

Universität  
Rostock



Traditio et Innovatio

**Kurzzeitverhalten von  
leistungselektronisch angekoppelten  
Verbrauchern mit frequenzabhängiger  
netzdienlicher Regelung**

**Dissertation**

zur

Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik

der Universität Rostock

vorgelegt von  
Thomas Rump  
aus Rostock

Rostock, 2019



Dieses Werk ist lizenziert unter einer  
Creative Commons Namensnennung - Nicht kommerziell - Keine Bearbeitungen 4.0  
International Lizenz.

**Gutachter:**

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel, Universität Rostock
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher, Techn. Universität Braunschweig
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Lijun Cai, Universität Rostock

Datum der Einreichung: 18.01.2019

Datum der Verteidigung: 19.06.2019

# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Universität Rostock.

Hiermit möchte ich mich bei allen bedanken, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben. Ganz besonders danke ich Herrn Professor Dr.-Ing. Hans-Günter Eckel für die fachliche Betreuung und das entgegengebrachte Vertrauen. Ebenso danke ich Professor Dr.-Ing. Walter Schumacher von der TU Braunschweig und Professor Dr.-Ing. Lijun Cai von der Universität Rostock für die Übernahme des zweiten und dritten Gutachtens.

Bei den Mitarbeitern des Instituts für Elektrische Energietechnik bedanke ich mich für die vielfältige Unterstützung, die fachlichen Diskussionen und das angenehme Arbeitsumfeld. Insbesondere meine Bürokollegen Magdalena Gierschner, Patrick Münster, Quang Tien Tran, Jan Runge, Cord Prignitz und Christian Neumann haben diese Zeit unvergesslich gemacht.

Für die Korrektur meiner Arbeit danke ich meiner Mutter, Anne-Katrin und Hans Henning Baatz, Eik Schmidt, Nadine Labudda und Christoph Müller.

Zu guter Letzt möchte ich mich bei meinen Eltern Eva und Hartmut, meiner Freundin Anne-Katrin und meinen Freunden für ihr Verständnis bedanken.

# Kurzfassung

Elektrische Verbraucher tragen zum stabilen Betrieb von elektrischen Energieversorgungsnetzen bei. Sind die Verbraucher über Leistungselektronik mit dem Netz verbunden, ist der positive Beitrag jedoch vermindert bzw. nicht vorhanden. Aus diesem Grund wurde in der Literatur eine Vielzahl von Zusatzregelungen vorgestellt, die dieser Art von elektrischen Lasten ein netzdienliches Verhalten verleihen. Die bisherigen Untersuchungen konzentrieren sich auf langsame Vorgänge im Netz im Bereich von Minuten bis Stunden und verwenden stark vereinfachte Modelle der Verbraucher.

In Ergänzung dazu wird in dieser Arbeit untersucht, wie sich leistungselektronisch angekoppelte Lasten im Kurzzeitbereich von Sekundenbruchteilen bis wenige Minuten verhalten. Für niederfrequente Schwingungen und transiente Vorgänge im Netz werden die Auswirkungen auf die Netzstabilität sowie den Verbraucher selbst betrachtet. Dies erfolgt anhand zweier exemplarischer Lasttypen, einem Batterieladegerät eines Elektroautos und einer Umwälzpumpe in einem Gebäudeheizungssystem. Die Verbraucher sind mit einer netzdienlichen Zusatzregelung ausgestattet, die beim Ladegerät den Batteriestrom und beim Pumpenantrieb die Drehzahl proportional zur Veränderung der Netzfrequenz anpasst. Die Untersuchung bedient sich der Kleinsignalanalyse und Zeitbereichssimulation anhand detaillierter linearer und nichtlinearer Modelle der beiden Lasten.

Es hat sich herausgestellt, dass die Art und Weise der Netzfrequenzmessung entscheidend für das Kurzzeitverhalten der Lasten ist und unter ungünstigen Umständen die Dämpfung des Umrichtersystems so weit reduziert ist, dass es zur Instabilität kommt. In Bezug auf Frequenzpendelungen ergibt sich eine dämpfende Wirkung für niedrige Frequenzen unterhalb von 5 Hz. In diesem Bereich ist die Frequenzmessung maßgeblich, so dass sich das Verhalten von Ladegerät und Pumpenantrieb ähnelt.

Im Gegensatz dazu reagiert der Pumpenantrieb bei transienten Vorgängen wie einem Spannungswinkelsprung aufgrund der größeren Zeitkonstanten des drehzahlgeregelten Antriebs und des hydraulischen Systems deutlich träger als das Ladegerät. Das Verlassen des sicheren Betriebsbereiches kann durch Stellgrößenbegrenzungen wirksam verhindert werden.

Für den Fall eines Leitungskurzschlusses wurde mittels eines vereinfachten Modells eines ausgedehnten Verbundnetzes gezeigt, dass bei einem hohen Anteil an Umrichterlasten deren Ausstattung mit einer netzdienlichen Zusatzregelung die Systemdämpfung deutlich verbessert. Letztere ist in diesem Fall vergleichbar mit dem Netzbetrieb ohne Umrichterlasten.

# Abstract

Electrical loads contribute to the stable operation of electrical power systems. This positive contribution is reduced or not existent for loads with a power-electronics-based grid interface. For that reason, a number of additional control schemes have been proposed in literature to enhance this type of load for grid support. Research has so far focussed on power system phenomenons with a long time range of minutes up to hours together with the utilization of strongly simplified load models.

Therefore, this work examines the behavior of converter-based loads during a shorter time range of subseconds to a few minutes. The impact on power system stability and the consumer itself is considered for power system transients and low-frequency oscillations. Two different load types are used as an example, a battery charger for an electrical vehicle and a circulation pump of a building heating system. The consumers are equipped with an additional control scheme for grid support. In case of the battery charger the control changes the battery current directly proportional to deviations in grid frequency. The rotational speed is adapted in the same way for the pump drive. Detailed linear and nonlinear load models are developed and used for small-signal analysis and time domain simulation.

It came to light that the grid frequency measurement is crucial for the short time behavior of the loads. Under adverse conditions the damping of the converter system is reduced, which can even lead to instability. Low-frequency oscillation damping is provided below 5 Hz. In this frequency range the frequency measurement determines the load behavior. Therefore the battery charger and the circulation pump show a similar behavior.

On the contrary, for transients like a voltage phase angle jump, the pump drive shows a significantly slower response than the battery charger. This is due to the longer time constants of the speed-variable drive and the hydraulic system. Limitations of the manipulated variables can keep the loads within safe operating conditions.

In the case of a high proportion of converter loads in a power system, the grid supporting control can significantly improve system damping to a level comparable with a power system without converter loads. This has been shown for a transmission line short-circuit in a reduced-order wide-area power system model.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Erweiterte Problemstellung</b>	<b>3</b>
2.1. Netzstabilität . . . . .	3
2.2. Elektrische Verbraucher . . . . .	6
2.2.1. Zusammensetzung der elektrischen Last im Netz . . . . .	6
2.2.2. Auswahl geeigneter Lasttypen . . . . .	7
2.3. Lastseitiger Beitrag zur Netzstabilität . . . . .	10
2.3.1. Lastabwurf . . . . .	10
2.3.2. Virtuelle Synchronmaschine . . . . .	12
2.3.3. Electric Spring . . . . .	13
2.3.4. Netzfrequenzabhängige Verfahren . . . . .	15
2.3.5. Verfahren für Ladegeräte und Pumpenantriebe . . . . .	18
2.3.6. Diskussion und Auswahl eines Regelverfahrens . . . . .	21
<b>3. Modellbildung</b>	<b>24</b>
3.1. Bezugsgrößen . . . . .	24
3.2. Batterieladegerät . . . . .	25
3.2.1. Umrichtereingangsstufe . . . . .	26
3.2.2. Batterie . . . . .	27
3.2.3. DC/DC-Wandler . . . . .	30
3.2.4. PFC-Regelung . . . . .	30
3.3. Pumpenantrieb . . . . .	38
3.3.1. Regelung . . . . .	39
3.3.2. Hydraulisches System . . . . .	41
3.4. Netzfrequenzmessung . . . . .	44
3.4.1. SP-PLL . . . . .	45
3.4.2. SRF-PLL . . . . .	47
3.4.3. DDSRF-PLL . . . . .	48
3.4.4. SOGI-PLL . . . . .	49
3.4.5. SOGI-FLL . . . . .	50
3.4.6. DSOGI-FLL . . . . .	51
3.4.7. Periodendauermessung . . . . .	51
3.4.8. Zwischenkreisspannungsauswertung . . . . .	54
3.4.9. Experimentelle Überprüfung . . . . .	55
3.5. Netzmodell: 2-Area-System . . . . .	63

## *Inhaltsverzeichnis*

3.6. Lineare Zustandsraummodelle . . . . .	64
3.6.1. Einführung . . . . .	64
3.6.2. Netzseitiger Umrichter . . . . .	67
3.6.3. Frequenzmessung . . . . .	72
3.6.4. Pumpenantrieb . . . . .	76
3.6.5. Verkopplung zum Umrichtergesamtmodell . . . . .	81
3.6.6. Leitung . . . . .	85
3.6.7. Umrichter am starren Netz . . . . .	86
<b>4. Kleinsignalverhalten</b>	<b>89</b>
4.1. Netzspannung mit fester Amplitude und Frequenz . . . . .	89
4.1.1. Batterieladegerät . . . . .	89
4.1.2. Pumpenantrieb . . . . .	94
4.2. Netzspannung mit fester Amplitude und veränderlicher Frequenz .	96
4.2.1. Netzseitiger Umrichter . . . . .	97
4.2.2. Pumpenantrieb . . . . .	98
4.2.3. Frequenzmessung . . . . .	103
4.2.4. Gesamter Umrichter am Netz . . . . .	103
<b>5. Großsignalverhalten</b>	<b>108</b>
5.1. Stationäres Verhalten . . . . .	108
5.2. Frequenzeinbruch . . . . .	109
5.3. Frequenzrampe . . . . .	111
5.4. Spannungseinbruch . . . . .	115
5.5. Phasenwinkelsprung . . . . .	116
5.6. Auswirkungen auf das hydraulische System . . . . .	118
5.6.1. Druckstoß . . . . .	120
5.6.2. Geräuschemission . . . . .	121
<b>6. Umrichterbetrieb im Netz</b>	<b>122</b>
6.1. 1 MW-Umrichter . . . . .	123
6.2. 550 MW-Umrichter . . . . .	125
<b>7. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>130</b>
<b>A. Modellbildung: 2-Area-System</b>	<b>132</b>
<b>B. Modellvalidierung</b>	<b>133</b>
<b>Literatur</b>	<b>140</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Zerfall des europäischen Verbundnetzes am 04.11.2006 . . . . .	4
2.2. Netzfrequenzpendelung im europäischen Verbundnetz am 19.02.2011 . . .	5
2.3. Veränderung des Verbraucherselbstregeleffekt . . . . .	9
2.4. Schaltungstopologien der Electric Spring . . . . .	14
3.1. Schematischer Aufbau des Batterieladegeräts . . . . .	25
3.2. verschiedene Batteriemodelle . . . . .	28
3.3. Übertragungsverhalten des stat. und dynam. Batteriemodells . . . . .	31
3.4. Mittelwertmodell des Batterieladegeräts . . . . .	32
3.5. Regelungsstruktur der PFC-Stufe . . . . .	32
3.6. Struktur der Stromregelung . . . . .	34
3.7. Bodediagramm der offenen Kette des Stromregelkreises . . . . .	34
3.8. Eingangsstufe der Umrichterlast . . . . .	35
3.9. Blockschaltbild des Umrichters mit Zwischenkreisspannungsregelung . . .	37
3.10. Bodediagramm der offenen Kette des Spannungsregelkreises . . . . .	38
3.11. Schematischer Aufbau des Pumpenantriebs . . . . .	39
3.12. Volumenstromabhängige Differenzdruckregelung in geschlossenen hydraulischen Systemen . . . . .	39
3.13. Regelungsstruktur des Pumpenantriebs . . . . .	40
3.14. Drehzahlregelkreis des Pumpenantriebs . . . . .	40
3.15. Blockdiagramm des hydraulischen Systems . . . . .	43
3.16. Der stationäre Arbeitspunkt des hydraulischen Systems . . . . .	44
3.17. Schematischer Aufbau der einphasigen Phasenregelschleife . . . . .	46
3.18. Schematischer Aufbau der SRF-PLL . . . . .	47
3.19. Schematischer Aufbau der DDSRF-PLL . . . . .	48
3.20. Schematischer Aufbau der SOGI-PLL . . . . .	50
3.21. Schematischer Aufbau der SOGI-FLL . . . . .	50
3.22. Schematischer Aufbau der DSOGI-FLL . . . . .	52
3.23. Prinzipschaltbild der Periodendauermessplatine . . . . .	53
3.24. Messplatine . . . . .	53
3.25. Veränderter SOGI-QSG der IOSG-SOGI-PLL . . . . .	54
3.26. Prinzipschaltbild des Messaufbaus für die PLL- und FLL-Verfahren . . .	55
3.27. Oberwellenbehaftete Netzspannung . . . . .	57
3.28. DSOGI-FLL-Frequenz für oberwellenbehaftete Spannung . . . . .	58
3.29. Frequenzmessung für konstante Grundfrequenz und oberwellenbehaftete Spannung . . . . .	59
3.30. Frequenzmessung am Umrichterspannungszwischenkreis . . . . .	60



## Abbildungsverzeichnis

3.31. Frequenzmessung bei einem Frequenzsprung . . . . .	60
3.32. Frequenzmessung bei einer Frequenzpendelung . . . . .	61
3.33. Frequenzmessung bei einem Phasensprung . . . . .	62
3.34. Frequenzmessung bei einem unsymmetrischen Netzfehler . . . . .	62
3.35. Vereinfachte Darstellung des 2-Area-System . . . . .	64
3.36. Zwischenkreisspannungsregler . . . . .	68
3.37. Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell für eine sprungför- mige Änderung von $\Delta p_A$ um 5 % zur Zeit $t = 2$ s . . . . .	71
3.38. Kleinsignalmodell der SOGI-PLL . . . . .	73
3.39. Tiefpass zweiter Ordnung für Frequenzmessung . . . . .	74
3.40. vereinfachtes Blockdiagramm des Pumpenantriebs . . . . .	77
3.41. einphasiges Ersatzschaltbild der Leitung . . . . .	85
3.42. einphasiges Ersatzschaltbild des Umrichters am starren Netz mit Innen- impedanz . . . . .	86
4.1. Umrichterlast mit Zusatzregelung am starren Netz . . . . .	90
4.2. Batteriestrom beim Betrieb des Ladegeräts am starren Netz; $Z_N = j0,5$ , $k_{\omega i} = 60 \text{ \%}/\text{Hz} \cdot f_{bez}$ , $f_{TP} = 5$ Hz . . . . .	90
4.3. Eigenwerte beim Betrieb des Ladegeräts am starren Netz mit $f_{TP} = 5$ Hz und $k_{\omega i} = \{0 \dots 60\} \text{ \%}/\text{Hz} \cdot f_{bez}$ . . . . .	92
4.4. $k_{\omega i}$ als Funktion der Dämpfung und der Netzimpedanz für $R_N = 0$ . . . . .	93
4.5. Eigenwerte des Ladegeräts für $Z_N = j0,1$ , $k_{\omega i} = \{0 \dots 60\} \text{ \%}/\text{Hz} \cdot f_{bez}$ und $f_{TP} = \{2, 3, 4, 5, 7, 9\}$ Hz . . . . .	93
4.6. Drehzahl beim Betrieb des Pumpenantriebs am starren Netz; $Z_N = j0,5$ , $k_{\omega n} = 9 \text{ \%}/\text{Hz} \cdot f_{bez}$ , $f_{TP} = 5$ Hz . . . . .	94
4.7. Eigenwerte des Pumpenantriebs am starren Netz mit $k_{\omega n} = \{0 \dots 10\} \text{ \%}/\text{Hz} \cdot$ $f_{bez}$ . . . . .	96
4.8. $k_{\omega n}$ als Funktion von $\zeta$ und $L_N$ ( $R_N = 0$ ) . . . . .	97
4.9. Übertragungsfunktion $G(s) = \Delta p_{KI} / \Delta p_A$ des netzseitigen Umrichters oh- ne netzdienliche Regelung ( $k_{\omega i} = k_{\omega n=0}$ ) . . . . .	99
4.10. Vereinfachtes Blockdiagramm des Pumpenantriebs . . . . .	99
4.11. Übertragungsfunktion $G(s) = \Delta p_w / \Delta n$ des hydraulischen Systems . . . . .	100
4.12. Kenngrößen des Übertragungsverhaltens des hydraulischen Systems $\Delta p_w / \Delta n$ entsprechend Abb. 4.11 . . . . .	102
4.13. Übertragungsverhalten des gesamten Pumpenantriebs $\Delta p_A / \Delta n^*$ mit der Ausgangskonfiguration von $P_0 = 0,6$ , $T_N = 100$ ms und $T_M = 10$ ms . . . . .	104
4.14. Übertragungsfunktion $G(s) = \Delta \omega_f / \Delta \omega_{Netz}$ der Frequenzmessung für ver- schiedene Werte der Tiefpassfiltereckfrequenz $f_{TP}$ . . . . .	105
4.15. Übertragungsverhaltens der gesamten Umrichterlast $\Delta p_{KI} / \Delta \omega_{Netz}$ für ver- schiedene Verstärkungen und Arbeitspunktleistungen . . . . .	107
5.1. Verhalten des Ladegeräts und des Pumpenantriebs bei einer stationären Frequenzabweichung . . . . .	110
5.2. Verhalten der Umrichterlast bei einem Frequenzeinbruch . . . . .	112

## Abbildungsverzeichnis

5.3.	Verhalten der Umrichterlast bei einem schnellen Frequenzabfall . . . . .	113
5.4.	Stationärer Fehler der Frequenzbestimmung als Funktion der Frequenz- änderungsrate für verschiedene Werte der Tiefpasseckfrequenz . . . . .	115
5.5.	Verhalten der Umrichterlast bei einem Spannungseinbruch . . . . .	117
5.6.	Verhalten der Umrichterlast bei einem Spannungswinkelsprung . . . . .	119
5.7.	Druckveränderung im hydraulischen System bei einer schnellen Änderung der Strömungsgeschwindigkeit . . . . .	121
6.1.	4-Generatoren-Modell ohne Umrichterlast bei Auftreten eines Kurzschluss in der Doppelleitung . . . . .	124
6.2.	1 MW-Umrichter während eines Kurzschluss im Netz . . . . .	126
6.3.	Vergleich verschiedener Lastkonfigurationen Teil 1 . . . . .	127
6.4.	Vergleich verschiedener Lastkonfigurationen Teil 2 . . . . .	129
B.1.	Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell des netzseitigen Um- richters . . . . .	134
B.2.	Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell der SOGI-PLL . . . .	135
B.3.	Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell der SOGI-PLL mit Tiefpassfilter . . . . .	135
B.4.	Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell des Pumpenantriebs .	136
B.5.	Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Umrichtermodell ohne Netz- impedanz . . . . .	137
B.6.	Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Umrichtermodell inkl. Netz- impedanz . . . . .	137
B.7.	Vergleich des Übertragungsverhaltens des linearen und des nichtlinearen Modells für den Pumpenantrieb . . . . .	138
B.8.	Vergleich des Übertragungsverhaltens des linearen und des nichtlinearen Modells für das Batterieladegerät . . . . .	139

# Tabellenverzeichnis

2.1. Elektrischer Energieverbrauch nach Verbrauchertypen in Japan 2005 . . . .	8
2.2. Verkaufsanteile von Umrichterantrieben <7,5 kV A . . . . .	8
3.1. Kennwerte des EMV-Filters . . . . .	26
3.2. Kennwerte des Hochsetzstellers . . . . .	27
3.3. Batterieparameter . . . . .	28
3.4. verwendete Parameter des Stromregelkreises . . . . .	34
3.5. verwendete Parameter des Spannungsregelkreises . . . . .	38
3.6. Parameter des Drehzahlregelkreises . . . . .	41
3.7. Parameter des hydraulischen Systems . . . . .	44
3.8. Parameter der SP-PLL . . . . .	46
3.9. Parameter der SRF-PLL . . . . .	47
3.10. Parameter der DDSRF-PLL . . . . .	49
3.11. Parameter der SOGI-PLL . . . . .	49
3.12. Parameter der SOGI-FLL . . . . .	51
3.13. Parameter der DSOGI-FLL . . . . .	51
3.14. Parameter der IOSG-SOGI-PLL . . . . .	55
3.15. Oberschwingungsanteile der Testspannung . . . . .	56
3.16. Grenzfrequenz des Tiefpass 2. Ordnung . . . . .	58
4.1. Eigenwerte des linearen Systems beim Betrieb des Ladegeräts am starren Netz; $Z_N = j0,5$ , $k_{\omega i} = 60 \%/Hz \cdot f_{bez}$ , $f_{TP} = 5 \text{ Hz}$ . . . . .	91
4.2. Betrag der Partizipationsfaktoren für das Eigenwertpaar $\lambda_{6,7}$ und die Zu- ordnung der Zustandsgrößen . . . . .	91
4.3. Eigenwerte des linearen Systems beim Betrieb des Pumpenantriebs am starren Netz; $Z_N = j0,5$ , $k_{\omega n} = 9 \%/Hz \cdot f_{bez}$ , $f_{TP} = 5 \text{ Hz}$ . . . . .	95
4.4. Betrag der Partizipationsfaktoren für das Eigenwertpaar $\lambda_{8,9}$ und die Zu- ordnung der Zustandsgrößen . . . . .	95
A.1. Systemparameter des 2-Area-System . . . . .	132
A.2. Lastflussberechnung des 2-Area-System . . . . .	132

# Abkürzungsverzeichnis

DDSRF-PLL	decoupled double synchronous reference frame - phase locked loop
DSOGI-PLL	double second order generalized integrator - phase locked loop
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
ES	electric spring
FLL	frequency locked loop
HSS	Hochsetzsteller
IOSG-SOGI-PLL	improved orthogonal signal generator SOGI-PLL
PDM	Periodendauermessung
PFC	power factor correction
PLL	phase locked loop
PSS	power system stabilizer
PT <sub>1</sub>	Verzögerungsglied 1. Ordnung
PWM	Pulsweitenmodulation
SOGI-FLL	second order generalized integrator - frequency locked loop
SOGI-PLL	second order generalized integrator - phase locked loop
SP-PLL	single phase - phase locked loop
SRF-PLL	synchronous reference frame - phase locked loop
THD	total harmonic distortion
TP	Tiefpass
VCO	voltage controlled oscillator
VSM	virtuelle Synchronmaschine
WEA	Windenergieanlage

# 1. Einleitung

Die hohe Verfügbarkeit elektrischer Energie ist eine wichtige Voraussetzung für das Funktionieren der heutigen Gesellschaft. Die Verteilung der Energie von den Erzeugern zu den Verbrauchern gelingt durch ausgedehnte Verbundsysteme, die eine Versorgung auch bei Auftreten lokaler Störungen sicherstellen. In den vergangenen Jahrzehnten hat sich deren Struktur und Betriebsweise verändert und der Anteil von Einspeisern und Lasten, die über Leistungselektronik an das Netz angekoppelt sind, ist deutlich angestiegen. Es ergibt sich eine stärkere Netzbelastung, die Systemdämpfung sinkt und das Risiko einer ungewollten Auftrennung in kleinere Teilnetze mit hohen Frequenzgradienten und -abweichungen steigt.

Es ist bekannt, dass das transiente und Kleinsignalverhalten von direkt am Netz betriebenen Lasten in diesem Kurzzeitbereich von Sekundenbruchteilen bis wenige Minuten wichtig für die Netzstabilität ist. Deshalb wurde eine Vielzahl von Konzepten netzdienlicher Zusatzregelungen für Umrichterlasten vorgestellt, die den Betriebspunkt so verändern, dass sich ein positiver Beitrag zur Stabilität ergibt.

Die bisherige Forschung konzentriert sich auf längere Zeitbereiche von vielen Minuten bis Tagen und vernachlässigt die spezifischen Eigenschaften der Lasten bzw. bildet diese stark vereinfacht ab. Andere Veröffentlichungen beschäftigen sich mit dem dynamischen Verhalten von Umrichtern am Netz, ohne die Möglichkeit eines netzdienlichen Verhaltens zu berücksichtigen.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen diese Fachbereiche miteinander verbunden und das Kurzzeitverhalten von Umrichterlasten mit netzdienlicher Zusatzregelung untersucht werden. Dabei werden sowohl die Auswirkungen auf das Netz als auch auf den einzelnen Verbraucher betrachtet und ein vertieftes Verständnis für die Wirkungsweise und Dimensionierung der netzdienlichen Regelung in Verbindung mit der Umrichterlast entwickelt.

Dafür werden für zwei konkrete Verbrauchertypen, die exemplarisch für einen bedeutenden Anteil der verbrauchten elektrischen Energie stehen, detaillierte nichtlineare Modelle in Matlab Simulink und lineare mathematische Modelle erstellt. Aus der Literatur wird ein Konzept für eine netzdienliche Zusatzregelung ausgewählt, das für den Kurzzeitbereich geeignet, robust, einfach zu implementieren und bei vielen Umrichtertopologien anwendbar ist. Die Beeinflussung des normalen Betriebs der Anwendung soll so gering wie möglich sein. Kurzfristige, seltene Einschränkungen des Nutzerkomforts sind zulässig, eine Beschädigung des Geräts muss jedoch verhindert werden. Anhand von Zeitbereichssimulationen und Kleinsignalanalyse wird das Verhalten der Umrichterlast in verschiedenen Netzsituationen sowie die Rückwirkung auf das Netz untersucht.

Die Aspekte der Netzstabilität, die in dieser Arbeit betrachtet werden, sind in Kapitel 2 näher erläutert. Weiterhin wird ein Überblick über die Zusammensetzung der

## 1. Einleitung

elektrischen Verbraucher im Netz gegeben und eine Auswahl von zwei exemplarischen Anwendungen als Repräsentanten geeigneter Verbrauchertypen für eine netzdienliche Zusatzregelung getroffen. Für diese Verbraucher wird anschließend nach Vorstellung relevanter Varianten dieser Zusatzregelungen ein Regelungskonzept ausgewählt

In Kapitel 3 werden die nichtlinearen Modelle des Batterieladegeräts, des Pumpenantriebs und der Frequenzmessung inkl. der Dimensionierung der Hardware und der Reglerauslegung beschrieben und daraus die linearen Modelle für die Kleinsignalanalyse abgeleitet. Für die Frequenzmessung wird eine Auswahl verschiedener Verfahren implementiert und anhand von Messergebnissen an einem Laborteststand eine geeignete Variante ausgewählt. Des Weiteren wird ein abstraktes Modell eines elektrischen Energieversorgungsnetzes vorgestellt.

