsanforderung gemäß Kapitel 2 sowohl an das Netz als auch an das Umrichtersystem. Da die verfügbare Energie des SDBC-STATCOM gemäß Gleichung (5.25) begrenzt ist, erfolgt dieser Beitrag unter Berücksichtigung der Betriebsgrenzen der inneren Submodulspannungen.

$$E_{\max} = \frac{3}{2} \cdot n_{SM} \cdot \left(C_{SM} \cdot (u_{dSM}^*)^2 - C_{SM} \cdot u_{dSM,\min}^2 \right) \quad (5.25)$$

Die in Abbildung 5.12 dargestellte Energieregulation sorgt durch die Anpassung der Referenzleistung P^* für eine Begrenzung der inhärent bereitgestellten Momentanreserve und somit für eine Spannungshaltung der Submodulspannungen \mathbf{u}_{dSM} . Wie bei einer positiven Bereitstellung

von Momentanreserve ist, vergleichbar zur Gleichung (5.25), auch die Erbringung negativer Momentanreserve durch die maximal zulässige Submodulspannung $u_{\text{dSM,max}}$ begrenzt.

Die Ergebnisse der durchgeführten Laständerung und einhergehenden Verhaltensweisen des netzstabilisierenden SDBC-STATCOM sind in Abbildung 5.16 dargestellt. Die Leistungen beziehen sich auf das intern ermittelte Mitsystem \tilde{P}_{U+} , \tilde{Q}_{U+} und weisen demnach Verzögerungen der Messwertidentifikation und Fouriertransformation auf. Zur Verdeutlichung der resultierenden Effekte sind zusätzlich die Referenzleistungen P_r^* , Q_r^* sowie die Umrichterblindleistung $\tilde{Q}_{U,\text{inh.}+}$ ausschließlich resultierend aus dem inhärenten Umrichterverhalten und ohne Referenzwertanpassung ($\Delta Q_r^* = 0$). Darüber hinaus veranschaulichen die Verläufe der gemittelten Submodulspannungen \bar{u}_{dSM} die Auswirkung des begrenzten Speichervermögens.

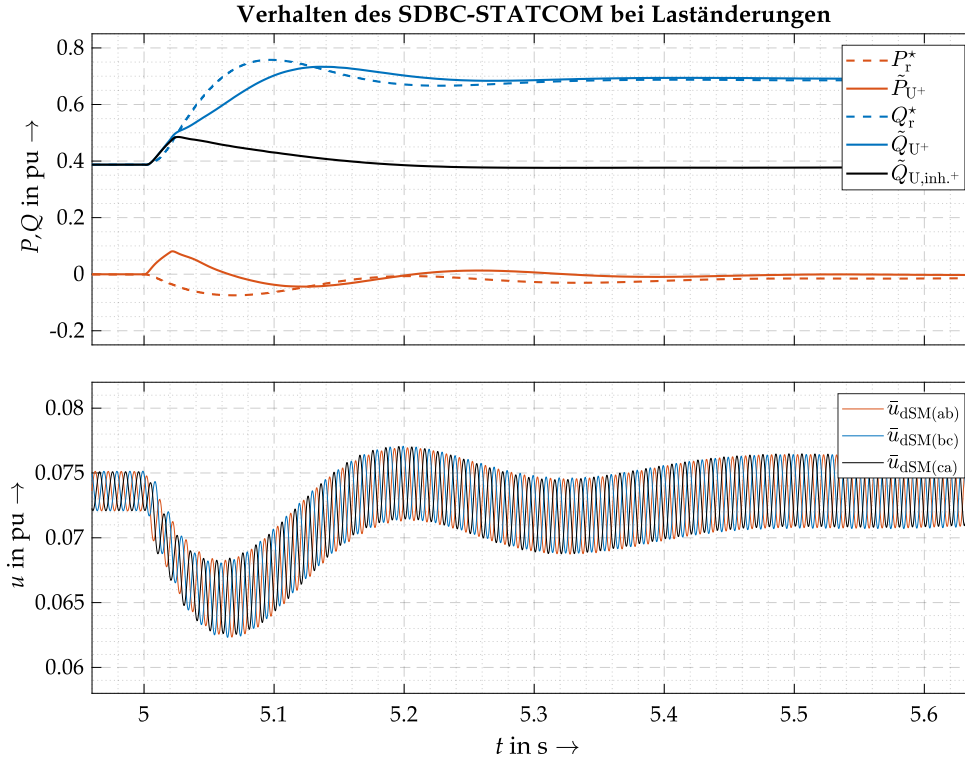


Abbildung 5.16: Verhalten des SDBC-STATCOM mit netzspannungsbildender Regelung bei Laständerungen; Leistungen (oben), gemittelte Submodulspannungen (unten).

Aus den Ergebnissen wird deutlich, dass der SDBC-STATCOM inhärent, sowohl in der Wirk- als auch in der Blindleistung, auf die Änderung der Netzspannung u_Q reagiert. Dass es sich hierbei um unregelmäßige Augenblicksleistung handelt, bestätigt der schnellere Blindleistungsanstieg von \tilde{Q}_{U+} – obwohl es sich hierbei um verzögerte Leistungswerte handelt – im Vergleich zur aktiven Anpassung der Referenzwerte Q_r^* . Die Differenz der Verläufe von Q_r^* und $\tilde{Q}_{U,\text{inh.}+}$ zeigt, dass die Blindleistungsanforderungen gemäß der implementierten $\Delta Q_{\text{DQ}}(\hat{u}_g)$ -Statik, die inhärente Blindleistungsbereitstellung, resultierend aus der elektrischen Nähe zur Zustandsänderung sowie Trägheit bei Amplitudenänderungen \hat{u}_s , deutlich übersteigt. Dementsprechend folgt der resultierende Blindleistungsverlauf \tilde{Q}_{U+} zeitlich nachgelagert dem Referenzwert Q_r^* . Diese Ergebnisse der Blindleistung bestätigen, dass eine dynamische Anpassung des Referenzwertes Q_r^* für netzspannungsbildende Regelungen nicht notwendig ist, da die inhärente Wirkung grundsätzlich spannungsstabilisierend ist. In schwächeren Netzen – mit größerer Netzimpedanz Z_g – weist die inhärente Blindleistungsänderung $\Delta Q_{U,\text{inh}}$ einen größeren Einfluss auf die Netzspannung \hat{u}_g auf, sodass sich das inhärente Verhalten dem statikbasierten Fahrplan annähert. Darüber hinaus stellt der netzstabilisierende SDBC-STATCOM inhärente Momentanreserve bereit, die eine erhebliche Abweichung der resultierenden Umrichterwirkleistung \tilde{P}_{U+} vom vorgegebenen

Referenzwert P_r^* verursacht. Diese Wirkleistungsbereitstellung sorgt für eine Ausspeicherung elektrischer Energie aus den Submodulkapazitäten C_{SM} , was einen Einbruch der Submodulspannungen \mathbf{u}_{dSM} verursacht. Die reduzierte mittlere Submodulspannung \bar{u}_{dSM} bewirkt gemäß Abbildung 5.12 eine aktive Anpassung des Wirkleistungsreferenzwerts P^* . Die Umsetzung dieser Wirkleistungsvorgabe sorgt für eine Begrenzung der bereitgestellten Momentanreserve bis hin zur Wirkleistungsaufnahme, sodass die mittlere Submodulspannung \bar{u}_{dSM} auf den Referenzwert u_{dSM}^* zurückgeführt wird.

Grundsätzlich lässt sich das netzspannungsbildende Regelungsverfahren aus Kapitel 4 auch für Umrichtersysteme ohne zusätzlichen Energiespeicher oder schnelle Primärleistungsanpassung umsetzen. Trotz der eingeschränkten Möglichkeiten zur Bereitstellung von Momentanreserve, weisen derartige Systeme eine inhärent stabilisierende Wirkung auf die Netzspannung \mathbf{u}_Q auf. Dementsprechend lassen sich die in [171] geforderten STATCOM-Anlagen des heutigen Stands der Technik mit dem netzspannungsbildenden Regelungsverfahren aus Kapitel 4 umsetzen. In dem Beitrag aus [180] wurde ergänzend zu den hier dargestellten Ergebnissen aufgezeigt, dass STATCOM-Anlagen mit netzspannungsbildender Regelung in der Lage sind, Netzfehler, trotz fehlender Primärenergie, sicher zu durchfahren. Grundsätzlich stellt die Spannungshaltung der Submodulspannung \mathbf{u}_{dSM} während solcher Szenarien jedoch eine besondere Herausforderung dar. Der stabile Betrieb von Umrichtersystemen mit netzspannungsbildender Regelung auch in schwachen Netzen bzw. mit geringer Netzkurzschlussleistung S_{kQ}'' , wie es in Kapitel 4.4.4 dargestellt ist, bleibt auch für STATCOM-Anlagen erhalten. Der Grenzfall $SCR \rightarrow 0$ »Stand-Alone-Betrieb« ist jedoch aufgrund der fehlenden Primärenergie ohne zusätzliche Energiespeicher nicht möglich. Die in [171] von den Übertragungsnetzbetreibern erwähnten topologischen Anpassungen – beispielsweise die Implementierung zusätzlicher Supercaps – würden zu einer deutlichen Steigerung der durch STATCOM-Anlagen bereitgestellten Momentanreserve führen.

5.2.4 CHARAKTERISTIK BEI NETZVERZERRUNGEN

Abweichend von der Sicherstellung der grundsätzlichen Systemstabilität in zukünftigen elektrischen Energieversorgungsnetzen, stellt auch die Erhaltung der Spannungsqualität innerhalb des Versorgungsnetzes eine wichtige Aufgabe dar. Schwächere Netze sowie der steigende Anteil netzgekoppelter Systeme mit leistungselektronischen Bauelementen können zu einer erhöhten Belastung der idealerweise rein sinusförmigen Netzspannung führen. Neben den Verzerrungen, die aufgrund der Schalthandlungen der Halbleitermodule resultieren [22], ist das Verhalten von Umrichtersystemen bei verzerrter Netzspannung essentiell. Das Verhalten eines Umrichtersystems bei Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q wird überwiegend durch die implementierte Regelung definiert (inhärentes Strom- oder Spannungsquellenverhalten), sodass zur Bewertung grundsätzlich das Gesamtsystem betrachtet werden muss. Das in Kapitel 2 geforderte inhärente Spannungsquellenverhalten für netzgekoppelte Umrichtersysteme, sorgt für eine nahezu ideal sinusförmige innere Umrichterspannung \mathbf{u}_U . Hiervon abweichend repräsentieren Umrichtersysteme des Stands der Technik ein inhärentes Stromquellenverhalten, sodass Verzerrungen der Netzspannung \mathbf{u}_Q möglichst ideal auf die innere Umrichterspannung \mathbf{u}_U übertragen werden. Die frequenzabhängige Impedanz $\underline{Z}_f(f)$ vereint Informationen der Netzspannung \mathbf{u}_Q und des resultierenden Umrichterstroms \mathbf{i}_U und ist ein charakteristisches Merkmal mit Informationen über das Umrichterverhalten bei verschiedenen äußeren Anregungen [122, 181]. Insbesondere im Zusammenhang mit sub-synchronen Resonanzen (sub-synchronous resonance; SSR), sub-synchronen Torsionsinteraktionen (sub-synchronous torsional interaction; SSTI) oder sub-synchronen Reglerinstabilitäten (sub-synchronous control instability; SSCI) wird die resultierende frequenzabhängige Resistanz $\mathbf{R}_{Uf}(f)$ verwendet, um Aufschlüsse über das Dämpfungsverhalten eines Umrichtersystems zu liefern [111, 182, 183]. Zur Verbesserung der Netzspannung \mathbf{u}_g ist, abweichend zu den Forderungen aus [20], ein Stromfluss \mathbf{i}_U des Umrichtersystems erforderlich, der entsprechende Verzerrungsanteile enthält. Dieses gewünschte Spannungsquellenverhalten zeichnet sich durch eine geringe harmonische Impedanz $\underline{Z}_{Uf}(f)$ aus. Hierbei muss eine möglichst konstante aber primär

dauerhaft positive Resistanz $\mathbf{R}_{Uf}(f)$ gemäß Gleichung (2.32) sichergestellt werden [181]. Zur Analyse der frequenzabhängigen Umrichterimpedanz $\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)$ werden der idealen Netzspannung \mathbf{u}_{g0} gemäß Gleichung (5.26) gezielt Spannungen einzelner Frequenzen überlagert.

$$\mathbf{u}_{g0f} = \hat{u}_{g0} \cdot e^{j \cdot (\omega_1 t + \varphi_{g0})} + \hat{u}_f \cdot e^{j \cdot (\omega_f t + \varphi_f)} \quad (5.26)$$

Hierbei definiert \hat{u}_{g0} die Amplitude der Grundschiwingung mit der Kreisfrequenz ω_1 und Phasenlage φ_{g0} sowie \hat{u}_f die Amplitude der Störspannung mit der Kreisfrequenz ω_f und Phasenlage φ_f . Nachfolgend werden die Frequenzanteile der Netzspannung \mathbf{u}_Q sowie des Umrichterstroms \mathbf{i}_U durch eine Fourieranalyse bestimmt und aus der frequenzselektiven Division der resultierenden Vektoreinträge die frequenzabhängige Impedanz $\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)$ bestimmt.

$$\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f) = \frac{\mathbf{u}_{Qf}(f)}{\mathbf{i}_{Uf}(f)} = \left(\frac{\mathbf{u}_{Qf=1 \text{ Hz}}}{\mathbf{i}_{Uf=1 \text{ Hz}}}, \frac{\mathbf{u}_{Qf=2 \text{ Hz}}}{\mathbf{i}_{Uf=2 \text{ Hz}}}, \dots, \frac{\mathbf{u}_{Qf=9,999 \text{ kHz}}}{\mathbf{i}_{Uf=9,999 \text{ kHz}}}, \frac{\mathbf{u}_{Qf=10 \text{ kHz}}}{\mathbf{i}_{Uf=10 \text{ kHz}}} \right) \quad (5.27)$$

Die Komponentenschreibweise des komplexen Impedanzvektors $\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)$ ergibt die frequenzabhängige Resistanz und Reaktanz.

$$\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f) = \Re\{\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)\} + j \cdot \Im\{\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)\} = \mathbf{R}_{Uf}(f) + j \cdot \mathbf{X}_{Uf}(f) \quad (5.28)$$

Validierungen zu dem hier beschriebenen Verfahren sind in [181] aufgeführt, worauf sich auch die dargestellten Ergebnisse beziehen. Für die nachfolgenden Untersuchungen wird jeweils ein EMT-Modell des STATCOM mit der netzspannungsbildenden Regelung aus Kapitel 4 und der netzstützenden Regelung aus Kapitel 3 analysiert. Für die Untersuchung wird der STATCOM aus Abbildung 5.11 über ein Kabel sowie den zugehörigen Anlagentransformator an einem Netzmodell mit der Leerlaufspannung \mathbf{u}_{g0f} aus Gleichung (5.26) betrieben. Relevante Parameter der einzelnen Betriebsmittel sind in Anhang A.3 zusammengefasst. Innerhalb jeder einzelnen Untersuchung wird nur eine Frequenz f_f gemäß Gleichung (5.26) angeregt und die resultierende harmonische Impedanz des Umrichtersystems bestimmt. Die Amplitude der Grundschiwingung \hat{u}_{g0} – die Amplitude der 50 Hz-Komponente – wird zur Realisierung eines stationären Arbeitspunktes des Umrichtersystems mit $\hat{u}_{g0} = 0,94$ pu vorgegeben. Über die implementierte $\Delta Q_{DQ}(\hat{u}_g)$ -Statik innerhalb der STATCOM-Regelung wird somit ein stationärer Blindleistungsarbeitspunkt von $Q_r^* = 0,2$ pu umgesetzt. Abbildung 5.17 zeigt die Verläufe der harmonischen Resistanz $\mathbf{R}_{Uf}(f)$ sowie der Reaktanz $\mathbf{X}_{Uf}(f)$ des SDBC-STATCOM mit netzspannungsbildender Regelung.

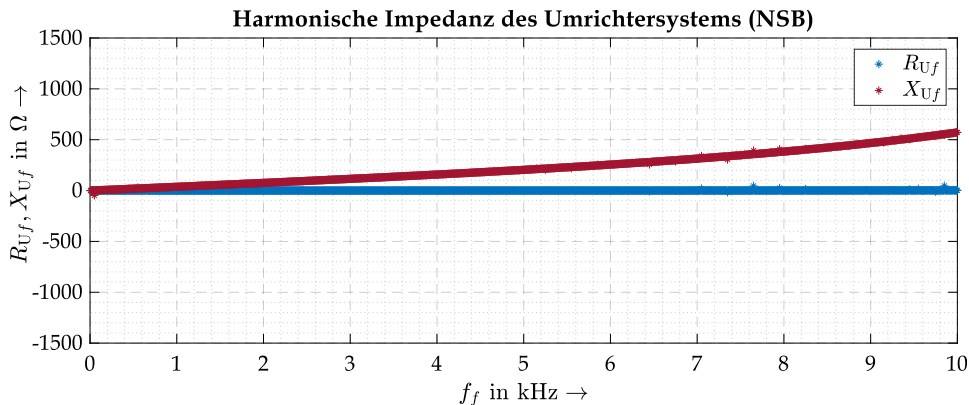


Abbildung 5.17: Real- und Imaginärteil der harmonischen Umrichterimpedanz $\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)$ bei frequenzselektiver Anregung und netzspannungsbildender Regelung.

Die Ergebnisse zeigen einen gleichmäßigen Verlauf der resultierenden Impedanz $\underline{\mathbf{Z}}_{Uf}(f)$ über den gesamten analysierten Frequenzbereich. Sie weisen eine nahezu konstante und im niedrigen positiven Bereich liegende Resistanz $\mathbf{R}_{Uf}(f)$ sowie einen resultierenden Reaktanzverlauf $\mathbf{X}_{Uf}(f)$

mit induktivem Verhalten auf. Das Verhalten wird überwiegend durch die Filterimpedanz Z_F dominiert und entspricht demnach den zu erwartenden Ergebnissen eines inhärenten Spannungsquellenverhaltens mit möglichst ideal sinusförmiger Umrichterspannung u_U . Diese Eigenschaften sorgen speziell im unteren Frequenzbereich für eine Dämpfung von Verzerrungen der Netzspannung u_g . Diese Untersuchungen weisen keine negativen Resistenzen $R_{Uf}(f)$ eines derartig geregelten STATCOM auf, sodass ein konstant dämpfendes Verhalten vorliegt. Zur Einordnung der Ergebnisse sind in Abbildung 5.18 die Verläufe der harmonischen Resistanz $R_{Uf}(f)$ sowie der Reaktanz $X_{Uf}(f)$ des SDBC-STATCOM mit netzspannungsfolgender Regelung dargestellt.