Die Kleinsignaleigenschaften der beiden Lasttypen werden in Kapitel 4 behandelt. Hierfür wird zunächst anhand der Eigenwerte und Partizipationsfaktoren das Verhalten eines Umrichters an einem starren Netzknoten unter Variation der Netzimpedanz und der Parameter der netzdienlichen Zusatzregelung untersucht. Anschließend wird das Verhalten der Einzelkomponenten der beiden Verbraucher bei Netzpendelungen im Bereich von 0,03 Hz bis 50 Hz betrachtet und darauf aufbauend das Gesamtübertragungsverhalten bzgl. der Auswirkung auf die aufgenommene Wirkleistung abgeleitet.

Das Großsignalverhalten, für den stationären und transienten Fall, ist Gegenstand von Kapitel 5. Anhand von Zeitbereichssimulationen wird die Reaktion der Last auf Frequenzeinbrüche, schnelle Frequenzveränderungen, Spannungseinbrüche und Phasenwinkelsprünge betrachtet. Darauf aufbauend werden mögliche Auswirkungen auf das hydraulische System des Pumpenantriebs diskutiert.

Mit Hilfe eines vereinfachten Verbundnetzmodells werden in Kapitel 6 Simulationen zum Betrieb der Umrichterlasten bei einem Kurzschluss mit nachfolgender Netzpendelung durchgeführt. Hier werden zunächst die Umrichterlasten unter den realistischen Verläufen von Spannungsamplitude und -frequenz bei geringem Umrichteranteil, d.h. rückwirkungsfrei, untersucht. Anschließend wird die Interaktion zwischen Verbraucher mit Zusatzregelung und Verbundnetz, d.h. bei hohem Umrichteranteil, betrachtet.

Es folgt die Zusammenfassung der wichtigsten Aspekte der Arbeit sowie ein Ausblick zu möglichen weiterführenden Untersuchungen.

## 2. Erweiterte Problemstellung

### 2.1. Netzstabilität

Im europäischen Verbundnetz und anderen elektrischen Energieversorgungsnetzen sind verschiedene Entwicklungen beobachtbar, die deren Struktur und Betrieb verändern. So wird der Stromhandel zunehmend liberalisiert, mit dem Ziel, den Wettbewerb zwischen den Erzeugern zu erhöhen und die Kosten für elektrische Energie zu senken. Dies hat eine Entkopplung der geografischen Lage von Einspeisung und Verbrauch zur Folge. Ebenso gewinnen kurzfristige Verträge für die Bereitstellung elektrischer Energie und der Handel von Stromkontingenten in 15 min-Intervallen an der Börse an Bedeutung. Weiterhin werden vermehrt erneuerbare Energiequellen im Netz installiert. Diese weisen eine schwankende Einspeisung und eine ungleichmäßige geografische Verteilung im Netz auf. So befindet sich ein Großteil der Windenergieanlagen in Deutschland im Norden, während die großen Verbraucherzentren im Süden des Landes liegen. Insgesamt führen die genannten Aspekte zu hohen, sich schnell ändernden, schwer vorhersagbaren Leistungstransiten über weite Strecken und über Regelzonengrenzen hinaus. Damit einhergehend ist ein umfangreicher Ausbau des Netzes erforderlich, welcher jedoch bisher aufgrund langwieriger Planungsprozesse und geringer Akzeptanz in der Bevölkerung nicht in ausreichendem Maße stattgefunden hat. Das Netz wird dadurch zunehmend näher an seiner Stabilitätsgrenze betrieben. Beim Auftreten von Netzfehlern wie dem Ausfall eines Betriebsmittels steigt damit das Risiko eines Netzausfalls oder einer Auftrennung des Verbundsystems in kleinere Netzgebiete [1].

Sollte es zu einer solchen ungewollten plötzlichen Auftrennung kommen, weisen die verbliebenen Teilnetze aufgrund der hohen Leistungstransite ein großes Leistungsungleichgewicht auf. Dies hat Auswirkungen auf die Frequenzhaltung. Die Frequenzänderungsrate in einem Netz bestimmt sich zum einen aus der Leistungsbilanz und zum anderen aus der Summe der rotierenden Massen der angeschlossenen Maschinen. Da zunehmend konventionelle Generatoren durch erneuerbare Energien ersetzt werden, entfällt die mechanische Schwungmasse bzw. ist durch einen Umrichter vom Netz entkoppelt, d.h. die effektive Schwungmasse im Netz sinkt [2, 3]. Solange das Verbundnetz als Ganzes besteht, ist dies kein Problem, bei kleineren Netzinselfen kann sich dieser Effekt jedoch deutlich bemerkbar machen [4]. Ein hohes Leistungsungleichgewicht in Verbindung mit einer geringeren aggregierten Schwungmasse führt somit zu hohen Frequenzänderungsraten. Da die Primärregelung und bei schwerwiegenden Ereignissen der Unterfrequenzlastabwurf nur verzögert wirken, resultieren daraus hohe Frequenzabweichungen.

Als konkretes Beispiel kann ein Ereignis im europäischen Verbundnetz am 4. November 2006 angeführt werden. Hier gab es aufgrund von Energiehandel und Windeinspeisung einen bedeutenden Leistungsfluss von Ost nach West. Nach einer fehlerhaft vorgenom-

## 2. Erweiterte Problemstellung

menen manuellen Abschaltung einer Hochspannungsleitung in Norddeutschland war das (n-1)-Kriterium im betroffenen Gebiet verletzt. Nachdem sich eine weitere Leitung wegen Überlastung abgeschaltet hatte, verteilte sich der Lastfluss auf die übrigen Leitungen, die nun ebenfalls überlastet waren. Nach einer Reihe automatischer Abschaltungen zerfiel das Verbundnetz in drei Teile mit jeweils großen Leistungsungleichgewichten. Die Frequenz konnte in allen Teilgebieten abgefangen werden, wobei sich eine Über- und zwei Unterfrequenzinseln bildeten (Abb. 2.1). Mehrere Millionen Haushalte waren zeitweise ohne Versorgung.

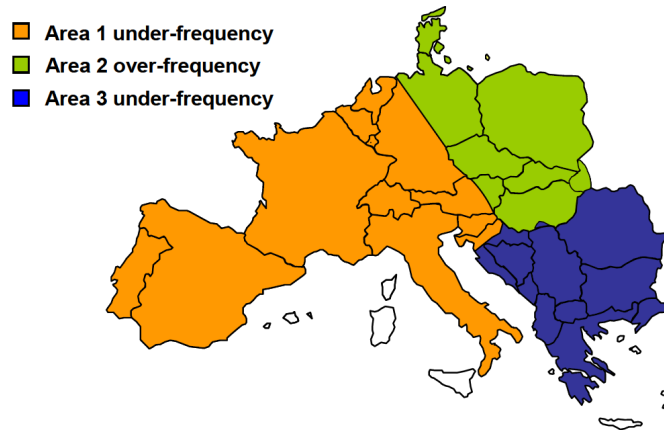


Abbildung 2.1.: Zerfall des europäischen Verbundnetzes am 04.11.2006 [1]

Basierend auf Marktsimulationen wurde in [2] für das Gebiet 2 in Abbildung 2.1 berechnet, dass Leistungsungleichgewichte bis 60 % bezogen auf die lokale Verbraucherleistung und einer fiktiven resultierenden Frequenzänderungsrate von 4 Hz/s realistisch und Ungleichgewichte mit mehr als 15 % und 1 Hz/s häufig gegeben sind.

Wichtig für den Netzbetrieb ist neben der transienten Stabilität die statische bzw. Kleinsignalstabilität. Ist die Dämpfung im System unzureichend, können langsame elektromechanische Schwingungen auftreten, bei denen ein Generator oder ein Teilnetz gegen ein anderes Netzgebiet pendelt. Laut [5] beträgt die Frequenz dieser Netzpendelungen im europäischen Verbundnetz typischerweise 0,2 Hz bis 1,5 Hz.

Abbildung 2.2 zeigt die Frequenzverläufe verschiedener Messstationen in Europa für eine etwa 15 min anhaltende Netzpendelung mit einer Frequenz von 0,25 Hz am 19. Februar 2011. Die Schwingung begann und verschwand ohne erkennbare Ursache wie z.B. der Ausfall einer Leitung oder eines Kraftwerks. Ein Untersuchungsbericht [6] der ENTSO-E kommt zu dem Schluss, dass sich durch die Veränderung der Erzeugerstruktur in Folge der Fahrplananpassung zum Stundenwechsel in Verbindung mit einer Schwachlastsituation insbesondere mit einem sehr geringen Anteil an Industrielasten die Dämpfung im System so verschlechterte, dass sich eine lang anhaltende Schwingung ausbilden konnte. Dabei pendelten die nördlichen gegen die südlichen Netzgebiete. In letzteren waren auch die größten Frequenzabweichungen von ca.  $\pm 100$  mHz beobachtbar, wohingegen im mittleren Teil hohe Wirkleistungspondelungen mit  $\pm 150$  MW auftraten.



## 2. Erweiterte Problemstellung

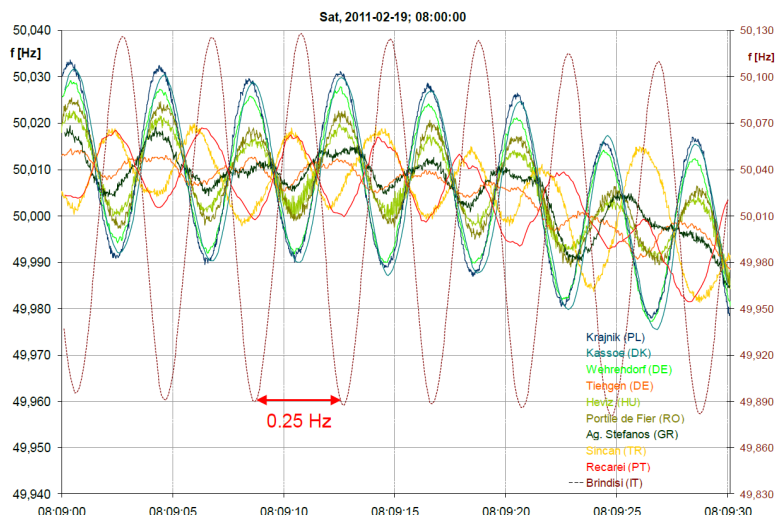


Abbildung 2.2.: Netzfrequenzpendelung im europäischen Verbundnetz am 19.02.2011 [6]

Im Fokus des Netzbetriebs stehen in der Regel die Erzeuger. Es ist jedoch bekannt, dass elektrische Verbraucher ebenso einen wichtigen Einfluss haben. Die aufgenommene Leistung ändert sich in Abhängigkeit der aktuellen Netzspannung und -frequenz, was als Verbraucherselbstregelleffekt bezeichnet wird. Dieser unterstützt die kraftwerkseitige Primärregelung und ist besonders bei Ereignissen mit hoher Frequenzabweichung außerhalb des normalen Betriebsbereichs von Bedeutung [7]. Weiterhin beeinflussen Lasten die Dämpfung von Netzpendelungen. Ob diese verbessert oder abgeschwächt wird, hängt neben der Charakteristik und Dynamik der Last auch von weiteren Faktoren wie Netztopologie, Betriebspunkt oder geografischer Lage der Last in einem Netz ab [8, 9, 10, 11].

Ebenso wie bei den Erzeugern, werden elektrische Verbraucher verstärkt über Umrichter an das Netz angeschlossen. Dabei handelt es sich einerseits um neue Anwendungen wie LED-Beleuchtung. Andererseits werden damit Verbraucher ersetzt, die zuvor direkt am Netz betrieben wurden, z.B. Lüfter- und Pumpenantriebe. Bei letzteren lässt sich durch eine Ausstattung mit einem drehzahlvariablen Antrieb viel Energie einsparen, da diese einen Großteil des Jahres im Teillastbetrieb arbeiten. Im Gegensatz zu direkt betriebenen Lasten weisen umrichterbasierte Verbraucher eine verminderte bzw. keine Abhängigkeit der aufgenommenen Leistung von der aktuellen Netzspannung und -frequenz auf. Wie zuvor beschrieben, wirkt sich der verringerte Verbraucherselbstregelleffekt negativ auf die Beherrschung von transienten Ereignissen aus und verändert die Systemdämpfung.

Leistungselektronisch gekoppelte Lasten, die mit einer netzdienlichen Zusatzregelung ausgestattet sind, haben das Potential, einen positiven Beitrag zur Gesamtsystemstabilität zu leisten. Um die Auswirkungen auf den Netzbetrieb und den einzelnen Verbraucher abschätzen zu können, muss daher das Kurzzeitverhalten dieser Lasten bekannt sein.

## 2.2. Elektrische Verbraucher

In diesem Abschnitt sollen umrichterbasierte elektrische Verbraucher identifiziert werden, die mit einer netzdienlichen Zusatzregelung ausgestattet werden und die Stabilität des Netzes im betrachteten Kurzzeitbereich unterstützen können. Zunächst wird dafür die grundsätzliche Zusammensetzung der elektrischen Last im Netz und der Anteil der umrichtergekoppelten Lasten betrachtet. Prinzipiell eignen sich Verbraucher mit einer Steuerung oder einer Regelung mit langer Streckenzeitkonstanten, so dass eine kurzzeitige Änderung des Betriebspunktes, z.B. durch Anpassung der aufgenommenen Leistung, nicht sofort wieder ausgeglichen wird. Außerdem darf die netzdienliche Zusatzregelung den Nutzerkomfort nicht oder nur unwesentlich einschränken und das Gerät nicht beschädigen. Zu guter Letzt soll der quantitative Effekt, den eine Ausstattung der betrachteten umrichtergekoppelten Lasten mit einer solchen Zusatzregelung auf das Verbundnetz hätte, abgeschätzt werden.

### 2.2.1. Zusammensetzung der elektrischen Last im Netz

Aufgrund der großen Anzahl an das Netz angeschlossener Lasten sowie der großen Unterschiede bzgl. Leistungsaufnahme, Technologie, Lebensdauer, räumlicher Verteilung usw. sind nur wenige detaillierte und vollständige Informationen verfügbar. In der Regel wird in Untersuchungen zur Verbraucherstruktur der Energieverbrauch nach Sektoren (z.B. Industrie, Haushalt,...) oder Verbrauchergruppen (z.B. Heizen, Kühlen, Beleuchtung, ...) aufgeschlüsselt [12]. Hiermit ist z.B. die Identifikation von Energieeinsparpotentialen möglich, so dass gesetzliche Rahmenbedingungen entsprechend angepasst werden können. Weiterhin gab es in den 80er und 90er Jahren umfangreiche Messungen der Verbraucher in Verteilnetzen, z.B. [13], die insbesondere für Netzbetreiber von Interesse sind. Dabei steht nicht ein einzelner Verbraucher im Fokus, sondern das aggregierte Verhalten aller Lasten eines Teilnetzes bzgl. Spannungs- und Frequenzänderungen.

Eine Zuordnung der Anwendungen und der verwendeten Technologie soll hier deshalb am Beispiel des japanischen Netzes aus dem Jahr 2005 erfolgen, für das eine detaillierte Aufschlüsselung in [14] enthalten ist (Tab. 2.1).

Motoren verbrauchen über die Hälfte der Energie. Ein großer Unterpunkt sind dabei Motoren für die industrielle Produktion. Die angegebenen Anteile sind vergleichbar mit der europäischen Union. Hier werden in [15, S.7] für die EU-15 für 2004 ein Anteil von 55% für die Bereitstellung mechanischer Energie bzw. 28% für mechanische Energie im Industriesektor angegeben. Ob Motoren für die industrielle Produktion für eine netzdienliche Regelung geeignet sind, hängt von der jeweiligen Anwendung ab. Die größten Verbrauchergruppen stellen Pumpen, Lüfter und Kompressoren dar [15, S.11], die in der Regel unempfindlich gegenüber kurzzeitigen Veränderungen sind. Die thermische Zeitkonstante bzw. der Flüssigkeitsspeicher des Systems ist in diesen Fällen so groß, dass Änderungen im Sekundenbereich für den Nutzer nicht spürbar sind. Antriebe mit präziser Drehzahl- oder Drehmomentregelung wie bei Werkzeugmaschinen sind dagegen ungeeignet.

Alle weiteren Bereiche der Motoren sind ebenfalls durch Pumpen, Lüfter und Kom-

## 2. Erweiterte Problemstellung

pressoren gekennzeichnet und eignen sich daher prinzipiell für eine netzdienliche Zusatzregelung.

Tabelle 2.1 enthält keine Angaben zum Anteil der drehzahlgeregelten Antriebe. In [15, S.53] wird davon ausgegangen, dass 2007 etwa 20 % der Antriebe eine elektronische Antriebsregelung aufwiesen. Bei den verkauften Einheiten waren 2004 etwa 30 % mit einem Umrichter ausgestattet mit steigender Tendenz. Die Autoren von [16] sehen einen deutlich geringeren Anteil bei den Verkaufszahlen (Tab. 2.2), gehen aber ebenso von einem starken Wachstum aus. Das Einsparpotential ist groß, da viele Anwendungen meist im Teillastbetrieb arbeiten. Gleichzeitig sinken die Kosten für Umrichter.

Ein weiterer großer Teil der elektrischen Energie wird für Beleuchtung verwendet. Davon waren 2005 nur noch etwa 10 % Glühbirnen. Der Rest sind aus Netzsicht elektronische bzw. nichtlineare Lasten. Je nach verwendeter Technologie ist es hier prinzipiell möglich, die Leuchtintensität der Lampe und damit die Leistungsaufnahme kurzfristig zu ändern. Allerdings ist anzunehmen, dass schon geringe Änderungen vom Nutzer als störend wahrgenommen werden.

Etwa 10 % der elektrischen Energie wird zum Heizen verwendet. Dabei handelt es sich um ohmsche Verbraucher, die meist nur ein- bzw. ausgeschaltet werden können, so dass die entnommene Energie über die Einschaltdauer eingestellt wird.

IT- und Bürogeräte sind elektronische Lasten. Sie besitzen keine nennenswerten Energiespeicher, so dass eine Modulation der Wirkleistung nicht ohne eine Einschränkung der Funktion möglich ist.

Ein relativ großer Anteil von 14,7 % sind nicht kategorisierbare Anwendungen. Hier sind weitere Informationen notwendig, um zu entscheiden, ob eine netzdienliche Regelung möglich ist.

Insgesamt lässt sich damit der Anteil der für eine netzdienliche Regelung geeigneten Lasten an der Leistungsaufnahme im Netz abschlägig auf 50 % bis 80 % beziffern.

### 2.2.2. Auswahl geeigneter Lasttypen

Für die Untersuchung des Kurzzeitverhaltens von umrichtergespeisten Verbrauchern soll eine Umwälzpumpe eines Gebäudeheizungssystem als Untersuchungsgegenstand dienen. Die aufgenommene Leistung lässt sich kontinuierlich ändern und eine kurzzeitige Über- oder Unterversorgung hat aufgrund der großen thermischen Zeitkonstante von Gebäuden keine Auswirkung auf den Nutzer. Eine Information über den Anteil der drehzahlgeregelten Pumpen liegt nicht vor, es ist allerdings davon auszugehen, dass dieser signifikant ist bzw. in den kommenden Jahren stark steigen wird, da die Umwälzpumpe außer an einzelnen kalten Wintertagen im Teillastbetrieb arbeitet und damit das Energieeinsparpotential groß ist. Weiterhin steht dieser Verbrauchertyp exemplarisch für Umrichterlasten mit rotierenden Komponenten und damit für einen großen Teil der verbrauchten Energie. Insbesondere für andere Pumpen und Lüfter, die eine ähnliche Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik sowie vergleichbare Zeitkonstanten aufweisen, ist anzunehmen, dass sich deren Verhalten ähnelt und die Untersuchungsergebnisse übertragbar sind.

In [15] wird der Verbrauch von Umwälzpumpen in Heizungsanlagen für die EU-15 im Jahr 2004 mit 41 TWh (1,7 %) und für Deutschland für 2001 mit 20 TWh (4 %)

## 2. Erweiterte Problemstellung

Tabelle 2.1.: Elektrischer Energieverbrauch nach Verbrauchertypen in Japan 2005 [14]

(<sup>1</sup>: Ventilatoren, Wasser- und Abwasserpumpen, Aufzüge und Rolltreppen

<sup>2</sup>: Sekundärpumpen für Kalt- und Heißwassertransport, Klimatechnik, Gebläsekonvektoren

<sup>3</sup>: Kühlwasserpumpen, Primärpumpen für Kalt- und Heißwassertransport)

Kategorie	Unterkategorie	Anteil	Summe
Motoren	industrielle Produktion	24,8 %	57,3 %
	industrielle Klimatechnik	4,7 %	
	Gewerbebereich <sup>1</sup>	8,1 %	
	Wärmetransport im Gewerbebereich <sup>2</sup>	5,5 %	
	Hilfsbetriebe für Wärmequellen im Gewerbebereich <sup>3</sup>	2,8 %	
	Klimatechnik im privaten Sektor	7 %	
	Kühlung im privaten Sektor	4,4 %	
Beleuchtung	Leuchtstofflampen	9,9 %	13,6 %
	Hochdruckentladungslampen	2,1 %	
	Halogenlampen	0,3 %	
	Glühlampen	1,3 %	
Heizen			9,5 %
IT	Monitore	1,6 %	4,8 %
	Serverspeicher	2,2 %	
	Personalcomputer	0,2 %	
	Netzwerkgeräte	0,8 %	
Büro			0,1 %
Sonstiges			14,7 %
Gesamt			100 %

Tabelle 2.2.: Verkaufsanteile von Umrichterantrieben <7,5 kV A [16]

Jahr	2000	2012	2020
Anteil	8 %	22 %	44 %

## 2. Erweiterte Problemstellung

geschätzt. Basierend darauf ist für Deutschland entsprechend (2.1) in Abbildung 2.3 vereinfacht der Einfluss des Durchdringungsgrades  $P_z$  und der gewählten Wirkleistung-Netzfrequenz-Statik  $k_{pfz}$  bei der Ausstattung von Umwälzpumpenantrieben mit einer netzdienlichen Zusatzregelung auf den Verbraucherselbstregeleffekt  $k_{pf}$  dargestellt. Letzterer liegt derzeit in Europa zwischen 1 und 2 %/Hz [7, 17, 18]. Die Verringerung des Selbstregeleffekts durch den Austausch von Direkt- durch Umrichterantriebe ohne Zusatzregelung wird nicht betrachtet, beträgt aber für Deutschland maximal 0,12 %/Hz.

Eine spürbare Beeinflussung des Verbraucherselbstregeleffekts von mehr als 0,1 %/Hz wird beispielsweise bei einem Durchdringungsgrad von 100 %, bezogen auf alle Umwälzpumpenantriebe, mit einer Verstärkung von  $k_{pfz} > 2,5$  %/Hz oder entsprechend bei 50 % mit  $k_{pfz} > 5$  %/Hz erreicht. Es wird deutlich, dass schon bei teilweiser Ausstattung aller Umwälzpumpen unter Anwendung moderater Verstärkungsfaktoren eine signifikante Veränderung möglich ist. Bezogen auf Europa würde der Effekt entsprechend des niedrigeren Anteils am Gesamtenergieverbrauch geringer ausfallen.

$$\Delta k_{pf} = 4\% \cdot k_{pfz} \cdot P_z \quad (2.1)$$

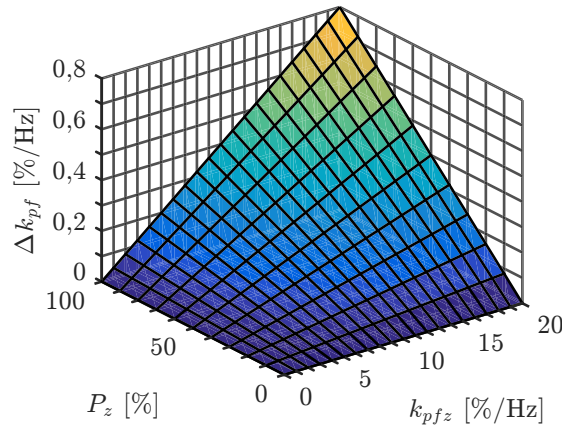


Abbildung 2.3.: Veränderung des Verbraucherselbstregeleffekt (Deutschland) durch die Ausstattung von umrichterbasierten Umwälzpumpen mit einer netzdienlichen Zusatzregelung

Bezieht man nicht nur Umwälzpumpen in Heizungsanlagen ein, ergibt sich ein bedeutend größeres Potential. So waren für die EU-15 im Jahr 1998 bei der mechanischen Energie in Industrie und tertiärem Sektor Pumpen für 20 % und Lüfter für 18 % des Verbrauchs verantwortlich [15]. Weitere Möglichkeiten ergeben sich bei Kompressoren für Druckluft- (17 %) und Kälteanlagen (11 %).

Neben der Heizungsumwälzpumpe soll das Kurzzeitverhalten des Batterieladegerät eines Elektroautos untersucht werden. Die aufgenommene Leistung ist ebenfalls kontinuierlich veränderbar und der Einfluss auf den Ladezustand der Batterie und die Ladedauer sind vernachlässigbar, solange die Änderungen nur im Sekundenbereich stattfinden. Die Untersuchungsergebnisse lassen sich auf andere Arten von Batterieladegeräten und

## 2. Erweiterte Problemstellung

im weitesten Sinn auf andere rein elektronische Lasten ohne rotierende Massen übertragen. Damit die eigentliche Funktion nicht durch eine netzdienliche Zusatzregelung beeinträchtigt wird, bieten sich für letztere ebenfalls Anwendungen mit einer Form von Energiespeicher an.

Der Anteil von Elektroautobatterieladegeräten am Verbrauch elektrischer Energie wird in Studien derzeit nicht gesondert aufgeführt. Die Anzahl der neu zugelassenen Elektroautos ist bekannt [19, 20], hieraus lässt sich jedoch ohne genaue Kenntnis der Ladekapazität und -häufigkeit kein Energieverbrauch ableiten. Es ist davon auszugehen, dass Elektroautos derzeit nur einen geringen Anteil aufweisen und damit auch der Einfluss auf die Netzstabilität gering ist. Dennoch wird mittelfristig von einem starken Anstieg ausgegangen, so dass Ladegeräte von E-Autos mindestens zu den Spitzenzeiten einen wichtigen Verbrauchertyp darstellen werden [21].

### 2.3. Lastseitiger Beitrag zur Netzstabilität

In diesem Abschnitt wird eine Auswahl an Verfahren vorgestellt, mit denen elektrische Verbraucher zum stabilen Netzbetrieb im Sekunden- bzw. Minutenbereich beitragen können. Dazu zählen u.a. verschiedene Formen des Lastabwurfs, das Prinzip der virtuellen Synchronmaschine und der elektrischen Feder (Electric Spring), netzfrequenzabhängige Methoden sowie sonstige Verfahren speziell für Ladegeräte und Pumpenantriebe. Anschließend werden die Vor- und Nachteile der Verfahren diskutiert und eine geeignete netzdienliche Regelung für die Heizungsumwälzpumpe und das Batterieladegerät ausgewählt.

Ein Überblick über relevante Konzepte mit Fokus auf langsamere Zeiträume, wie die Teilnahme am Regelleistungsmarkt, strompreisbasierter Verbrauch oder Spitzenlastmanagement wird z.B. in [22] und [23] gegeben.

Grundsätzliche Überlegungen zum Einfluss von Umrichterlasten mit frequenzabhängiger Wirkleistungsregelung sowie Messergebnisse für einen U/f-gesteuerten Motorantrieb wurden in [24] vorgestellt.

#### 2.3.1. Lastabwurf

Seit Jahrzehnten ist der Unterfrequenzlastabwurf ein bewährter Bestandteil bei der Beherrschung kritischer Netzsituationen. Kommt es infolge eines schwerwiegenden Fehlers, wie z.B. eines Generatorsausfalls oder einer Teilnetzbildung, zu einem schnellen Frequenzabfall, der durch die Momentanreserve, den Netzselbstregeleffekt und die Primärregelung nicht auf den normalen Betriebsbereich begrenzt werden kann, werden stufenweise elektrische Verbraucher abgeschaltet bis das Leistungsungleichgewicht ausgeglichen und die Frequenz stabilisiert ist. Für die betroffenen Verbraucher kommt dies einem Stromausfall gleich. Dies wird jedoch in Kauf genommen, um einen Ausfall des Gesamtsystems zu verhindern. Die konkrete Umsetzung der Lastabschaltung obliegt dem Netzbetreiber. Eine Übersicht verschiedener Implementierungen von Abschaltplänen für eine Auswahl an Netzen ist in [25] enthalten.

## 2. Erweiterte Problemstellung

Für Kontinentaleuropa wurden in [26] technische Rahmenbedingungen für die Übertragungsnetzbetreiber vorgegeben. Demnach sollen die Lasten in 6 bis 10 Stufen von maximal 10 % in einem Bereich von 49 Hz bis 48 Hz abgeschaltet werden, wobei die Summe aller Lasten 45 %  $\pm$  7 % der Gesamtlast betragen soll. Für die einzelnen Stufen wird ein Abstand von 100 mHz bis 200 mHz empfohlen. Zur Realisierung werden an ausgewählten Lastknoten entsprechende Unterfrequenzrelais installiert. Dabei ist auf eine möglichst gleichmäßige geographische Verteilung im Netz zu achten und der mittlere Leistungsfluss miteinzubeziehen. Da zunehmend Einspeiser an die niederen Netzebenen angeschlossen werden, kann es vorkommen, dass sich der Leistungsfluss umkehrt und die Abschaltung dieses Netzknoten das Leistungsungleichgewicht weiter vergrößert. Neben festen Frequenzwerten kann auch die Frequenzänderungsrate zu Beginn der Störung in die Abschaltentscheidung einbezogen werden, um eine schnellere Reaktion zu ermöglichen [26, 25].

In den letzten Jahren wurde des Weiteren eine Vielzahl erweiterter Lastabwurfverfahren vorgestellt. Nachfolgend wird eine Auswahl dieser Methoden betrachtet.

In [27] wird das Ausmaß einer Störung anhand des aktuellen Frequenzwertes und der Frequenzänderungsrate zwischen den einzelnen Frequenzschwellwerten bewertet. Basierend darauf wird die Menge der abzuwerfenden Lasten, die an einem gemeinsamen Netzknoten angeschlossen sind, bestimmt. Sobald die Frequenz wieder innerhalb des erlaubten Bereichs ist, werden die Lasten automatisch zugeschaltet. Die Frequenz wird mittels einer Phasenregelschleife (PLL - phase locked loop) bestimmt. Die Parameter wurden so eingestellt, dass sich ein filternder Effekt einstellt. Die Funktion wird anhand von Simulationen nachgewiesen.

Für das Netz einer Steinmühle im Inselbetrieb wird ein Verfahren in [28, 29] vorgestellt. Aufgrund der geringen Schwungmasse der mit Gasturbinen angetriebenen Generatoren kommt es hier bei der Zuschaltung großer Verbraucher dynamisch zur Instabilität. Daher sollen unwichtige Lasten in diesem Fall kurzzeitig ab- und nach Erreichen des neuen stationären Zustands wieder zugeschaltet werden. Die entsprechenden Lasten werden an einem gemeinsamen Netzknoten angeschlossen. Eine Recheneinheit bestimmt aus der lokal gemessenen Frequenz und Wirkleistung die Menge der abzuwerfenden Last und den Zeitpunkt des Wiederzuschaltens, der in der Regel wenige Sekunden nach Eintritt des Ereignisses liegt. Es werden Ergebnisse aus Simulation und mittels eines Laborteststands vorgestellt.

Ein weitergehendes Verfahren wird in [30] beschrieben. Hier werden in einer zentralen Recheneinheit sämtliche Informationen über den Zustand eines Industrienetzes ausgewertet, z.B. die aktuelle Leistung von Generatoren und Verbrauchern, Schalterstellungen usw.. Darauf aufbauend kann bei Bedarf sofort der notwendige Lastabwurf bestimmt und die Information per Glasfaserkabel mit minimaler Verzögerung an die einzelnen Lasten weitergeleitet werden.

In [31] stehen unkritische Verbraucher im Verteilnetz im Fokus, wie z.B. Warmwasserboiler, Kühlschränke oder Klimaanlage. Als Eingangssignal dient die lokal gemessene Frequenz. Mittels eines aggregierten Modells des jeweiligen Netzes wird das Frequenzverhalten nachgebildet und daraus die Menge der abzuwerfenden Last abgeleitet. Die Parametrisierung des Modells erfolgt durch einen lernenden Online-Algorithmus. Ers-

te Simulationsergebnisse bestätigen die Wirkungsweise. Die Autoren gehen nicht darauf ein, wie die Information zur Abschaltung an den einzelnen Verbraucher übermittelt wird.

### 2.3.2. Virtuelle Synchronmaschine

Synchronmaschinen werden nahezu von Beginn an erfolgreich für die Einspeisung in elektrische Energieversorgungsnetze genutzt. Das Betriebsverhalten wurde umfassend untersucht und Regelungs- und Schutzkonzepte von Synchronmaschinen und Netz wurden aneinander angepasst. Es erscheint daher sinnvoll, auch auf umrichterbasierte Einspeiser durch eine entsprechende Regelung das Verhalten einer Synchronmaschine zu übertragen.

In [32] wurde 2007 mit dem Konzept der VISMA erstmals eine Implementierung dieser sogenannten virtuellen Synchronmaschinen (VSM) vorgestellt. Mittlerweile hat die VSM in der Wissenschaft eine weite Verbreitung erlangt, so dass es eine Vielzahl verschiedener Varianten gibt. Ein Überblick über die unterschiedlichen Konzepte und deren Unterschiede wird in [33] gegeben. Ebenso wird in [33] nachgewiesen, dass VSMs unter bestimmten Randbedingungen äquivalent zu den für Kleinstnetze entwickelten Statikregelungen ist, was die Relevanz der VSM zusätzlich erhöht.

Die Vorteile von VSMs sind die immanente Bereitstellung von Momentanreserve, sog. virtuelle Schwungmasse, und Kurzschlussströmen. Weiterhin kann die Regelung um Bestandteile für die Frequenz- und Spannungshaltung bzw. Blindleistungsbereitstellung erweitert werden. Dies erfolgt meist durch Statiken. Da bei einer VSM der netzseitige Umrichter nicht die Zwischenkreisspannung regelt, ist eine konstante Zwischenkreisspannung, gestützt z.B. durch eine Batterie, oder bei Antrieben eine schnelle maschinenseitige Leistungsregelung erforderlich.

Im Folgenden werden exemplarisch für die Anwendung der VSM bei elektrischen Verbrauchern zwei Konzepte für Batterieladegeräte in Elektroautos vorgestellt.

In [34] wird die Hard- und Software eines 3-phasigen Umrichters für einen Laborprüfstand entwickelt und getestet. Das Ziel ist der Nachweis der Realisierbarkeit von VSM in mobilen Anwendungen wie einem Elektroauto mit Batteriespeicher. Konkret wird dabei das Konzept der VISMA angewandt. Dabei wird ein detailliertes physikalisches Modell einer Synchronmaschine verwendet. So werden die Flussverkettungen des Stators und Rotors (Erreger- und Dämpferkreise) sowie die Gleichungen der Mechanik berechnet. Insgesamt handelt es sich um ein Modell 7. Ordnung. Die Eingangsgrößen sind die virtuellen Statorspannungen und das mechanische Moment. Die Ausgangsgrößen sind die Statorströme. Diese sind die Sollwerte für einen Hystereseregler oder einen PWM-basierten Stromregler.

Bei [35, 36, 37] liegt der Fokus weniger in der exakten physikalischen Nachbildung einer Synchronmaschine, sondern mehr auf den gewünschten Funktionen. Eine Besonderheit ist zudem, dass das Konzept der VSM auf einen 1-phasigen Umrichter übertragen wird, da davon ausgegangen wird, dass Ladegeräte für Elektroautos in der Regel eine geringe Leistungsaufnahme besitzen. Es handelt sich um einen selbstgeführten Umrichter mit LC- bzw. LCL-Netzfilter. Ein wichtiger Bestandteil jeder VSM-Implementierung ist die mechanische Bewegungsgleichung der Maschine mit der aus dem Soll- und Ist-



## 2. Erweiterte Problemstellung

wert der Wirkleistung die virtuelle Drehzahl und der Drehwinkel bestimmt wird. Da die Wirkleistungsaufnahme in einphasigen Netzen mit der doppelten Netzfrequenz oszilliert, würde dies zu einer dauerhaften Schwingung der Drehzahl mit dieser Frequenz führen. Um nicht die Trägheit der Maschine massiv erhöhen zu müssen, wird mittels eines frequenzadaptiven Filters eine virtuelle Komponente der Spannung und des Stroms erzeugt, die der realen um  $90^\circ$  nacheilt. Damit lassen sich die einem dreiphasigen System äquivalenten stationär konstanten Werte von Wirk- und Blindleistung berechnen. Die Regelung besteht aus einer dreiteiligen Kaskade. Die äußere Schleife stellt die VSM-Implementierung da. Danach folgen die Regler für die Spannung am Netzfilter sowie den Umrichterstrom. Zusätzlich wird der Spannungsabfall über einer virtuellen Impedanz berechnet, die der Statorimpedanz einer Synchronmaschine entspricht und die Stabilität der verwendeten Proportional-Resonanzregler im Fall eines starken Netzes verbessert. Zu den VSM-Gleichungen gehört die bereits erwähnte Bewegungsgleichung, eine Frequenz-Wirkleistungs-Statik, eine Blindleistung-Spannungs-Statik sowie die Nachbildung der Dämpferkreise durch einen Wirkleistungsanteil, der proportional zur Abweichung der Drehzahl vom stationären Wert ist. Als Zusatzfunktion dieser VSM sehen die Autoren die Möglichkeit, im Falle eines Netzausfalls als Erzeuger lokale Lasten aus dem Batteriespeicher zu versorgen. Das Konzept wurde durch Simulationen sowie durch Experimente auf einem Teststand überprüft.

Beide vorgestellten VSM-Varianten sehen einen bidirektionalen Leistungsfluss vor, d.h. die Ladegeräte beziehen nicht nur elektrische Energie, sondern in bestimmten Netzsituationen wird Wirkleistung zurück ins Netz gespeist.

### 2.3.3. Electric Spring

Im Jahr 2012 stellten Hui, Lee und Wu das Konzept der elektrischen Feder (Electric Spring - ES) vor, mit der in Anlehnung an eine mechanische Feder schnelle Schwankungen der Spannung in Verteilnetzen ausgeglichen werden sollen, die durch die volatile Einspeisung von erneuerbaren Energien hervorgerufen werden [38]. Dabei wird eine geregelte Spannungsquelle, welche durch einen stromgeregeltem Umrichter mit ausgangsseitigem LC-Filter realisiert wird, in Reihe zu einer nichtkritischen Last geschaltet. Letztere wird dabei als ohmsch bzw. ohmsch-induktiv angenommen und ist durch eine gewisse Unempfindlichkeit gegenüber Spannungsschwankungen charakterisiert, z.B. Warmwasserboiler. Durch gezielte Einspeisung von Blindleistung wird die Spannung über der nichtkritischen Last erhöht bzw. verringert und damit die Leistungsaufnahme verändert. Das Konzept ist vollkommen dezentral, d.h. es benötigt keine Kommunikationsverbindungen. Als Eingangssignal für die Regelung dient die Spannung am Netzanschlusspunkt der jeweiligen Last.

In nachfolgenden Veröffentlichungen zu ES wurde das Konzept weiter untersucht, neue Schaltungstopologien, Funktionalitäten und Regelverfahren eingeführt. Ebenso gab es eine Anwendung des Prinzips auf Gleichspannungsnetze [39].

In [40] wird die Hardware und Regelung des ursprünglichen Typs ES-1 (vergl. Abb. 2.4) detailliert beschrieben. Der mögliche Betriebsbereich hängt dabei maßgeblich vom Leistungsfaktor der nichtkritischen Last ab. Bei einer rein ohmschen Last ist z.B. keine

## 2. Erweiterte Problemstellung

Erhöhung der Spannung über der Last gegenüber der Netzspannung möglich. Für einen erweiterten Betriebsbereich wurden deshalb neue Schaltungstopologien eingeführt. Bei der ES-2 ist an den Gleichspannungszwischenkreis ein Batteriespeicher angeschlossen [41]. Die ES-3 ist ein alleinstehender Batterieumrichter ohne nichtkritische Last [42]. Wie bei der ES-1 ist bei der ES-B2B [43] bzw. der SLBC [44] eine Umrichterstufe in Reihe mit einer nichtkritischen Last geschaltet. Mit deren Zwischenkreis ist jedoch eine weitere Umrichterstufe verbunden, so dass die Spannung beliebig verstellbar wird.

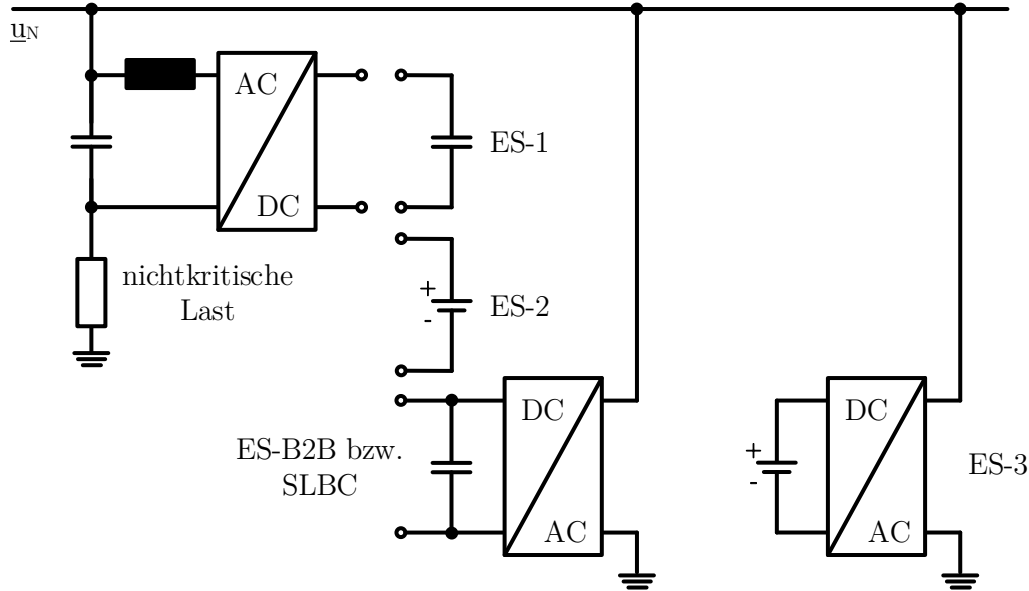


Abbildung 2.4.: Schaltungstopologien der Electric Spring (in Anlehnung an [44] und [42])

Die ES wurden für die Erfüllung verschiedener Einsatzzwecke implementiert. Dies sind u.a. die Spannungshaltung [38], die Frequenzhaltung [45], eine Kombination aus beidem [46] oder die Ausregelung von Leistungsunsymmetrien in 3-phasigen Netzen [47].

Für die Frequenzregelung gibt es eine Variante, bei der in Abhängigkeit der aktuellen Frequenzabweichung mittels einer Statik die Wirkleistungsaufnahme verändert wird [45, 46, 48]. In [44] und [49] wird ein Proportional-Integral (PI)-Regler mit einer proportionalen Rückführung verwendet. Zusätzlich ist in [49] ein Leistungsanteil enthalten, der proportional zur Frequenzänderungsrate ist. Die Frequenzmessung ist nicht explizit beschrieben oder es wird eine ideale PLL [45] angenommen.

Weiterhin schlagen die Autoren von [49] vor, umrichter gespeiste Antriebe zur Frequenzregelung zu verwenden. Die Veränderung der aufgenommenen Leistung erfolgt über die Manipulation des Frequenzsollwertes des U/f-gesteuerten Motors. Die elektromechanischen Vorgänge werden durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung abgebildet. Die Beschreibung der mechanischen Last geschieht durch eine stationäre von der Motorfrequenz abhängige Gleichung.

Das Konzept in [50] sieht vor, die Leistungsaufnahme von thermischen Lasten, hier eine Gefriereinheit mit eingangsseitigem passiven Gleichrichter und ausgangsseitigem

## 2. Erweiterte Problemstellung

Wechselrichter mit Kompressormotor, zur Stützung der Spannung zu verändern. Dafür manipuliert die ES die Spannung über dem passiven Gleichrichter. In der Regelung der Gefrierereinheit ist zudem eine Kennlinie hinterlegt, mit der die Solltemperatur in Abhängigkeit der Eingangsspannung variiert und damit die Leistungsaufnahme angepasst wird.

Eine externe Kommunikation der ES ist mit wenigen Ausnahmen, z.B. [51], nicht vorgesehen. Um beim Einsatz vieler paralleler im Netz verteilter ES dennoch eine gleichmäßige Aufteilung der Wirk- und Blindleistung zu gewährleisten, kann die Regelung um eine Statik erweitert werden [52].

Bei einer massenhaften Verbreitung von ES in Verteil- oder Inselnetzen ist es denkbar, dass es dadurch zu Interaktionen zwischen den einzelnen ES oder zwischen den ES und anderen Netzteilnehmern wie erneuerbaren Einspeisern oder klassischen Generatoren und ihren Regeleinrichtungen kommt. Aus diesem Grund wurden in [53] und [54] die Kleinsignalstabilität von ES für verschiedene Regelstrukturen untersucht. In [53] werden zwei ES in einem stark vereinfachten Kleinstnetz betrachtet. Auch bei Variation der Netzparameter ist das System immer stabil. In [54] wurde ebenfalls ein stark vereinfachtes Netzmodell verwendet und die Anzahl der angeschlossenen ES variiert. Die Autoren kommen zu dem Schluss, dass es hinsichtlich der Stabilität des Gesamtsystems einen Satz an optimalen Reglereinstellungen gibt. Mit zunehmender Anzahl der ES wird es wichtiger, dass die realen Werte möglichst nah bei den optimalen liegen. Dies lässt den Schluss zu, dass es in realen Netzen eine maximale Anzahl an ES gibt, die an das Netz angeschlossen werden dürfen.

Das Konzept der ES wurde sowohl analytisch und simulativ als auch experimentell mittels Labortestständen untersucht.

### 2.3.4. Netzfrequenzabhängige Verfahren

In Anlehnung an bestimmte Funktionalitäten eines Synchrongenerators wurde eine Vielzahl an Verfahren für elektrische Verbraucher vorgestellt, bei denen eine Betriebsgröße der Last, meist die Wirkleistungsaufnahme, in Abhängigkeit der aktuellen Netzfrequenz oder der Frequenzänderungsrate angepasst wird. Die folgende Auswahl beschränkt sich dabei auf Methoden, die eine schnelle Reaktion auf Vorgänge im Netz ermöglichen und somit für den Einsatz im Kurzzeitbereich geeignet sind.

Bei [55, 56] soll die transiente Frequenzstabilität mit Hilfe von nichtkritischen Lasten wie elektrischen Raumheizungen und Warmwasserboilern verbessert werden. Elektrisch gesehen wird deshalb von einem ohmschen Widerstand ausgegangen, der über einen einphasigen Umrichter bestehend aus LC-Netzfilter, Diodengleichrichter und Tiefsetzsteller mit dem Netz verbunden ist. Das Tastverhältnis des Tiefsetzstellers bestimmt die Leistungsaufnahme der Last. Der Wirkleistungssollwert wird aus der lokalen Frequenzabweichung mittels eines Proportional- und eines Ableitungsanteils bestimmt. Zusätzlich besteht die Möglichkeit durch externe Signale die Sollfrequenz oder -wirkleistung anzupassen, um z.B. an der Sekundärregelung teilzunehmen. Das Ziel ist die Minimierung der maximalen Frequenzänderungsrate und -abweichung. Da bei transienten Vorgängen die Funktionsweise stark von der Dynamik und Genauigkeit der Frequenzmessung abhängt,

## 2. Erweiterte Problemstellung

wird diese hier explizit abgebildet. Es handelt sich dabei um eine Kombination aus SOGI-PLL und einer Frequenzregelschleife (FLL - frequency locked loop). Zusätzlich wird die gemessene Frequenz mit einem Tiefpass 2. Ordnung gefiltert, damit sich Oberwellen in der Netzspannung nicht über die Frequenzmessung negativ auf den Verzerrungsgrad (THD - total harmonic distortion) des Netzstroms auswirken. Damit die Eckfrequenz des Filters nicht zu niedrig gewählt und damit die Dynamik der Regelung verschlechtert werden muss, werden zusätzlich die im Netzstrom auftretenden Oberwellen kompensiert. Die Kompensation beschränkt sich auf ungerade Harmonische und die Wirksamkeit ist am besten bei einer mittleren Aussteuerung des Tiefsetzstellers. Simulationen und reale Messungen bestätigen die Funktionsweise und zeigen, dass die Verstärkungsfaktoren bei aktiver Oberwellenkompensation stark vergrößert werden können, ohne dass ein Strom-THD von 5 % überschritten wird.

In [57] wird der Einfluss von regelbaren Lasten auf die kurzfristige Stabilität anhand eines vermaschten Netzmodells mit 16 Generatoren untersucht. An jedem Lastknoten befindet sich eine Last, die ihre Wirkleistungsaufnahme proportional zur Frequenz an diesem Knoten verändert. Damit soll ein Dämpfungsmoment bei elektromechanischen dynamischen Vorgängen erzeugt werden. Der Verstärkungsfaktor beträgt 100 %/Hz und die maximale Veränderung wird auf 20 % beschränkt. Die in der Simulation angenommene kontinuierliche Leistungsänderung wird aus Sicht der Autoren durch Abschaltung von Verbrauchern erreicht, die stochastisch verteilte Frequenzgrenzen besitzen. Als passende Lasten werden hier Verbraucher aus dem Bereich Kühlung, Heizung, Trocknen und Waschen gesehen. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die stationäre Abweichung bei Frequenzeinbrüchen stark verringert ist und angeregte Schwingungen besser gedämpft sind. In einer weiteren Studie kommen die Autoren in [58] zu dem Schluss, dass eine Leistungsänderung nur in eine Richtung die Dämpfung nur wenig gegenüber der symmetrischen Variante verringert. Die Verzögerungszeit, z.B. durch Messung o. ä. sollte jedoch nicht mehr als 170 ms betragen.

Ein ähnliches Konzept wird in [59, 60] verfolgt. Hier steht die Teilnahme an der Primärregelung eines Netzes im Vordergrund. Geeignet sind aus Sicht der Autoren solche Lasten, die im Ein-/Ausbetrieb arbeiten, z.B. Heizung, Kühlung oder bestimmte Pumpen. Die Lasten werden als Energiekonsumenten bezeichnet, d.h. es kommt zur Erfüllung der Anwendung weniger auf die momentane Leistung, sondern mehr auf die über einen bestimmten Zeitraum aufgenommene Energie an. Daraus ergeben sich Freiräume für den konkreten Zeitpunkt des Ein- oder Ausschaltens. Jedes Gerät wird um eine Frequenzmessung und eine Frequenzabweichung-Zeit-Charakteristik erweitert. Wird eine bestimmte Frequenzabweichung für eine gewisse Wartezeit überschritten, schaltet sich das Gerät ein bzw. aus. Desto höher die Frequenzabweichung, desto kürzer die Wartezeit. Die Frequenzabweichung-Zeit-Charakteristik unterscheidet sich nach Verbrauchertyp. Die Wartezeit und die minimale Ein- bzw. Ausschaltzeit innerhalb eines Verbrauchertyps werden stochastisch zwischen den einzelnen Geräten variiert. Ist eine große Zahl an Geräten mit dieser Zusatzfunktion ausgestattet, ergibt sich deshalb aus Netzsicht eine lineare, kontinuierliche Leistungsveränderung bei Frequenzabweichungen. Das Verfahren wurde mittels Simulation überprüft.

In [61] soll bei Frequenzeinbrüchen nach Großereignissen im Netz die maximale Fre-

## 2. Erweiterte Problemstellung

quenzänderungsrate und -abweichung durch eine innerhalb von 250 ms einsetzende kontinuierliche Verbraucherleistungsminderung reduziert werden. Dafür wird die aufgenommene Leistung von Warmwasserboilern außerhalb eines Frequenztotbands von 200 mHz linear zur lokal gemessenen Frequenzabweichung reduziert. Nach Erreichen der tiefsten Frequenz wird die Lastleistung auch bei wieder steigender Frequenz zunächst gehalten und in mehreren Stufen langsam wieder erhöht, so dass sie nach spätestens 2 h ihren Ausgangswert erreicht. Damit soll Zeit zum Eingreifen der kraftwerksseitigen Frequenzregelung gewonnen und eine Überlastung des Systems in der Erholungsphase der Frequenz vermieden werden.

Durch permanente Veränderungen der Lastleistung und der Einspeisung erneuerbarer Energien kommt es zu einer erhöhten Volatilität von Frequenz und Spannung. Bei [62] wird deshalb die Unterstützung der Frequenz- und Spannungshaltung in kleinen elektrischen Energieversorgungsnetzen durch Warmwasserboiler und Elektroautobatterieladegeräte vorgeschlagen. Die Bereitstellung von Blindleistung erfolgt dabei ausschließlich durch das Ladegerät. Die Sollgrößen für die Leistungsänderung werden aus der lokal gemessenen Frequenz und Spannung über eine Statik bestimmt. Es ist dabei sowohl eine Erhöhung als auch eine Verringerung der Leistung möglich. Die Dynamik der Lasten wird vereinfacht durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung abgebildet. Die Verzögerung der Messung wird nicht berücksichtigt. Die Funktionsfähigkeit wird durch Simulation anhand eines einfachen Testnetzes mit einem Dieselgenerator, einer Windenergieanlage und vier Haushalten überprüft.