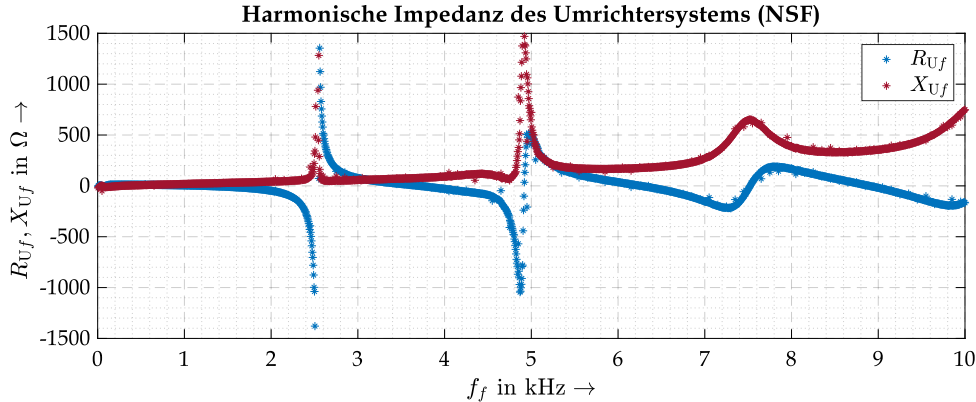


Abbildung 5.18: Real- und Imaginärteil der harmonischen Umrichterimpedanz $Z_{Uf}(f)$ bei frequenzselektiver Anregung und netzspannungsfolgender Regelung.

Diese Verläufe weisen zyklisch auftretende Resonanzstellen auf. Dieser deutlich unruhigere Betrieb des STATCOM mit netzspannungsfolgender Regelung ist auf die Totzeiten innerhalb der Messwertverarbeitung im Zusammenwirken mit einer schnellen Spannungsvorsteuerung und dynamischen Stromreglern zurückzuführen. Zur Bestätigung dieses Zusammenhangs sind in Abbildung 5.19 ebenfalls die Verläufe der harmonischen Resistanz $R_{Uf}(f)$ sowie der Reaktanz $X_{Uf}(f)$ mit netzspannungsfolgender Regelung dargestellt, jedoch mit der zusätzlich theoretischen Annahme, dass keine Totzeiten innerhalb der Messwertverarbeitung wirksam sind.

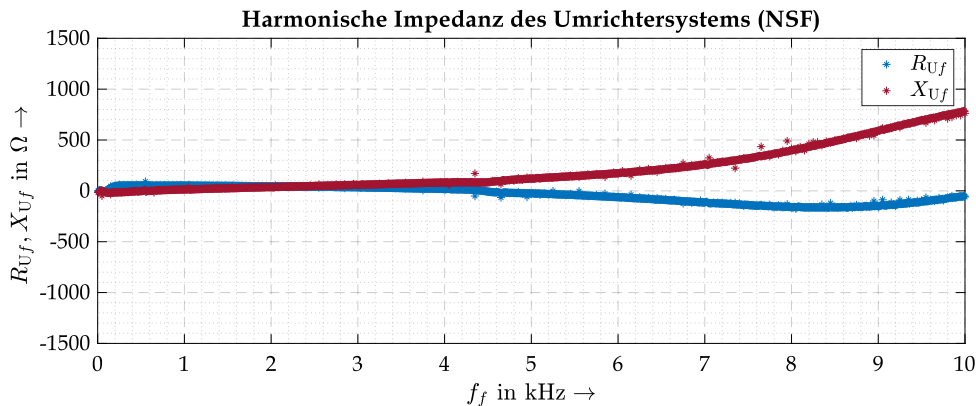


Abbildung 5.19: Komponenten der harmonischen Umrichterimpedanz $Z_{Uf}(f)$ bei frequenzselektiver Anregung und netzspannungsfolgender Regelung ohne Messtotzeiten.

Der Vergleich von Abbildung 5.18 und 5.19 zeigt, dass vorhandene Totzeiten τ_{dm} innerhalb der Messwertverarbeitung bei netzspannungsfolgenden Regelungen einen erheblichen Effekt auf das Verhalten bei verzerrter Netzspannung u_Q aufweist. Diese identifizierten Auswirkungen stimmen mit den Aussagen aus [184] überein. Grundsätzlich liegt die Ursache jedoch nicht an der Präsenz von Totzeiten, sondern in der Kombination aus Totzeiten mit entsprechend dynamischen Regelungsansätzen. Das untersuchte STATCOM-System mit netzspannungsbildender Regelung

beinhaltet die exakt gleiche Messwertverarbeitung inklusive der angenommenen Totzeiten und weist ein deutlich gleichmäßigeres Verhalten auf. Dies wird ebenfalls aus dem resultierenden Verlauf der frequenzabhängigen Spannungsamplitude aus Abbildung 5.20 deutlich.

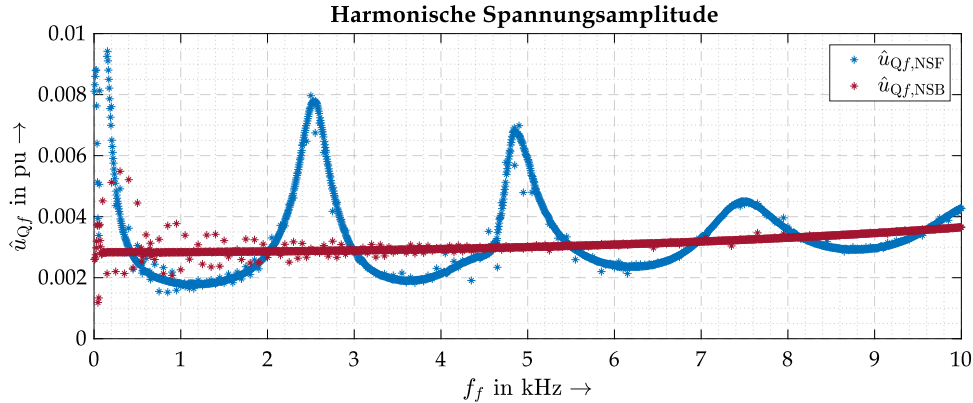


Abbildung 5.20: Resultierende Spannungsamplitude \hat{u}_{Qf} bei frequenzselektiver Anregung.

Hieraus wird deutlich, dass das Verhalten des Umrichtersystems einen erheblichen Einfluss auf die Spannungsqualität des Netzes aufweist. Speziell die Resonanzstellen des STATCOM mit netzspannungsgfolgender Regelung sorgen für einen erheblichen Anstieg der resultierenden Spannungsamplitude \hat{u}_{Qf} . Die Dämpfung des netzspannungsbildenden Umrichtersystems ist gleichmäßig, wohingegen das Verhalten des netzspannungsfolgenden Umrichtersystems sehr variabel ist. Insbesondere im unteren super-synchronem Frequenzbereich, wo Rückwirkungen netzgeführter Umrichtersysteme und beispielsweise Sättigungseigenschaften vorherrschen, weist der netzspannungsbildende Umrichter erheblich bessere Dämpfungseigenschaften auf, wie die weiteren Ergebnisse aus [122, 181] bestätigen. Grundsätzlich lässt sich das Verhalten netzspannungsfolgender Regelungsverfahren durch Anpassungen der Reglerparameter sowie zusätzliche Dämpfungsregelungen optimieren. Auf derartige Optimierungen wurde bei den Analysen, zur Darstellung des grundlegenden Unterschieds der abweichenden Regelungsprinzipien, bewusst verzichtet.

5.3 ZWISCHENFAZIT: ANALYSE ZU NETZSPANNUNGSBILDENDEM UMRICHTERVERHALTEN

Die innerhalb dieses Kapitels durchgeführten Analysen einer regenerativen Erzeugungsanlage mit netzspannungsbildender Regelung und zusätzlichem Energiespeicher oder schneller Primärenergieanpassung bekräftigen die in Kapitel 4 herausgestellten positiven Effekte derartiger Systeme. Darüber hinaus zeigen die Untersuchungen, dass, trotz des inhärenten Stromanstiegs Δi_U bei Änderungen der Netzspannung Δu_Q , sogar erhebliche Netzfehler ohne resultierende Instabilitäten oder kritischen Strombelastungen der Halbleitermodule durchfahren werden können. Vollständige Umrichter netze, sowohl ausschließlich auf Basis netzspannungsbildender Umrichtersysteme, als auch im Parallelbetrieb mit leistungselektronischen Stellgliedern mit netzspannungsfolgender Regelung, können eine stabile elektrische Energieversorgung lokaler Verbraucher sicherstellen. Darüber hinaus ist die Anwendung des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungsverfahrens auch ohne zusätzliche Energiespeicher oder schnelle Anpassungen der Primärenergie möglich. Diese Schlussfolgerung resultiert auf Basis ausführlicher Untersuchungen eines netzstabilisierenden SDBC-STATCOM. Trotz fehlender Energiereserven zur Bereitstellung von inhärenter Momentanreserve weisen derartige Systeme einen positiven Effekt auf die Netzspannung u_Q auf. Außerdem zeigen Analysen der harmonischen Impedanz $Z_{Uf}(f)$ einen gleichmäßig dämpfenden Effekt von netzspannungsbildenden Umrichtersystemen auf Netzverzerrungen, wohingegen netzspannungsfolgende Umrichtersysteme, insbesondere bei der Präsenz von Totzeiten τ_{dm} innerhalb der Messwertverarbeitung, eine deutlich unruhigere Betriebsweise aufweisen.

6 FAZIT

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Erkenntnisse dieser Arbeit zusammengefasst, die einleitend definierten Forschungsfragen kompakt beantwortet und ein Ausblick über offene Forschungsthemen und Fragestellungen im Zusammenhang mit netzspannungsbildenden Umrichtersystemen gegeben.

6.1 ZUSAMMENFASSUNG

Der Rückbau konventioneller und zentraler Kraftwerke sowie der einhergehende Ausbau regenerativer und dezentraler Energien sorgt für einen deutlichen Wandel der elektrischen Energieversorgung. Erneuerbare Energien nutzen überwiegend leistungselektronische Stellglieder zur Einspeisung elektrischer Energie in das Versorgungsnetz. Da das dynamische Verhalten eines Umrichtersystems, deutlich abweichend von Synchrongeneratoren, überwiegend durch die implementierte Regelung definiert wird, nimmt der Einfluss der Regelungsstrukturen auf das elektrische Energieversorgungsnetz deutlich zu. Synchrongeneratoren übernehmen neben der elektromechanischen Energiewandlung weitere wichtige Systemdienstleistungen, die somit durch leistungselektronische Systeme und folglich durch das Verhalten der verwendeten Regelungsmethoden übernommen werden müssen. Die grundlegenden Systemanforderungen der elektrischen Energieversorgung stellen dar, dass zur Erhaltung der Systemstabilität ein inhärentes Spannungsquellenverhalten von Erzeugungs- und Speicheranlagen erforderlich ist, welches durch den Stand der Technik umrichterbasierter Anlagen nicht umgesetzt wird (inhärentes Stromquellenverhalten).

Umrichtersysteme auf Basis netzspannungsfolgender Regelungsverfahren können durch die aktive Anpassung der Referenzleistungen in Abhängigkeit der Netzspannung netzstützende Eigenschaften aufweisen. Dies umfasst beispielsweise eine (schnelle) Primärregelung zur Frequenzhaltung oder (schnelle) Spannungs-Blindleistungsregelung zur Verbesserung des lokalen Spannungsprofils. Aufgrund der hohen Dynamik dieser Regelungsansätze weisen netzstützende Systeme in schwachen Netzen charakteristische Stabilitätsgrenzen auf. Diese Limitierungen resultieren aus der schnellen Anpassung der Referenzleistung in Abhängigkeit der aktuell identifizierten Netzspannung sowie der dynamischen Umsetzung neuer Arbeitspunkte durch innere Stromregler und schnellen Spannungsvorsteuerung. Trotz der hohen Regelungsdynamik können sich derartige Systeme nicht an der Bereitstellung von Momentanreserve beteiligen. Demzufolge können netzstützende Umrichtersysteme aufgrund der Anpassung des Arbeitspunktes in Abhängigkeit der Netzspannung zwar einen relevanten Beitrag im Rahmen der Energiewende liefern, jedoch die inhärent stabilisierende Wirkung konventioneller Kraftwerke nicht ersetzen. Insbesondere Anforderungen bezüglich vollständiger Umrichteretze oder der Schwarzstartfähigkeit von Umrichtersystemen lassen sich auf Basis netzspannungsfolgender Regelungsprinzipien – mit inhärentem Stromquellenverhalten – nicht erfüllen.

Zum Ausgleich dieser Defizite wird in der Forschung und Entwicklung an Verfahren netzspannungsbildender Regelungsprinzipien gearbeitet, die ein inhärentes Spannungsquellenverhalten aufweisen und dementsprechend auch in der Lage sind Momentanreserve bereitzustellen. Derartige Ansätze weisen eine regelungstechnisch abgebildete Trägheit auf, was bei Änderungen der Netzspannung zu einer Bereitstellung unregelter Augenblicksleistung führt. Bei der oftmals direkten Orientierung dieser Regelungsverfahren an dem Verhalten der Synchronmaschine werden auch unerwünschte Phänomene oder charakteristische Stabilitätsgrenzen regelungstechnisch

übernommen, auch wenn ein leistungselektronisches System diese Begrenzung nicht aufweisen muss. In dieser Arbeit wird ein netzspannungsbildendes Regelungsverfahren vorgestellt, welches die fundamentalen Systemanforderungen der elektrischen Energieversorgung erfüllt, ohne verzichtbare Begrenzungen von Synchrongeneratoren regelungstechnisch zu übernehmen. Auf Basis eines netzgekoppelten Erzeugungs- oder Speichersystems wird das charakteristische Verhalten dieses Regelungsverfahrens sowohl bei äußeren Änderungen der Netzspannung als auch bei inneren Referenzwertänderungen vorgestellt. Darüber hinaus wird nachgewiesen, dass derartige Systeme einen relevanten Beitrag zur Sicherstellung der Systemstabilität aufweisen und grundsätzlich in der Lage sind, auch in vollständigen Umrichter-netzen oder im alleinigen Inselnetzbetrieb eine stabile elektrische Energieversorgung zu gewährleisten. Aufgrund des inhärenten Spannungsquellenverhaltens sorgen Änderungen der Netzspannung für einen unregelmäßigen Stromanstieg, sodass komplexere Strombegrenzungsverfahren notwendig sind, um die Halbleitermodule vor unzulässiger Strombelastung und folgenden Beschädigungen zu schützen. Weitere Analysen dieses Regelungsverfahrens auf Basis eines MMC-STATCOM zeigen, dass eine entsprechende Verwendung auch ohne zusätzliche Energiespeicher oder schnelle Anpassungen der Primärleistung möglich ist. Aktive Topologieanpassungen des leistungselektronischen Systems sind demzufolge zunächst nicht erforderlich. Trotz der begrenzten Fähigkeit zur Bereitstellung von Momentanreserve weisen solche Systeme ein inhärent netzstabilisierendes Verhalten auf. Zusätzlich zeigt eine Bewertung des Verhaltens bei Netzverzerrungen, dass Umrichtersysteme mit netzspannungsfolgender Regelung eine inhärent dämpfende Wirkung aufweisen und folglich zur Verbesserung der Spannungsqualität im elektrischen Energieversorgungsnetz beitragen können.

Nur wenn umrichterbasierte Erzeugungs- und Speichereinrichtungen zukünftig in der Lage sind, bei Zustandsänderungen im Netz inhärent (ungeregelt) netzdienliche Augenblicksleistung (Momentanreserve) bereit zu stellen, ist eine weitere Erhöhung des Anteils erneuerbarer Energieerzeuger bis hin zur vollständigen Durchdringung leistungselektronischer Systeme im elektrischen Energieversorgungsnetz möglich. Demzufolge repräsentieren netzspannungsbildende Regelungsverfahren eine Schlüsselrolle im Rahmen der Energiewende und sind maßgeblich zur Erhaltung der Systemstabilität in zukünftigen elektrischen Energieversorgungsnetzen verantwortlich.

6.2 BEANTWORTUNG DER FORSCHUNGSFRAGEN

Aus dem Stand der Technik und Wissenschaft mit einhergehender Defizitanalyse ergeben sich fünf Forschungsfragen (Kapitel 1.3), deren Beantwortung die maßgebliche Motivation dieser Arbeit bildet. Im nachfolgenden Abschnitt werden diese Fragestellungen, auf Basis der Erkenntnisse dieser Arbeit, kompakt beantwortet und sorgen somit zur Reduzierung der Forschungslücken sowie Verbesserung des allgemeinen Verständnisses zu netzspannungsbildenden Umrichtersystemen.

- Welche grundsätzliche Charakteristik müssen netzgekoppelte Umrichtersysteme zur Sicherstellung einer stabilen elektrischen Energieversorgungsspannung aufweisen?

Das Grundprinzip der elektrischen Energieversorgung basiert auf der elektrischen Spannungsversorgung durch einzelne Erzeugungsanlagen. Diese elektrischen Spannungen müssen zueinander synchronisiert werden, sodass sich eine stationäre Netzfrequenz innerhalb des Versorgungsnetzes ergibt. Somit müssen auch Umrichtersysteme ein inhärentes Spannungsquellenverhalten aufweisen und ihre eigene Umrichterspannung zu einer äußeren Netzspannungsvorgabe synchronisieren. Diese grundlegende Charakteristik ermöglicht eine inhärente (ungeregelte) Bereitstellung von Augenblicksleistung (Momentanreserve) und somit einen Beitrag zur Sicherstellung des augenblicklichen Leistungsgleichgewichts zwischen Erzeugung und Verbrauch sowie der augenblicklichen Lastverteilung zwischen Erzeugungsanlagen. Darüber hinaus bildet das inhärente Spannungsquellenverhalten die Grundlage für Attribute wie die Inselnetz- und Schwarzstartfähigkeit. Diese grundlegende Eigenschaft erfordert die Verwendung von netzspannungsbildenden

Regelungsverfahren, welche leistungselektronischen Stellgliedern die gewünschte Charakteristik verleihen. Aktive Anpassungen der Referenzleistungen über implementierte Statiken sind für verschiedene Anwendungsbereiche notwendig – wie beispielsweise alleiniger Inselbetrieb oder zur stationären Lastverteilung zwischen Erzeugungsanlagen – jedoch entkoppelt von dieser grundlegenden Charakteristik. Systemdienstleistungen durch aktive Referenzwertänderungen lassen sich grundsätzlich auch bei inhärentem Stromquellenverhalten umsetzen.

- Können netzgekoppelte Umrichtersysteme in sehr schwachen Netzgebieten mit geringer Netzkurzschlussleistung stabil betrieben werden? Lässt sich, im Grenzfall der Inselnetzbildung, ein stabiles Netz ausschließlich durch Umrichtersysteme realisieren?