Die folgenden Verfahren wurden speziell für die Dämpfung von Netzfrequenzpendelungen entwickelt.

In [63] wird eine Methode vorgestellt, die ähnlich wie bei einer Transformation in rotierende Koordinaten den Mittelwert, die Schwingungsamplitude und  $-$ phase einer Frequenz- bzw. Leistungspendelung bestimmen kann. Damit lässt sich ein Referenzsignal mit frei wählbarer Amplitude und Phasenverschiebung zur Dämpfung dieser Pendelung generieren. Ebenso kann die Amplitude leicht begrenzt werden, ohne bei einer sinusförmigen Größe den oberen Verlauf kappen zu müssen. Voraussetzung für das Verfahren ist jedoch, dass die Frequenz der Pendelung bekannt ist. Leichte Abweichungen lassen sich durch eine Regeleinrichtung ausgleichen. Die Autoren sehen den Einsatz in Pendeldämpfungssystemen von Generatoren und FACTS-Einrichtungen, es ist allerdings ohne Änderungen auch auf Lasten übertragbar.

Dementsprechend wird diese Methode in [64, 65] angewandt. Hier werden Pendelungen im isländischen Netz mit einer Frequenz von 0,64 Hz mit Hilfe von Aluminiumschmelzen gedämpft. Als Eingangssignal wird die Austauschleistung zwischen zwei Netzgebieten favorisiert, es werden aber auch andere lokale und weit entfernte Messgrößen untersucht. Von dem extrahierten Schwingungsanteil wird die Ableitung gebildet. Für positive Änderungsraten wird die Lastleistung erhöht und umgekehrt. Bei einer Variante wird die aufgenommene Leistung blockförmig verändert, bei der anderen proportional zur Ableitung. Die Höhe der Leistungsänderung hängt von der Schwingungsamplitude des Eingangssignals ab. Die Funktionsweise wird anhand von Echtzeitsimulationen eines 4-Generatoren-Netzmodells in Verbindung mit kommerziell erhältlichen Phasormessgeräten nachgewiesen.

## 2. Erweiterte Problemstellung

In [66, 67] werden grundsätzliche Überlegungen und Simulationsergebnisse zur Dämpfung von Netzpendelungen mit elektrischen Lasten angestellt, ohne auf eine konkrete Umsetzung oder relevante Verbrauchertypen einzugehen. Es wird ein Regler vorgestellt, der aus mehreren Zweigen für Schwingungsmoden im unteren, mittleren und oberen Frequenzbereich besteht. Dabei handelt es sich um Filter, Phasenkompensatoren und Verstärkungen. Als Eingangssignale dienen die lokal gemessene Frequenz oder Spannung und Messgrößen aus anderen Netzgebieten.

Zur Dämpfung einer 0,14 Hz-Schwingung im türkischen Netz wird in [68] die Installation eines 25 MW Bremswiderstands vorgeschlagen und simulativ überprüft. Die Netzfrequenz wird lokal gemessen und mit einem Bandpass gefiltert, so dass nur die gewünschte Pendelung bedämpft wird. Ein ähnliches Konzept wurde in [69] für eine Windenergieanlage vorgestellt. Während der positiven Halbwelle der Frequenzschwingung wird der Widerstand ein- und während der negativen Halbwelle ausgeschaltet.

### 2.3.5. Verfahren für Ladegeräte und Pumpenantriebe

Einen Überblick über verschiedene Formen der Netzdienstleistungen und Regelungsstrategien für Batterieladegeräte in Elektroautos enthält [70]. Eine zentrale Rolle dabei spielt der Informationsaustausch zwischen dem einzelnen Ladegerät und dem Netzbetreiber bzw. einem Aggregator als Zwischenebene. Aufgrund der erforderlichen Zeit für die Datenübertragung und -auswertung liegt der Fokus deshalb auf Vorgängen im Netz, die sich im Minuten- und Stundenbereich abspielen.

Zum Beispiel wird in [71] vorausgesetzt, dass der Benutzer ein Zeitfenster angibt, in dem die Batterie voll geladen werden soll. Ist das Zeitfenster lang genug, hat der Netzbetreiber die Möglichkeit, die aufgenommene Wirk- und Blindleistung zur Optimierung des Netzbetriebs zu verändern. Damit soll vor allem das gleichzeitige Laden aller Elektroautos verhindert und zeitlich entzerrt werden. Dafür werden verschiedene Strategien diskutiert, z.B. veränderliche Strompreise. Weiterhin wird vorgeschlagen, auch mit Ladegeräten mit netzseitigem Diodengleichrichter und Leistungsfaktorkorrektur Blindleistung zu erbringen. Durch die erzwungene Kommutierung zwischen den Dioden erhöht sich die Stromverzerrung, kann aber laut den Autoren auf ein THD von maximal 5 % begrenzt werden, wenn die Phasenverschiebung weniger als  $8^\circ$  beträgt.

Im Gegensatz dazu wird im Folgenden eine Auswahl an Verfahren vorgestellt, die ganz oder teilweise auf lokalen Messgrößen beruhen und damit prinzipiell auch bei kurzfristigen Veränderungen im Netz eingreifen können.

In [72] werden konzeptionelle Überlegungen zu Rahmenbedingungen für die Integration von Elektroautos in das Energieversorgungsnetz vorgestellt. Dabei geht es sowohl um technische als auch energiemarktpolitische Aspekte. Es wird davon ausgegangen, dass eine Kommunikationsverbindung vorhanden ist, so dass Befehle einer übergeordneten Steuerungsebene empfangen werden können. Mit den externen Signalen sollen Referenzwerte für zentralisierte Eingriffe wie die Sekundärregelung vorgegeben werden. Gleichzeitig soll der aktuelle Betriebspunkt eines Ladegeräts in Abhängigkeit lokaler Messgrößen verändert werden. Hierfür wird eine Wirkleistung-Frequenz-Statik vorgeschlagen. Die lokale Netzfrequenz wird mittels einer PLL gemessen, wobei angenommen

## 2. Erweiterte Problemstellung

wird, dass die Verzögerung so gering ist, dass sie vernachlässigt werden kann. Proportional zur Frequenzabweichung wird die aktuelle Ladeleistung angepasst. Dabei kann es sowohl zu einer Leistungserhöhung bzw. -verringerung als auch zu einer Leistungsumkehr kommen. Bei Erreichen der maximalen Leistung wird diese begrenzt. Um die Lebensdauer der Batterie nicht zu verringern, gibt es ein Totband von 100 mHz um den Frequenznennwert.

Ebenfalls eine Methode mit Wirkleistung-Frequenz-Statik beruhend auf der lokalen Frequenz und mit bidirektionalem Leistungsfluss wird in [73] vorgestellt. Wichtig ist hier, dass der Benutzer beim Verbinden des Elektroauto-Ladegeräts mit dem Netz den Zeitpunkt des Entfernens angibt. Basierend darauf werden zwei Regelstrategien unterschieden. Ist noch ausreichend Zeit vorhanden, beschränkt sich das Ladegerät auf die Teilnahme an der Primärregelung. Es gibt unterschiedliche Statiken für Über- und Unterfrequenz und die Statiken werden in Abhängigkeit des aktuellen Ladezustands angepasst. Bei dauerhafter Überfrequenz nimmt der Proportionalitätsfaktor also mit zunehmendem Ladezustand ab. Der Verlauf der Statiken wurde so gewählt, dass sich im Mittel die Batterie im halb geladenen Zustand befindet. Auf ein Frequenztotband wird hier verzichtet. Wenn sich der Zeitpunkt des Abtrennens des Ladegeräts vom Netz nähert, wird die Regelung umgeschaltet. Dann wird mit halber Leistung geladen und gleichzeitig mit verringerter Steigung an der Frequenzregelung teilgenommen. Leistung wird nur noch in das Netz zurückgespeist, wenn die Frequenz einen Wert unterhalb der Nennfrequenz unterschreitet. Die Frequenzmessung wird durch ein Verzögerungsglied mit einer Zeitkonstanten von 0,1 s abgebildet.

Einige entscheidende Nachteile der Methode von [73] werden durch eine Erweiterung in [74] behoben. Da die Ladung im Wartezustand immer bei der Hälfte gehalten wird, bedeutet dies, dass ein Fahrzeug mit geringerer bzw. höherer Anfangsladung zunächst geladen bzw. entladen wird. Um dies zu verhindern, wird die Berechnung der Statiken verändert, so dass nicht nur der aktuelle Ladezustand sondern auch die Anfangsladung berücksichtigt und gehalten wird. Weiterhin wurde bisher auch bei sehr kurzer Zeit bis zum Abtrennen vom Netz nur mit halber Leistung geladen. Jetzt wird dieser Wert an die verbleibende Zeit angepasst und kann bis zur maximalen Leistung erhöht werden. Zusätzlich wird für beide Regelungszustände ein Frequenztotband von  $\pm 10$  mHz eingeführt, um die Batteriedegradation zu vermindern.

Bei [75] werden Windenergieanlagen (WEA) mit einem Pumpspeicherkraftwerk zu einem virtuellen Kraftwerk zusammengefasst. Die drehzahlvariablen Pumpenantriebe werden zur Ausregelung der überschüssigen Windenergieeinspeisung benutzt. Die aktuelle Leistung der WEAs ist bekannt und dient zur Solleistungsberechnung für die Pumpen. Gleichzeitig nehmen die Pumpenantriebe an der Frequenzregelung des Netzes teil und verändern die aufgenommene Leistung proportional zur Frequenzabweichung und -änderungsgeschwindigkeit. Bei den Motoren handelt es sich um doppelt-gespeiste Asynchronmaschinen mit einem Drehzahlbereich von 92 % bis 108 % der synchronen Drehzahl und einem Leistungsbereich von 60 % bis 100 %. Die Funktionsweise wird anhand von Simulationen eines Inselnetzes überprüft. Dafür wird ein detailliertes nichtlineares Modell des hydraulischen Teils des Pumpensystems inklusive der Nachbildung von Druckwellen im Fallrohr hinterlegt. Elektromechanische Übergangsvorgänge des Motorantriebs

## 2. Erweiterte Problemstellung

werden nicht berücksichtigt.

In [76, 77, 78] soll die fluktuierende Einspeisung von erneuerbaren Energien in einem Inselnetz mit Hilfe eines Pumpenantriebs der Wasserversorgung ausgeglichen werden. Die Pumpe fördert das Wasser durch eine 2 km lange Leitung in einen 42 m höher gelegenen Tank. Die Einspeiseleistung der erneuerbaren Energiequellen wird als bekannt angenommen und daraus die Sollleistung für den Pumpenantrieb bestimmt. Mittels experimentell bestimmter stationärer Gleichungen des Antriebs kann aus der Leistung die erforderliche Motorspeisefrequenz bestimmt werden. Diese wird dann mittels einer Deadbeat-Regelung an den Umrichter übergeben, um Leistungsschwankungen zu verhindern, die bei schnellen Änderungen der Motordrehzahl auftreten können. Die Ursache ist die Ausbreitung der Druckwelle in der Wasserleitung und die Reflexion am Tank. Des Weiteren werden verschiedene Strategien vorgestellt, mit denen der Wasserstand im Tank in einem gewünschten Bereich gehalten werden kann.

Die Leistungsaufnahme der Hochdruckpumpe einer Meerwasserentsalzungsanlage wird in [79] proportional zur Netzfrequenz verändert und so die wechselnde Einspeisung von erneuerbaren Energien ausgeglichen. Der Fokus liegt dabei auf langsamen Veränderungen im Bereich von Stunden und die Funktionsweise wird anhand eines einfachen aggregierten Netzmodells überprüft. In [80, 81] wird der experimentelle Nachweis erbracht, dass sich Meerwasserentsalzungsanlagen für eine kontinuierliche Leistungsveränderung eignen. Außerdem werden die für eine weitere simulative Untersuchung benötigten quasi-stationären Zusammenhänge zwischen der Motorspeisefrequenz und der aufgenommenen Leistung sowie der Wasserdurchflussmenge der Pumpe und der Salzabscheidemembran durch Messung bestimmt.

Eine weitere Möglichkeit ist die Veränderung der aufgenommenen Leistung von Wärmepumpen mit drehzahlvariablen Antrieben, die zur Warmwasseraufbereitung verwendet werden. Der Heißwassertank dient dabei als Energiespeicher, so dass die eigentliche Anwendung nicht beeinflusst wird. In [82] sollen die Wärmepumpen an der Frequenzregelung teilnehmen. Dafür wird eine neue Methode vorgestellt, bei der eine zentrale Steuerungseinheit des Netzbetreibers Leistungssollwerte an Lastkontrollzentren sendet, die dann die Steuerungssignale für die einzelnen Geräte erzeugen. Dafür ist eine 2-Wege-Kommunikation notwendig, so dass auch Informationen zum aktuellen Betriebszustand der Lasten an die übergeordneten Steuerungsebenen übermittelt werden. Die Autoren nehmen für die Datenübertragung und -auswertung eine Verzögerung von 30 s an. Die Leistung soll im Bereich von  $90 \pm 10\%$  des Nennwertes verändert werden. Bei [83] wird dagegen ein dezentraler Ansatz verfolgt. Hier sollen die Wärmepumpen der Anhebung der Spannung in Verteilnetzen mit vermehrter Photovoltaik-Einspeisung entgegenwirken. Ist die Abweichung der lokal gemessenen Spannung größer als  $\pm 1\%$  vom Nennwert, wird die Leistung proportional dazu verändert. Die maximale Änderung ist auf  $\pm 20\%$  bezogen auf den aktuellen Arbeitspunkt begrenzt. Die Funktionsweise wird mittels Simulationen bzw. langfristigen stochastischen Lastflussanalysen an Netzmodellen überprüft. Unterschiedliche Ansichten gibt es bei den Autoren, ob die vorgenommene Leistungsänderung zu einer Verschlechterung des Prozesswirkungsgrades führt.

Die Bedeutung des Netzselbstregeleffekts, insbesondere bei ungewollten Teilnetzbildungen mit großen Frequenzabweichungen, wird in [7] hervorgehoben. Um diesen auch



## 2. Erweiterte Problemstellung

bei einem zunehmenden Einsatz drehzahl geregelter Antriebe zu erhalten, wird vorgeschlagen, die Regelung von Verdichtern zu erweitern. Proportional zur Netzfrequenzabweichung wird der Massenstromsollwert verändert und so die aufgenommene Leistung manipuliert. Simulationen an einem einfachen aggregierten Netzmodell bestätigen die Funktionsweise des Konzepts.

### 2.3.6. Diskussion und Auswahl eines Regelverfahrens

Der Unterfrequenzlastabwurf ist eine weltweit etablierte Technik, die sich bei schweren Störungen in elektrischen Netzen bewährt hat. Nachteilig ist die nicht selektive Abschaltung von Verbrauchern, bei der nicht zwischen wichtig/unwichtig bzw. für den Anwender kritisch/unkritisch unterschieden wird. Weiterhin wird zunehmend Energie in die unteren Netzebenen eingespeist, wobei sich der konkrete Gesamtleistungsfluss je nach Tages- und Jahreszeit, aktueller Wetterlage usw. stark verändert. Dies erschwert die Entscheidung, ob die Abschaltung eines bestimmten Netzknotens sinnvoll ist.

Die erweiterten Lastabwurfverfahren sprechen einzelne Verbraucher oder Verbrauchergruppen an bzw. weisen unterschiedliche Prioritäten zu. Dies verbessert die Selektivität, d.h. es werden zuerst unkritische Lasten abgeworfen und eine Abtrennung von wichtigen Verbrauchern und Erzeugern wird vermieden. Gleichzeitig können sie unter Einbeziehung weiterer Eingangssignale und besserer Entscheidungsverfahren die Funktionalität verbessern. Nachteilig ist bei einigen Verfahren das notwendige detaillierte Wissen über ein konkretes Teilnetz, Kommunikationsverbindungen oder der Anschluss vieler Lasten an einem gemeinsamen Netzknoten. Bisher erfolgte lediglich eine grundsätzliche Untersuchung mit Simulationen und ersten Tests auf Laborprüfständen.

Vorteile des Verfahrens der Electric Spring sind eine stufenlose Veränderung der Wirk- und Blindleistung. Der zulässige Betriebsbereich hängt allerdings stark von der verwendeten ES-Topologie und dem Leistungsfaktor der nichtkritischen Last ab. Je nach Regelungsstruktur sind sehr schnelle Leistungsveränderungen möglich, so dass auch bei kurzzeitigen Vorgängen im Netz frühzeitig eingegriffen werden kann. Das Konzept wurde bereits durch eine Reihe von Veröffentlichungen unter verschiedenen Aspekten untersucht und die grundsätzliche Machbarkeit durch Simulation und Experimente nachgewiesen. Nachteilig ist der zusätzliche Hardwareaufwand, der zu zusätzlichen Kosten führt. Außerdem wird der Anteil leistungselektronischer Geräte im Netz erhöht, was sich negativ auf die Netzqualität und die Stabilität auswirken kann. Bei den simulativen Untersuchungen und bei der Kleinsignalanalyse wurde die Frequenzmessung vernachlässigt sowie die Last durch einfache Impedanzen abgebildet. Letzteres bedeutet insbesondere für Motorlasten eine starke Vereinfachung. Im Fall von Umrichterantrieben wie in [50] wird nicht deutlich, warum eine ES in Reihe zum Verbraucher benötigt wird. Da ohnehin in die Regelung des Umrichters eingegriffen werden muss, kann die gewünschte Leistungsveränderung auch ohne zusätzliche Hardware erreicht werden.

Die virtuelle Synchronmaschine ist ein interessantes Konzept, weil es wichtige von der Synchronmaschine bekannte Effekte wie die Momentanreserve oder die Einspeisung von Kurzschlussströmen nachbildet. Weiterhin ist die Teilnahme an der Frequenz- und Spannungshaltung möglich. Damit kann die VSM einen Beitrag sowohl zur transienten

## 2. Erweiterte Problemstellung

als auch zur stationären Netzstabilität leisten. Einschränkungen ergeben sich durch die Notwendigkeit eines selbstgeführten netzseitigen Umrichters, damit die Spannung unabhängig von der Netzspannung gewählt werden kann. Dies ist heutzutage insbesondere bei Umrichtern kleiner Leistung in der Regel nicht der Fall, kann sich aber in Zukunft mit der weiteren Kostensenkung von aktiven Leistungshalbleitern und strengeren Netzrichtlinien ändern. Wenn es sich nicht um einen Batterieumrichter handelt, erfordert die Erbringung von Momentanreserve einen zusätzlichen Kurzzeitenergiespeicher, der zusätzliche Kosten verursacht. Die hohen Kurzschlussströme setzen entweder eine massive Überdimensionierung des Umrichters oder eine kurzzeitige Begrenzung des Stroms voraus. Im letzteren Fall werden dann während dieser Zeit die Charakteristik und die Vorteile einer VSM aufgegeben. Im Fall der Batterieumrichter wird von einem bidirektionalen Leistungsfluss ausgegangen, was zu zusätzlichen Ladezyklen führt und damit die Alterung der Batterie beschleunigen kann. Die grundsätzliche Funktionsweise der VSM wurde bisher anhand von Simulationen und Messungen an Prüfständen nachgewiesen. Für einen breiten Einsatz im Netz ist insbesondere die Frage von Interesse, ob auch eine große Anzahl von im Verteilnetz angeschlossenen VSMs die gleichen positiven Auswirkungen auf die Stabilität besitzen, wie eine vergleichsweise geringe Anzahl an das Mittel- oder Hochspannungsnetz angeschlossener konventioneller Synchrongeneratoren. Des Weiteren kann die Parametrisierung von komplexen VSM-Modellen bei der Anpassung an neue Hardware und Lasttypen viel Wissen und Erfahrung erfordern.

Die Verfahren der Wirkleistungsveränderung proportional zur Frequenzabweichung und -änderungsgeschwindigkeit sind intuitiv verständlich und orientieren sich an der bei Generatoren bewährten Drehzahlregelung bzw. an deren physikalischer Bewegungsgleichung. Sie lassen sich sowohl bei selbst- als auch bei netzgeführten Umrichtern mit der Möglichkeit der kontinuierlichen Leistungsveränderung einsetzen. Zusätzlich erforderlich ist lediglich die lokale Frequenzmessung. Eine Kommunikationsverbindung zu einem übergeordneten Organisationseinheit ist nicht notwendig. Die Reaktionszeit ist gering, weshalb sich diese Verfahren zur Verbesserung der transienten und der stationären Stabilität eignen. Durch Erweiterungen der Regelung wie z.B. ein Frequenztotband, Leistungsbegrenzungen oder veränderliche Statiken lassen sich die Besonderheiten des jeweiligen Verbrauchers und Netzgebietes berücksichtigen. Da als Eingangssignal die aus der Netzspannung lokal gemessene Frequenz verwendet wird und die Lasten in der Regel im Verteilungsnetz angeschlossen werden, können sich Störungen der Spannung wie Oberwellen und Netzfehler auf die Leistungs- bzw. Stromregelung auswirken. Dies gilt umso mehr für die  $df/dt$ -proportionale Regelung. Hier ist eine Filterung der Frequenz notwendig, die sich negativ auf die Dynamik auswirkt [84]. Aus Sicht des Netzbetriebs ist bei vollkommen dezentralen Verfahren ohne Kommunikation nachteilig, dass es schwer abzuschätzen ist, wie viel Regelleistung gerade zur Verfügung steht und wie sich die Lasten während eines Vorfalls verhalten. Weiterhin ist von Interesse, inwieweit sich viele dezentrale Umrichter untereinander beeinflussen.

Die vorgestellten Verfahren zur Dämpfung von Netzfrequenzpendelungen können wirksam die modale Stabilität im Netz erhöhen. Dafür ist relativ wenig Energie notwendig, so dass die Auswirkungen auf die Verbraucher gering sind. Gezielt können einzelne Schwingungsmoden angesprochen werden. Diese müssen allerdings bekannt sein. Die Auslegung

## 2. Erweiterte Problemstellung

der Regelung erfordert deshalb meist viel Wissen über ein bestimmtes Netzgebiet und die Wirksamkeit ist nur für den jeweiligen Netzanschlusspunkt gesichert. Der Aufwand ist daher nur bei Verbrauchern hoher Leistung gerechtfertigt. Werden Eingangssignale aus anderen Netzgebieten verwendet, muss eine Kommunikationsinfrastruktur installiert und die Verzögerungszeit ggf. berücksichtigt werden. Eine blockförmige oder unsymmetrische Änderung der Leistungsaufnahme kann das System zusätzlich anregen.

Die Methoden für Elektroautos, die zentral die Daten vieler Ladegeräte auswerten und daraus Steuersignale ableiten, benötigen eine Kommunikationsinfrastruktur und sind zu langsam für transiente Vorgänge im Netz. Die vorgestellten dezentralen Verfahren basieren auf Wirkleistung-Frequenz-Statiken mit verschiedenen Variationen. Der Fokus liegt dabei auf dem Ladezustand der Batterie. Für transiente Vorgänge im Netz kann dieser und damit auch die Verstärkungsfaktoren als konstant angenommen werden. Aus Netzsicht ist es jedoch wichtig zu wissen, wie groß die mittlere Verstärkung zu jedem Zeitpunkt ist.

Die Verfahren für Pumpenmotoren beziehen sich auf drehzahlvariable Antriebe, d.h. für den Leistungsteil wird keine weitere Hardware benötigt. Die Anlagen verfügen oft über einen Speicher wie z.B. einen Heißwassertank, sodass kurzfristige Änderungen der Leistungsaufnahme keinen Einfluss auf den Anwender haben. Die vorgestellten Methoden fokussieren sich auf langsame Veränderungen im Netz. Es wird daher nur die Dynamik des hydraulischen Systems abgebildet. Elektromechanische Übergangsvorgänge des Motors oder ggf. die Frequenzmessung werden vernachlässigt.

Auf Grundlage der angeführten Vor- und Nachteile der verschiedenen Methoden wurde ein Verfahren für die Untersuchungen in den nachfolgenden Kapiteln ausgewählt. Dabei handelt es sich um eine Regelung, die den Arbeitspunkt der Umrichterlast proportional zur Abweichung der lokal gemessenen Netzfrequenz verändert. Bei den hier verwendeten exemplarischen Lasttypen Umwälzpumpe und Ladegerät dient die Drehzahl und der Batterieladestrom als Stellgröße. Eine genauere Beschreibung erfolgt in Kapitel 3.

Die ausgewählte Methode ist in der Lage, auf schnelle Veränderungen im Netz zu reagieren und eignet sich deshalb für die angestrebten Untersuchungen im Kurzzeitbereich. Außerdem lässt sich das Verfahren beim Pumpenantrieb und Ladegerät sowie dem überwiegenden Teil aller im Netz verwendeten Umrichtertopologien einsetzen. Wichtig ist dafür die Möglichkeit einer kontinuierlichen Arbeitspunktanpassung des Verbrauchers. Ein weiterer Vorteil ist die einfache Implementierbarkeit. Die Auslegung der Regelung erfordert kein Wissen über das jeweilige Netzgebiet und die Parametrierung ist unabhängig von der geografischen Lage.

## 3. Modellbildung

In diesem Kapitel werden die Modelle für den Zeitbereich und die Kleinsignalanalyse des Batterieladegeräts, des Pumpenantriebs und der Frequenzmessung beschrieben und hergeleitet. Des Weiteren werden Messergebnisse verschiedener Frequenzmessmethoden und ein vereinfachtes Simulationsmodell eines elektrischen Energieversorgungsnetzes vorgestellt.

### 3.1. Bezugsgrößen

Für eine allgemeinere Beschreibung werden an verschiedenen Stellen dieser Arbeit einheitenlose bezogene Größen verwendet, bei denen eine physikalische Größe in Relation zu einer Bezugsgröße angegeben wird. Für bezogene Größen werden in der Regel Kleinbuchstaben verwendet, die Bezugsgröße wird durch den Index „bez“ gekennzeichnet:

$$x = \frac{X}{X_{bez}} \quad (3.1)$$

Da in der Literatur verschiedene Bezugssysteme verwendet werden, sind nachfolgend die für diese Arbeit relevanten Bezugsgrößen aufgeführt.

Für Wechselspannungssysteme (inkl. Maschinen) gilt in Anlehnung an [85, Kap. 3.4]:

$$\begin{aligned} \hat{U}_{bez} &= \text{Spitzenwert der Nennspannung Phase-Neutralleiter in [V]} \\ \hat{I}_{bez} &= \text{Spitzenwert des Nennleiterstroms in [A]} \\ S_{1ph,bez} &= \frac{1}{2} \cdot \hat{U}_N \cdot \hat{I}_N = \text{Nennscheinleistung 1-phasig in [V A]} \\ S_{3ph,bez} &= \frac{3}{2} \cdot \hat{U}_N \cdot \hat{I}_N = \text{Nennscheinleistung 3-phasig in [V A]} \\ f_{bez} &= \text{elektrische Nennfrequenz in [Hz]} \\ \omega_{bez} &= 2\pi f_{bez} = \text{elektrische Nennwinkelgeschwindigkeit in [rad/s]} \\ Z_{bez} &= \frac{\hat{U}_{bez}}{\hat{I}_{bez}} = \text{Bezugsimpedanz in } [\Omega] \\ L_{bez} &= \frac{Z_{bez}}{\omega_{bez}} = \text{Bezugsinduktivität in [H]} \end{aligned}$$

### 3. Modellbildung

Für Gleichspannungssysteme gilt:

$$U_{DC,bez} = \text{Nennspannung in [V]}$$

$$I_{DC,bez} = \text{Nennstrom in [A]}$$

$$P_{DC,bez} = U_{DC,bez} \cdot I_{DC,bez} = \text{Nennleistung in [W]}$$

## 3.2. Batterieladegerät

Dieser Abschnitt beschreibt die Modellierung des Batterieladegeräts eines Elektroautos (E-Auto). Teile davon wurden in [86] veröffentlicht.

Es existiert eine Vielzahl von Schaltungstopologien, die sich unter anderem im Netzanschluss (1-phasig oder 3-phasig), in der Ladeleistung (bis einige hundert kW), der Isolation der Batterie vom Netz, der Möglichkeit der Leistungsflussumkehr oder der Ausführung als in das Auto integriertes oder externes Gerät unterscheiden. Einen Überblick dazu liefert [87]. Der Fokus der Forschung liegt auf Geräten mit netzseitigem Active-Front-End, die meisten kommerziell erhältlichen E-Autos sind derzeit allerdings mit 1-phasigen Geräten mit Diodengleichrichter und Leistungsfaktorkorrektur (power factor correction - PFC) sowie nachfolgendem DC/DC-Wandler ausgeführt [88, 89, 90].

Für diese Arbeit soll daher ein solches als Untersuchungsgegenstand dienen. Es wird eine Nennspannung mit einem Effektivwert von 230 V, eine Nennleistung von 1,2 kW und eine 330 V 10 kWh Batterie angenommen. Abbildung 3.1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau. Er besteht im Wesentlichen aus einem Filter zur Sicherstellung der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV), einem Diodengleichrichter, einem Hochsetzsteller zur Leistungsfaktorkorrektur und zur Regelung der Zwischenkreisspannung sowie einem DC/DC-Wandler zur galvanischen Trennung und zur Regelung des Batteriestroms. Mit dieser Topologie kann die Höhe der Eingangsleistung variiert, die Richtung des Energieflusses jedoch nicht umgekehrt werden. Der Schaltungsaufbau basiert auf [91]. In den folgenden Unterabschnitten werden die einzelnen Bestandteile und deren Auslegung näher betrachtet.

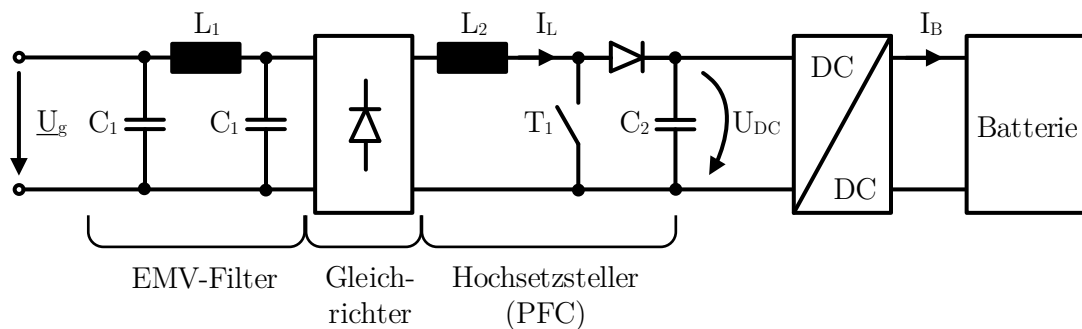


Abbildung 3.1.: Schematischer Aufbau des Batterieladegeräts

### 3. Modellbildung

#### 3.2.1. Umrichtereingangsstufe

##### EMV-Filter

Der in Abbildung 3.1 dargestellte EMV-Filter hat die Aufgabe, die Aussendung leitungsgebundener höherfrequenter Störsignale durch den Umrichter sowie die Einkopplung externer Störungen zu unterdrücken. Die verwendeten Bauteilwerte sind in Tabelle 3.1 aufgelistet. Die Eckfrequenz des Filters berechnet sich nach (3.2). Die Auslegung erfolgte in Anlehnung an [92], [93] und [94, Kap.6].

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (3.2)$$

Tabelle 3.1.: Kennwerte des EMV-Filters

$L_1$	$C_1$	$f_R$	$T_{L1}$
270 $\mu\text{H}$	0,47 $\mu\text{F}$	14,1 kHz	6,12 $\mu\text{s}$

Für Untersuchungen im größeren Leistungsmaßstab ist es hilfreich, viele Einzelumrichter zu einem aggregierten Umrichtermodell mit beliebiger Netzspannung und Leistung unter Beibehaltung der dynamischen Eigenschaften des Einzelgeräts zusammenzufassen. Dafür wird die Zeitkonstante  $T_{L1}$  der Drossel  $L_1$ , die sich mit (3.3) aus den Ausgangswerten berechnen lässt, beibehalten. Die angepassten Werte für  $L_1$  und  $C_1$  berechnen sich dann nach (3.4) und (3.5).

$$T_{L1} = \frac{2 \cdot L_1 \cdot S_{1ph,bez}}{\hat{U}_{bez}^2} \quad (3.3)$$

$$L_1 = \frac{T_{L1} \cdot \hat{U}_{bez}^2}{2 \cdot S_{1ph,bez}} \quad (3.4)$$

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 \cdot L_1} \quad (3.5)$$

##### Hochsetzsteller

Die Auslegung des Hochsetzstellers erfolgt in Anlehnung an [93, Kap.9]. Die Drossel  $L_2$  berechnet sich nach

$$L_2 = \frac{2 \cdot U_{DC} \cdot d \cdot (1 - d)}{f_T \cdot \Delta I_L} \quad (3.6)$$

mit dem Tastverhältnis  $d$ , der Taktfrequenz  $f_T$  und der Stromwelligkeit  $\Delta I_L$ . Die Taktfrequenz liegt üblicherweise zwischen 50 und 200 kHz [91, 93] und wird hier mit 50 kHz angenommen. Die Zwischenkreisspannung wird so gewählt, dass sie immer 20 % über dem Spitzenwert der Nennnetzspannung liegt. Die Stromwelligkeit (siehe (3.7)) soll 30 %

### 3. Modellbildung

des maximalen Drosselstroms betragen. Dieser tritt bei Nennscheinleistung und Unter-  
spannung (hier: 70 % der Bezugsspannung) auf.

$$\Delta I_L = 0,3 \cdot \frac{2 \cdot S_{1ph,bez}}{0,7 \cdot \hat{U}_{bez}} \quad (3.7)$$

Der Zwischenkreiskondensator  $C_2$  wird so dimensioniert, dass auch bei Netzausfall und  
Belastung mit Nennleistung die Zwischenkreisspannung während der Haltezeit  $t_H$  nicht  
unter die minimale Spannung  $U_{DC,min}$  fällt:

$$C_2 = \frac{1,1 \cdot 2 \cdot S_{1ph,bez} \cdot t_H}{U_{DC}^2 - U_{DC,min}^2} \quad (3.8)$$

Die Haltezeit entspricht der Dauer einer Netzperiode ( $t_H = 1/f_{bez}$ ) und die minimale  
Zwischenkreisspannung soll 75 % des Nennwertes betragen. Zusätzlich wird eine zehn-  
prozentige Überdimensionierung vorgenommen.

Die Parameterwerte für den betrachteten Umrichter sind in Tabelle 3.2 gegeben.

Tabelle 3.2.: Kennwerte des Hochsetzstellers

$L_2$	$C_2$	$U_{DC}$	$U_{DC,min}$	d	$f_T$	$\Delta I_L$	$t_H$
1,2 mH	790 $\mu$ F	390 V	293 V	0,5	50 kHz	3,1 A	20 ms

#### 3.2.2. Batterie

In den meisten Fällen wird das dynamische elektrische Verhalten von Batterien durch  
elektrische Ersatzschaltbilder abgebildet. In [91] wird die Batterie beispielsweise mit-  
tels Spannungsquelle und seriellem Widerstand modelliert (vergl. Abb. 3.2a). In [95]  
und [96] wurden detailliertere Modelle vorgestellt, die aus 2 parallelen Zweigen mit je  
einem Widerstand und einer Spannungsquelle bzw. einer Kapazität und einem gemeinsa-  
men seriellen Widerstand bestehen (Abb. 3.2c).  $C_{23}$  weist eine große Kapazität auf und  
kommt damit einer Spannungsquelle gleich. Eine der gebräuchlichsten Varianten ist die  
einer Spannungsquelle mit seriellem Widerstand und einem oder mehreren Parallel-RC-  
Zweigen in Reihe (Abb. 3.2b). Solch ein Modell wurde in [97] genutzt, um den Einfluss  
von E-Auto-Batterieladegeräten auf niederfrequente Pendelungen in elektrischen Ener-  
gieversorgungsnetzen zu untersuchen. Die Zeitkonstanten dieser RC-Glieder liegen im  
Bereich von Sekunden bis wenige Stunden und sind damit relevant für dynamische Vor-  
gänge in elektrischen Netzen [97, 98, 99]. Diese Möglichkeit der Batterienachbildung  
wurde in [100, 101, 102] für Lithium-Ionen- (Li-Ion), Nickel-Metallhydrid- (NiMH) und  
Bleisäurebatterien überprüft.

Die Parameter von Batteriemodellen sind nicht konstant, sondern ändern sich in Ab-  
hängigkeit einer Vielzahl an Einflüssen, wie z.B. der Temperatur, des Ladezustands,  
Batteriealter oder des aktuellen Batteriestroms. Da sich die hier betrachteten Vorgänge  
im elektrischen Netz im Bereich von Sekunden bis wenigen Minuten abspielen, sollen

### 3. Modellbildung

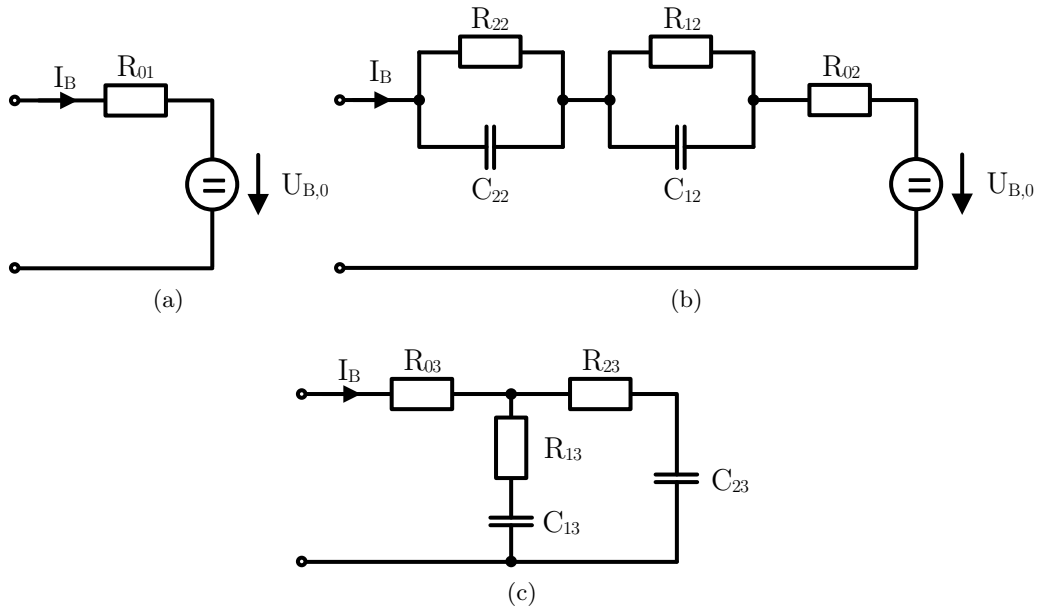


Abbildung 3.2.: Batteriemodell

(a) stationär (b) dynamisch, R und C parallel (c) dynamisch, R und C in Reihe

Tabelle 3.3.: Batterieparameter

$R_{01}$	$R_{02}$	$R_{12}$	$R_{22}$	$C_{12}$	$C_{22}$	$U_{B,0}$
$0,1778 \Omega$	$0,1053 \Omega$	$0,0437 \Omega$	$0,0288 \Omega$	$300 \text{ F}$	$5088 \text{ F}$	$330 \text{ V}$



### 3. Modellbildung

Änderungen der Temperatur und des Ladezustands dennoch als vernachlässigbar und die Parameter des Batterieersatzschaltbilds als konstant angenommen werden [97].

Im Folgenden sollen die zwei Modellierungsansätze aus Abbildung 3.2a und 3.2b miteinander verglichen werden, um zu entscheiden, welches Modell für die angestrebten Untersuchungen sinnvoll ist. Die Batterieparameter wurden [91] und [97] entnommen und zur besseren Vergleichbarkeit leicht angepasst, so dass die Leerlaufspannung  $U_{B,0}$  und der stationäre Gesamtinnenwiderstand (vergl. (3.9)) beider Modelle gleich ist. Die Parameterwerte sind in Tabelle 3.3 gegeben. Die Zeitkonstanten  $\tau = R \cdot C$  der RC-Glieder betragen 13s und 147s. Beide Modelle werden anhand des zeitlichen Verhaltens der Batterieklemmenleistung  $P_B$  verglichen. Weiterhin wird angenommen, dass die Batterie in einem stationären Arbeitspunkt mit dem Strom  $I_{B,0}$  geladen wird. Für eine netzdienliche Regelung soll die Klemmenleistung durch Auslenkung des Stroms um diesen Arbeitspunkt beeinflusst werden (vergl. (3.10)).

$$R_{01} = R_{02} + R_{12} + R_{22} \quad (3.9)$$

$$I_B = I_{B,0} + \Delta I_B \quad (3.10)$$

Abbildung 3.3a und 3.3b zeigen das Bodediagramm der linearisierten Klemmenleistung  $G_{P,B}(s)$  entsprechend (3.11) und (3.12) des stationären und dynamischen Ansatz für verschiedene Arbeitspunkte  $I_{B,0}$  im Frequenzbereich von  $1 \cdot 10^{-4}$  bis 50 Hz. Dies deckt den größten Teil möglicher dynamischer Vorgänge in elektrischen Netzen ab. Amplitude und Phase sind beim stationären Ansatz unabhängig von der Frequenz und die Phasenverschiebung ist Null. Beim dynamischen Ansatz ergibt sich für einen hohen Ladestrom von 200 A mit steigender Frequenz eine leichte Amplitudenabschwächung und im unteren Frequenzbereich eine Phasenverschiebung von weniger als  $1^\circ$ . Für einen niedrigen Ladestrom von 4 A können Amplitude und Phasenverschiebung als konstant angesehen werden.

$$G_{P,B,1}(s) = \frac{\Delta P_B}{\Delta I_B} = 2R_{01}I_{B,0} + U_{B,0} \quad (3.11)$$

$$G_{P,B,2}(s) = \left( 2R_{02} + R_{12} + R_{22} + \frac{R_{12}}{1 + s\tau_1} + \frac{R_{22}}{1 + s\tau_2} \right) I_{B,0} + U_{B,0} \quad (3.12)$$

Die Batterieinnenimpedanz ändert sich nicht nur mit der Zeit, sondern ist außerdem von Aspekten der verwendeten Technologie abhängig, wie z.B. Batteriematerial oder Anzahl der parallel und in Reihe verschalteten Zellen eines Batteriesatzes. In Abbildung 3.3c werden daher verschiedene Werte des dynamischen Modells miteinander verglichen. Um die Zeitkonstanten nicht zu verändern, werden die Widerstände und Kapazitäten entsprechend (3.13) und (3.14) basierend auf den Werten aus Tabelle 3.3 angepasst. Für höhere Werte von  $k$  (größere Widerstandswerte) erhöht sich der Spannungsabfall über der Innenimpedanz und die Amplitudenabschwächung und die Phasenverschiebung nimmt zu. Letztere liegt jedoch selbst bei einem zehnfach höheren Widerstand unter  $3^\circ$ .

$$R' = k \cdot R \quad (3.13)$$

### 3. Modellbildung

$$C' = \frac{C}{k} \quad (3.14)$$

Gleichung (3.12) gilt nur für kleine Auslenkungen um den Arbeitspunkt. Je nach Anwendung, kann es jedoch wünschenswert sein, auch größere Auslenkungen vorzunehmen. Daher sind in Abbildung 3.3d die Ergebnisse der Übertragungsfunktion und exakter Lösung für bestimmte Punkte für Auslenkungen  $\Delta I$  von 1 % und 20 % bezogen auf  $I_{B,0}$  dargestellt. Selbst für eine Auslenkung um 20 % ergeben sich nur kleine Unterschiede in Amplitude und Phase.

Für die allermeisten derzeit verfügbaren Ladestationen liegt die Ladeleistung unter 100 kW, in privaten Haushalten meist im einstelligen Kilowattbereich. Anhand des vorgestellten Vergleichs der beiden Batteriemodelle, lässt sich für diese Ladeleistungen ableiten, dass ein einfaches stationäres Modell entsprechend Abbildung 3.2a ausreichend ist, welches deshalb im weiteren Verlauf verwendet werden soll.

#### 3.2.3. DC/DC-Wandler

Der DC/DC-Wandler wird zur galvanischen Trennung der Batterie vom Netz und zur Regelung des Batteriestroms verwendet, wenn sich das Ladegerät im Konstantstrombetrieb befindet. Da der DC/DC-Wandler durch den Spannungszwischenkreis von schnellen Veränderungen im Netz entkoppelt ist und außerdem mit einer hohen Schaltfrequenz (20 kHz in [91]) betrieben wird, wird dieser hier als ideal angenommen und nicht explizit modelliert.

#### 3.2.4. PFC-Regelung

Mithilfe des Hochsetzstellers (HSS) wird auf der DC-Seite eine konstante Zwischenkreisspannung und auf der Netzseite des Gleichrichters ein möglichst sinusförmiger Strom und ein hoher Leistungsfaktor nahe 1 erreicht. Wenn die schaltfrequenten Anteile im Netzstrom vernachlässigt werden können und die Taktfrequenz hoch ist im Vergleich der zu betrachtenden Effekte, kann die Schaltung aus Abb. 3.1 durch ein Mittelwertmodell entsprechend Abb. 3.4 ersetzt werden. Dadurch lässt sich die Simulationsschrittweite deutlich reduzieren. Die Schaltung wird in zwei Teile aufgespalten, die eine Spannungs- bzw. eine Stromquelle enthalten. Diese entsprechen dem über eine Schaltperiode des Hochsetzstellers gemittelten Wert der Spannung über dem Schalter T1 und des Stroms durch T1 in Abhängigkeit des aktuellen Mittelwerts des Tastverhältnisses  $d$  mit  $0 \leq d \leq 1$ . Eine solche Mittelung wird ebenfalls in [103, 104] und [105] durchgeführt. Die Ersatzschaltung ist für Schaltungen mit kontinuierlichem Strom zulässig. Dies trifft auf PFC-Stufen mit Eingangsleistungen von einigen Hundert Watt bis wenige Kilowatt zu [93, 94] und stimmt damit mit dem vorgestellten Batterieladegerät überein.

In Abbildung 3.5 ist die Regelungsstruktur der PFC-Stufe dargestellt. Sie besteht aus einer inneren Schleife für den Drosselstrom  $I_L$  und einer äußeren für die Zwischenkreisspannung  $U_{DC}$ . Der Spannungsregler gibt den Stromspitzenwert aus, der mit  $|\sin(\omega t)|$  multipliziert wird, welches aus der Eingangsspannung  $U_g$  bestimmt wird. Der Stromregler  $G_i(s)$  und der Spannungsregler  $G_u(s)$  entsprechen (3.15) und (3.16). Die Regelungsstruktur basiert auf [103] und [91].

### 3. Modellbildung

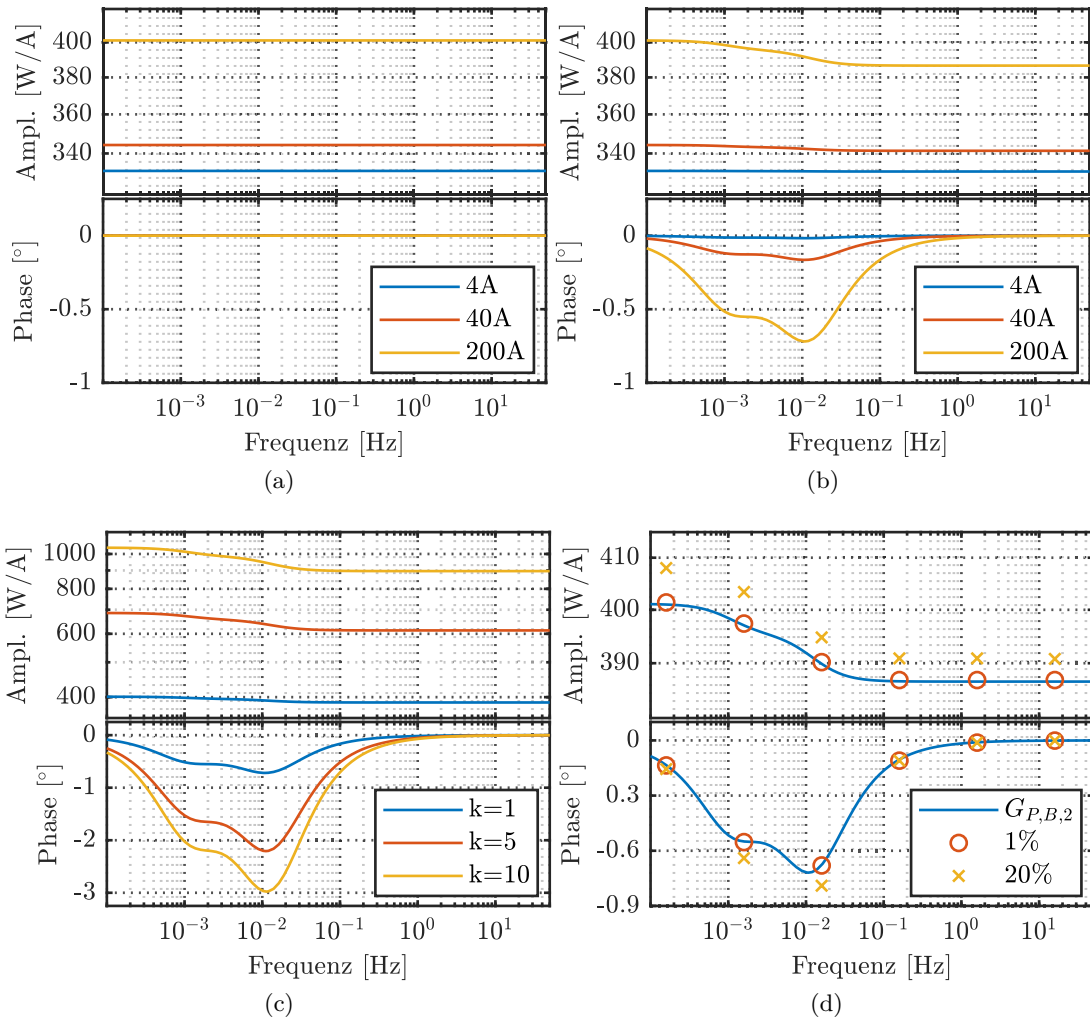


Abbildung 3.3.: Übertragungsverhalten des stat. und dynam. Batteriemodells  
 (a) Batterieklemmenleistung  $G_{P,B,1}(s)$  des stat. Modells für versch. Arbeitspunkte  $I_{B,0}$   
 (b)  $G_{P,B,2}(s)$  des dynam. Modells für versch.  $I_{B,0}$   
 (c)  $G_{P,B,2}(s)$  für versch. Werte der internen Impedanz für  $I_{B,0} = 200$  A; die Impedanzwerte basieren auf Tab. 3.3 und wurden entsprechend (3.13) und (3.14) variiert  
 (d) Vergleich der linearisierten Funktion  $G_{P,B,2}(s)$  mit der exakten Lösung für versch. Auslenkungen um den stat. Arbeitspunkt (200 A)

### 3. Modellbildung

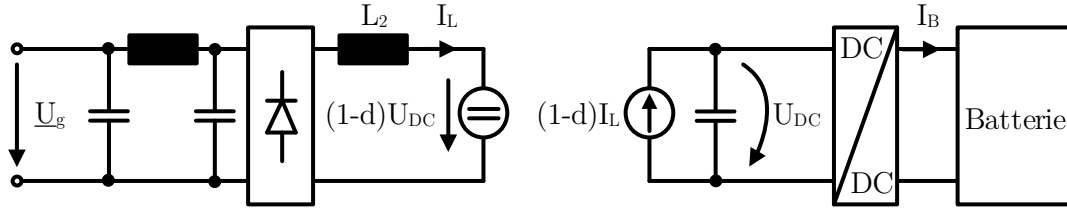


Abbildung 3.4.: Mittelwertmodell des Batterieladegeräts

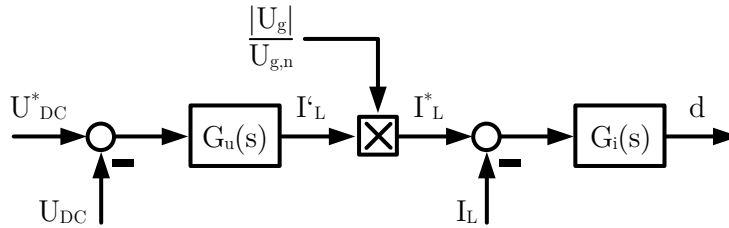


Abbildung 3.5.: Regelungsstruktur der PFC-Stufe

$$G_i(s) = \frac{K_{ii}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zi}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (3.15)$$

$$G_u(s) = \frac{K_{iu}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pu}}} \quad (3.16)$$

Im Folgenden soll die Auslegung des Strom- und Spannungsreglers genauer beschrieben werden. Durch die große Differenz in der Bandbreite der beiden Regler, wird davon ausgegangen, dass die Regler zeitlich ausreichend voneinander entkoppelt sind und die Auslegung getrennt erfolgen kann.