Umrichtersysteme auf Basis netzspannungsfolgender Regelungsprinzipien weisen grundsätzlich charakteristische Stabilitätsgrenzen im direkten Zusammenhang mit der Netzkurzschlussleistung des Netzgebiets auf. Insbesondere die Systemdienstleistungen netzstabilisierender Umrichtersysteme sind in schwachen Netzen limitiert. Ein stabiler Betrieb im Grenzfall der Inselnetzbildung, ausschließlich auf Basis netzspannungsfolgender Umrichtersysteme, ist aufgrund des inhärenten Stromquellenverhaltens nicht möglich. Eine Verwendung netzspannungsbildender Regelungsansätze hingegen sorgt für eine strukturelle Trennung der Umrichterspannung von der aktuellen Netzspannung. Derartige Systeme weisen eine deutlich reduzierte Dynamik gegenüber Änderungen der Netzspannung auf und ermöglichen somit einen stabilen Betrieb auch in sehr schwachen Netzgebieten mit geringer Netzkurzschlussleistung. Bei Änderungen der äußeren Netzspannung sorgt die abgebildete Trägheit für eine unregelmäßige Bereitstellung von Augenblicksleistung (Momentanreserve) des Umrichtersystems und somit für eine inhärent stabilisierende Wirkung auf die Netzspannung. Da netzspannungsbildende Umrichtersysteme die Fähigkeit besitzen eine eigene elektrische Energieversorgungsspannung bereitzustellen, sind derartige Systeme auch in der Lage eine stabile elektrische Energieversorgung in Insel- oder vollständigen Umrichternetzen sicherzustellen. Soll ein Umrichtersystem das Attribut zum alleinigen Inselnetzbetrieb aufweisen, sind neben dem inhärenten Spannungsquellenverhalten zusätzlich überlagerte Statikregelungen zur stationären Spannungs- und Frequenzhaltung notwendig. Grundsätzlich stellt der Inselnetzbetrieb eines netzspannungsbildenden Umrichtersystems einen normalen Betriebszustand dar, sodass keine aktiven Erkennungsalgorithmen notwendig sind.

- Welchen Effekt hat die Verwendung eines netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens auf die innere Referenzwertdynamik netzgekoppelter Umrichtersysteme?

Die Auswirkungen der Trägheit gegenüber äußeren Änderungen der Netzspannung auf die Referenzwertdynamik netzgekoppelter Umrichtersysteme ist deutlich abhängig von der verwendeten Regelungsstruktur. Grundsätzlich muss die regelungstechnisch abgebildete Trägheit, anders als bei der virtuellen Synchronmaschine, keinen direkten Einfluss auf die Referenzwertdynamik aufweisen. Das in dieser Arbeit verwendete netzspannungsfolgende Regelungsverfahren setzt Referenzwertvorgaben auf Basis einer internen Spannungsvorgabe, die unter Berücksichtigung der abgebildeten Trägheit zur Netzspannung synchronisiert wird, unverzögert um. Bei der Annahme einer fest eingepprägten Netzspannung, sodass Referenzwertänderungen keinen Einfluss auf die Netzspannung aufweisen, liegt somit keine nennenswerte Verzögerung bei der Umsetzung von Referenzwerten vor. Bei endlicher Netzkurzschlussleistung sorgt eine Anpassung der Umrichterleistung für einen Einfluss auf die Netzspannung, sodass eine Abweichung zwischen innerer Spannungsvorgabe und realer Netzspannung vorliegt. In diesem Fall wird der neue Arbeitspunkt dynamisch auf Basis der internen Spannungsvorgabe umgesetzt, was jedoch aufgrund der zuvor beschriebenen Spannungsdifferenz nicht dem definierten Referenzwert entspricht. Der nachfolgende Synchronisationsprozess der inneren Spannungsvorgabe mit der realen Netzspannung sorgt für die stationäre Umsetzung der vorgegebenen Referenzwerte. Da dieser Prozess jedoch durch die Spannungsänderung des Netzes verursacht wird, ist die regelungstechnisch abgebildete Trägheit für diese Dynamik verantwortlich. Dementsprechend werden Referenzwerte

zunächst dynamisch umgesetzt und im Falle einer Beeinflussung der Netzspannung sorgt der Synchronisationsprozess für eine Begrenzung bei der Realisierung der Referenzwertvorgaben. Diese Begrenzung wirkt sich netzstabilisierend aus und ist somit gewünscht.

- Kann ein netzspannungsbildendes Regelungsverfahren bei Umrichtersystemen angewandt werden, wenn kein zusätzlicher Energiespeicher oder schnelle Primärenergie verfügbar ist? Wenn ja, welchen Einfluss hat ein derartiges System auf das elektrische Energieversorgungsnetz?

Netzspannungsbildende Regelungsverfahren zeichnen sich durch ein inhärentes Spannungsquellenverhalten und der unregelmäßigen Bereitstellung von Augenblicksleistung (Momentanreserve) aus. Die Verhaltensanalyse des vorgestellten Regelungskonzepts in Kombination mit einem MMC-STATCOM zeigt, dass eine Umsetzung grundsätzlich auch ohne zusätzliche Energiespeicher oder schnelle Primärenergie möglich ist. Die unregelmäßige Bereitstellung von Momentanreserve wird jedoch zeitnah im Rahmen der Energiebalancierung innerhalb des Umrichtersystems umgekehrt. Dementsprechend ist die frequenzstabilisierende Wirkung eines netzspannungsbildenden Umrichtersystems ohne zusätzliche Energiespeicher sehr limitiert. Die implementierte Trägheit gegenüber Änderungen der Netzspannung und insbesondere gegenüber der Netzspannungsamplitude sorgt jedoch auch für eine spannungsstabilisierende Wirkung, die ohne zusätzliche Leistungsreserven möglich ist. Der positive Effekt eines stabilen Betriebs auch in sehr schwachen Netzgebieten mit geringer Netzkurzschlussleistung bleibt auch bei netzspannungsbildenden Umrichtersystemen ohne zusätzliche Energiespeicher oder schnelle Anpassungen der Primärenergie erhalten. Der Grenzfall des alleinigen Inselnetzbetriebs ist jedoch ohne zusätzliche Leistungsreserven trotz des netzspannungsbildenden Regelungsprinzips nicht möglich.

- Wie verhalten sich Umrichtersysteme mit netzspannungsbildender Charakteristik bei Netzverzerrungen? Lässt sich die Spannungsqualität des elektrischen Versorgungsnetzes durch das inhärente Umrichterverhalten verbessern?

Netzspannungsfolgende Umrichtersysteme repräsentieren ein inhärentes Stromquellenverhalten und sorgen somit für einen möglichst ideal sinusförmigen Umrichterstrom. Hierfür werden Verzerrungen der Netzspannung nahezu vollständig auf die Umrichterspannung übertragen. Ein charakteristisches Merkmal netzspannungsbildender Umrichtersysteme mit inhärentem Spannungsquellenverhalten ist eine möglichst ideal sinusförmige Umrichterspannung. Diese inhärente Eigenschaft sorgt bei verzerrter Netzspannung für einen harmonischen Stromfluss in das Umrichtersystem und somit für eine dämpfende Wirkung auf die Netzspannung. Somit unterscheidet sich die Charakteristik netzspannungsbildender Umrichtersysteme deutlich vom Stand der Technik und ermöglicht aufgrund des inhärenten Spannungsquellenverhaltens eine Verbesserung der resultierenden Spannungsqualität im elektrischen Energieversorgungsnetz.

Zusammengefasst zeigt diese Arbeit ein neuartiges, netzspannungsbildendes Regelungsverfahren für netzgekoppelte Umrichtersysteme, das für alle analysierten Szenarien einen stabilen Betriebszustand sicherstellt. Die Implementierung innerhalb von Umrichtersystemen ohne zusätzlichen Energiespeicher zeigt das breite Anwendungsspektrum dieses Verfahrens. Aufgrund der gewählten Regelungsstruktur können Einschränkungen, beispielsweise in Bezug auf die Dynamik bei inneren Referenzwertänderungen, vermieden werden, die charakteristisch für verfügbare netzspannungsbildende Regelungsverfahren sind. Diese Grundlage ebnet den Weg für das Fortschreiten der Energiewende sowie die einhergehende weitere Durchdringung leistungselektronischer Systeme und Erhaltung der Systemstabilität in zukünftigen elektrischen Energieversorgungsnetzen.

6.3 AUSBLICK UND WEITERER FORSCHUNGSBEDARF

Aufbauend auf den Erkenntnissen dieser Arbeit, die sich fokussiert mit dem netzseitigen Verhalten verschiedener Umrichtersysteme befasst, besteht ein weiterer Forschungsbedarf auf dem Gebiet netzgekoppelter Umrichtersysteme mit netzspannungsbildender Regelung. Dies umfasst insbesondere die Anforderungen an ein geeignetes Energiespeichersystem oder die schnelle Anpassung der Primärleistung, um den netzseitigen Leistungsbedarf zu decken. Neben Auslegungsaspekten für zusätzlich zu installierenden Batteriespeicher oder Supercaps, die Umrichtersystemen mit der notwendigen Speicherfähigkeit ausstatten können, sollten auch Möglichkeiten zur Bereitstellung von inhärenter Momentanreserve und optional nachfolgender Primärregelleistung, auf Basis von Bestandsanlagen, analysiert werden. Um einen Anreiz für weitere Forschungsarbeiten auf dem Themengebiet netzspannungsbildender Umrichtersysteme zu liefern, sollen die nachfolgend formulierten Forschungsfragen dienen. Da Windkraft- und Photovoltaikanlagen einen dominierenden Anteil aller regenerativer Energien einnehmen, wird ein entsprechender Bezug der weiteren Forschungsfragen gewählt. Grundsätzlich setzen diese Forschungsfragen entsprechend regulatorische Vorgaben voraus, um ein kommerzielles Interesse an derartigen technischen Umsetzungen zu generieren.

- Sind Photovoltaikanlagen in der Lage, durch eine dynamische Anpassung des modulseitigen Arbeitspunktes, den Leistungsanforderungen des netzseitigen Umrichters nachzukommen? Wenn ja, welche Leistungsreserven müssen hierfür vorgehalten werden – Abweichung zum maximalen Leistungsarbeitspunkt (maximum power point; MPP) – und welche Verfahren zur Regelung des modulseitigen Umrichters sind für diese Umsetzungen geeignet?
- Welche Leistungsreserven können zur Bereitstellung von inhärenter Momentanreserve aus dem rotierenden Energiespeicher des Triebstrangs einer Windkraftanlage gewonnen werden? Welche Auswirkungen haben die resultierenden Drehmomentstöße auf die Lebensdauer der mechanischen Komponenten des Triebstrangs?

Die Grundlage hierzu liefert ein netzseitiger Umrichter mit dem in dieser Arbeit vorgestellten netzspannungsbildenden Regelungsansatz. Die entsprechenden Antworten dieser Fragestellungen erfordern eine Analyse des Gesamtsystems und können somit die in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse erweitern.

A ANHANG A - FUNDAMENTALES

In diesem Abschnitt werden Berechnungen, Herleitungen und Erklärungen dargestellt, die zum detaillierteren Verständnis der Inhalte dieser Arbeit dienen.

A.1 RAUMZEIGERTHEORIE

In diesem Abschnitt wird eine kurze Einführung zur Raumzeigerdarstellung gegeben, welche auf den Erläuterungen aus [22, 24] basiert. Die Raumzeigertransformation dient zur mathematischen Vereinfachung bei der Beschreibung von dreiphasigen Systemen. Die sogenannte Clarke Transformation überführt ein solches dreiphasiges System (abc) durch die orthogonale Projektion auf die Koordinatenachsen $\alpha\beta$ (orthogonales Koordinatensystem) in ein zweiphasiges System mit zugeordnetem Nullsystem. Dementsprechend werden drei beliebige zeitabhängige, reellwertige und linear abhängige Größen (beispielsweise g_a, g_b, g_c) durch zwei linear unabhängige Größen g_α, g_β sowie ein möglicherweise vorhandenes Nullsystem $g_{||}$ beschrieben, welches als Skalar getrennt vom eigentlichen Raumzeiger \mathbf{g} zu behandeln ist. Durch die komplexe Darstellung können bekannte mathematische Vorschriften der komplexen Rechnung verwendet werden.

$$\mathbf{g} = g_\alpha + j \cdot g_\beta \quad (\text{A.1})$$

Die Berechnungsvorschrift der Komponenten g_α, g_β sowie das Nullsystem $g_{||}$ aus den dreiphasigen Größen g_a, g_b, g_c ist in Gleichung (A.2) gegeben.

$$\begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_{||} \end{pmatrix} = \gamma \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Hierbei definiert γ einen Skalierungsfaktor, der einen Einfluss auf die Länge des resultierenden Raumzeigers aufweist. Mit $\gamma = 2/3$ entspricht die Zeigerlänge $|\mathbf{g}|$ der Amplitude der Phasengrößen (abc). Abweichend hiervon sorgt $\gamma = \sqrt{2/3}$ für eine Raumzeigerleistung, die ohne Korrektur der dreiphasigen Leistung entspricht, wie es im Zusammenhang mit Gleichung (1.14) beschrieben ist. Die entsprechende Berechnungsvorschrift für die Rücktransformation ist in Gleichung (A.3) gegeben.

$$\begin{pmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{pmatrix} = \gamma \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_{||} \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Die graphische Deutung dieser inversen Clark Transformation entspricht der orthogonalen Projektion des Raumzeigers auf die Koordinatenachsen (abc).

A.2 PER UNIT BEZUGSGRÖSSEN

Sowohl die vorgestellten Regelungsstrukturen als auch die Ergebnisse innerhalb dieser Arbeit sind im per unit System dargestellt. Allgemein stellt das einheitslose per unit System ein Hilfsmittel dar, welches überwiegend in der elektrischen Energietechnik verwendet wird, um eine einfachere Deutung von Ergebnissen zu ermöglichen. Zur Umrechnung werden charakteristische Basiswerte eingeführt, die zur Normierung der physikalischen Größen (SI-Größen) dienen. Die nachfolgende Übersicht stellt die allgemeine Definition der Basiswerte dar.

Leistung	$S_b = S_{nU}$
Spannung	$u_b = \frac{u_{nU} \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = u_{nU} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$
Strom	$i_b = \frac{2 \cdot S_b}{3 \cdot u_b} = \frac{S_{nU} \cdot \sqrt{2}}{u_{nU} \cdot \sqrt{3}}$
Impedanz	$Z_b = \frac{u_b}{i_b} = \frac{u_{nU}^2}{S_{nU}}$
Resistanz	$R_b = Z_b = \frac{u_b}{i_b} = \frac{u_{nU}^2}{S_{nU}}$
Reaktanz	$X_b = Z_b = \frac{u_b}{i_b} = \frac{u_{nU}^2}{S_{nU}}$
Kreisfrequenz	$\omega_b = \omega_0$
Induktivität	$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} = \frac{u_{nU}^2}{S_{nU} \cdot \omega_0}$
Kapazität	$C_b = \frac{1}{\omega_b \cdot Z_b} = \frac{S_{nU}}{u_{nU}^2 \cdot \omega_0}$

Aus der Division der SI-Größen mit den entsprechenden Basiswerten resultiert das verwendete per unit System. Auf eine zusätzliche Einführung von Bezugsgrößen, beispielsweise für DC-Größen, wird verzichtet.

A.3 RELEVANTE NETZ-, UMRICHTER- UND REGULUNGSPARAMETER

In diesem Abschnitt werden relevante Parameter der Netz-, Umrichter- und Regelungsmodelle aufgeführt, die in den durchgeführten Simulationen verwendet werden und ein typisches Anwendungsdesign darstellen. Die Zusammenfassung relevanter Parameter wird tabellarisch dargestellt und ist wie folgt strukturiert:

- Parameter des Netz- und Umrichtermodells regenerativer Erzeugungsanlagen
- Parameter des Netz- und Umrichtermodells für MMC-STATCOM-Systeme
- Parameter der netzspannungsfolgenden Regelung
- Zusätzliche Regelungsparameter für MMC-STATCOM-Systeme
- Parameter der netzspannungsbildenden Regelung

Bei den dargestellten Regelungsparametern handelt es sich um eine charakteristische Auslegung. Änderungen, beispielsweise der Synchronisationsdynamik oder zusätzlicher Systemdienstleistungen, sind anwendungsspezifisch einstellbar. Variationen einzelner Parameter zur Visualisierung

des resultierenden Effekts auf das Umrichterverhalten werden nicht explizit aufgeführt. Entsprechende Parameterbereiche, wie beispielsweise der analysierte Bereich des Kurzschlussleistungsverhältnisses SCR, sind in den jeweiligen Untersuchungen angegeben. Bei den Daten des Netzmodells ist zu berücksichtigen, dass die Bemessungsleistung S_{ng} lediglich zur Bestimmung des per unit Systems relevant ist.

Tabelle A.1: Netz- und Umrichterparameter regen. Erzeugungsanlagen [19, 45, 51, 118]

Parameter des Netzmodells		
Beschreibung	Wert	Einheit
Bemessungsleistung	$S_{ng} = 100$	MVA
Trägheitskonstante	$H_g = 4,5$	s
Frequenz-Wirkleistungsstatik	$D_{fPg} = 0,08$	1
Zeitkonstante der Frequenz-Wirkleistungsstatik	$\tau_{fPg} = 1$	s
Spannungsstatik	$D_{\dot{u}g} = 0.1$	1
Zeitkonstante der Spannungsstatik	$\tau_{Eg} = 1$	s
Zeitkonstante der Spannungsmessung	$\tau_{\dot{u}g} = 10$	ms
Bemessungsspannung	$u_{ng} = 30$	kV
Bemessungsfrequenz	$f_{ng} = 50$	Hz
Impedanzverhältnis	$R_g/X_g = 0,1$	1
Kurzschlussleistungsverhältnis	SCR = 3	1
Parameter des Umrichtermodells		
Beschreibung	Wert	Einheit
Bemessungsleistung	$S_{nU} = 5$	MVA
Bemessungsspannung	$u_{nU} = 660$	V
Bemessungsstrom	$i_{nU} = 0,7071$	pu
Bemessungsfrequenz	$f_{nU} = 50$	Hz
Schaltfrequenz	$f_{Us} = 5$	kHz
Zwischenkreisspannung	$u_{nUdc} = 2,13$	pu
Zeitkonstante des Energiespeichers	$\tau_{dc} = 8$	ms
Totzeit der Spannungs- und Strommessung	$\tau_{dm} = 55$	μs
Eckfrequenz Eingangsfiler	$f_{me} = 5000$	Hz
Parameter des Transformators		
Beschreibung	Wert	Einheit
Bemessungsleistung	$S_{nT} = 5$	MVA
Bemessungsspannung OS	$u_{nTOS} = 30$	kV
Bemessungsspannung US	$u_{nTUS} = 660$	V
Schaltgruppe	Dyn5	

Tabelle A.2: Netz- und Umrichterparameter für MMC-Systeme [19, 45, 49, 51, 118, 180, 181, 185]