#### Auslegung des Stromreglers

Die Auslegung des Stromreglers erfolgt in Anlehnung an [103, S.170ff].

Wird der Diodengleichrichter als ideal betrachtet und der Netzfilter vernachlässigt, ergibt sich aus Abbildung 3.4 folgende über eine Schaltperiode des HSS gemittelte Gleichung:

$$L_2 \frac{dI_L}{dt} = |U_g| - (1 - d) U_{DC} \quad (3.17)$$

Diese Gleichung bildet auch in [104] den Ausgangspunkt der Modellierung. Wird (3.17) linearisiert unter der Annahme, dass  $U_g$  und  $U_{DC}$  sich während einer Schaltperiode des HSS nur so wenig verändern, dass sie als konstant betrachtet werden können, ergibt sich

$$L_2 \frac{d\Delta I_L}{dt} = U_{DC,0} \cdot \Delta d \quad (3.18)$$

wobei der Index „0“ den Wert im aktuellen Arbeitspunkt angibt und der Operator  $\Delta$  kleine Auslenkungen um diesen Arbeitspunkt anzeigt. Durch Bezug des Drosselstroms

### 3. Modellbildung

auf  $\hat{I}_{bez}$  und der Zwischenkreisspannung auf  $U_{DC,bez}$  sowie durch Umstellen und Transformation in den Laplace-Bereich mit dem Laplace-Operator „s“ ergibt sich die Übertragungsfunktion der Strecke zu

$$G_S(s) = \frac{\Delta i_L}{\Delta d} = \frac{u_{DC,0}}{T_L} \cdot \frac{1}{s} \quad (3.19)$$

mit der normierten Zwischenkreisspannung im Arbeitspunkt  $u_{DC,0}$  und der Streckenzeitkonstanten  $T_{L2}$  mit

$$T_{L2} = \frac{L_2 \cdot \hat{I}_{bez}}{U_{DC,bez}} \quad (3.20)$$

Der Regler soll einen integralen Anteil und ein Phasenhebungsglied entsprechend (3.15) aufweisen. Wird  $G_i(s)$  auf  $\hat{I}_{bez}$  normiert, ergibt sich

$$G_{Ri}(s) = \frac{k_{ii}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zi}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pi}}} \quad (3.21)$$

$$k_{ii} = K_{ii} \cdot \hat{I}_{bez} \quad (3.22)$$

Die Bandbreite des Stromreglers soll ein Zehntel der Hochsetzstellerschaltfrequenz  $f_T$  betragen. Zusammen mit der gewünschten Phasenhebung  $\varphi_{ai}$  ergeben sich daraus die Parameter des Phasenhebungsgliedes.

$$\omega_{ci} = \frac{2\pi f_T}{10} \quad (3.23)$$

$$K_{ai} = \tan\left(45^\circ + \frac{\varphi_{ai}}{2}\right) \quad (3.24)$$

$$\omega_{zi} = \frac{\omega_{ci}}{K_{ai}} \quad (3.25)$$

$$\omega_{pi} = \omega_{ci} \cdot K_{ai} \quad (3.26)$$

Der Amplitudendurchtritt der offenen Kette des Regelkreises soll bei  $\omega_{ci}$  sein (Gl. (3.27)). Damit kann  $k_{ii}$  nach (3.28) berechnet werden.

$$|G_0(s)|_{\omega_{ci}} = |G_{Ri}(s) \cdot G_S(s)|_{\omega_{ci}} = 1 \quad (3.27)$$

$$k_{ii} = \frac{T_{L2} \cdot \omega_{ci}^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{K_{ai}^2}\right)}{u_{DC,0} \cdot \sqrt{4 + \left(K_{ai} - \frac{1}{K_{ai}}\right)^2}} \quad (3.28)$$

Zum besseren Verständnis ist das Blockdiagramm des Stromregelkreises in Abbildung 3.6 dargestellt. Das Bodediagramm der offenen Kette des Stromregelkreises ist in Abbildung 3.7 für die Werte aus Tabelle 3.4 zu sehen.

### 3. Modellbildung

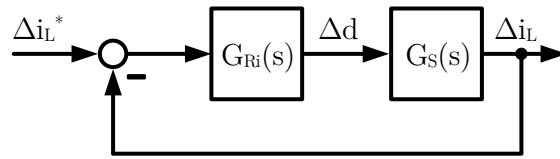


Abbildung 3.6.: Struktur der Stromregelung

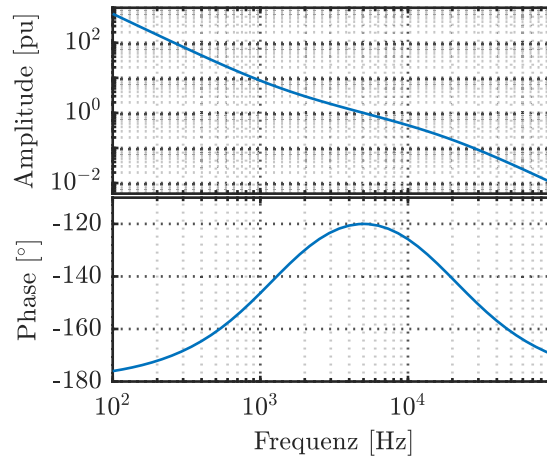


Abbildung 3.7.: Bodediagramm der offenen Kette des Stromregelkreises

Tabelle 3.4.: verwendete Parameter des Stromregelkreises

$f_T$	$u_{DC,0}$	$T_{L2}$	$\varphi_{ai}$	$\omega_{zi}$	$\omega_{pi}$	$k_{ii}$
50 kHz	1	23,3 $\mu$ s	60°	$8,42 \cdot 10^3$ rad/s	$1,17 \cdot 10^5$ rad/s	$6,17 \cdot 10^3$

### 3. Modellbildung

#### Auslegung des Zwischenkreisspannungsreglers

Die Herleitung der Gleichungen für die Auslegung des Zwischenkreisspannungsreglers erfolgt an dem vereinfachten Schaltbild der Eingangsstufe in Abbildung 3.8. Es sollen folgende Annahmen bzw. Randbedingungen gelten:

- der EMV-Filter wird vernachlässigt
- die Regelungsstruktur entspricht der in Abbildung 3.5 dargestellten
- der Drosselstrom entspricht zu jedem Zeitpunkt seinem Sollwert ( $I_L = I_L^*$ , perfekte Stromregelung)
- die an den Zwischenkreis angeschlossene Last verfügt über eine schnelle Leistungsregelung (Konstantleistungslast)
- der Umrichter arbeitet verlustfrei (Eingangs- = Ausgangsleistung)

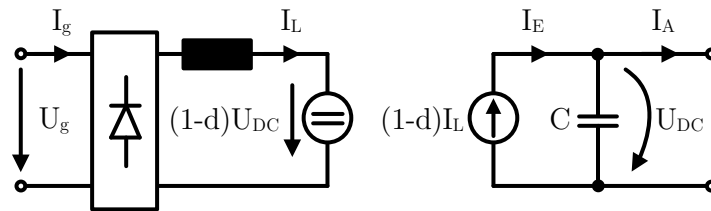


Abbildung 3.8.: Eingangsstufe der Umrichterlast

Für die Spannung am Zwischenkreiskondensator gilt:

$$\frac{dU_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (I_E - I_A) \quad (3.29)$$

Wird (3.29) entsprechend normiert, ergibt sich:

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{T_C} \cdot (i_E - i_A) \quad (3.30)$$

mit

$$T_C = \frac{C \cdot U_{DC,bez}^2}{\frac{1}{2} \cdot \hat{U}_{bez} \cdot \hat{I}_{bez}} \quad (3.31)$$

Der Kondensatoreingangsstrom  $I_E$  kann unter Beachtung des Leistungsgleichgewichts aus den Netzgrößen berechnet werden.

$$I_E = \frac{U_g I_g}{U_{DC}} \quad (3.32)$$

Wie oben beschrieben, wird eine perfekte Stromregelung ( $I_L = I_L^*$ ) angenommen. Damit entfällt der Drosselstrom als Zustandsgröße und die Modellordnung reduziert sich.

### 3. Modellbildung

Da der Netzstrom identisch mit dem Drosselstrom ist, lässt sich dieser dann durch die gleichgerichtete bezogene Netzspannung und den Spannungsreglerausgang ausdrücken.

$$I_g = I_L = \frac{|U_g|}{\hat{U}_{bez}} I'_L \quad (3.33)$$

Weiterhin soll für alle Größen der gleitende Mittelwert über eine halbe Netzperiode gebildet werden. Damit entfallen alle Wechselanteile mit der doppelten Netzfrequenz. Im Folgenden sollen alle Gleichgrößen diesem Mittelwert entsprechen, eine gesonderte Kennzeichnung erfolgt nicht. Die Größen auf der Netzseite können durch ihre Spitzenwerte ausgedrückt werden. Damit lautet  $I_E$ :

$$I_E = \frac{\frac{1}{2} \cdot \hat{U}_g \cdot \hat{I}_g}{U_{DC}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \hat{U}_g^2 \cdot I'_L}{U_{DC} \cdot \hat{U}_{bez}} \quad (3.34)$$

In bezogenen Größen gilt:

$$i_E = \frac{u_g^2 \cdot i'_L}{u_{DC}} \quad (3.35)$$

Der Strom  $i_A$  kann aus der bezogenen Kondensatorausgangsleistung  $p_A$  über

$$i_A = \frac{p_A}{u_{DC}} \quad (3.36)$$

berechnet werden. Aus (3.30) ergibt sich zusammen mit (3.35) und (3.36) die nichtlineare Zustandsgleichung:

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{T_C \cdot u_{DC}} \cdot (u_g^2 \cdot i'_L - p_A) \quad (3.37)$$

Durch Taylorreihenentwicklung im Arbeitspunkt erhält man die lineare Abbildung:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta u_{DC}}{dt} = & \underbrace{\frac{1}{T_C \cdot u_{DC,0}^2} \cdot (p_{A0} - u_{g0}^2 \cdot i'_{L0})}_{K_1} \cdot \Delta u_{DC} + \underbrace{\frac{u_{g0}^2}{T_C \cdot u_{DC,0}}}_{K_2} \cdot \Delta i'_L \\ & + \underbrace{\frac{2 \cdot u_{g0} \cdot i'_{L0}}{T_C \cdot u_{DC,0}}}_{K_3} \cdot \Delta u_g - \underbrace{\frac{1}{T_C \cdot u_{DC,0}}}_{K_4} \cdot \Delta p_A \end{aligned} \quad (3.38)$$

Gleichung (3.38) ist für Frequenzen unterhalb der Netzfrequenz gültig. Für einen verlustfreien Umrichter ist  $K_1 = 0$ . Das für kleine Auslenkungen um den Arbeitspunkt gültige Blockschaltbild des Umrichters mit Spannungsregler ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

Ähnliche Randbedingungen und Vereinfachungen werden bei der Kleinsignalmodellbildung in [103, 104, 105] und [106] verwendet. In [103] wird von einem Widerstand als Last im Zwischenkreis ausgegangen. Damit ergibt sich als Strecke ein Verzögerungsglied 1. Ordnung, weshalb als Spannungsregler ein  $PT_1$ -Glied verwendet wird. Als Grundlage für die Modellbildung in [104] dient die Maschengleichung (3.17) sowie die Spannungsgleichung des Zwischenkreiskondensators entsprechend des Mittelwertersatzschaltbildes aus



### 3. Modellbildung

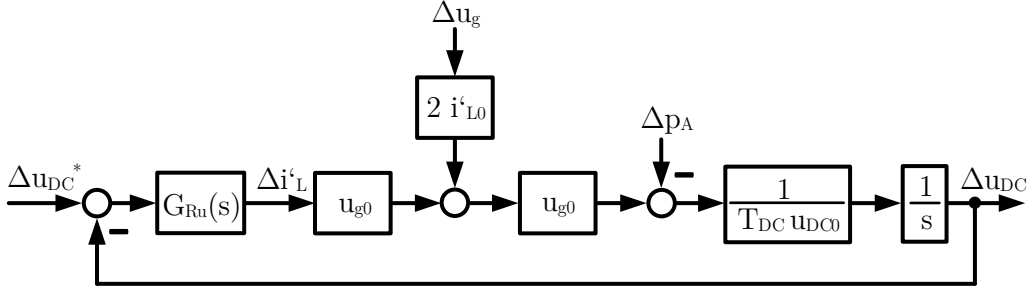


Abbildung 3.9.: Blockschaltbild des Umrichters mit Zwischenkreisspannungsregelung

Abbildung 3.4. Anhand dessen wird das Kleinsignalmodell und anschließend die komplexe Eingangsimpedanz des Umrichters bestimmt. In [105] wird das Modell aufgrund der Leistungserhaltung im Umrichter aufgestellt. Es ergibt sich eine Zustandsgleichung mit dem Quadrat der Zwischenkreisspannung. Der quadratische Term wird durch eine neue Variable substituiert, wodurch eine lineare Differentialgleichung entsteht, die das Verhalten in allen Arbeitspunkten beschreibt. In [106] dienen die entwickelte Zustandsgleichung zum Erstellen von linearen arbeitspunktabhängigen elektrischen Ersatzschaltbildern, die wiederum für die Reglersynthese verwendet werden können.

Für die weitere Reglerauslegung werden  $\Delta u_g$  und  $\Delta p_A$  in (3.38) als unabhängige Störungen aufgefasst, wodurch sich folgende Übertragungsfunktion der Strecke im Laplace-Bereich ergibt:

$$G_S(s) = \frac{\Delta u_{DC}}{\Delta i'_L} = K_2 \cdot \frac{1}{s} \quad (3.39)$$

Da es sich um eine integrale Strecke handelt, soll im Folgenden analog zur Auslegung des Stromreglers vorgegangen werden. Durch Normierung von (3.16) erhält man:

$$G_{Ru}(s) = \frac{k_{iu}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pu}}} \quad (3.40)$$

$$k_{iu} = K_{iu} \cdot \frac{U_{DC,bez}}{\hat{I}_{bez}} \quad (3.41)$$

Die Bandbreite  $\omega_{cu}$  der offenen Kette des Regelkreises muss so gewählt werden, dass einerseits eine ausreichende Dynamik erreicht wird und andererseits der netzseitige Strom einen möglichst sinusförmigen Verlauf aufweist. Hier wird die Bandbreite zu einem Zehntel der doppelten Netzfrequenz gewählt. Die Parameter des Reglers ergeben sich dann zu:

$$\omega_{cu} = \frac{2 \cdot \omega_{bez}}{10} \quad (3.42)$$

$$K_{au} = \tan \left( 45^\circ + \frac{\varphi_{au}}{2} \right) \quad (3.43)$$

$$\omega_{zu} = \frac{\omega_{cu}}{K_{au}} \quad (3.44)$$

### 3. Modellbildung

$$\omega_{pu} = \omega_{cu} \cdot K_{au} \quad (3.45)$$

$$k_{iu} = \frac{\omega_{cu}^2 \cdot \left(1 + \frac{1}{K_{au}^2}\right)}{K_2 \cdot \sqrt{4 + \left(K_{au} - \frac{1}{K_{au}}\right)^2}} \quad (3.46)$$

Das Bodediagramm der offenen Kette des Spannungsregelkreises ist in Abbildung 3.10 für die Werte aus Tabelle 3.5 zu sehen.

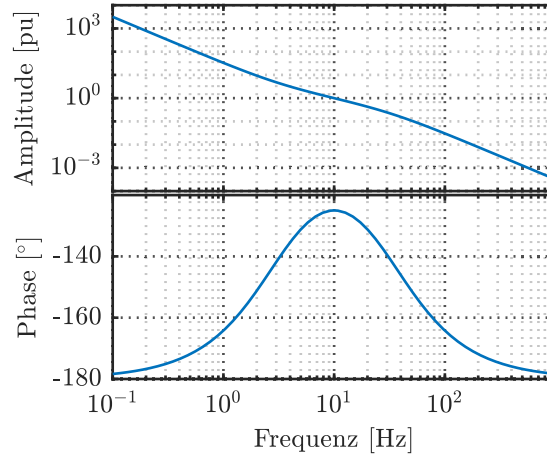


Abbildung 3.10.: Bodediagramm der offenen Kette des Spannungsregelkreises

Tabelle 3.5.: verwendete Parameter des Spannungsregelkreises

$u_{g0}$	$u_{DC,0}$	$T_C$	$K_2$	$\omega_{cu}$	$\varphi_{au}$	$\omega_{zu}$	$\omega_{pu}$	$k_{iu}$
1	1	91,4 ms	10,9/s	$2\pi 10$ rad/s	$55^\circ$	19,8 rad/s	199,3 rad/s	113,8

### 3.3. Pumpenantrieb

Als weiteres Anwendungsbeispiel soll ein Antrieb einer Umwälzpumpe in einer Heizungsanlage dienen. Da die Nennleistung für Einfamilienhäuser in der Regel unter 100 W und auch für große Gebäude meist im niedrigen einstelligen Kilowattbereich liegt, wird von einem einphasigen Netzanschluss ausgegangen. Abbildung 3.11 zeigt den schematischen Aufbau der Schaltung. Die Eingangsstufe bestehend aus EMV-Filter, Diodengleichrichter und Leistungsfaktorkorrektur inkl. deren Regelung soll identisch zu der in Abschnitt 3.2 für das Batterieladegerät vorgestellten Schaltung sein. Die Pumpe ist mit einem 3-phasigen Motor (meist ein permanentmagneterregter Synchronmotor) verbunden, der über einen an den Zwischenkreis angeschlossenen Wechselrichter angetrieben wird. Der Motorantrieb ist durch den Zwischenkreiskondensator von transienten Vorgängen im Netz entkoppelt. Weiterhin wird davon ausgegangen, dass der Antrieb über eine schnelle

### 3. Modellbildung

Stromregelung verfügt. Deshalb wird hier auf eine explizite Modellierung des elektrischen Systems des Wechselrichters und des Motors verzichtet. Die Regelungsstruktur und die Beschreibung des hydraulischen Systems soll im Folgenden näher erläutert werden.

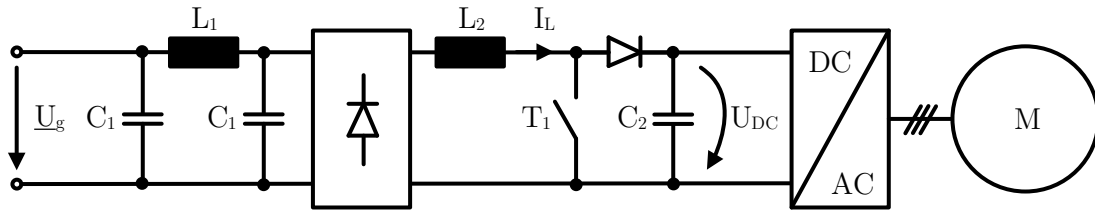


Abbildung 3.11.: Schematischer Aufbau des Pumpenantriebs

#### 3.3.1. Regelung

Umwälzpumpen in Heizungssystemen werden derzeit meist mit einer volumenstromabhängigen Differenzdruckregelung (Proportionaldruckregelung) [107] betrieben. Die Funktionsweise ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Da es sich um ein geschlossenes hydraulisches System handelt, weist die Anlagenkennlinie (rot) einen quadratischen Verlauf in Bezug zum Volumenstrom ( $Q$ ) auf und verläuft durch den Nullpunkt. Je nach Betriebszustand des Systems, wie z.B. Öffnungsgrad der Thermostatventile ergibt sich eine bestimmte Steigung der Anlagenkennlinie. Die Drehzahl der Pumpe wird so vorgegeben, dass sich Pumpenkennlinie (blau) und Anlagenkennlinie auf einer Geraden (cyan) schneiden. Dadurch kann gleichzeitig die Versorgung des Heizungssystems sichergestellt und die Drehzahl und damit die aufgenommene Leistung der Pumpe bedarfsgerecht eingestellt werden.

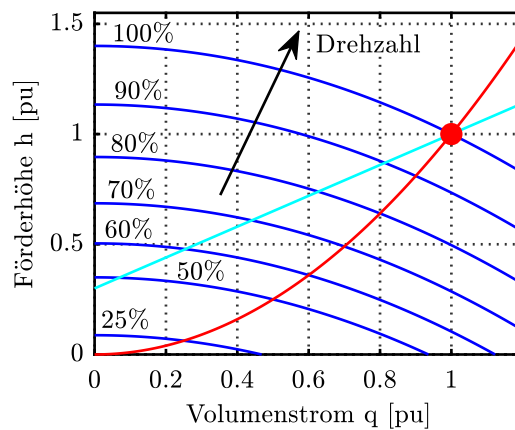


Abbildung 3.12.: Volumenstromabhängige Differenzdruckregelung in geschlossenen hydraulischen Systemen (siehe [107, S.120])

Die regelungstechnische Umsetzung im Pumpenantrieb ist in Abbildung 3.13 in bezogenen Größen dargestellt, basierend auf den Angaben in [107, 108, 109]. In Abhängigkeit

### 3. Modellbildung

des aktuellen Volumenstroms wird der Sollwert für den Differenzdruck bzw. die Förderhöhe ( $H$ ) vorgegeben. Dafür ist die lineare Steuerkennlinie aus Abb. 3.12 hinterlegt. Mittels PI-Regler wird die der gewünschten Förderhöhe entsprechende Drehzahl eingestellt. Es folgen unterlagerte Regler für die Drehzahl und das Drehmoment sowie die Bewegungsgleichung des Antriebs und die Beschreibung des hydraulischen Systems. Die Drehmomentregelung ist hier vereinfacht durch ein PT1-Element abgebildet. Für eine netzdienliche Regelung soll die aufgenommene Leistung des Antriebs über eine Veränderung des Drehzahlsollwertes durch Vorgabe einer Abweichung  $\Delta n$  beeinflusst werden.

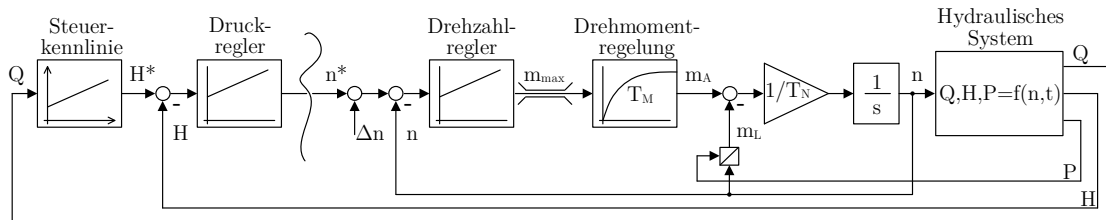


Abbildung 3.13.: Regelungsstruktur des Pumpenantriebs

Es wird angenommen, dass die thermische Zeitkonstante des Systems, d.h. des Heizungskreislaufs und des Gebäudes, im Bereich von einigen Stunden bis Tagen liegt und der Zeitbereich der betrachteten elektrischen Vorgänge im Netz wenige Sekunden bis Minuten umfasst. Der Verlauf der Anlagenkennlinie und die Ausgangswerte der Steuerkennlinie und des Druckreglers können daher für den kurzen Zeitraum einer netzbedingten Drehzahländerung als konstant angesehen werden und die Struktur reduziert sich auf einen drehzahlregelten Antrieb. Für die Bestimmung des stationären Arbeitspunktes des Pumpenantriebs muss die Steuerkennlinie jedoch berücksichtigt werden.

#### Drehzahlregelung

Unter der zuvor beschriebenen Vernachlässigung der Regelkreise für den Druckregler und der Proportionaldruckkennlinie sowie des hydraulischen Systems vereinfacht sich Abbildung 3.13 zu der in Abb. 3.14 dargestellten Struktur. Die Auslegung des Drehzahlregelkreises soll hier nach [110, Kap. 3.2] erfolgen.

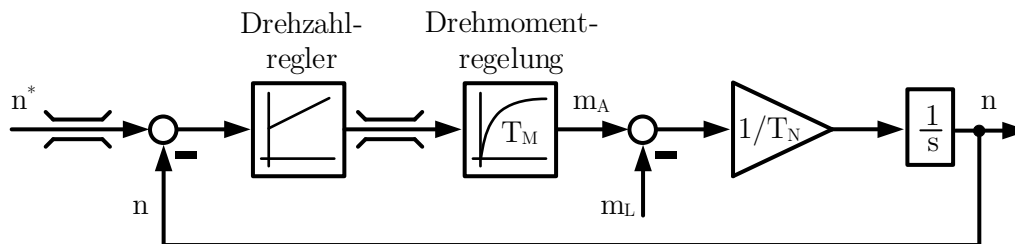


Abbildung 3.14.: Drehzahlregelkreis des Pumpenantriebs

### 3. Modellbildung

Für die Strecke ergibt sich im Frequenzbereich die Übertragungsfunktion

$$G_S(s) = \frac{1}{1 + sT_M} \cdot \frac{1}{sT_N} \quad (3.47)$$

Der PI-Regler soll die Struktur

$$G_R(s) = V_R \cdot \frac{1 + sT_n}{sT_n} \quad (3.48)$$

besitzen. Damit lassen sich nach den Standardeinstellungen des Verfahrens des symmetrischen Optimums die Werte von  $V_R$  und  $T_n$  über

$$V_R = \frac{T_N}{2T_M} \quad (3.49)$$

$$T_n = 4T_M \quad (3.50)$$

bestimmen. Zusätzlich sind die Drehzahl- und Drehmomentsollwerte begrenzt. Dies soll den Antrieb vor Schäden durch Fliehkräfte (Überdrehzahl), unzureichende Lagerschmierung (Unterdrehzahl), Überhitzung (zu großes Drehmoment) oder Überspannung im DC-Zwischenkreis (Rückspeisung bei Drehmomentumkehr) schützen. Die hier verwendeten Werte sind in Tabelle 3.6 gegeben.

Tabelle 3.6.: Parameter des Drehzahlregelkreises (T in [ms], sonstiges in [pu])

$T_N$	$T_M$	$V_R$	$T_n$	$n_{\max}$	$n_{\min}$	$m_{\max}$	$m_{\min}$
100	10	5	40	1,4	0,2	1,7	0

Nach der Beschreibung der Regelungsstruktur soll im nächsten Abschnitt auf das hydraulische System eingegangen werden.

#### 3.3.2. Hydraulisches System

Für die Modellierung des hydraulischen Systems werden folgende Randbedingungen festgelegt:

- geschlossenes hydraulisches System, d.h. die geodätische Förderhöhe ist Null
- inkompressible Flüssigkeit
- unendliche Steifigkeit der Rohrwände

Der erste Punkt ergibt sich aus der Tatsache, dass es sich um ein Heizungssystem handelt, das generell ein geschlossenes hydraulisches System darstellt. Weiterhin werden keine Elemente berücksichtigt, die einen stationären Gegendruck erzeugen wie z.B. Rückschlagventile. Die Punkte zwei und drei basieren auf der Annahme, dass Druckstöße in Hausleitungen aufgrund des kleinen Rohrquerschnitts und der geringen Leitungslänge praktisch keine Rolle spielen [111].

### 3. Modellbildung

Die Beschreibung des hydraulischen Systems erfolgt in normierter Darstellung basierend auf [75, 112, 113] und [85, Kap. 9.1]. Die von der Pumpe erzeugte Förderhöhe  $h_P$  ergibt sich nach (3.51) aus der Pumpendrehzahl  $n$  und dem Volumenstrom  $q$ . Die Gleichung beschreibt ein Kennlinienfeld entsprechend den in Abb. 3.12 dargestellten Verläufen. Die Form der Kurven ist abhängig von der jeweiligen Pumpe und wird durch die Konstante  $k_1$  bestimmt. Die Anlagenkennlinie  $h_A$  in (3.52) beschreibt die quadratische Abhängigkeit der Druckverluste im System vom Volumenstrom, z.B. durch Thermostatventile, Rohrreibung oder -krümmungen. Der Faktor  $k_A$  ist betriebspunktabhängig und wird aufgrund der langen Zeitkonstanten der Regeleinrichtungen im hydraulischen System für kurzzeitige Änderungen der Pumpendrehzahl als konstant angenommen. Bei Betrieb im Auslegungspunkt ist  $k_A = 1$ , im Teillastbetrieb gilt  $k_A > 1$ . Der Volumenstrom wird mittels der Differentialgleichung (3.53) bestimmt. In Analogie zur Wassersäule in den Fallrohren von Wasserkraftwerken wird dabei die Zeitkonstante  $T_W$  zur Beschreibung der Massenträgheit der Flüssigkeit im Rohrleitungssystem verwendet. Die hydraulische Leistung der Pumpe in (3.54) wird durch Multiplikation von Volumenstrom und Pumpenförderhöhe ermittelt. Die mechanische Leistung  $p_w$  an der Pumpenwelle ergibt sich dann entsprechend (3.55) durch Division durch den Pumpenwirkungsgrad  $\eta_p$ , der die in (3.56) gegebene Form hat. Die Beschreibung des hydraulischen Systems ist in Abbildung 3.15 zur weiteren Veranschaulichung als Blockdiagramm dargestellt. Eingangsgröße ist die Drehzahl, aus der sich der Volumenstrom, die Förderhöhe und die Wellenleistung ergeben.

$$h_P = (1 + k_1) n^2 - k_1 q^2 \quad (3.51)$$

$$h_A = k_A \cdot q^2 \quad (3.52)$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{1}{T_W} (h_P - h_A) \quad (3.53)$$

$$p_{hydr} = q \cdot h_P \quad (3.54)$$

$$p_w = \frac{p_{hydr}}{\eta_p} \quad (3.55)$$

$$\eta_p = k_2 + k_3 \cdot \left(\frac{q}{n}\right) - k_4 \cdot \left(\frac{q}{n}\right)^2 \quad (3.56)$$

Für den stationären Fall verschwindet die zeitliche Ableitung in (3.53) und es gilt  $h_P = h_A$ . Damit vereinfachen sich die obengenannten Gleichungen zu

$$q = \sqrt{\frac{1 + k_1}{k_A + k_1}} \cdot n \quad (3.57)$$

$$h = k_A \cdot \frac{1 + k_1}{k_A + k_1} \cdot n^2 \quad (3.58)$$

$$p_{hydr} = k_A \cdot \left(\frac{1 + k_1}{k_A + k_1}\right)^{3/2} \cdot n^3 \quad (3.59)$$



### 3. Modellbildung

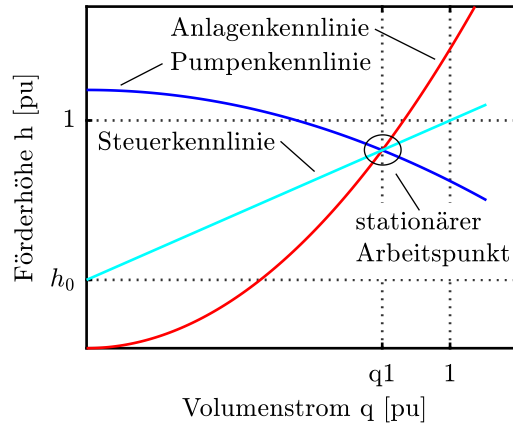


Abbildung 3.16.: Der stationäre Arbeitspunkt ergibt sich als Schnittpunkt aus Proportionaldruck-, Anlagen- und Pumpenkennlinie

und kann sich je nach Heizungsanlage stark unterscheiden. Eine beispielhafte Berechnung von  $L$ ,  $Q_0$  und  $H_0$  ist in [114, S.42] vorhanden.

Die hier für die Modellierung verwendeten Parameter sind zusammenfassend in Tabelle 3.7 gegeben.

Tabelle 3.7.: Parameter des hydraulischen Systems

$h_0$	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$	$T_W$
0,3	0,4	0,01549	3,3198	2,3353	4

### 3.4. Netzfrequenzmessung

Als Eingangssignal für die netzdienliche Regelung der Umrichterlasten soll die lokal gemessene Netzfrequenz dienen. Da die Kenntnis der aktuellen Netzfrequenz von großer Bedeutung für viele Anwendungen ist, wurde dafür eine große Anzahl an verschiedenen Verfahren entwickelt. Eine der einfachsten Methoden ist dabei die Periodendauermessung (PDM) bzw. Spannungsnulldurchgangserkennung, bei der die Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Nulldurchgängen gemessen wird. Weitere Verfahren beruhen auf der Fourier-Analyse [115, 116], einer Phasenregelschleife (PLL), einer Frequenzregelschleife (FLL), Kalman-Filter, Prony-Methode und vielen anderen. Verschiedene ausgewählte Methoden werden in [117, 118, 119, 120] oder [121] miteinander verglichen.

Bei der Konzeption bzw. Auslegung der Verfahren gibt es üblicherweise einen Zielkonflikt zwischen Genauigkeit und Einschwingzeit. Wichtige Bewertungsmerkmale sind außerdem die Echtzeitfähigkeit, die Komplexität der Implementierung und Parameter-einstellung, sowie die Robustheit gegenüber Netzharmonischen, Unsymmetrie bei 3-phasigen Systemen, schnelle Veränderungen bzw. Sprünge der Spannungsamplitude oder



### 3. Modellbildung

-phase, Messrauschen oder Gleichanteile.

Aufgrund ihrer einfachen Implementierung und Robustheit wurden für diese Arbeit sechs verschiedene PLL- und FLL-Verfahren nach [122, Kap. 4 & 8] als Kandidaten für die Frequenzmessung ausgewählt. Dabei handelt es sich um die SP-PLL, die SRF-PLL, die DDSRF-PLL, die SOGI-PLL, die SOGI-FLL und die DSOGI-FLL. Weiterhin wurde ein Periodendauermessverfahren mit zusätzlichem analogen Filter implementiert sowie die IOSG-SOGI-PLL nach [123] zur Auswertung der Zwischenkreisspannung eines Antriebsumrichters angepasst.

Im eingeschwungenen Zustand soll die Abweichung von der tatsächlichen Frequenz kleiner als  $\pm 10$  mHz sein. Dies wird z.B. in [5] für Erzeugungseinheiten, die an der Primärregelung teilnehmen oder für regenerative Erzeuger bei der Überfrequenzabregelung gefordert. Eine Möglichkeit ist, die Parameter des Messverfahrens entsprechend anzupassen. In [124] wurde z.B. die Auslegung einer SRF-PLL, einer DDSRF-PLL und einer DSOGI-FLL so vorgenommen, dass der durch die fehlerhafte Synchronisierung hervorgerufene Stromüberschwingungsgehalt bei netzseitigen Umrichtern minimiert wird. Hier ist die korrekte Phasenlage der Spannung entscheidend. Soll die detektierte Frequenz ebenso angepasst werden, ist es notwendig, die Bandbreite der Verfahren deutlich zu verringern, was zu einem schlechten dynamischen Verhalten bei transienten Vorgängen führt. Deshalb werden hier die betrachteten PLL- und FLL-Verfahren mit einer Standardauslegung betrieben und die interne Frequenz vor der Ausgabe zusätzlich durch einen Tiefpass 2. Ordnung entsprechend (3.65) gefiltert. Auf die Wahl der Grenzfrequenz  $f_{TP}$  wird in Abschnitt 3.4.9 eingegangen.

$$G_{TP}(s) = \frac{(2\pi f_{TP})^2}{s^2 + \sqrt{2}(2\pi f_{TP})s + (2\pi f_{TP})^2} \quad (3.65)$$

Im Folgenden soll die Funktionsweise und Dimensionierung der Methoden vorgestellt werden. Anschließend sollen die Verfahren untereinander verglichen und für eine netzdienliche Regelung geeignete Varianten ausgewählt werden.

Teile davon, insbesondere die Vorstellung der Periodendauermessung und der experimentellen Überprüfung wurden in [125] veröffentlicht.

#### 3.4.1. SP-PLL

Mit Hilfe der Phasenregelschleife wird ein Fehlersignal zu Null geregelt, das mit der Phasendifferenz zwischen der Netzspannung und einem virtuellen Signal verbunden ist. Dadurch gelingt es, die korrekte Phasenlage der Netzspannung zu ermitteln.

In Abbildung 3.17a ist die Grundstruktur einer einfachen einphasigen Phasenregelschleife (Single Phase PLL - SP-PLL) abgebildet. Das Fehlersignal wird durch Multiplikation aus der auf Nennspannung normierten Netzspannung  $v$  und dem Kosinus des detektierten Winkels gebildet. Der PLL-Regler versucht dieses Signal zu Null zu regeln. Aufgrund der Art der Erzeugung des Fehlersignals weisen die detektierte Frequenz und der Winkel auch im eingeschwungenen Zustand einen Wechselanteil auf. Für ein schnelleres Einschwingen wird im PLL-Regler die Nennnetzfrequenz  $\omega_0$  vorgesteuert.

### 3. Modellbildung

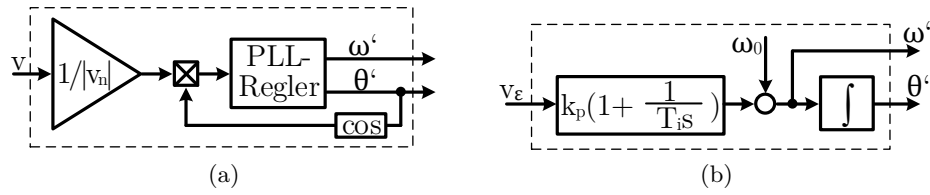


Abbildung 3.17.: Schematischer Aufbau der einphasigen Phasenregelschleife

(a) Gesamtstruktur

(b) PLL-Regler

Nach [122, Kap. 4] lässt sich für die Phasenregelschleife in Abbildung 3.17a ein für einen Arbeitspunkt gültiges lineares Modell mit der Übertragungsfunktion  $G_\theta(s)$  der geschlossenen Regelschleife aufstellen, wobei  $\theta'(s)$  der detektierte und  $\theta(s)$  der tatsächliche Phasenwinkel der Netzspannung ist.

$$G_\theta(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2 + k_p s + \frac{k_p}{T_i}} \quad (3.66)$$

Es handelt sich um ein System 2. Ordnung, welches ebenfalls durch die Übertragungsfunktion (3.67) beschrieben werden kann.

$$G_\theta(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.67)$$

Für ein solches System lässt sich nach [126] die Einschwingzeit  $t_s$  (1% Abweichung vom stationären Endwert) für einen Einheitssprung in grober Näherung mit

$$t_s = \frac{4,6}{\zeta\omega_n} \quad (3.68)$$

angeben. Durch Koeffizientenvergleich und Umstellen ergibt sich

$$k_p = \frac{9,2}{t_s} \quad T_i = \frac{t_s \zeta^2}{2,3} \quad (3.69)$$

In [122, Kap. 4] wird eine Einschwingzeit von 0,1s und ein Dämpfungsverhältnis von  $1/\sqrt{2}$  vorgeschlagen. Die verwendeten Parameter sind noch einmal in Tabelle 3.8 zusammengefasst.

Tabelle 3.8.: Parameter der SP-PLL

$t_s$	$\zeta$	$k_p$	$T_i$
0,1 s	$1/\sqrt{2}$	92	21,7 ms

### 3.4.2. SRF-PLL

Die Synchronous Reference Frame PLL (SRF-PLL) ist eine der am weitesten verbreiteten dreiphasigen PLLs. Die dreiphasige Netzspannung wird in das rotierende dq-Koordinatensystem transformiert. Die Spannung  $v_q$  oder wahlweise auch  $v_d$  entspricht dem Phasenfehlersignal und wird zu Null geregelt. Bei der in Abbildung 3.18 dargestellten Variante wird  $v_q$  zusätzlich auf die aktuelle Amplitude der Netzspannung normiert, um eine von der Höhe der Netzspannung unabhängige Regeldynamik zu erhalten. Der PLL-Regler weist den in Abbildung 3.17b gezeigten Aufbau auf.

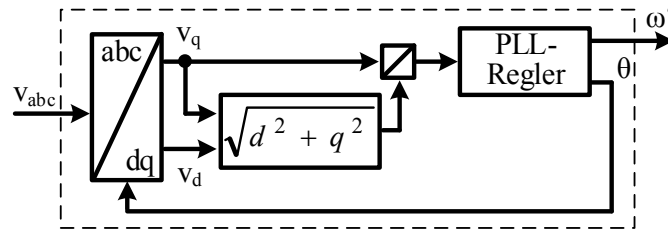


Abbildung 3.18.: Schematischer Aufbau der SRF-PLL

Die Auslegung des PLL-Reglers erfolgte nach [127]. Dabei wird ebenfalls ein für einen Arbeitspunkt gültiges Kleinsignalmodell entwickelt, dessen Strecke aus einem integralen Anteil und einem Tiefpass 1. Ordnung mit der Zeitkonstanten  $T_s$  besteht. Letzterer bildet die diskrete Abtastung durch einen Mikrocontroller ab. Voraussetzung ist die Normierung auf die aktuelle Höhe der Netzspannung. Für dieses Modell kann der PLL-Regler nach der Methode des symmetrischen Optimums ausgelegt werden. Nach Einführung eines Normalisierungsfaktors  $\alpha$  lassen sich die Parameter berechnen:

$$k_p = \frac{1}{\alpha T_s} \qquad T_i = \alpha^2 T_s \qquad (3.70)$$

In [127] wird  $T_s$  mit  $100 \mu\text{s}$  angenommen und  $\alpha = 30$  vorgeschlagen. Da für eine netzdienliche Regelung der Fokus auf der Frequenzmessung anstelle des Netzwinkels liegt, ergibt sich für  $\alpha = 100$  ein besseres Verhalten. Tabelle 3.9 fasst die verwendeten Parameter zusammen.

Tabelle 3.9.: Parameter der SRF-PLL

$T_s$	$\alpha$	$k_p$	$T_i$
$100 \mu\text{s}$	100	100	1 s

Als Alternativen können auch eine Auslegung entsprechend Abschnitt 3.4.1 oder nach [128, 129] dienen. Im letzteren werden  $k_p = 140$  und  $T_i = 14,3 \text{ ms}$  empfohlen.

### 3.4.3. DDSRF-PLL

Die Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL (DDSRF-PLL) (Abb. 3.19) ist ein dreiphasiges Verfahren und stellt eine Erweiterung der SRF-PLL dar. Sie weist ein verbessertes Verhalten bei unsymmetrischen Netzspannungen auf, z.B. bei Schief- last oder unsymmetrischen Netzfehlern. Mit Hilfe zweier entgegengesetzt rotierender Referenzsysteme können Mit- und Gegensystem voneinander entkoppelt werden. Dies geschieht nach (3.71) und (3.72). Eine gewöhnliche SRF-PLL bestimmt dann Frequenz und Winkel des Mitsystems. Die Spannungen der beiden Komponenten werden zusätzlich noch mit einem Tiefpass (TP) 1. Ordnung gefiltert.

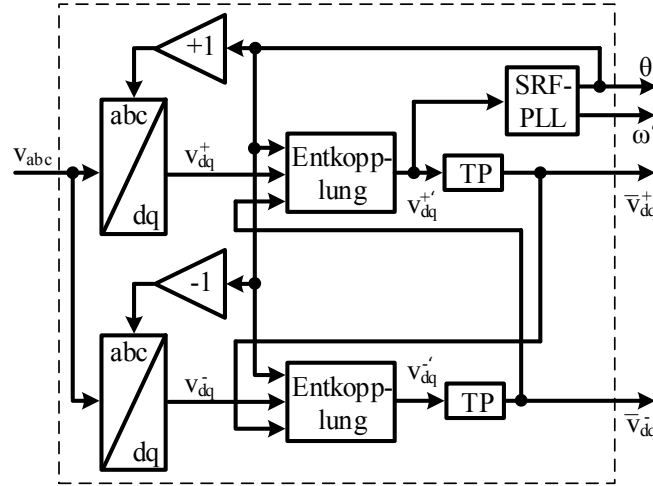


Abbildung 3.19.: Schematischer Aufbau der DDSRF-PLL

$$v_{dq}^{+'} = \begin{bmatrix} v_d^{+'} \\ v_q^{+'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{v}_d^- \\ \bar{v}_q^- \end{bmatrix} \cos(2\theta) + \begin{bmatrix} -\bar{v}_q^- \\ \bar{v}_d^- \end{bmatrix} \sin(2\theta) \quad (3.71)$$

$$v_{dq}^{-'} = \begin{bmatrix} v_d^{-'} \\ v_q^{-'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{v}_d^+ \\ \bar{v}_q^+ \end{bmatrix} \cos(2\theta) + \begin{bmatrix} \bar{v}_q^+ \\ -\bar{v}_d^+ \end{bmatrix} \sin(2\theta) \quad (3.72)$$

Im Fall einer Unsymmetrie ist im rotierenden Koordinatensystem des Mitsystems die Gegensystemspannung mit der doppelten Netzfrequenz enthalten. Dies ist für die Auslegung der PLL entscheidend, da der Abstand zur Grundfrequenz sehr gering ist. Durch die Entkopplung von Mit- und Gegensystem bei der DDSRF-PLL, kann für den PLL-Regler eine höhere Bandbreite als bei der SRF-PLL gewählt werden. In [130] wird  $\omega_n = 2\pi 25$  rad/s, ein Dämpfungsverhältnis von  $\zeta = 1/\sqrt{2}$  und die Berechnung der Filtereckfrequenz aus der Netzfrequenz  $\omega_N$  über

$$\omega_{TP} = \frac{\omega_N}{\sqrt{2}} \quad (3.73)$$

### 3. Modellbildung

vorgeschlagen. Wird die PLL analog zu Abschnitt 3.4.1 betrachtet, ergeben sich deren Parameter aus dem Koeffizientenvergleich von (3.66) und (3.67):

$$k_p = 2\zeta\omega_n \qquad T_i = \frac{k_p}{\omega_n^2} \qquad (3.74)$$

Die konkreten Parameterwerte sind in Tabelle 3.10 aufgeführt.

Tabelle 3.10.: Parameter der DDSRF-PLL

$\omega_n$	$\zeta$	$k_p$	$T_i$	$t_s$	$\omega_{TP}$
$2\pi 25$ rad/s	$1/\sqrt{2}$	222,1	9 ms	41 ms	222,1 rad/s

#### 3.4.4. SOGI-PLL

Bei der SOGI-PLL (Abb. 3.20) wird aus der einphasigen Netzspannung mit Hilfe eines adaptiven Filters, des Second Order Generalized Integrator Quadrature Signal Generator (SOGI-QSG), eine virtuelle um  $90^\circ$  nacheilende Spannungskomponente erzeugt. Die beiden Spannungen werden in rotierende Koordinaten transformiert und analog zur SRF-PLL die normierte q-Komponente zu Null geregelt. Bzgl. der Komponente v' weist der SOGI-QSG Bandpass- und bzgl. qv' Tiefpassverhalten auf. Wichtig für die korrekte Funktionsweise ist die Übereinstimmung der Mitten- bzw. Eckfrequenz des adaptiven Filters und der Grundfrequenz der Netzspannung.

Die Auslegung der Parameter des SOGI-QSGs und des PLL-Reglers wird in [122, Kap. 4] getrennt durchgeführt. Beide Bestandteile werden als System 2. Ordnung aufgefasst und optimale Werte für die Einschwingzeit und das Dämpfungsverhältnis bestimmt. Daraus lassen sich die in Tabelle 3.11 aufgeführten Werte berechnen, die im Folgenden verwendet werden.

Zum Vergleich sind die Ergebnisse der Auslegung nach [119, 131] und [132] gegeben. Hier wird ein zusammenhängendes Kleinsignalmodell der SOGI-PLL benutzt, um die Parameter für das Gesamtsystem nach dem symmetrischen Optimum zu bestimmen. Als Randbedingungen bzw. Optimierungskriterien dienen die Kleinsignalstabilität, die Einschwingzeit und die Unterdrückung von höherfrequenten Störsignalen. Die Unterschiede in den konkreten Parameterwerten sind gering im Vergleich zu [122], so dass ein ähnliches dynamisches Verhalten erwartet werden kann.

Tabelle 3.11.: Parameter der SOGI-PLL

		[122]	[119]	[131]	[132]
PLL	$k_p$	92	104	137,5	96
	$T_i$	21,7 ms	23 ms	17,5 ms	25,2 ms
SOGI-QSG	$k$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{2}$	2,1	$\sqrt{2}$

### 3. Modellbildung

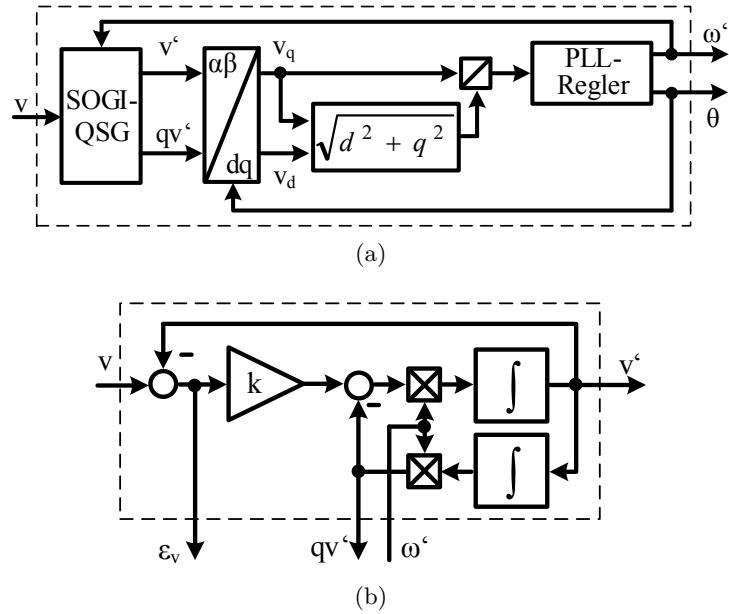


Abbildung 3.20.: Schematischer Aufbau der SOGI-PLL  
 (a) Gesamtstruktur  
 (b) SOGI-QSG

#### 3.4.5. SOGI-FLL

Die SOGI Frequency Locked Loop (SOGI-FLL) regelt im Gegensatz zu den vorangegangenen Verfahren kein Fehlersignal zu Null, das mit dem Phasenwinkel der Netzspannung verbunden ist, sondern ein von der Netzfrequenz abhängiges Signal. Da die Netzfrequenz sich nur langsam ändert, ist diese Methode robuster gegenüber schnellen Änderungen der lokal gemessenen Spannung. Zusätzlich wird bei der in Abbildung 3.21 dargestellten Variante die FLL-Verstärkung bzgl. der aktuellen Spannungsamplitude angepasst. Der Netzwinkel kann direkt aus den beiden Spannungskomponenten  $v'$  und  $qv'$  berechnet werden.