Parameter des Netzmodells		
Beschreibung	Wert	Einheit
Bemessungsleistung	$S_{ng} = 1$	GVA
Trägheitskonstante	$H_g = 4,5$	s
Frequenz-Wirkleistungsstatik	$D_{fPg} = 0,08$	1
Zeitkonstante der Frequenz-Wirkleistungsstatik	$\tau_{fPg} = 1$	s
Spannungsstatik	$D_{\hat{u}g} = 0.1$	1
Zeitkonstante der Spannungsstatik	$\tau_{Eg} = 1$	s
Zeitkonstante der Spannungsmessung	$\tau_{\hat{u}g} = 10$	ms
Bemessungsspannung	$u_{ng} = 400$	kV
Bemessungsfrequenz	$f_{ng} = 50$	Hz
Impedanzverhältnis	$R_g/X_g = 0,1$	1
Kurzschlussleistungsverhältnis	SCR = 4	1
Parameter des Umrichtermodells		
Beschreibung	Wert	Einheit
Umrichtertopologie	SDBC	
Bemessungsleistung	$S_{nU} = 150$	MVA
Bemessungsspannung	$u_{nU} = 38,3$	kV
Bemessungsstrom	$i_{nU} = 0,7071$	pu
Bemessungsfrequenz	$f_{nU} = 50$	Hz
Filterresistanz	$R_F = 0,00102$	pu
Filterinduktivität	$L_F = 0,57$	pu
Submodulkapazität	$C_{SM} = 26,11$	pu
Anzahl der Submodule	$n_{SM} = 36$	1
Submodulspannung	$u_{dSM} = 0,0736$	pu
Eckfrequenz Eingangsfiler	$f_{me} = 5000$	Hz
Parameter des Transformators		
Beschreibung	Wert	Einheit
Bemessungsleistung	$S_{nT} = 150$	MVA
Bemessungsspannung OS	$u_{nTOS} = 400$	kV
Bemessungsspannung US	$u_{nTUS} = 38,3$	kV
Schaltgruppe	Yd5	
Parameter des Kabels		
Beschreibung	Wert	Einheit
Resistanzbelag	$R'_K = 0,0018$	pu/km
Induktivitätsbelag	$L'_K = 0,01128$	pu/km
Erdkapazitätsbelag	$C'_{KE} = 0,0009217$	pu/km

Tabelle A.3: Parameter der netzspannungsfolgenden Regelung [45]

Parameter der Phasenregelschleife		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung des Phasenreglers	$\mathcal{K}_{p,\theta} = 100$	1
Integralverstärkung des Phasenreglers	$\mathcal{K}_{i,\theta} = 200$	1/s
Parameter der Anlagenregelung		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung des Wirkleistungsreglers	$\mathcal{K}_{p,P} = 0,01$	1
Integralverstärkung des Wirkleistungsreglers	$\mathcal{K}_{i,P} = 0,05$	1/s
Proportionalverstärkung des Blindleistungsreglers	$\mathcal{K}_{p,Q} = 0,01$	1
Integralverstärkung des Blindleistungsreglers	$\mathcal{K}_{i,Q} = 0,05$	1/s
Frequenz-Wirkleistungsstatik	$D_{fPc} = 0,05$	1
Zeitkonstante der Frequenz-Wirkleistungsstatik	$\tau_{fPc} = 50$	ms
Spannungs-Blindleistungsstatik	$D_{\hat{u}Qc} = 0,5$	1
Zeitkonstante der Spannungs-Blindleistungsstatik	$\tau_{\hat{u}Qc} = 50$	ms
Proportionalverstärkung der Gleichspannungsregelung	$\mathcal{K}_{p,dc} = 15$	1
Integralverstärkung der Gleichspannungsregelung	$\mathcal{K}_{i,dc} = 1$	1/s
Parameter der inneren Regelung		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung der Stromregler	$\mathcal{K}_{p,i} = 0,15$	1
Integralverstärkung der Stromregler	$\mathcal{K}_{i,i} = 1,2$	1/s

Tabelle A.4: Zusätzliche Regelungsparameter für MMC-STATCOM-Systeme

Parameter der MMC-Regelungserweiterung		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung des Submodulenergieregler	$\mathcal{K}_{p,E} = 40$	1
Integralverstärkung des Submodulenergieregler	$\mathcal{K}_{i,E} = 50$	1/s
Proportionalverstärkung des Balancierungsregler	$\mathcal{K}_{p,u} = 10,5$	1
Integralverstärkung des Balancierungsregler	$\mathcal{K}_{i,u} = 30$	1/s
Eckfrequenz des Notch-Filters	$f_{NF} = 100$	Hz
Dämpfungsverhältnis des Notch-Filters	$\zeta_{NF} = 0,707$	1
Proportionalverstärkung des Zirkulationsstromregler	$\mathcal{K}_{p,zirk} = 0,5$	1
Eckfrequenz des Notch-Filters (ib)	$f_{ib} = 150$	Hz
Dämpfungsverhältnis des Notch-Filters (ib)	$\zeta_{ib} = 0,707$	1
Proportionalverstärkung der Submodulbalancierung	$\mathcal{K}_{p,ib}^* = 10$	1

Tabelle A.5: Parameter der netzspannungsbildenden Regelung [118]

Parameter der Netzspannungsidentifikation		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung des Phasenreglers	$\mathcal{K}_{p,\theta} = 0,001$	1
Integralverstärkung des Phasenreglers	$\mathcal{K}_{i,\theta} = 2$	1/s
Parameter der Synchronisierung		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung des Wirkleistungsreglers	$\mathcal{K}_{p,P} = 0,001$	1
Integralverstärkung des Wirkleistungsreglers	$\mathcal{K}_{i,P}^* = 0,05$	1/s
Proportionalverstärkung des Blindleistungsreglers	$\mathcal{K}_{p,Q} = 0,001$	1
Integralverstärkung des Blindleistungsreglers	$\mathcal{K}_{i,Q}^* = 0,05$	1/s
Proportionalverstärkung der Amplitudensynchronisierung	$\mathcal{K}_{p,\hat{u}} = 1 \cdot 10^{-6}$	1
Integralverstärkung der Amplitudensynchronisierung	$\mathcal{K}_{i,\hat{u}}^* = 8,333$	1/s
Proportionalverstärkung der Winkelsynchronisierung	$\mathcal{K}_{p,\varphi} = 1 \cdot 10^{-6}$	1
Integralverstärkung der Winkelsynchronisierung	$\mathcal{K}_{i,\varphi}^* = 1,667$	1/s
Proportionalverstärkung der Frequenzsynchronisierung	$\mathcal{K}_{p,\omega} = 1 \cdot 10^{-6}$	1
Integralverstärkung der Frequenzsynchronisierung	$\mathcal{K}_{i,\omega}^* = 16,667$	1/s
Parameter der Anlagenregelung		
Beschreibung	Wert	Einheit
Frequenz-Wirkleistungsstatik	$D_{fPc} = 0,05$	1
Zeitkonstante der Frequenz-Wirkleistungsstatik	$\tau_{fPc} = 10$	ms
Spannungs-Blindleistungsstatik	$D_{\hat{u}Qc} = 0,5$	1
Zeitkonstante der Spannungs-Blindleistungsstatik	$\tau_{\hat{u}Qc} = 10$	ms
Zwischenkreisspannungsregelung		
Beschreibung	Wert	Einheit
Proportionalverstärkung des Spannungsreglers	$\mathcal{K}_{p,dc} = 15$	1
Integralverstärkung des Spannungsreglers	$\mathcal{K}_{i,dc} = 1$	1/s

Für die Umsetzung der mit * gekennzeichneten Größen ist der Koeffizient \mathcal{K}_s zu berücksichtigen. Die Parameter der Zwischenkreisspannungsregelung gelten für beide Regelungsprinzipien.

Tabelle A.6: Simulationsparameter

Simulationsparameter		
Beschreibung	Wert	Einheit
Abtastrate (Sampletime) der physikalischen Modellierung	$T_{sp} = 1$	μs
Abtastrate (Sampletime) der Regelungsstruktur (Steuergerät)	$T_{sc} = 50$	μs

A.4 PADÉ APPROXIMATION

In Abschnitt 4.4.5 wird eine detaillierte Approximation der Übertragungsfunktion $G_{\text{DFT}}(s)$ verwendet, um die Eigenschaften bei verzerrter Netzspannung zu analysieren.

$$G_{\text{DFT}}(s) = f_n \cdot \frac{1 - e^{-s/f_n}}{s} \quad (\text{A.4})$$

Die Approximation bezieht sich insbesondere auf die Funktion aus Gleichung (A.4) und erfolgt durch die Padé-Approximation dieser Totzeit mit $m = n = 30$ und $\tau = 1/f_n$ [132, 134].

$$e^{-\tau \cdot s} \approx \frac{\sum_{i=0}^m p_i (\tau \cdot s)^i}{\sum_{i=0}^n q_i (\tau \cdot s)^i} \quad (\text{A.5})$$

Die Koeffizienten p_i und q_i werden durch Gleichung (A.6) bestimmt [134].

$$p_i = (-1)^i \cdot \frac{(2 \cdot n - i)! \cdot n!}{(2 \cdot n)! \cdot i!(n - i)!} \quad (\text{A.6a})$$

$$q_i = \frac{(2 \cdot n - i)! \cdot n!}{(2 \cdot n)! \cdot i!(n - i)!} \quad (\text{A.6b})$$

Nachfolgend werden exemplarisch die Koeffizienten (p_0, q_0) und (p_{29}, q_{29}) dargestellt.

$$p_0 = \frac{60! \cdot 30!}{60! \cdot 30!} = 1 \quad (\text{A.7a})$$

$$q_0 = \frac{60! \cdot 30!}{60! \cdot 30!} = 1 \quad (\text{A.7b})$$

$$p_{29} = -\frac{2! \cdot 30!}{60! \cdot 29! \cdot 1!} \quad (\text{A.7c})$$

$$q_{29} = \frac{2! \cdot 30!}{60! \cdot 29! \cdot 1!} \quad (\text{A.7d})$$

Die Berechnung aller Koeffizienten sowie das Einsetzen in Gleichung (A.5) und (A.4) liefert die vollständige Approximation. Abbildung A.1 zeigt die Validierung der durchgeführten Näherung auf Basis rationaler Funktionen.

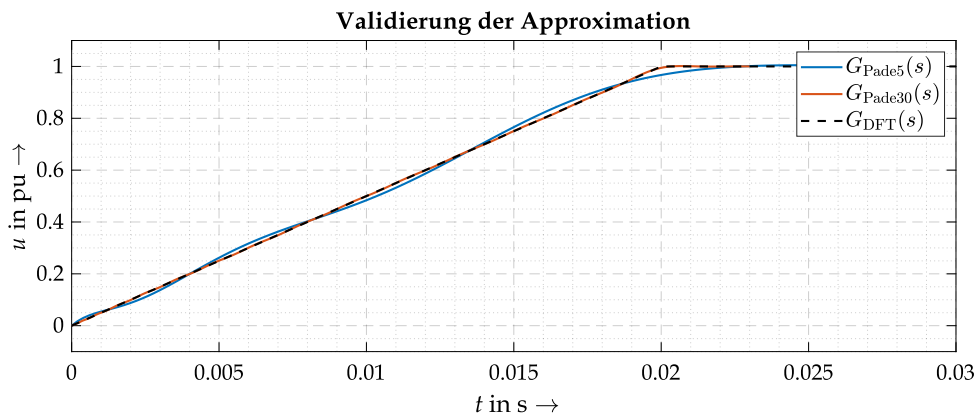


Abbildung A.1: Validierung der detaillierten Padé-Approximation für die Analyse der Eigenschaften bei verzerrter Netzspannung.

Zur Verdeutlichung der erhöhten Genauigkeit ist in Abbildung A.1 zusätzlich die Approximation mit $m = n = 5$ dargestellt.

B ANHANG B - ZUSÄTZLICHE ERGEBNISSE

In diesem Abschnitt werden zusätzliche Ergebnisse aufgeführt, auf deren Darstellung aus Übersichtsgründen im Hauptteil verzichtet wurde. Hierbei handelt es sich um die Visualisierung weiterer physikalischer Größen einzelner Simulationsszenarien oder zusätzliche Validierungen.

B.1 ZUSÄTZLICHE VALIDIERUNGEN

VALIDIERUNG LINEARISIERTE ÜBERTRAGUNGSFUNKTIONEN NSI UND SRF-PLL

Zur Prüfung der Gültigkeit der EMT-Modelle und insbesondere der Übertragungsfunktionen der Netzspannungsidifikation des netzspannungsbildenden und SRF-PLL des netzspannungsfolgenden Regelungsverfahrens aus Kapitel 4.4.5 erfolgt in Abbildung B.1 und B.2 die Validierung.

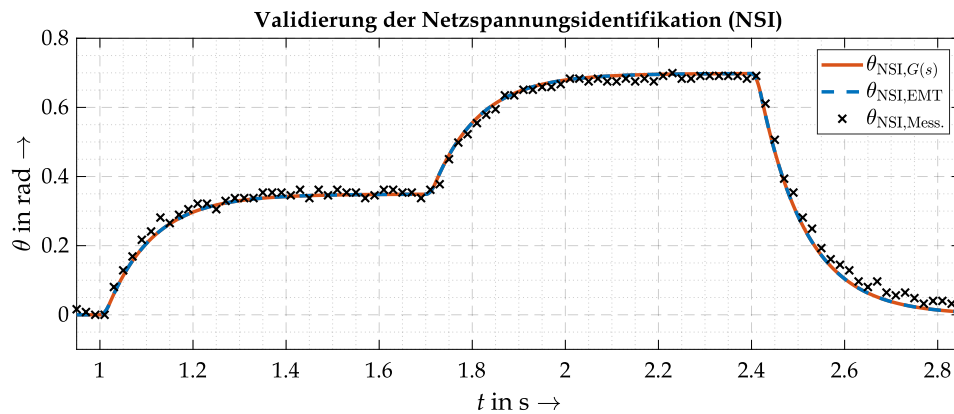


Abbildung B.1: Validierung der Modellbildung der Netzspannungsidifikation (NSI).

Abbildung B.1 zeigt den Differenzwinkel des EMT-Modells, der Übertragungsfunktion sowie einer Umsetzung auf einem TI C2000 der netzspannungsbildenden (NSI) und in Abbildung B.2 der netzspannungsfolgenden Regelung (SRF-PLL) bei Winkelsprüngen der Netzspannung.

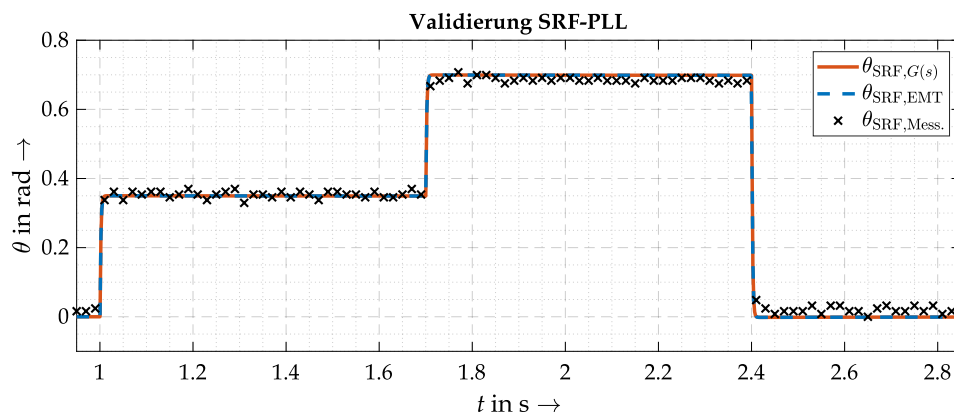


Abbildung B.2: Validierung der Modellbildung der SRF-PLL.

Beide Darstellungen zeigen ein valides Verhalten von Gleichung (4.73) und (4.75) und ermöglichen somit die entsprechende Verwendung in Kapitel 4.4.5.

B.2 INSELNETZ MIT LEISTUNGSGEREGETEN VERBRAUCHERN

Die in Kapitel 4.4.4 dargestellten Ergebnisse zur lokalen Laständerung im Inselnetzbetrieb beziehen sich auf Verbraucher mit Impedanzcharakteristik. Aufgrund dieser Eigenschaft sorgt eine reduzierte Spannungsamplitude \hat{u}_Q auch für einen reduzierten Wirkleistungsbezug der lokalen Last P_L , was einen inhärent stabilisierenden Effekt auf die lokale Inselnetzspannung \mathbf{u}_Q aufweist. Leistungsgeregelte Verbraucher, wie beispielsweise Motoren mit netzgekoppeltem Frequenzumrichter, beziehen aufgrund der hinterlegten Regelungsstruktur eine vorgegebene Leistung P_L nahezu unabhängig von der aktuellen Netzspannung \mathbf{u}_Q . Das Verhalten derartiger Systeme kann auf Basis der Funktionen aus Gleichung (B.1) abgebildet werden [186].

$$P_L(s) = P_0 \cdot \left(\frac{\hat{u}}{\hat{u}_0} \right)^{n_p} \cdot \frac{1 + \tau_{p1} \cdot s}{1 + \tau_{p2} \cdot s} \quad (\text{B.1a})$$

$$Q_L(s) = Q_0 \cdot \left(\frac{\hat{u}}{\hat{u}_0} \right)^{n_q} \cdot \frac{1 + \tau_{q1} \cdot s}{1 + \tau_{q2} \cdot s} \quad (\text{B.1b})$$

Hierbei definieren P_0, Q_0 die initialen Wirk- und Blindleistungsvorgaben bei der Referenzspannungsamplitude \hat{u}_0 , \hat{u} ist die aktuelle Spannungsamplitude oder Mitsystemspannungsamplitude und n_p, n_q definieren die Spannungsabhängigkeit der Verbraucherleistung. Darüber hinaus bestimmen die Zeitkonstanten τ_{p1}, τ_{p2} die Regelungsstruktur der Wirk- und τ_{q1}, τ_{q2} der Blindleistung. Die Wahl der Koeffizienten n_p, n_q ermöglicht nach Gleichung (B.1) mit $n_p = n_q = 0$ »Konstantleistungsverbraucher« und mit $n_p = n_q = 1$ »Konstantstromverbraucher«. Darüber hinaus ermöglicht $n_p = n_q = 2$ das Verhalten eines »Konstantimpedanzverbrauchers«, wobei somit die abgebildete Regelungsstruktur dem realen Verhalten entgegenwirkt. [186]

Abbildung B.3 zeigt die Umrichterleistung P_{U+} und die Inselnetzfrequenz, repräsentiert durch die synchronisierte Frequenz f_s für die in Kapitel 4.4.4 beschriebene Laständerung im Inselnetz bzw. »Stand-Alone-Betriebs« des Umrichtersystems.

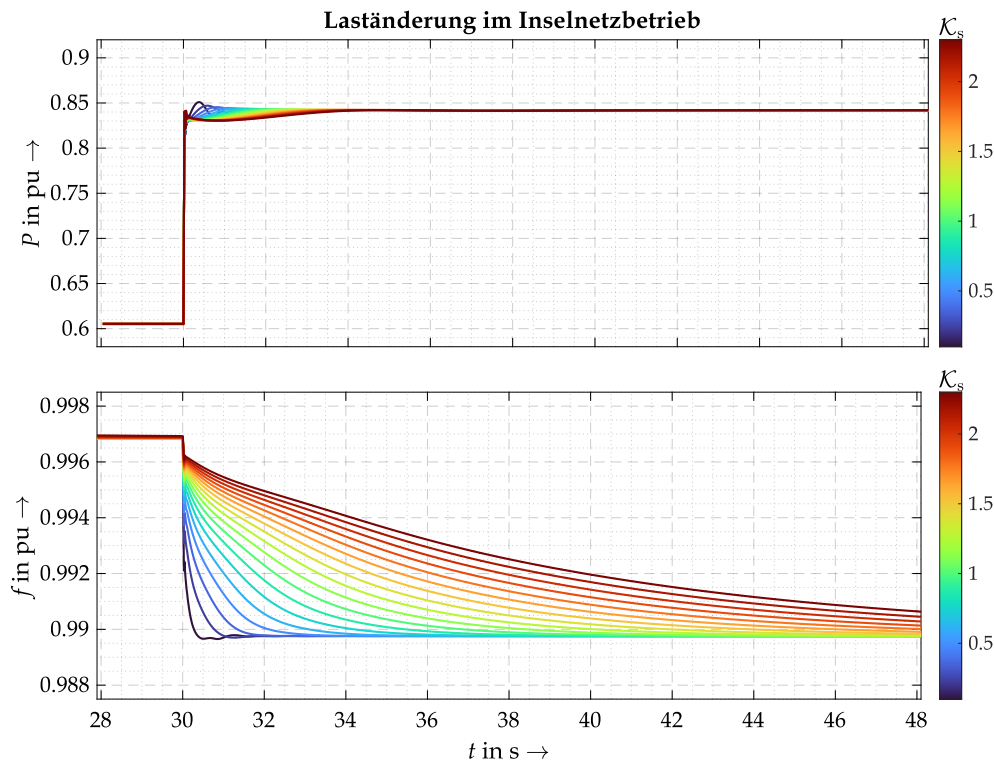


Abbildung B.3: Umrichterleistung P_{U+} und resultierende Netzfrequenz, repräsentiert durch f_s , bei Laständerung ΔP_L im Inselnetzbetrieb mit variablen Trägheitsvorgaben K_s .

Für 95% des Leistungsbezugs der lokalen Lasten dieses Szenarios wurde ein leistungsgeregeltes Verhalten durch die Verwendung von Gleichung (B.1) mit $n_p = n_q = 0$ hinterlegt, wohingegen 5% durch ideale Impedanzen bezogen wird. Dementsprechend liegt den Ergebnissen aus Abbildung B.3 ein dominierendes Verhalten leistungsgeregelter Verbraucher zugrunde.

Die Ergebnisse zeigen, dass das Umrichtersystem der zusätzlichen Wirkleistungsanforderung der lokalen Lasten ΔP_L unabhängig von der definierten Trägheitskonstante \mathcal{K}_s nachkommt und somit eine stabile elektrische Energieversorgung sicherstellt. Der inhärent positive Effekt der Reduzierung des Wirkleistungsbedarfs der Verbraucher in Abhängigkeit der Netzspannung u_Q entfällt nahezu vollständig, sodass keine signifikanten Variationen der Umrichterwirkleistung P_{U+} erfolgen. Die Abhängigkeit der definierten Trägheitskonstante \mathcal{K}_s wird aus den resultierenden Frequenzverläufen ersichtlich, sodass die Frequenzänderung df/dt für größere Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s deutlich geringer ausfällt. Zusammengefasst werden auch solche sehr dynamischen Leistungsanforderungen durch das Umrichtersystem mit netzspannungsbildendem Regelungskonzept bereitgestellt und somit ein stabiler Betrieb in Inselnetzen sichergestellt.

B.3 ERGEBNISSE ZUM STROMBEGRENZUNGSVERHALTEN

In diesem Abschnitt werden weitere Ergebnisse zu den Analysen aus Kapitel 5.1.2 dargestellt.

B.3.1 SYMMETRISCHE FEHLERSZENARIEN

Abbildung B.4 zeigt die resultierende Umrichterwirk- und blindleistung für den symmetrischen Spannungseinbruch (Fall 1). Dargestellt ist sowohl die Augenblicksleistung als auch die gefilterte Leistung des Umrichtersystems. Zur Verdeutlichung des unregulierten Arbeitspunktes während solcher Fehlerszenarien sind zusätzlich die Referenzleistungen dargestellt.

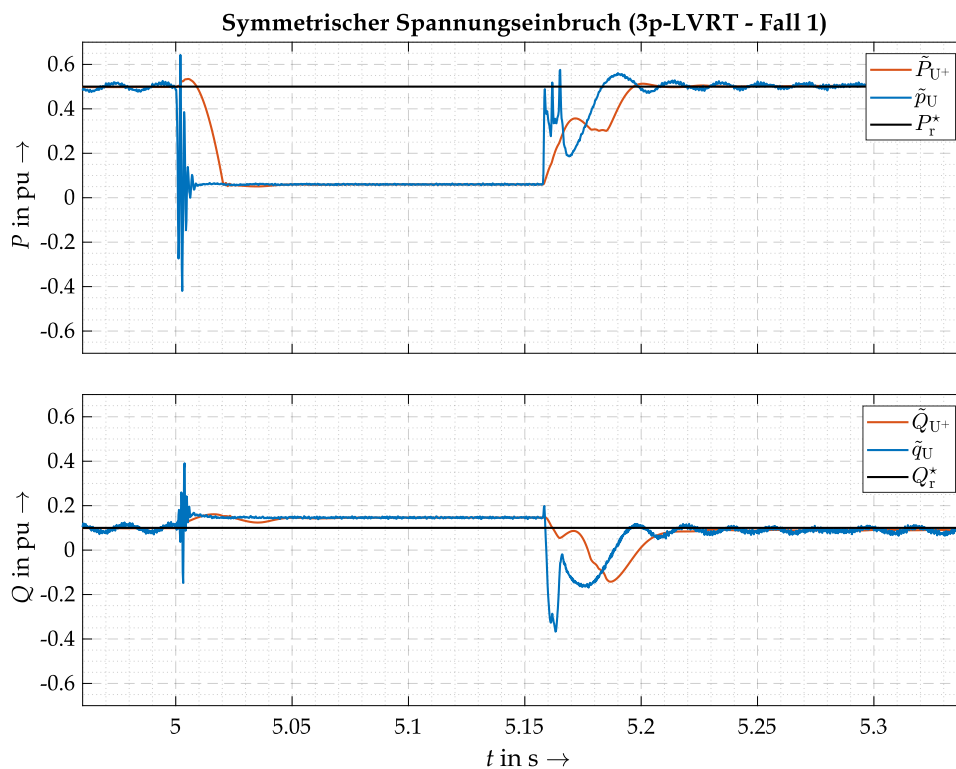


Abbildung B.4: Wirk- und Blindleistungen – Mitsystem-, Augenblicks- und Referenzleistung – des Umrichtersystems bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).

Aufgrund des Fehlerfalls kann dem vorgegebenen Wirkleistungsreferenzwert nicht gefolgt wer-

den, sodass eine deutliche Leistungsrücknahme erfolgt. Zusätzlich sorgt der tiefe Spannungseinbruch für eine Erhöhung der Blindleistung, die im Rahmen der maximalen Stromgrenzen eine spannungsstabilisierende Wirkung liefert. Zur Visualisierung der Restspannung für den symmetrischen Spannungseinbruch (Fall 1), ist in Abbildung B.5 die verbleibende Spannung auf der Oberspannungsseite des Transformators dargestellt.

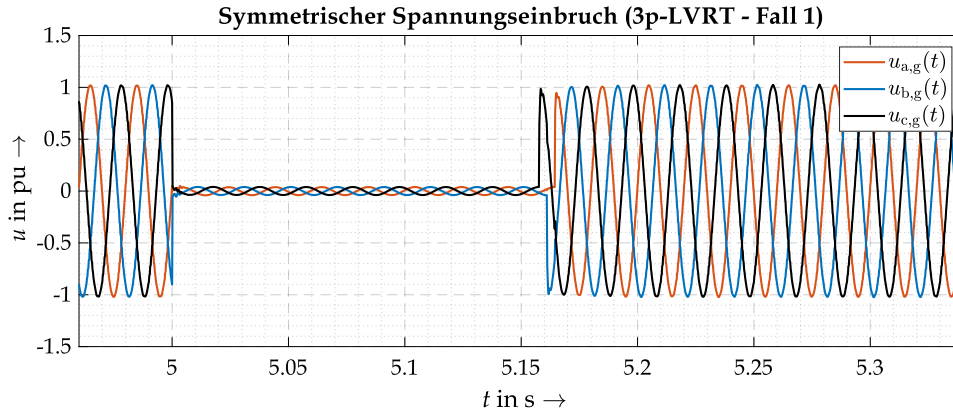


Abbildung B.5: Netzspannung \mathbf{u}_g bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).

Darüber hinaus bestätigen die Ergebnisse aus Abbildung B.6, dass auch lange Fehlerklärungszeiten keine grundlegende Ursache für Instabilitäten netzspannungsbildender Regelungsverfahren darstellt. In diesem Szenario liegt ein deutlich geringerer Spannungseinbruch vor, wie es aus Abbildung B.7 hervorgeht.

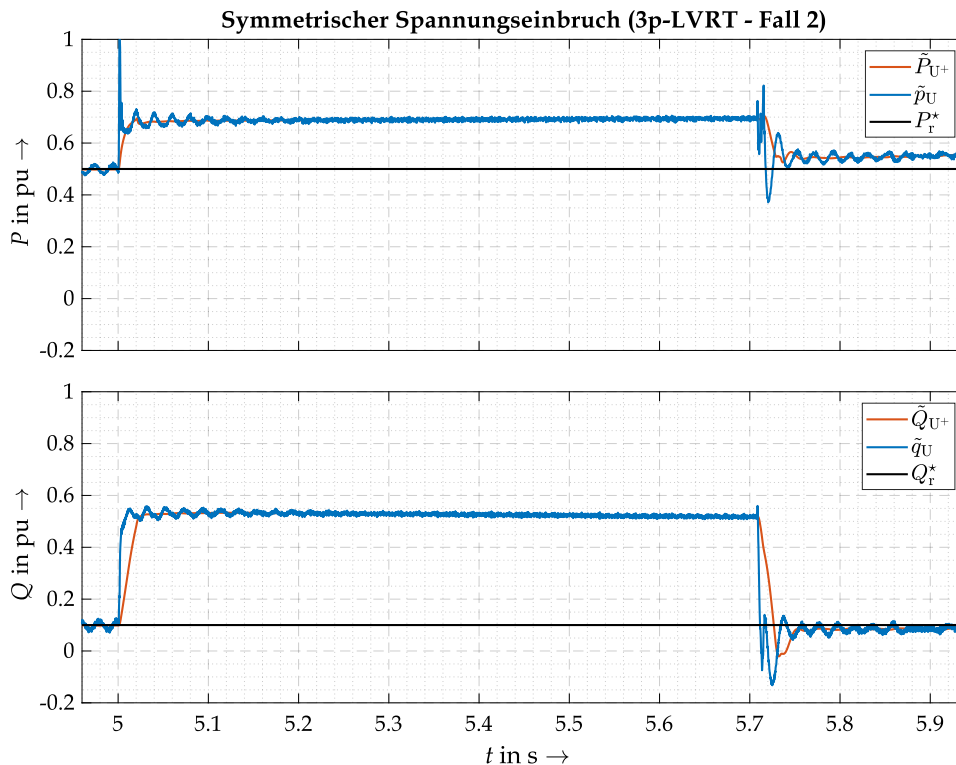


Abbildung B.6: Wirk- und Blindleistungen – Mitsystem-, Augenblicks- und Referenzleistung – des Umrichtersystems bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).

Dementsprechend ist das Umrichtersystem in der Lage eine erhöhte Wirk- und Blindleistungseinspeisung umzusetzen. Wie aus Abbildung B.6 hervorgeht, wird auch ein gewisser Wirkleistungs-

bedarf durch das Fehlerszenario hervorgerufen. Grundlegend dominiert auch bei diesem leichten Netzfehler die deutliche Änderung der resultierenden Umrichterblindleistung. Wie die Verläufe der Referenzleistungen bestätigen, wird das Verhalten ausschließlich durch das Fehlerszenario in Kombination mit der Strombegrenzung definiert. Aktive Referenzwertänderungen, wie eine aktive Blindleistungsänderung zur Spannungsstützung, werden nicht umgesetzt.

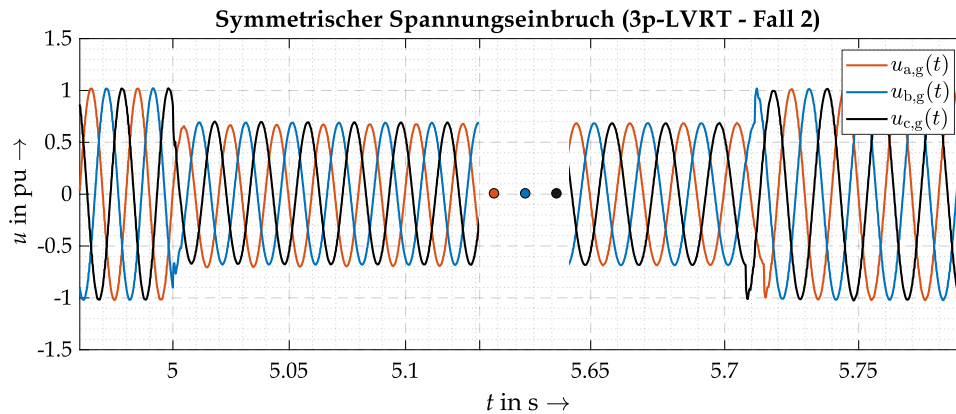


Abbildung B.7: Netzspannung \mathbf{u}_g bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).

Diese Ergebnisse untermauern die Fähigkeit auch schwere Netzfehler mit tiefen Spannungseinbrüchen oder leichte Netzfehler mit langer Fehlerklärungsdauer zu durchfahren.

B.3.2 UNSYMMETRISCHE FEHLERSZENARIOEN

Zur Verdeutlichung der Ergebnisse aus Abschnitt 5.1.2 im Zusammenhang mit unsymmetrischen Fehlerszenarien, sind in Abbildung B.8 die resultierenden Umrichterleistungen dargestellt.

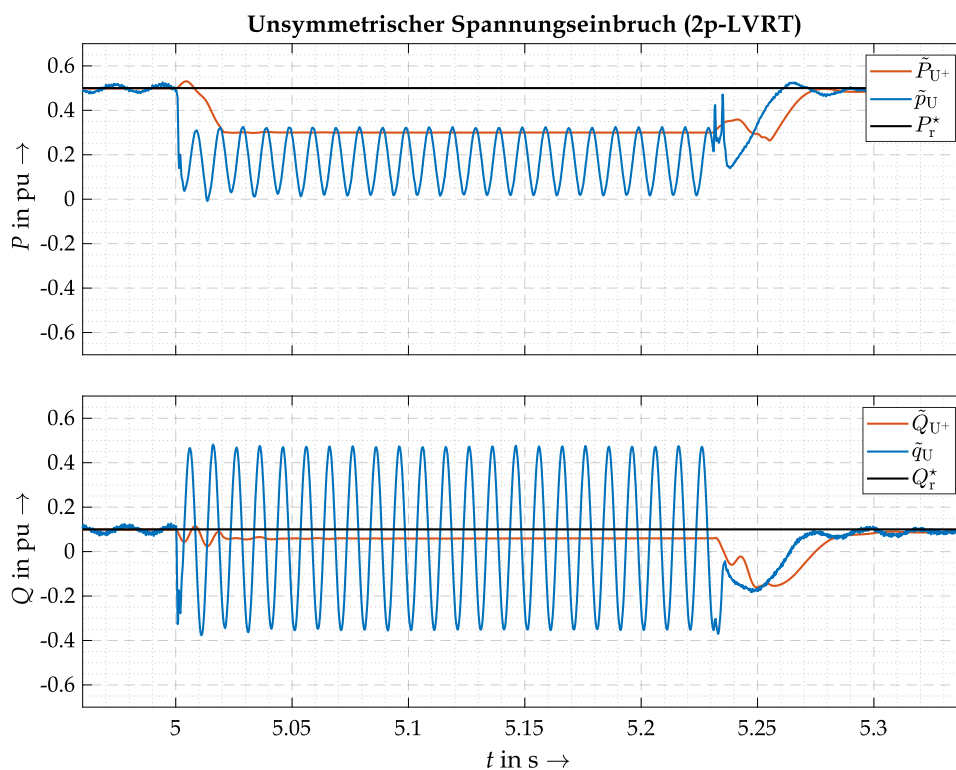


Abbildung B.8: Wirk- und Blindleistungen – Mitsystem-, Augenblicks- und Referenzleistung – des Umrichtersystems bei unsymmetrischem Fehlerfall (2p-LVRT).

Das Verhalten korrespondiert grundsätzlich zu symmetrischen Fehlerszenarien. Aufgrund der unsymmetrischen Restspannung, wie in Abbildung B.9 ersichtlich, resultiert eine oszillierende Augenblicksleistung. Die in Abbildung B.9 dargestellte Restspannung auf der Oberspannungsseite zeigt deutlich den Spannungseinbruch zweier Phasen.

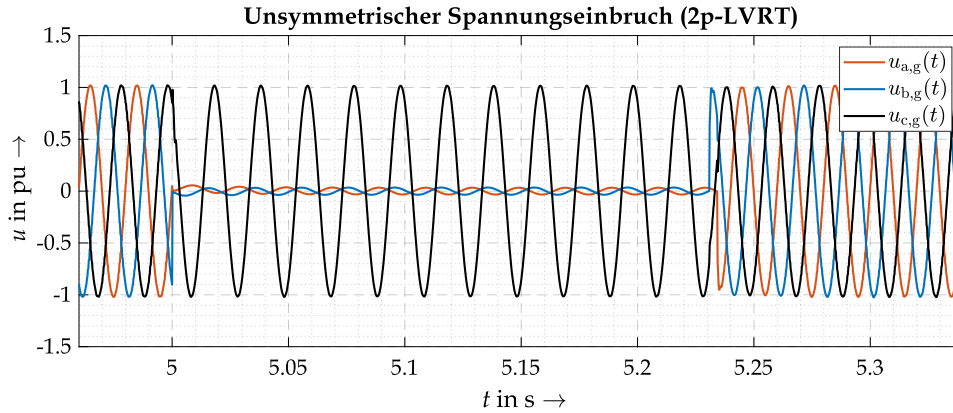


Abbildung B.9: Netzspannung u_g bei unsymmetrischem Fehlerfall (2p-LVRT).

Das aufgrund der Unsymmetrie hervorgehende Gegensystem wird durch die Netzspannungsidentifikation erkannt. Abbildung B.10 zeigt die entstehenden Spannungen des Gegensystems. Zusätzlich sei zu erwähnen, dass auch im Fehlerfall keine aktiven Gegensystemströme vorgegeben werden. Da das netzspannungsbildende Regelungsverfahren in Kombination mit der Strombegrenzung eine symmetrische Umrichterspannung, im Rahmen der maximalen Strombelastung, gewährleisten soll, resultiert ein unregelter Gegensystemstrom, wie ebenfalls in Abbildung B.10 dargestellt.

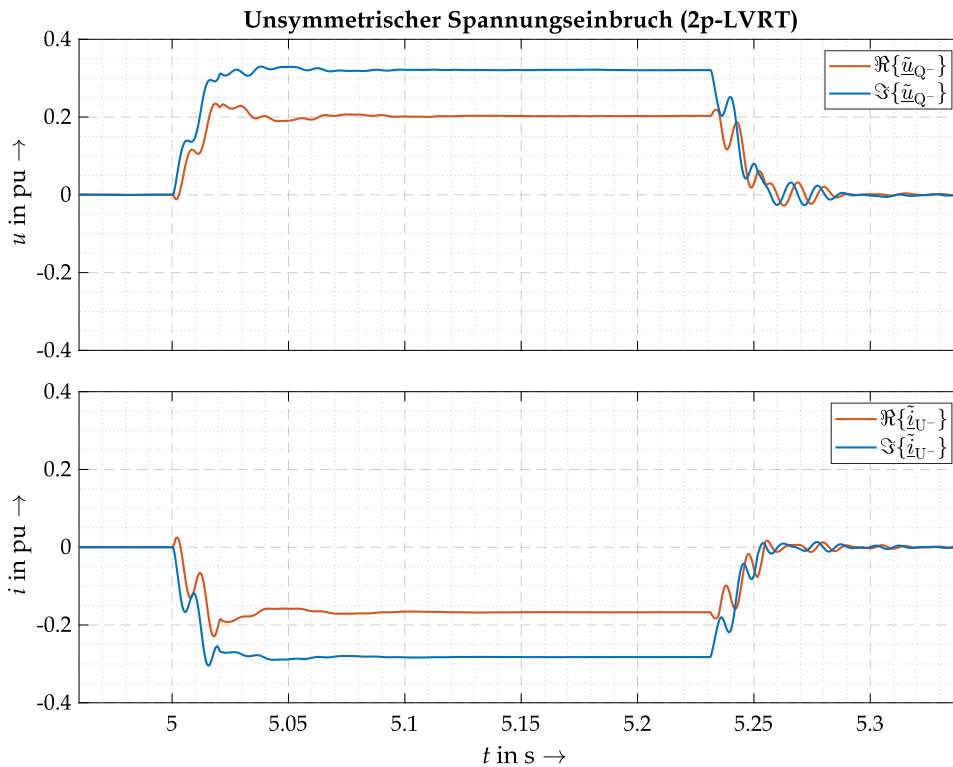


Abbildung B.10: Umrichterstrom- und Netzspannungsverläufe im Gegensystems (2p-LVRT).

Dieser Umrichterstrom wirkt symmetrierend und dämpfend auf das Netzspannungsgesystem.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] M. Schultz. Zielsetzungen für die deutsche und europäische Stromwende. In *Energiewende in der Stromversorgung – Systemstabilität und Systemsicherheit - 12. ETG/GMA-Tagung „Netzregelung und Systemführung“*, 2017.
- [2] 50hertz, Amprion, Tennet, Transnet. Auswirkung reduzierter schwungmasse auf einen stabiles netzbetrieb, 2014. <https://www.netzentwicklungsplan.de/sites/default/files/media/documents/Minimale%20Schwungmasse.pdf> (abgerufen am 03.04.2021).
- [3] E. Welfonder and H. Lens. Erhalt des Netzselbstregeleffektes auch bei zunehmend umrichtergeführten Antriebs-/Arbeitsmaschinen. In *Energiewende in der Stromversorgung – Systemstabilität und Systemsicherheit - 12. ETG/GMA-Tagung „Netzregelung und Systemführung“*, page 8, Berlin, September 2017. VDE Verlag.
- [4] J. D. Sprey, A. Klettke, and A. Moser. Regelleistungsbedarf im Europäischen Übertragungsnetz. *14. Symposium Energieinnovation, Graz/Austria*, page 9, February 2016.
- [5] U. Wagner. *Elektrische Kraftwerkstechnik: Generatoren, Transformatoren, Eigenbedarfsanlagen, Schutzeinrichtungen*, volume 5. Herrsching: E & M, Energie-&-Management-Verl.-Ges., 2009.
- [6] J. Plesch. Grundlegende Untersuchungen zum transienten Verhalten von dezentralen Energieerzeugern im Niederspannungsnetz. *Technische Universität Graz*, 2010.
- [7] PPA Energy. Rate of change of frequency (rocof) - review of tso and generator submissions, 2013. <https://www.cru.ie/wp-content/uploads/2013/07/cer13143-a-ppa-tnei-rocof-final-report.pdf> (abgerufen am 07.04.2021).
- [8] European Commission. Commission regulation (eu) 2016/631 of 14 april 2016 establishing a network code on requirements for grid connection of generators (text with eea relevance), 2016. <http://data.europa.eu/eli/reg/2016/631/oj> (abgerufen am 07.04.2021).
- [9] Daniel Duckwitz. *Power System Inertia - Derivation of Requirements and Comparison of Inertia Emulation Methodsfor Converter-based Power Plants*. PhD thesis, University of Kassel and Fraunhofer IEE, 2019.
- [10] Andreas Ulbig, Theodor S. Borsche, and Göran Andersson. Impact of Low Rotational Inertia on Power System Stability and Operation. *IFAC Proceedings Volumes*, 47(3):7290–7297, 2014. 19th IFAC World Congress.
- [11] F. Milano, F. Dörfler, G. Hug, D. J. Hill, and G. Verbič. Foundations and Challenges of Low-Inertia Systems (Invited Paper). In *2018 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, pages 1–25, 2018.
- [12] H. Wrede and P. Winter. Verhalten von Umrichtern am Netz. In *Energiewende in der Stromversorgung – Systemstabilität und Systemsicherheit - 12. ETG/GMA-Tagung „Netzregelung und Systemführung“*, page 6, Berlin, September 2017. VDE Verlag.
- [13] D. Pattabiraman, R. H. Lasseter., and T. M. Jahns. Comparison of Grid Following and Grid Forming Control for a High Inverter Penetration Power System. In *2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, pages 1–5, 2018.

- [14] P. Winter and H. Wrede. Impact of Power Converter Control on Transient Stability of Power Systems. In *NEIS 2018; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, pages 1–6, 2018.
- [15] T. Ackermann, T. Prevost, V. Vittal, A. J. Roscoe, J. Matevosyan, and N. Miller. Paving the Way: A Future Without Inertia Is Closer Than You Think. *IEEE Power and Energy Magazine*, 15(6):61–69, 2017.
- [16] M. Liserre. Introduction to grid-forming units. In *Ph.D Course on Grid forming Power Converters, Smart Transformers and Hybrid Grids*, 2020. <https://www.pe.tf.uni-kiel.de/en/staff/professors/prof.-dr.-ing.-marco-liserre/speech/phdcourse-pe.pdf> (abgerufen am 27.04.2021).
- [17] Taoufik QORIA, Thibault PREVOST, Guillaume Denis, Francois GRUSON, frederic COLAS, and Xavier Guillaud. Power Converters Classification and Characterization in Power Transmission Systems. In *EPE'19 ECCE EUROPE*, page 10, Genova, Italy, September 2019.
- [18] M. Kersic, T. Müller, R. Denninger, P. Ernst, S. Reichert, A. Dyško, A. Egea Alvarez, Q. Hong, E. Lewis, A. Roscoe, H. Lens, C. Schöll, T. Schaupp, and K. Jalili. Testing Characteristics of Grid Forming Converters - Part I: Specification and Definition of Behaviour. *Virtual 19th Wind Integration Workshop*, 2020.
- [19] Klaus Heuck, Klaus-Dieter Dettmann, and Detlef Schulz. *Elektrische Energieversorgung*, volume 9. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2013.
- [20] VDE (FNN). VDE-AR-N 4110 Anwendungsregel:2018-11. *Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Mittelspannung)*, 2018.
- [21] Peter Unruh, Maria Nuschke, Philipp Strauß, and Friedrich Welck. Overview on Grid-Forming Inverter Control Methods. *Energies*, 13(10), 2020.
- [22] Joachim Specovius. *Grundkurs Leistungselektronik*, volume 3. Vieweg+Teubner, 2009.
- [23] Qing-Chang Zhong and Tomas Hornik. *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. Wiley-IEEE Press, 2012.
- [24] Holger Wrede. *Beiträge zur Erhöhung von Versorgungssicherheit und Spannungsqualität in der Übertragung und Verteilung elektrischer Energie durch leistungselektronische Betriebsmittel*. Ruhr-University Bochum, 2004.
- [25] Mohammad Suwan. *Modeling and Control of VSC-HVDC Connected Offshore Wind Farms*. PhD thesis, Universität Duisburg-Essen, 2017.
- [26] A. Tayyebi, D. Groß, A. Anta, F. Kupzog, and F. Dörfler. Frequency Stability of Synchronous Machines and Grid-Forming Power Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2):1004–1018, 2020.
- [27] V. Blasko and V. Kaura. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(1):116–123, 1997.
- [28] T. Neumann, T. Wijnhoven, G. Deconinck, and I. Erlich. Enhanced Dynamic Voltage Control of Type 4 Wind Turbines During Unbalanced Grid Faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(4):1650–1659, 2015.

- [29] Alexis B. Rey-Boué, N. F. Guerrero-Rodríguez, Johannes Stöckl, and Thomas I. Strasser. Modeling and Design of the Vector Control for a Three-Phase Single-Stage Grid-Connected PV System with LVRT Capability according to the Spanish Grid Code. *Energies*, 12(15), 2019.
- [30] S. V. Giannoutsos and S. N. Manias. A cascade control scheme for a grid connected Battery Energy Storage System (BESS). In *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*, pages 469–474, 2012.
- [31] J. Khazaei, M. Beza, and M. Bongiorno. Impedance Analysis of Modular Multi-Level Converters Connected to Weak AC Grids. *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(4):4015–4025, 2018.
- [32] H. Akagi, S. Inoue, and T. Yoshii. Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM With Star Configuration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4):1041–1049, 2007.
- [33] D. Schröder and C. Dirscherl and C. Hackl, K. Schechner. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, volume 4. Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg, 2015.
- [34] S. Golestan and J. M. Guerrero. Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop is an Adaptive Complex Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(3):1679–1682, 2015.
- [35] C. Zhang, X. Wang, and F. Blaabjerg. Analysis of phase-locked loop influence on the stability of single-phase grid-connected inverter. In *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 1–8, 2015.
- [36] M. Gierschner and A. Schöley and S. Gierschner and H. Eckel and L. Cai. Influence of Dynamic Misorientation of PLL for Small-Signal Analysis of Converter Control in Weak Grids. In *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pages P.1–P.9, 2018.
- [37] Taoufik QORAI, Chuanyue LI, Ko OUE, Francois GRUSON, Frédéric COLAS, and Xavier Guillaud. Direct AC Voltage Control for Grid-Forming Inverters. *Journal of Power Electronics*, pages 198–211, December 2019.
- [38] Cigre TF-77. AC Fault response options for VSC HVDC Converters. *Cigre Science and Engineering*, 2019.
- [39] D. Duckwitz and B. Fischer. Modeling and Design of df/dt -Based Inertia Control for Power Converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4):1553–1564, 2017.
- [40] Stanojević, Ognjen and Marković, Uros and Aristidou, Petros and Callaway, Duncan and Vrettos, Evangelos and Hug, Gabriela. MPC-Based Fast Frequency Control of Voltage Source Converters in Low-Inertia Power Systems. *Project Migrate*, 09 2019.
- [41] T. Kerdphol and F. S. Rahman and M. Watanabe and Y. Mitani and D. Turschner and H. Beck. Enhanced Virtual Inertia Control Based on Derivative Technique to Emulate Simultaneous Inertia and Damping Properties for Microgrid Frequency Regulation. *IEEE Access*, 7:14422–14433, 2019.
- [42] Dietrich Oeding and Bernd R. Oswald. *Elektrische Kraftwerke und Netze*, volume 7. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.

- [43] FGW e.V. Fördergesellschaft Windenergie und andere Dezentrale Energien. Technische Richtlinien für Erzeugungseinheiten und -anlagen; TEIL 3 (TR3). *Bestimmung der elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen, Speicher sowie für deren Komponenten am Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz*, 2018.
- [44] B. Kroposki, B. Johnson, Y. Zhang, V. Gevorgian, P. Denholm, B. Hodge, and B. Hannegan. Achieving a 100 with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy. *IEEE Power and Energy Magazine*, 15(2):61–73, 2017.
- [45] Pascal Winter, Julian Struwe, José Cajigal, and Holger Wrede. Stability Margins of Grid-Supporting Converters. In *2021 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*, pages 387–394, 2021.
- [46] Künle, E and Theile, P. and Wagner, C. Entwicklung der Momentanreserve und Abschätzung des Bedarfes an Fast Frequency Response im Europäischen Verbundsystem. Technical report, Energiewirtschaftliches Institut an der Universität zu Köln (EWI), ef.Ruhr GmbH, 2019.
- [47] R. Hesse and D. Turschner and H. Beck. Micro grid stabilization using the virtual synchronous machine (VISMA). *Renewable energy and power quality journal*, 1:676–681, 2009.
- [48] Q. Zhong and G. Weiss. Synchronverters Inverters That Mimic Synchronous Generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1259–1267, 2011.
- [49] J. M. Cajigal-Núñez, P. Winter, H. Wrede, J. Struwe, G. Kuhn, and B. Niemann. Design and Configuration of a Suitable Electrical Energy Storage Device for an MMC-STATCOM with Voltage Source Behavior. In *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 211–218, 2020.
- [50] P. Winter, J. M. Cajigal-Núñez, H. Wrede, and J. Struwe. Analysis of an sDFT-PLL for Grid-Forming Control Methods. In *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pages 323–330, 2020.
- [51] Kundur, P. *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, 1994.
- [52] Salvatore D’Arco, Jon Are Suul, and Olav B. Fosso. A Virtual Synchronous Machine implementation for distributed control of power converters in SmartGrids. *Electric Power Systems Research*, 122:180–197, 2015.
- [53] M. Ebrahimi, S. A. Khajehoddin, and M. Karimi-Ghartemani. An Improved Damping Method for Virtual Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(3):1491–1500, 2019.
- [54] S. Dong and Y. C. Chen. Adjusting Synchronverter Dynamic Response Speed via Damping Correction Loop. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(2):608–619, 2017.
- [55] S. D’Arco and J. A. Suul. Virtual synchronous machines — Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids. In *2013 IEEE Grenoble Conference*, pages 1–7, 2013.
- [56] O. Mo, S. D’Arco, and J. A. Suul. Evaluation of Virtual Synchronous Machines With Dynamic or Quasi-Stationary Machine Models. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(7):5952–5962, 2017.
- [57] T. Kawabata and S. Higashino. Parallel operation of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(2):281–287, 1988.

- [58] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa. Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):136–143, 1993.
- [59] U. Markovic, J. Vorwerk, P. Aristidou, and G. Hug. Stability analysis of converter control modes in low-inertia power systems. In *2018 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe)*, pages 1–6, 2018.
- [60] U. Markovic, O. Stanojev, P. Aristidou, and G. Hug. Partial Grid Forming Concept for 100Systems. In *2018 IEEE Power Energy Society General Meeting (PESGM)*, pages 1–5, 2018.
- [61] Usman Bashir Tayab and Mohd Azrik Bin Roslan and Leong Jenn Hwai and Muhammad Kashif. A review of droop control techniques for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76:717–727, 2017.
- [62] R. Ofir, U. Markovic, P. Aristidou, and G. Hug. Droop vs. virtual inertia: Comparison from the perspective of converter operation mode. In *2018 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, pages 1–6, 2018.
- [63] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, A. Luna, P. Rodriguez, and R. Teodorescu. Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(10):4088–4096, 2009.
- [64] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez. Control of Power Converters in AC Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4734–4749, 2012.
- [65] I. Erlich, A. Korai, and F. Shewarega. Control challenges in power systems dominated by converter interfaced generation and transmission technologies. In *2017 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pages 1–5, 2017.
- [66] Miller N. W. 1st International Workshop on Grid Simulator Testing of Wind Turbine Drivetrains - GE Wind Plant Advanced Controls, 2013. https://www.nrel.gov/grid/assets/pdfs/turbine_sim_12_advanced_wind_plant_controls.pdf (abgerufen am 30.03.2021).
- [67] Enercon GmbH. Enercon wind energy converters technology and service, 2015. https://www.enercon.de/fileadmin/Redakteur/Medien-Portal/broschueren/pdf/en/ENERCON_TuS_en_06_2015.pdf (abgerufen am 30.03.2021).
- [68] C. Schöll and H. Lens. Instability Phenomena in Interconnected Power Systems Caused by Current Limiting of Grid-Forming Converters. *Virtual 19th Wind Integration Workshop*, November 2020.
- [69] M. Sinha, F. Dörfler, B. B. Johnson, and S. V. Dhople. ncovering Droop Control Laws Embedded Within the Nonlinear Dynamics of Van der Pol Oscillators. *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, 4(2):347–358, 2017.
- [70] B. B. Johnson, M. Sinha, N. G. Ainsworth, F. Dörfler, and S. V. Dhople. Synthesizing Virtual Oscillators to Control Islanded Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(8):6002–6015, 2016.
- [71] B. Johnson, M. Rodriguez, M. Sinha, and S. Dhople. Comparison of virtual oscillator and droop control. In *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–6, 2017.

- [72] L. Huang, H. Xin, Z. Wang, K. Wu, H. Wang, J. Hu, and C. Lu. A Virtual Synchronous Control for Voltage-Source Converters Utilizing Dynamics of DC-Link Capacitor to Realize Self-Synchronization. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4):1565–1577, 2017.
- [73] Taouba Jouini, Catalin Arghir, and Florian Dörfler. Grid-Friendly Matching of Synchronous Machines by Tapping into the DC Storage. *IFAC-PapersOnLine*, 49(22):192–197, 2016. 6th IFAC Workshop on Distributed Estimation and Control in Networked Systems NECSYS 2016.
- [74] I. Erlich, A. Korai, T. Neumann, M. Koochack Zadeh, S. Vogt, C. Buchhagen, C. Rauscher, A. Menze, and J. Jung. New Control of Wind Turbines Ensuring Stable and Secure Operation Following Islanding of Wind Farms. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(3):1263–1271, 2017.
- [75] J. Alipoor, Y. Miura, and T. Ise. Distributed generation grid integration using virtual synchronous generator with adoptive virtual inertia. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 4546–4552, 2013.
- [76] M. Li, Y. Wang, H. Zhou, and W. Hu. A phase feedforward based virtual synchronous generator control scheme. In *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 3314–3318, 2018.
- [77] Andreas Binder. *Elektrische Maschinen und Antriebe*, volume 2. Springer-Verlag GmbH Deutschland, 2016.
- [78] X. Xiong, C. Wu, D. Pan, and F. Blaabjerg. An Improved Synchronization Stability Method of Virtual Synchronous Generators Based on Frequency Feedforward on Reactive Power Control Loop. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 1–1, 2021.
- [79] Adolf J. Schwab. *Elektroenergiesysteme*, volume 6. Springer Vieweg, Berlin, Heidelberg, 2020.
- [80] MIGRATE - Horizon2020. MIGRATE – Massive InteGRATION of power Electronic devices – Description of system needs and testcases Deliverable 3.1, 2016. <https://www.h2020-migrate.eu/downloads.html> (abgerufen am 13.04.2021).
- [81] Bundesnetzagentur. Kennzahlen der Versorgungsunterbrechungen Strom, 2020. https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/ElektrizitaetundGas/Unternehmen_Institutionen/Versorgungssicherheit/Versorgungsunterbrechung/Auswertung_Strom/Versorgungsunterbrech_Strom_node.html (abgerufen am 13.04.2021).
- [82] Johannes Teigelkötter. *Energieeffiziente elektrische Antriebe - Grundlagen, Leistungselektronik, Betriebsverhalten und Regelung von Drehstrommotoren*, volume 1. Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [83] Tarek A. Youssef, Aboubakr Salem, Moataz Elsied, Augustin Mpanda Mabwe, Mohammad Ali Yousef Abido, and Osama A. Mohammed. GPS Synchronization of Smart Distributed Converters for Microgrid Applications. *Energies*, 11(4), 2018.
- [84] H.-P. Beck and R. Benger. *Manuskript zur Vorlesung W 8804 Energiesysteme: Elektrische Energieversorgungssysteme*. Institut für Elektrische Energietechnik - Technische Universität Clausthal, 2009.

- [85] Thibault Prevost, Yannick Vernay, Carmen Cardozo, Guillaume Denis, Yihui Zuo, Antonio Zecchino, Zhao Yuan, Rachid Cherkaoui, Mario Paolone, Markel Zubiaga Lazkano, and Juan Jose Valera. Optimal System-Mix Of Flexibility Solutions For European Electricity - Overall Specifications of the Demonstrations, June 2019. <https://www.osmose-h2020.eu/downloads/?wpdmc=wp3-deliverables> (abgerufen am 15.04.2021).
- [86] R. Zhang, J. Fang, and Y. Tang. Inertia Emulation through Supercapacitor Energy Storage Systems. In *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, pages 1365–1370, 2019.
- [87] A. Knobloch, C. Hardt, A. Falk, and T. Buelo. Grid stabilizing control systems for battery storage in inverter-dominated island and public electricity grids. In *Energy Transition in Power Supply - System Stability and System Security; 13th ETG/GMA-Symposium*, pages 1–6, 2019.
- [88] D. Duckwitz, A. Knobloch, F. Welck, T. Becker, C. Gloeckler, and T. Buelo. Experimental Short-Circuit Testing of Grid-Forming Inverters in Microgrid and Interconnected Mode. In *NEIS 2018; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, pages 1–6, 2018.
- [89] Ross Guttromson, Ian Gravagne, Jonathan White, Jonathan Charles Berg, Felipe Wilches Bernal, Joshua Paquette, and Clifford Hansen. Use of Wind Turbine Kinetic Energy to Supply Transmission Level Services. *Sandia National Laboratories and Baylor University*, 3 2018.
- [90] Nicholas Miller, Debra Lew, and Richard Piwko. Technology Capabilities for Fast Frequency Response. *Australian Energy Market Operator*, 2017.
- [91] Sebastian Lehnhoff. *Das europäische Energieversorgungssystem. In: Dezentrales vernetztes Energiemanagement*. Vieweg+Teubner, 2010.
- [92] ENTSO-E. P1 – Policy 1: Load-Frequency Control and Performance [C]. *Continental Europe Operation Handbook*, 2009. https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/pre2015/publications/entsoe/Operation_Handbook/Policy_1_final.pdf (abgerufen am 20.04.2021).
- [93] Verband der Netzbetreiber VDN e.V. beim VDEW. TransmissionCode 2007. *Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber*, 2007.
- [94] ENTSO-E. A1 – Appendix 1: Load-Frequency Control and Performance [E]. *Continental Europe Operation Handbook*, 2004. https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/pre2015/publications/entsoe/Operation_Handbook/Policy_1_Appendix%20_final.pdf (abgerufen am 20.04.2021).
- [95] VDE / FNN. VDE-AR-N 4120:2015-01 Technical requirements for the connection and operation of customer installations to the high-voltage network (TCC High-Voltage). 2015.
- [96] ENTSO-E. Need for synthetic inertia (SI) for frequency regulation. *ENTSO-E guidance document for national implementation for network codes on grid connection*, 2017. https://consultations.entsoe.eu/system-development/entso-e-connection-codes-implementation-guidance-d-4/user_uploads/6---igd-on-si.pdf (abgerufen am 22.04.2021).
- [97] ENTSO-E. High Penetration of Power Electronic Interfaced Power Sources (HPoPEIPS). *ENTSO-E guidance document for national implementation for network codes on grid connection*, 2017. <https://consultations.entsoe.eu/system-development/entso>

- e-connection-codes-implementation-guidance-d-3/user_uploads/igd-high-penetration-of-power-electronic-interfaced-power-sources.pdf (abgerufen am 22.04.2021).
- [98] ENTSO-E. Final Report System Disturbance on 4 November 2006. *union for the co-ordination of transmission of electricity*, 2007. <https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/pre2015/publications/ce/otherreports/Final-Report-20070130.pdf> (abgerufen am 22.04.2021).
- [99] ENTSO-E. System separation in the Continental Europe Synchronous Area on 8 January 2021; 2nd Update. 2021. <https://www.entsoe.eu/news/2021/01/26/system-separation-in-the-continental-europe-synchronous-area-on-8-january-2021-2nd-update/> (abgerufen am 22.04.2021).
- [100] J. Lehner. Anforderungen an das Frequenzverhalten bei Netzauftrennungen Requirements for frequency response in case of system splits. In *Energiewende in der Stromversorgung – Systemstabilität und Systemsicherheit - 12. ETG/GMA-Tagung „Netzregelung und Systemführung“*, page 7, Berlin, September 2017. VDE Verlag.
- [101] Zecheng Li and Guojun Tan. A Black Start Scheme Based on Modular Multilevel Control-High Voltage Direct Current. *Energies*, 11(7), 2018.
- [102] Holger Becker, Akim Naranovich, Tobias Hennig, Alev Akbulut, Denis Mende, Sebastian Stock, and Lutz Hofmann. System restoration using VSC-HVDC connected offshore wind power plant as black-start unit. In *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pages P.1–P.8, 2017.
- [103] Jayachandra N. Sakamuri, Ömer Göksu, Ali Bidadfar, Oscar Saborío-Romano, Anubhav Jain, and Nicolaos A. Cutululis. Black Start by HVdc-connected Offshore Wind Power Plants. In *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, volume 1, pages 7045–7050, 2019.
- [104] R. Denninger, S. Reichert, S. Rogalla, and K. Jalili. Testing Characteristics of Grid Forming Converters Part II: Voltage Source Properties and Contribution to Power Quality. *Virtual 19th Wind Integration Workshop*, November 2020.
- [105] H. Weber and H. Ulrich. *Laplace-, Fourier- und z-Transformation - Grundlagen und Anwendungen*, volume 10. Springer Vieweg, 2017.
- [106] J. Lange and T. Lange. *Fourier-Transformation zur Signal- und Systembeschreibung*, volume 1. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2018.
- [107] DIN EN 50160:2020-11. Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen; Deutsche Fassung EN 50160:2010 + Cor.:2010 + A1:2015 + A2:2019 + A3:2019. 2020.
- [108] IEC. Wind energy generation systems - Part 21-1: Measurement and assessment of electrical characteristics - Wind turbines. *IEC 61400-21-1:2019*, 2019.
- [109] Tobias Neumann and István Erlich. Einspeiseverhalten von umrichterbasierten Erzeugungseinheiten während unsymmetrischer Netzfehler. *Internationaler ETG-Kongress 2013 – Energieversorgung auf dem Weg nach 2050 - Symposium 1: Security in Critical Infrastructures Today*, 2013.
- [110] P. Kundur, J. Paserba, V. Ajjarapu, G. Andersson, A. Bose, C. Canizares, N. Hatziairgiou, D. Hill, A. Stankovic, C. Taylor, T. Van Cutsem, and V. Vittal. Definition and

- classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions. *IEEE Transactions on Power Systems*, 19(3):1387–1401, 2004.
- [111] N. Hatziargyriou, J. V. Milanovic, C. Rahmann, V. Ajjarapu, C. Canizares, I. Erlich, D. Hill, I. Hiskens, I. Kamwa, B. Pal, P. Pourbeik, J. J. Sanchez-Gasca, A. M. Stankovic, T. Van Cutsem, V. Vittal, and C. Vournas. Stability definitions and characterization of dynamic behavior in systems with high penetration of power electronic interfaced technologies. *TR-77 - IEEE Power & Energy Society*, 2020.
- [112] N. Hatziargyriou, J. V. Milanovic, C. Rahmann, V. Ajjarapu, C. Canizares, I. Erlich, D. Hill, I. Hiskens, I. Kamwa, B. Pal, P. Pourbeik, J. J. Sanchez-Gasca, A. M. Stankovic, T. Van Cutsem, V. Vittal, and C. Vournas. Definition and Classification of Power System Stability Revisited Extended. *IEEE Transactions on Power Systems*, pages 1–1, 2020.
- [113] Esmaeil Ebrahimzadeh, Frede Blaabjerg, Xiongfei Wang, and Claus Leth Bak. Harmonic Stability and Resonance Analysis in Large PMSG-Based Wind Power Plants. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(1):12–23, 2018.
- [114] Xiongfei Wang, Frede Blaabjerg, and Weimin Wu. Modeling and Analysis of Harmonic Stability in an AC Power-Electronics-Based Power System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(12):6421–6432, 2014.
- [115] Lingling Fan and Zhixin Miao. Wind in Weak Grids: 4 Hz or 30 Hz Oscillations? *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(5):5803–5804, 2018.
- [116] Lingling Fan. Modeling Type-4 Wind in Weak Grids. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(2):853–864, 2019.
- [117] Deepak Ramasubramanian, Wenzong Wang, Pouyan Pourbeik, Evangelos Farantatos, Anish Gaikwad, Sachin Soni, and Vladimir Chadliev. Positive sequence voltage source converter mathematical model for use in low short circuit systems. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 14:87–97(10), January 2020.
- [118] Pascal Winter, Holger Wrede, Julian Struwe, and José Cajigal. Control Design and Analysis for Grid-Connected Converter Systems with Island Ability. In *2021 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*, pages 364–371, 2021.
- [119] Lennart Harnefors. Analysis of Subsynchronous Torsional Interaction With Power Electronic Converters. *IEEE Transactions on Power Systems*, 22(1):305–313, 2007.
- [120] Nagesh Prabhu and K. R. Padiyar. Investigation of Subsynchronous Resonance With VSC-Based HVDC Transmission Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(1):433–440, 2009.
- [121] Dawei Sun, Xiaorong Xie, Yuquan Liu, Ke Wang, and Meng Ye. Investigation of SSTI Between Practical MMC-Based VSC-HVDC and Adjacent Turbogenerators Through Modal Signal Injection Test. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 32(6):2432–2441, 2017.
- [122] Pascal Winter, Jose M. Cajigal-Nunez, and Holger Wrede. Sub- and Super-Synchronous Characteristic of a Transformer Connected STATCOM Using Grid-Forming Control Method. In *NEIS 2019; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, pages 1–7, 2019.
- [123] Lingling Fan, Rajesh Kavasseri, Zhixin Lee Miao, and Chanxia Zhu. Modeling of DFIG-Based Wind Farms for SSR Analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25(4):2073–2082, 2010.

- [124] C. F. Wagner. Self-excitation of induction motors with series capacitors. *Electrical Engineering*, 60(12):1241–1247, 1941.
- [125] T.V. Cutsem and L. Papangelis. Instability of Voltage Source Converters in weak AC grid conditions : a case study. *IEEE PES General Meeting 2017 DSA Working Group panel; Integration of distribution systems, data assimilation, and advanced modelling into on-line DSA*, 2017. https://orbi.uliege.be/bitstream/2268/213158/1/DSA_panel_Van_Cutsem.pdf (abgerufen am 05.05.2021).
- [126] Saeed Rezaee, Amr Radwan, Mehrdad Moallem, and Jiacheng Wang. Voltage Source Converters Connected to Very Weak Grids: Accurate Dynamic Modeling, Small-Signal Analysis, and Stability Improvement. *IEEE Access*, 8:201120–201133, 2020.
- [127] Salvatore D’Arco, Jon Are Suul, and Olav B. Fosso. Small-signal modelling and parametric sensitivity of a Virtual Synchronous Machine. In *2014 Power Systems Computation Conference*, pages 1–9, 2014.
- [128] Uros Markovic. *Towards reliable operation of converter-dominated power systems: Dynamics, optimization and control*. PhD thesis, ETH Zurich, Zurich, 2020.
- [129] Fernando Briz, David Reigosa, Michael Degner, Pablo García, and Juan Guerrero. Current sampling and measurement in PWM operated AC drives and power converters. pages 2753–2760, 06 2010.
- [130] H. Laird. High Performance Digital Control . *Applied Power Electronics Conference*, 2016. https://cdn2.hubspot.net/hubfs/643059/APEC_Presentation_Hamish_Laird.pdf (abgerufen am 07.05.2021).
- [131] Xi-Fan Wang, Yonghua Song, and Malcolm Irving. *Modern Power System Analysis*, volume 1. Springer Verlag, 2008.
- [132] Holger Lutz and Wolfgang Wendt. *Taschenbuch der Regelungstechnik - mit MATLAB und Simulink*, volume 10. VERLAG EUROPA-LEHRMITTEL, 2014.
- [133] G. Lallement and Daniel Inman. A Tutorial on Complex Eigenvalues. 01 1995.
- [134] Vladimir Hanta and Aleš Procházka. RATIONAL APPROXIMATION OF TIME DELAY. 10 2009.
- [135] Abdul Wahab Korai. *Dynamic performance of electrical power systems with high penetration of power electronic converters: analysis and new control methods for mitigation of instability threats and restoration*. PhD thesis, University of Duisburg-Essen, Feb 2019.
- [136] Martin Horn. Regelungstechnik. *Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik – Technische Universität Graz*, 2015. https://www.tugraz.at/fileadmin/user_upload/Institute/IRT/Skripten/Regelungstechnik_Horn_Juni_2015_.pdf (abgerufen am 18.05.2021).
- [137] Fassahat Ullah Qureshi, Gregor Verbič, Mehdi Garmroodi, Archie Chapman, and Ahmad Shabir Ahmadyar. Using Fast Frequency Response Services to Improve Frequency Stability of Low Inertia Power Systems. In *2018 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pages 1–6, 2018.
- [138] Chong Zhang, Xiongfei Wang, Frede Blaabjerg, Weisheng Wang, and Chun Liu. The influence of phase-locked loop on the stability of single-phase grid-connected inverter. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 4737–4744, 2015.

- [139] Kyoung-Jun Lee, Jong-Pil Lee, Dongsul Shin, Dong-Wook Yoo, and Hee-Je Kim. A Novel Grid Synchronization PLL Method Based on Adaptive Low-Pass Notch Filter for Grid-Connected PCS. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(1):292–301, 2014.
- [140] Liang Wang, Qirong Jiang, and Lucheng Hong. A novel three-phase software phase-locked loop based on frequency-locked loop and initial phase angle detection phase-locked loop. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 150–155, 2012.
- [141] Yijia Cao, Jiaqi Yu, Yong Xu, Yong Li, and Jingrong Yu. An Efficient Phase-Locked Loop for Distorted Three-Phase Systems. *Energies*, 10(3), 2017.
- [142] Xiaoqiang Guo, Weiyang Wu, and Zhe Chen. Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phase-Locked Loop and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1194–1204, 2011.
- [143] R. Bartelt, C. Heising, V. Staudt, and A. Steimel. PLL and DFT feed-forward control for railway single-phase line-converter synchronisation. In *2009 Compatibility and Power Electronics*, pages 217–223, 2009.
- [144] Carsten Heising. *Contributions to simulation and control of power-electronic systems with focus on railway applications*. PhD thesis, Ruhr-University Bochum, 2010.
- [145] Volker Staudt, Axel Rothstein, Daniel Meyer, and Carsten Heising. Dynamic four-quadrant converter control for grid connection of renewable energy sources. In *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 1365–1368, 2015.
- [146] C. Heising, R. Bartelt, V. Staudt, and A. Steimel. Single-phase 50-kW 16.7-Hz four-quadrant line-side converter for railway traction application. In *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pages 521–527, 2008.
- [147] Roman Bartelt. *Contributions to simulation and control of converter-dominated grid systems with focus on MMC-based HVDC systems*. PhD thesis, Ruhr-University Bochum, 2013.
- [148] Stephen Roberts. Lecture 7 - The Discrete Fourier Transform, 2013. <https://www.robots.ox.ac.uk/~sjrob/Teaching/SP/17.pdf> (abgerufen am 28.05.2021).
- [149] Tobias Neumann and István Erlich. Modelling and control of photovoltaic inverter systems with respect to german grid code requirements. In *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pages 1–8, 2012.
- [150] Bernd R. Oswald. *Berechnung von Drehstromnetzen*, chapter Symmetrische Komponenten und Raumzeiger, pages 1–17. Vieweg+Teubner, Wiesbaden, 2009.
- [151] MathWorks GmbH. atan2 - four-quadrant inverse tangent. <https://de.mathworks.com/help/matlab/ref/atan2.html> (abgerufen am 06.07.2021).
- [152] Stefan Geschke. Mathematik I für Studierende der Informatik und Wirtschaftsinformatik (Diskrete Mathematik) im Wintersemester 2015/16, 2015. https://www.math.uni-hamburg.de/home/geschke/teaching/MafI1_15_16/MafI1_Slides4.pdf (abgerufen am 30.03.2021).

- [153] U.A. Miranda, L.G.B. Rolim, and M. Aredes. A DQ Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Converters. In *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pages 1377–1381, 2005.
- [154] R Arun, B Ramkiran, and Ayyapan. Shunt active power filter using Hysteresis and PI control for improving the power quality using MATLAB. In *2015 Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*, pages 1–5, 2015.
- [155] Shuthakini Pulendran and Joseph Euzebe Tate. Hysteresis control of voltage source converters for synchronous machine emulation. In *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pages LS3b.2–1–LS3b.2–8, 2012.
- [156] I. Erlich. Aspekte der Umrichterregelung in AC-Offshore-Netzen. In *Energiewende in der Stromversorgung – Systemstabilität und Systemsicherheit - 12. ETG/GMA-Tagung „Netzregelung und Systemführung“*, page 6, Berlin, September 2017. VDE Verlag.
- [157] Steffen Bernet. *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis*. Springer Vieweg, 2012.
- [158] Mohammad Suwan and István Erlich. Overfrequency limiting control by VSC-HVDC connected offshore WFs. In *2015 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pages 1–5, 2015.
- [159] Aris Gkountaras, Sibylle Dieckerhoff, and Tevfik Sezi. Evaluation of current limiting methods for grid forming inverters in medium voltage microgrids. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1223–1230, 2015.
- [160] Christian Schöll and Hendrik Lens. Impact of Current Limitation of Grid-forming Voltage Source Converters on Power System Stability. *IFAC-PapersOnLine*, 53(2):13520–13524, 2020. 21th IFAC World Congress.
- [161] Friedrich Welck, D. Duckwitz, and C. Gloeckler. Influence of Virtual Impedance on Short Circuit Performance of Virtual Synchronous Machines in the 9-Bus System. In *NEIS 2017; Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, pages 1–7, 2017.
- [162] V. Blasko and V. Kaura. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2):542–550, 1997.
- [163] Yap Hoon, Mohd Amran Mohd Radzi, Muhammad Ammirul Atiqi Mohd Zainuri, and Mohamad Adzhar Md Zawawi. Shunt Active Power Filter: A Review on Phase Synchronization Control Techniques. *Electronics*, 8(7), 2019.
- [164] Harnek Singh, Maneet Kour, Dip Thanki, and Prakash Kumar. A Review on Shunt Active Power Filter Control Strategies. *International Journal of Engineering and Technology(UAE)*, 7:121–125, 09 2018.
- [165] K. Berger. Kurze Theorie der Energieübertragung und ihrer Stabilität. *Bull. Ass. suisse Electr. t. 45 (1954), n° 10*, 1954.
- [166] Min-Sung Kim, Raza Haider, Gyu-Jung Cho, Chul-Hwan Kim, Chung-Yuen Won, and Jong-Seo Chai. Comprehensive Review of Islanding Detection Methods for Distributed Generation Systems. *Energies*, 12(5), 2019.
- [167] Saeed Golestan, Josep M. Guerrero, and Juan C. Vasquez. Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1894–1907, 2017.

- [168] VDE FNN. Spannungseinprägendes Verhalten von HGÜ-Systemen und nichtsynchronen Erzeugungsanlagen mit Gleichstromanbindung - in Ergänzung zur VDE AR-N 4131 für das dynamische Frequenz-Wirkleistungsverhalten und die dynamische Spannungsregelung ohne Blindstromvorgabe. 2020.
- [169] Winfried Reiß. Analysetechniken - der Differenzquotient. <https://groups.uni-paderborn.de/reiss/AnalyseBuch/Analysis/Differentialrechnung/quotient.html> (abgerufen am 04.07.2021).
- [170] Shih-Feng Chou, Chia-Tse Lee, Hsin-Cheng Ko, and Po-Tai Cheng. A Low-Voltage Ride-Through Method With Transformer Flux Compensation Capability of Renewable Power Grid-Side Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(4):1710–1719, 2014.
- [171] 50hertz, Amprion, Tennet, Transnet. Notwendigkeit der Entwicklung netzbildender STATCOM-Anlagen - Positionspapier der Deutschen Übertragungsnetzbetreiber, 2014. https://www.netztransparenz.de/portals/1/Content/Weitere%20Ver%20B6ffentlichungen/4%C3%9CNB_Positionspapier_netzbildende_STATCOM_final.pdf (abgerufen am 06.07.2021).
- [172] Allan Fagner Cupertino, João Victor Matos Farias, Heverton Augusto Pereira, Seleme Isaac Seleme, and Remus Teodorescu. Comparison of DSCC and SDBC Modular Multilevel Converters for STATCOM Application During Negative Sequence Compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(3):2302–2312, 2019.
- [173] Sixing Du, Apparao Dekka, Bin Wu, and Navid Zargari. *Modular Multilevel Converters - Analysis, Control, and Applications*. John Wiley and Sons, 2017.
- [174] Makoto Hagiwara and Hirofumi Akagi. Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7):1737–1746, 2009.
- [175] Hirofumi Akagi. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC). In *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pages 508–515, 2010.
- [176] Makoto Hagiwara, Ryo Maeda, and Hirofumi Akagi. Negative-Sequence Reactive-Power Control by a PWM STATCOM Based on a Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC-SDBC). *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(2):720–729, 2012.
- [177] Hirofumi Akagi, Shigenori Inoue, and Tsurugi Yoshii. Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM With Star Configuration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4):1041–1049, 2007.
- [178] K. Fujii and R.W. De Doncker. A novel DC-link voltage control of PWM-switched cascade cell multi-level inverter applied to STATCOM. In *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, volume 2, pages 961–967 Vol. 2, 2005.
- [179] Xiaojie Shi, Zhiqiang Wang, Leon M. Tolbert, and Fred Wang. A comparison of phase disposition and phase shift PWM strategies for modular multilevel converters. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 4089–4096, 2013.
- [180] H. Wrede, J. Cajigal, and P. Winter. Dynamisches Verhalten eines spannungseinprägend geregelten STATCOM - Dynamic Behavior of a grid-forming controlled STATCOM. In *Energy Transition in Power Supply - System Stability and System Security; 13th ETG/GMA-Symposium*, pages 1–6, 2019.

- [181] Julian Struwe, Pascal Winter, Holger Wrede, and Jose Manuel Cajigal-Nunez. Harmonic Impedance Analysis of a Grid-Connected Converter System with Various Control Methods. In *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1–8, 2021.
- [182] Andrew Isaacs. Study methods for ssci: State-of-the-art, and way forward - ieeepes general meeting, denver co, 2015. <https://www.ieee-pes.org/presentations/gm2015/PESGM2015P-002729.pdf> (abgerufen am 16.07.2021).
- [183] Yunzhi Cheng. Ercot ssc experiences and challenges, 2019. https://www.wecc.org/Administrative/14c_Cheng_ERCOT%20SSR%20Experience%20and%20Challenges_November%202019.pdf (abgerufen am 16.07.2021).
- [184] Xiongfei Wang. Small-Signal Modeling and Stability Analysis of Grid-Converter Interactions - IEEE PEDG 2019 , Xi 'an, China, 2019. https://www.et.aau.dk/digitalAssets/604/604513_pedg2019_tutorial_x.-wang.pdf (abgerufen am 16.07.2021).
- [185] J. M. Cajigal-Núñez, P. Winter, and H. Wrede. Modern Control Method of MMC STAT-COM for Future Power Grids. In *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pages P.1–P.6, 2019.
- [186] MathWorks GmbH. Three-phase dynamic load - implement three-phase dynamic load with active power and reactive power as function of voltage or controlled from external input. <https://de.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/threephasedynamicload.html> (abgerufen am 28.06.2021).

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

1.1	Idealisierte Ersatzschaltbilder zur Verdeutlichung des Einflusses der Regelungsprinzipien auf das Umrichterverhalten. Netzspannungsfolgende (links) und netzspannungsbildende Umrichtersysteme (rechts).	2
1.2	Zeigerdiagramme bei Änderung des Netzspannungsraumzeigers; a) Stromquellenverhalten und b) Spannungsquellenverhalten; Winkel- und Amplitudensprung (Änderung rot hervorgehoben) $u_{Q1} \rightarrow u_{Q2}$ (eigene Darstellung nach [16]).	3
1.3	Schematischer Aufbau einer gesamten Umrichterregelung ohne Berücksichtigung von Modulation und schnellem Umrichterschutz mit der Dynamik 100 ns...50 μ s (eigene Darstellung nach [12, 18]).	3
1.4	Umrichtermodell mit LC-Filter, Zwischenkreis und Primärenergievorgabe.	5
1.5	Signalflussplan einer Phasenregelschleife (PLL) gemäß dem Stand der Technik.	6
1.6	Netzspannungsorientierte Umrichterstromregelung mit komplexer Entkopplung und Spannungsvorsteuerung gemäß dem Stand der Technik.	7
1.7	Anlagenregelung mit netzstützenden Zusatzfunktionalitäten.	9
1.8	$\theta(P)$ -Regelung der virtuellen Synchronmaschine.	12
1.9	$\theta(P)$ -Regelung der virtuellen Synchronmaschine mit Dämpfungsentkopplung durch externe Frequenzidentifikation nach [52].	13
1.10	$\hat{u}(Q)$ -Regelung der virtuellen Synchronmaschine.	14
1.11	$\theta(P)$ -Regelung der Droop-Regelung.	15
1.12	$\hat{u}(Q)$ -Regelung der Droop-Regelung.	16
1.13	Kaskadierte Regelungsstruktur mit Spannungs- und Stromregelkreisen.	17
2.1	Elektrisches Energieversorgungssystem (Spannungsversorgung).	23
2.2	Unsynchrone Parallelschaltung von Erzeugungsanlagen bzw. Spannungsquellen.	24
2.3	Stromraumzeigerverlauf bei synchroner und unsynchroner Energieübertragung.	25
2.4	Leistungspendelungen durch unsynchrone elektrische Versorgungsspannungen.	26
2.5	Schematische Darstellung des Wirkleistungsflusses eines Synchrongenerators.	27
2.6	Schematische Darstellung des Wirkleistungsflusses eines Umrichtersystems.	27
2.7	Schematische Darstellung der Regelleistungsstaffelung mit Erweiterung des Fast Frequency Response (FFR) (eigene Darstellung nach [90, 91]).	28
2.8	Mindestanforderung an die netzseitige Blindleistungsbereitstellung von Erzeugungseinheiten im Höchstspannungsnetz (eigene Darstellung nach [93]).	31
2.9	Schematische Darstellung einer Netzauftrennung.	33
2.10	Netzanschluss eines Umrichtersystems an einer äußeren Netzspannung.	34
2.11	Klassifizierung der Systemstabilität; Erweiterung für hohe Durchdringungen leistungselektronischer Systeme im Versorgungsnetz – rot: Erweiterung; grau: klassische Definitionen (eigene Darstellung nach [111, 112]).	38
2.12	Raumzeigerersatzschaltbild einer doppelt gespeisten Asynchronmaschine (DFIG) für subsynchrone Frequenzen (eigene Darstellung nach [123]).	40
3.1	Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells.	43
3.2	Raumzeigerersatzschaltbild des Netzmodells.	44
3.3	Regelungsstruktur zur Modellierung einer frequenzvariablen Netzspannung.	46
3.4	Regelungsstruktur zur Modellierung einer frequenzvariablen Netzspannung.	47

3.5	Belastungsänderung der modellierten Netzspannungsquelle durch eine Lastzuschaltung mit Impedanzcharakteristik; $\Delta S_g = 0,15 \text{ pu} + j \cdot 0,05 \text{ pu}$	48
3.6	Messwertverarbeitung der Strom- und Spannungsmessung.	50
3.7	Regelungsstruktur der Zwischenkreisspannungsregelung – Ansatz aus [26].	53
3.8	Validierung des Frequenz-Wirkleistungsverhaltens der linearen und nichtlinearen Zustandsraumbeschreibung anhand eines EMT-Referenzmodells.	57
3.9	Validierung des Spannungs-Blindleistungsverhaltens der linearen und nichtlinearen Zustandsraumbeschreibung anhand eines EMT-Referenzmodells.	58
3.10	Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Wirkleistungsarbeitspunktes P^* bei (SCR = 3).	59
3.11	Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Kurzschlussleistungsverhältnisses SCR bei ($P^* = 0,6 \text{ pu}$).	61
3.12	Stabilitätsgrenze bei Variation der Netzstärke SCR und der Dynamik τ_{fPc} der (schnellen) Primärregelung des netzstützenden Umrichtersystems bei verschiedenen initialen Wirkleistungsarbeitspunkten P^*	62
3.13	Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells.	63
3.14	Validierung der Stabilitätsgrenze durch detaillierte EMT-Simulationen.	63
3.15	Stabilitätsgrenze bei Variation der Netzstärke SCR und der Dynamik τ_{fPc} der (schnellen) Primärregelung des netzstützenden Umrichtersystems bei verschiedenen Steigungen der Frequenz-Wirkleistungskennlinie D_{fPc}	64
4.1	Schematische Darstellung des netzspannungsbildenden Regelungsverfahrens.	67
4.2	Netzspannungsidentifikation (NSI); (1): Kurzzeitwischenspeicher.	68
4.3	Signalflussplan der Amplituden- und Winkelsynchronisierung.	71
4.4	Signalflussplan der Frequenzsynchronisierung.	73
4.5	Signalflussplan der Anlagenregelung; Bestandteil der Umrichterregelung.	74
4.6	Innere Umrichterregelungsstruktur, Rücktransformationen und Modulation.	76
4.7	Vergleich der verwendeten Approximation der transzendenten Übertragungsfunktion aus Gleichung (4.57) und den algebraischen Differenzialgleichungen.	85
4.8	Validierung des Frequenz-Wirkleistungsverhaltens anhand eines EMT-Referenzmodells: Änderung des Wirkleistungsreferenzwertes P^*	87
4.9	Validierung des Spannungs-Blindleistungsverhaltens anhand eines EMT-Referenzmodells: Änderung des Blindleistungsreferenzwertes Q^*	87
4.10	Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Wirkleistungsarbeitspunktes P^* bei (SCR = 3).	88
4.11	Analyse der resultierenden Umrichterdynamik bei Änderung des Wirkleistungsreferenzwertes P^* für variable Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s der Synchronisierungseinrichtung in schwachen (oben) und sehr starken Netzen (unten) gemäß [38].	89
4.12	Verlauf relevanter Eigenwerte des linearisierten Zustandsraummodells bei Variation des Kurzschlussleistungsverhältnisses SCR bei ($P^* = 0,6 \text{ pu}$).	91
4.13	Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Netzabtrennung).	92
4.14	Wirk- und Blindleistungsverlauf bei einer Inselnetzbildung durch Netzabtrennung; netzspannungsbildendes (NSB) und netzspannungsfolgendes (NSF) Umrichtersystem; Visualisierung von NSF bei $t = 20,1 \text{ s}$ abgebrochen (Instabilität).	92
4.15	Wirk- und Blindleistungsverlauf des Umrichtersystems bei resistiver (ohmscher) Laständerung im Inselbetrieb »Stand-Alone-Betrieb«.	93
4.16	Stromverlauf des Umrichtersystems bei resistiver (ohmscher) Laständerung im Inselbetrieb »Stand-Alone-Betrieb«.	94
4.17	Umrichterleistung P_{U+} und resultierende Netzfrequenz, repräsentiert durch f_s , bei Laständerung ΔP_L im Inselnetzbetrieb mit variablen Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s	94
4.18	Isolierter Amplitudengang der Netzspannungsidentifikation (NSI) im Vergleich zu einer Referenz SRF-PLL mit anwendungsspezifischer Parametrierung.	97

4.19	Auswirkungen der Netzspannungsidentifikation auf die Modulationsspannung bei verzerrter Netzspannung: $\hat{u}_{h=3} = 0.15$ pu, $\hat{u}_{h=5} = 0.15$ pu, $\hat{u}_{h=7} = 0.1$ pu.	98
5.1	Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Lastverteilung).	100
5.2	Verläufe der Netz-, Umrichter- und Verbraucherleistung bei sprungförmiger Änderung des Verbraucherleistungsbedarfs.	100
5.3	Umrichterleistungen bei Winkelsprung der Netzspannung $\Delta\theta_{g0} = -10^\circ$ mit SCR = 3 und variabler Trägheitsvorgabe \mathcal{K}_s	101
5.4	Umrichterleistungen bei Amplitudensprung der Netzspannung $\Delta\hat{u}_{g0} = -0.1$ pu mit SCR = 3 und variabler Trägheitsvorgabe \mathcal{K}_s	101
5.5	Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Netzfehler).	102
5.6	Umrichterstrombegrenzung bei symmetrischem Spannungseinbruch (Fall 1).	103
5.7	Umrichterstrombegrenzung bei unsymmetrischem Spannungseinbruch.	105
5.8	Umrichterstrombegrenzung bei symmetrischem Spannungseinbruch (Fall 2).	106
5.9	Schematische Darstellung des Netz- und Umrichtermodells (Umrichternetz).	107
5.10	Laständerung im Umrichternetz – zwei netzbildende Umrichtersysteme (oben), ein netzfolgendes und ein netzbildendes Umrichtersystem (unten).	107
5.11	Topologie des verwendeten SDBC-MMC-STATCOM Systems – gepulstes IGBT- oder Mittelwertmodell der Submodule.	109
5.12	Signalfussplan der Energieregulation zur Wirkleistungsreferenzwertgenerierung.	111
5.13	Signalfussplan der Phasenbalancierung sowie des Zirkulationsstromreglers.	112
5.14	Signalfussplan der individuellen Balancierung der Submodulspannungen.	113
5.15	Umrichterleistungen bei Blindleistungsreferenzveränderung $\Delta Q^* = 0,6$ pu mit SCR = 4, ohne Statik und variabler Amplitudensynchronisierung $\mathcal{K}_s(\hat{u}_s)$	114
5.16	Verhalten des SDBC-STATCOM mit netzspannungsbildender Regelung bei Laständerungen; Leistungen (oben), gemittelte Submodulspannungen (unten).	116
5.17	Real- und Imaginärteil der harmonischen Umrichterimpedanz $\underline{Z}_{Uf}(f)$ bei frequenzselektiver Anregung und netzspannungsbildender Regelung.	118
5.18	Real- und Imaginärteil der harmonischen Umrichterimpedanz $\underline{Z}_{Uf}(f)$ bei frequenzselektiver Anregung und netzspannungsfolgender Regelung.	119
5.19	Komponenten der harmonischen Umrichterimpedanz $\underline{Z}_{Uf}(f)$ bei frequenzselektiver Anregung und netzspannungsfolgender Regelung ohne Messtotzeiten.	119
5.20	Resultierende Spannungsamplitude \hat{u}_{Qf} bei frequenzselektiver Anregung.	120
A.1	Validierung der detaillierten Padé-Approximation für die Analyse der Eigenschaften bei verzerrter Netzspannung.	133
B.1	Validierung der Modellbildung der Netzspannungsidentifikation (NSI).	135
B.2	Validierung der Modellbildung der SRF-PLL.	135
B.3	Umrichterleistung P_{U+} und resultierende Netzfrequenz, repräsentiert durch f_s , bei Laständerung ΔP_L im Inselnetzbetrieb mit variablen Trägheitsvorgaben \mathcal{K}_s	136
B.4	Wirk- und Blindleistungen – Mitsystem-, Augenblicks- und Referenzleistung – des Umrichtersystems bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).	137
B.5	Netzspannung \mathbf{u}_g bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).	138
B.6	Wirk- und Blindleistungen – Mitsystem-, Augenblicks- und Referenzleistung – des Umrichtersystems bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).	138
B.7	Netzspannung \mathbf{u}_g bei symmetrischem Fehlerfall (3p-LVRT).	139
B.8	Wirk- und Blindleistungen – Mitsystem-, Augenblicks- und Referenzleistung – des Umrichtersystems bei unsymmetrischem Fehlerfall (2p-LVRT).	139
B.9	Netzspannung \mathbf{u}_g bei unsymmetrischem Fehlerfall (2p-LVRT).	140
B.10	Umrichterstrom- und Netzspannungsverläufe im Gegensystem (2p-LVRT).	140

TABELLENVERZEICHNIS

1.1	Terminologie zu Umrichterverhalten, Regelungsprinzip und Regelungsverfahren. . .	4
2.1	Maßnahmen zur Frequenzhaltung im Verbundsystem [9, 92, 93, 94, 95].	30
2.2	Zuordnung der Systemanforderungen zum klassifizierten Umrichterverhalten. . .	41
3.1	Algorithmus zur Definition der Stabilitätsgrenzen (Darstellung orientiert an [128]).	62
A.1	Netz- und Umrichterparameter regen. Erzeugungsanlagen [19, 45, 51, 118]	129
A.2	Netz- und Umrichterparameter für MMC-Systeme [19, 45, 49, 51, 118, 180, 181, 185]	130
A.3	Parameter der netzspannungsfolgenden Regelung [45]	131
A.4	Zusätzliche Regelungsparameter für MMC-STATCOM-Systeme	131
A.5	Parameter der netzspannungsbildenden Regelung [118]	132
A.6	Simulationsparameter	132

DuEPublico

Duisburg-Essen Publications online

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Offen im Denken

ub | universitäts
bibliothek

Diese Dissertation wird via DuEPublico, dem Dokumenten- und Publikationsserver der Universität Duisburg-Essen, zur Verfügung gestellt und liegt auch als Print-Version vor.

DOI: 10.17185/duepublico/75784

URN: urn:nbn:de:hbz:465-20220325-161406-4

Alle Rechte vorbehalten.