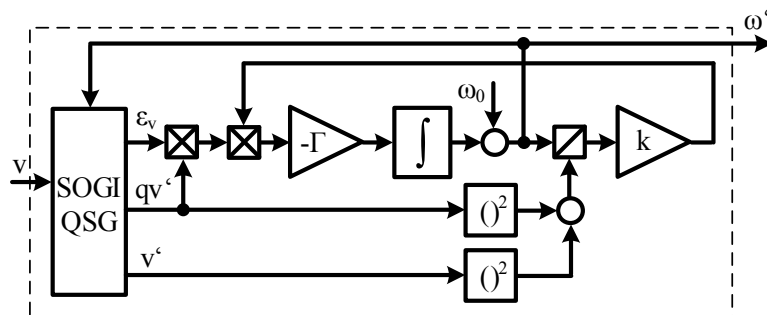


Abbildung 3.21.: Schematischer Aufbau der SOGI-FLL

### 3. Modellbildung

Wie bei der SOGI-PLL erfolgt auch hier nach [122] eine separate Auslegung für den SOGI-QSG und die FLL. Für den SOGI-QSG wird die gleiche Verstärkung  $k = \sqrt{2}$  wie im Abschnitt 3.4.4 verwendet, welche einer Einschwingzeit von 20,7 ms entspricht. Wird die FLL-Verstärkung bzgl. der Spannungsamplitude normiert, lässt sich ein Kleinsignalmodell für die FLL mit der Übertragungsfunktion  $G_{FLL}$  und einer näherungsweise Einschwingzeit  $t_{s,FLL}$  entwickeln:

$$G_{FLL}(s) = \frac{\bar{\omega}'}{\omega} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma} \quad t_{s,FLL} \approx \frac{4,6}{\Gamma} \quad (3.75)$$

Die verwendeten Parameter sind:

Tabelle 3.12.: Parameter der SOGI-FLL

$t_{s,SOGI}$	k	$t_{s,FLL}$	$\Gamma$
20,7 ms	$\sqrt{2}$	0,1 s	46

#### 3.4.6. DSOGI-FLL

Die Double Second Order Generalized Integrator FLL (DSOGI-FLL) (Abb. 3.22) berechnet aus den gefilterten Größen  $v'_\alpha$ ,  $v'_\beta$  und den um  $90^\circ$  nacheilenden  $qv'_\alpha$ ,  $qv'_\beta$  nach (3.76) die Augenblickswerte des Mit- und Gegensystems, aus denen sich der Netzwinkel bestimmen lässt. Die Frequenz wird mit Hilfe einer FLL entsprechend (3.77) unter Berücksichtigung der aktuellen Spannungsamplitude des Mitsystems nachgeführt.

$$v_{\alpha\beta}^{+'} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v'_\alpha - qv'_\beta \\ qv'_\alpha + v'_\beta \end{bmatrix} \quad v_{\alpha\beta}^{-'} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v'_\alpha + qv'_\beta \\ -qv'_\alpha + v'_\beta \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

$$\omega' = \omega_0 + \int \left( \frac{k\omega'}{(v_{\alpha'}^{+'})^2 + v_{\beta'}^{+'})^2} \cdot (-\Gamma) \cdot \frac{\varepsilon_{v\alpha} \cdot qv'_\alpha + \varepsilon_{v\beta} \cdot qv'_\beta}{2} \right) dt \quad (3.77)$$

Bei der Auslegung der Parameter der DSOGI-FLL kann wie bei der SOGI-FLL vorgegangen werden. Für die FLL wird jedoch in [122] eine kürzere Einschwingzeit von etwa 46 ms vorgeschlagen. Es ergeben sich die folgenden Parameter:

Tabelle 3.13.: Parameter der DSOGI-FLL

$t_{s,SOGI}$	k	$t_{s,FLL}$	$\Gamma$
20,7 ms	$\sqrt{2}$	46 ms	100

#### 3.4.7. Periodendauermessung

Neben den bisher genannten Verfahren wurde eine eigene Schaltung ausgelegt und aufgebaut, die die Frequenz durch Periodendauermessung bestimmt. Dies ist eines der frühesten und einfachsten Verfahren, bei dem die Frequenz aus der Zeitdauer zwischen

### 3. Modellbildung

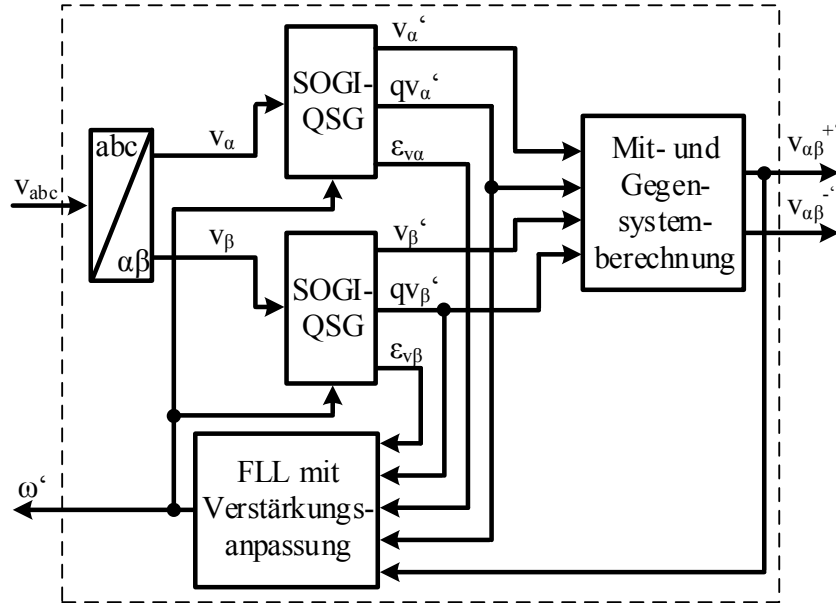


Abbildung 3.22.: Schematischer Aufbau der DSOGI-FLL

aufeinanderfolgenden Nulldurchgängen der Netzspannung ermittelt wird. Nachteilig ist jedoch die Anfälligkeit der korrekten Erkennung des Nulldurchgangs bei Netzfehlern, Harmonischen oder Störungen des Messsignals. Deshalb werden in der Regel zusätzliche Methoden der Signalvorbehandlung verwendet, um die Nulldurchgangserkennung zu verbessern. In [133] wird z.B. die Methode der kleinsten Quadrate und in [134] die Fourier-Analyse verwendet. Die Implementierung erfolgt in der Regel digital. Im Gegensatz dazu wird das hier vorgestellte Verfahren mit analogem Filter realisiert.

In Abbildung 3.23 ist das Grundprinzip der Schaltung dargestellt. Mittels eines Spannungsteilers wird die möglicherweise oberwellen- und störungsbehaftete Netzspannung abgegriffen. Ein als Anlogschaltung realisierter Tiefpass extrahiert das Grundwellensignal, welches durch einen Schmitttrigger in ein Rechtecksignal mit Netzfrequenz umgewandelt wird. Das Rechtecksignal wird potentialgetrennt über einen Optokoppler an einen Mikrocontroller auf einer zweiten Platine übertragen. Letzterer bestimmt die Zeit zwischen zwei positiven Anstiegen des Rechtecksignals und berechnet daraus die Frequenz. Es wird jeweils ein gleitender Mittelwert über mehrere vergangene Frequenzmesswerte gebildet. Durch die Auswertung nur des positiven Anstiegs des Rechtecksignals wird ein evtl. vorhandener DC-Anteil im Messsignal unterdrückt. Bei dem analogen Filter handelt es sich um einen Tschebyscheff-Tiefpass 2. Ordnung mit 2dB Welligkeit und einer Eckfrequenz von 52,5 Hz, der als aktives Filter mit Mehrfachgegenkopplung als Operationsverstärkerschaltung aufgebaut wurde. Die Übertragungsfunktion ist in (3.78) gegeben. Die Auslegung erfolgte nach [135, Kap. 13].

$$G_{TP}(s) = \frac{-1,28}{1,62 \cdot 10^{-5} s^2 + 3,56 \cdot 10^{-3} s + 1} \quad (3.78)$$



### 3. Modellbildung

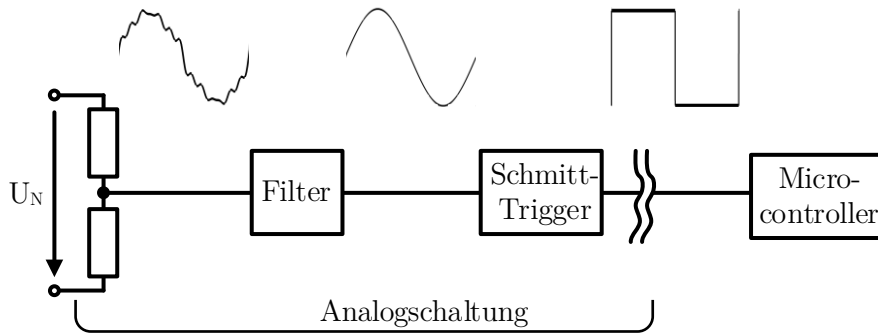


Abbildung 3.23.: Prinzipschaltbild der Periodendauermessplatine

In Abbildung 3.24 ist der reale Schaltungsaufbau des Verfahrens zu sehen, der aus zwei miteinander verbundenen Platinen besteht. Abbildung 3.24a zeigt die Signalaufbereitungsplatine mit dem Filter und der Umwandlung in ein Rechtecksignal. Der Mikrocontroller (in blau) zur Auswertung des Rechtecksignals ist in Abbildung 3.24b zu erkennen. Die Messwerte werden auf einem USB-Stick gespeichert und ein Wert pro Sekunde auf einem Display ausgegeben. Mit Hilfe eines GPS-Empfängers kann jedem Frequenzwert die richtige Uhrzeit und das Datum zugeordnet werden.

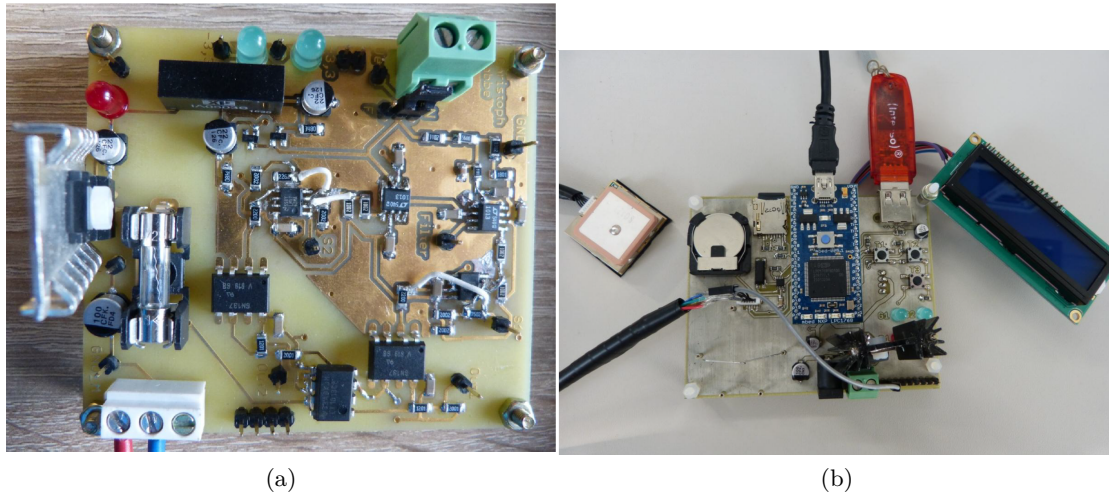


Abbildung 3.24.: Messplatine (a) Signalaufbereitung (b) Signalauswertung

Die vorgestellte Methode bietet Vorteile bei Anwendungen, bei denen keine explizite Netzsynchronisation vorhanden ist, z.B. ungesteuerte Gleichrichter. Da die Signalverarbeitung analog erfolgt, wird nur minimale Rechenkapazität auf einem Mikrocontroller benötigt. Weiterhin ist die potentialgetrennte Übertragung des Rechtecksignals schaltungstechnisch wesentlich einfacher zu realisieren, als wenn die Auswertung der Netzspannung ausschließlich in Software erfolgt und dafür die sinusförmige Spannung übermittelt werden muss.

### 3.4.8. Zwischenkreisspannungsauswertung

Umrichtergekoppelte elektrische Lasten verwenden in der Regel einen Diodengleichrichter auf der Netzseite. Eine Netzspannungsmessung ist häufig nicht notwendig, so dass diese nicht als Eingangssignal für eine Frequenzmessung zur Verfügung steht. Die Zwischenkreisspannung wird jedoch oft zu Schutzzwecken oder zur Spannungsregelung ausgewertet. Sie enthält aufgrund der Art der Gleichrichtung einen Wechselanteil mit dem Doppelten (einphasiger Anschluss) oder dem Sechsfachen (dreiphasig) der Netzfrequenz. Es stellt sich daher die Frage, ob der Wechselanteil extrahiert und das Vielfache der Netzfrequenz bestimmt werden kann. Dafür soll an dieser Stelle die IOSG-SOGI-PLL verwendet werden.

Bei der Implementierung der Netzsynchronisationsmethoden auf einem Echtzeitsystem kann der gemessenen Spannung insbesondere durch die Spannungssensoren oder die Analog-Digital(AD)-Wandlung unbeabsichtigt ein Gleichanteil hinzugefügt werden. Dieser führt bei den bisher vorgestellten PLL-Verfahren zu Problemen. Die PLL-Frequenz weist einen mit Grundfrequenz schwingenden Wechselanteil auf, der eine Reduktion der Bandbreite notwendig macht. Zur Unterdrückung des Gleichanteils wurden deshalb verschiedene Methoden vorgeschlagen [123, 136]. In [123] wird die IOSG-SOGI-PLL (improved orthogonal signal generator SOGI-PLL) vorgeschlagen, eine Variante der SOGI-PLL mit verändertem SOGI-QSG (Abb. 3.25). Das Signal  $k\varepsilon_v$  enthält aufgrund der Bandpasscharakteristik von  $G(s)=v'/v$  den Gleichanteil von  $v$ . Dieser soll von  $qv'$  abgezogen werden. Um mögliche Oberwellen in der gemessenen Spannung zu unterdrücken, wird zusätzlich ein Tiefpass (TP) eingefügt. Die Gesamtstruktur soll hier der SOGI-PLL aus Abbildung 3.20a entsprechen.

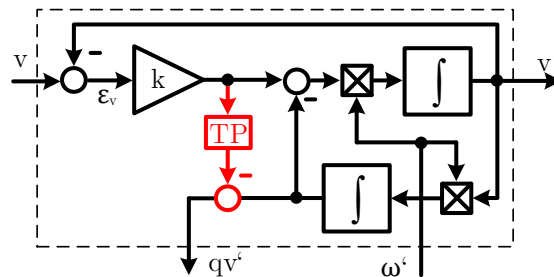


Abbildung 3.25.: Veränderter SOGI-QSG der IOSG-SOGI-PLL

In [123] wurde das Verfahren für einen Gleichanteil vorgeschlagen, der einem Bruchteil der Netzspannung entspricht und für einen Anteil von max. 25% bezogen auf die Wechselspannungsamplitude erfolgreich getestet. Für die Auswertung der Zwischenkreisspannung kehrt sich das Verhältnis um, der Gleichanteil ist hier bedeutend größer als das Nutzsinal.

Die verwendeten Parameter der IOSG-SOGI-PLL sind in Tabelle 3.14 aufgeführt.

### 3. Modellbildung

Tabelle 3.14.: Parameter der IOSG-SOGI-PLL

$k$	$\omega_{TP}$	$k_p$	$T_i$
$\sqrt{2}$	$2\pi 1,6 \text{ rad/s}$	92	21,7 ms

#### 3.4.9. Experimentelle Überprüfung

##### Messaufbau

Die verschiedenen Verfahren sollen experimentell an einer programmierbaren Spannungsquelle bzw. einem Netzsimulator (Chroma 61705 [137]) getestet werden. Es handelt sich um ein dreiphasiges Gerät mit einer maximalen Ausgangsleistung von 12 kV A und einem maximalen Phasenspannungseffektivwert von 300 V. Damit können eine Vielzahl unterschiedlicher Verläufe der Netzspannung vorgegeben werden.

Die Messplatine der Periodendauermessung kann direkt mit der Netznachbildung verbunden werden. Die PLL- und FLL-Verfahren wurden in Matlab Simulink implementiert und anschließend auf ein Echtzeitsystem (dSpace DS1006 & DS4002 [138, 139]) konvertiert. Die Berechnung und Abtastung der Messsignale erfolgt mit 20 kHz. Mit Hilfe einer Adapterplatine wird die Netzspannung über einen Spannungsteiler abgegriffen, mit einer VCO-Schaltung (voltage controlled oscillator - VCO) in ein hochfrequentes Rechtecksignal umgewandelt und an die Frequenzeingänge des Echtzeitsystems angeschlossen. Die galvanische Trennung von Netzsimulator und Echtzeitsystem erfolgt durch Optokoppler. Der Messaufbau für die PLL- und FLL-Verfahren ist in Abbildung 3.26 als Prinzipschaltbild dargestellt.

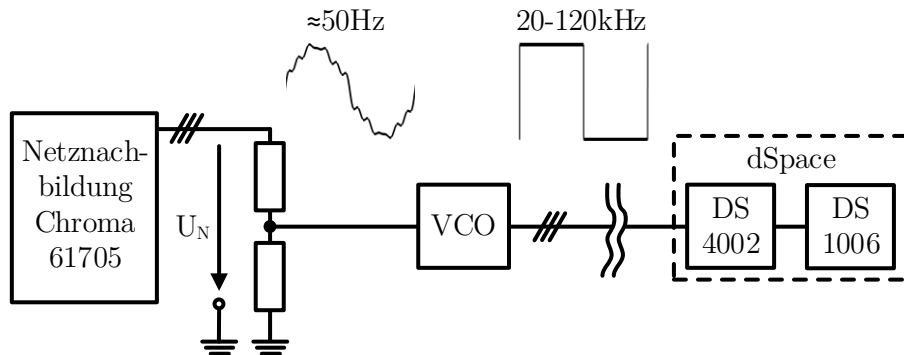


Abbildung 3.26.: Prinzipschaltbild des Messaufbaus für die PLL- und FLL-Verfahren

Die IOSG-SOGI-PLL zur Auswertung der Zwischenkreisspannungsmessung wurde an einem dreiphasigen Umrichter mit einer Nennleistung von 120 kV A und einem Wechselrichter und Motor als Last getestet. Der restliche Aufbau entspricht dem in Abbildung 3.26.

### 3. Modellbildung

#### Testszenarien

In der Literatur werden sehr unterschiedliche, meist an die jeweilige Anwendung angepasste Testbedingungen für Netzsynchronisations- bzw. Frequenzmessverfahren verwendet. Insbesondere bei der Vorstellung neuer Methoden werden Szenarien gewählt, die die jeweiligen Vorteile hervorheben. In Richtlinien von Netzbetreibern oder Normen finden sich häufig nur Anforderungen zur stationären Genauigkeit. Die hier verwendeten Szenarien sollen einen Vergleich der einzelnen Methoden hinsichtlich ihres Einsatzes zur Frequenzmessung für eine netzdienliche Umrichterregelung ermöglichen. Die genaue Definition folgt weiter unten.

Ähnliche Überlegungen zur Bewertung von Frequenzmessverfahren wurden auch in anderen Veröffentlichungen angestellt. In [140] und [141] wird z.B. ein einheitliches Konzept angeregt, bei Frequenzmessungen in Netzumrichtern Testfälle und absolute Kriterien festzulegen, um Verfahren technologieoffen und in Hinblick auf einen sicheren Netzbetrieb bewerten zu können. Weiterhin werden vier konkrete Kriterien zur stationären Genauigkeit und dem Verhalten bei einem Spannungsphasensprung, einem tiefen Spannungseinbruch und einem hohen Frequenzgradienten vorgeschlagen. Weitere technische Anforderungen werden in [142] genannt.

Für Spannungsoberschwingungen in Verteilnetzen sind in der europäischen Norm EN 50160 [143] Grenzwerte für jede Ordnung einer Oberwelle und ein Maximalwert von 8 % für den Gesamtüberschwingungsgehalt nach (3.79) bis zur 40. Oberwelle festgelegt.

$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} U_h^2}}{U_1} \quad (3.79)$$

Für die Überprüfung der Messmethoden wurde ausgehend von diesen Grenzwerten eine Auswahl der Harmonischen mit einer niedrigen Ordnungszahl und großem Betrag getroffen. Oberwellen höherer Ordnung sind weniger kritisch, da sie sich durch den größeren Abstand zur Grundfrequenz durch die den Verfahren inhärente Filtercharakteristik leichter unterdrücken lassen. Die verwendeten Oberwellen sind in Tabelle 3.15 dargestellt. Daraus ergibt sich ein THD von 10,7 % und eine deutlich verzerrte Netzspannung (Abb. 3.27). Das Szenario entspricht daher einer kurzfristigen Überschreitung des Grenzwertes von 8 % oder der Situation in einem Teilnetz, in dem weniger strenge Richtlinien gelten.

Tabelle 3.15.: Oberschwingungsanteile der Testspannung

Ordnung	2	3	4	5	7	9	11	13
$U_h/U_1$ [%]	2	5	1	6	5	1,5	3,5	3

Weiterhin soll das Verhalten der Verfahren bei einem Frequenzsprung getestet werden. Dies stellt aufgrund der Schwungmassen im Netz keinen realen Fall dar, da sich die Frequenz nur kontinuierlich und langsam ändert. Die Dynamik der einzelnen Methoden lässt sich damit gut untereinander vergleichen. Die Frequenz soll dabei von der unteren

### 3. Modellbildung

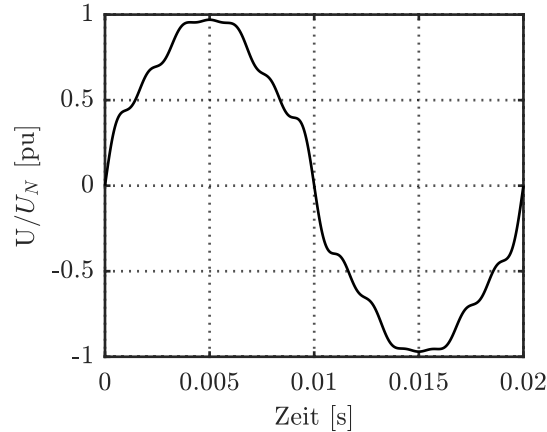


Abbildung 3.27.: Oberwellenbehaftete Netzspannung

Grenze des Frequenzbandes des europäischen Verbundnetzes 47,5 Hz auf den Nennwert 50 Hz springen.

Niederfrequente elektro-mechanische Schwingungen treten im europäischen Verbundnetz mit Frequenzen zwischen 0,2 und 1,5 Hz auf [5, S. 33]. Ein Testfall soll daher eine Netzpendelung mit einer Frequenz von 1,5 Hz und einer Amplitude von 200 mHz sein. Letztere ist die maximal zulässige Abweichung von der Sollfrequenz im Normalbetrieb. Da mit der Netznachbildung nur lineare Veränderungen der Netzfrequenz möglich sind, soll die Pendelung durch ein Dreieckssignal abgebildet werden.

Durch Schalthandlungen oder Kurzschlüsse im Netz kann sich der Phasenwinkel der Spannung sprunghaft ändern. Dies geht meist mit einer Veränderung der Amplitude einher. Die Höhe der Amplituden- und Winkeldifferenz hängt von der jeweiligen Konfiguration ab und kann stark variieren. Für den Test der Messverfahren wird von einem Sprung um  $30^\circ$  in allen drei Phasen und unveränderter Spannungsamplitude ausgegangen.

Die dreiphasigen Verfahren sollen bzgl. ihres Verhaltens bei unsymmetrischen Fehlern untersucht werden. Hierfür wird ein Phase-Phase-Fehler mit den in (3.80) aufgeführten Spannungen vorgegeben.

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_a \\ \underline{U}_b \\ \underline{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \angle 0^\circ \\ 0,66 \angle -139^\circ \\ 0,66 \angle 139^\circ \end{bmatrix} 230 \text{ V} \quad (3.80)$$

#### Messergebnisse

Die mit der DSOGI-FLL gemessene Netzfrequenz bei Vorgabe einer konstanten Frequenz von 50 Hz und einer mit den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Oberwellen verzerrten Spannung ist in Abbildung 3.28 für die Fälle ohne und mit anschließender Filterung mit einem Tiefpass 2. Ordnung nach (3.65) (S. 45) dargestellt. Die interne Frequenz weist deutliche Schwingungen mit einer maximalen Abweichung von etwa 350 mHz

### 3. Modellbildung

auf. Erst durch die Filterung mit dem Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 8,5 Hz wird eine maximale Amplitude von weniger als 10 mHz erreicht. Das Gleiche gilt für die anderen PLL- und FLL-Verfahren. Die Tiefpassfiltergrenzfrequenz wurde für jedes Verfahren so gewählt, dass die gemessene Frequenz sicher in einem Band von 10 mHz um die Grundfrequenz liegt (Tabelle 3.16). Das Ergebnis ist dabei stark von der Parameterauslegung der Methode und vom Oberschwingungsspektrum abhängig, z.B. wurde in [121] für eine Variante der SOGI-PLL nach [144] ein Tiefpass mit  $f_{TP} = 25$  Hz verwendet.

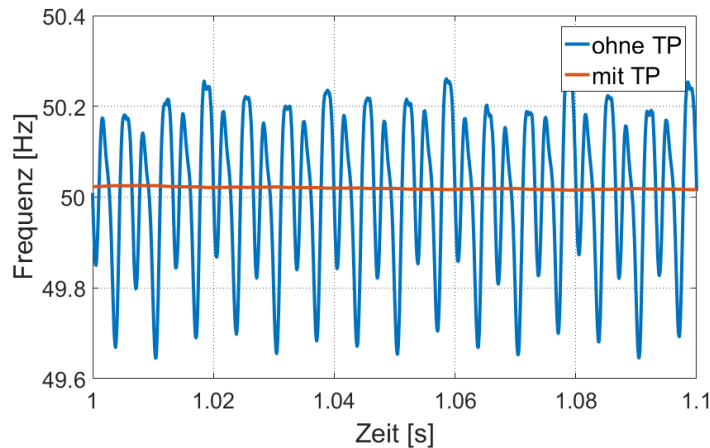


Abbildung 3.28.: DSOGI-FLL-Frequenz mit und ohne Tiefpass für oberwellenbehaftete Spannung mit konstanter Grundfrequenz

Tabelle 3.16.: Grenzfrequenz des Tiefpass 2. Ordnung in [Hz]

SP-PLL	SRF-PLL	DDSRF-PLL	SOGI-PLL	SOGI-FLL	DSOGI-FLL
3,5	7	7	5	8,5	8,5

Abbildung 3.29 zeigt den Einfluss einer verzerrten Spannung für alle Verfahren. Im stationären Zustand ist die Schwingungsamplitude um den Mittelwert nun für alle Methoden geringer als 10 mHz. Für alle nachfolgenden Ergebnisse ist daher nur die gefilterte Frequenz dargestellt. Auffallend ist, dass bei der DSOGI-FLL und der SOGI-FLL der Mittelwert eine konstante Abweichung von 50 Hz aufweist. Weitere Tests haben gezeigt, dass diese sowohl von der Abtastrate des Echtzeitsystems als auch vom Oberschwingungsgehalt abhängig ist. Da der Oberschwingungsgehalt im Allgemeinen zeitlich veränderlich und unbekannt ist, lässt sich dieser Effekt nur durch eine aufwendige Echtzeitauswertung der Spannung kompensieren. Die beiden Verfahren sind daher in diesem Zusammenhang nicht für eine genaue Messung der Frequenz geeignet.

Die Zwischenkreisspannung des Antriebsumrichters in Abbildung 3.30 ist stark verzerrt. Dennoch gelingt es mit der IOSG-SOGI-PLL, das Sechsfache der Grundfrequenz korrekt zu detektieren. Die Höhe des Wechselanteils ist abhängig von der aktuellen Last.

### 3. Modellbildung

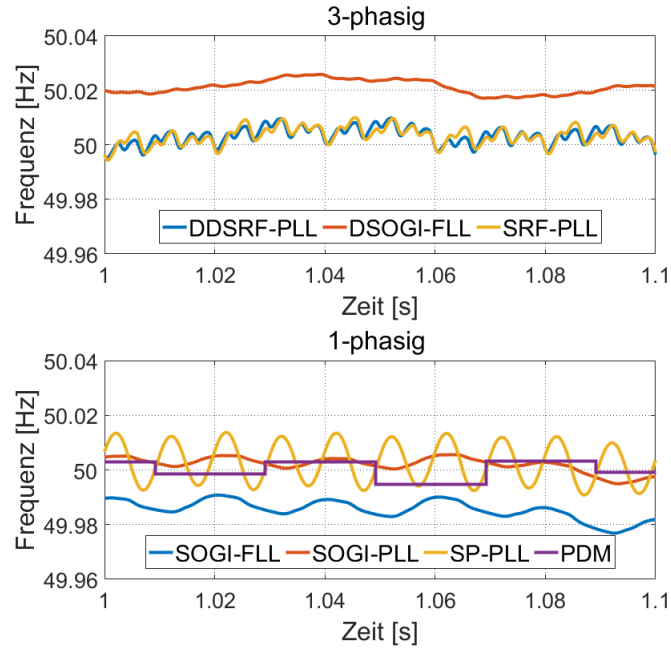


Abbildung 3.29.: Frequenzmessung für konstante Grundfrequenz und oberwellenbehaftete Spannung

Die Messung der Frequenz funktioniert für diesen Aufbau nur, wenn die bezogene Leistung mindestens 30 % der Nennleistung betrug. Weiterhin enthielt die Zwischenkreisspannung einen Anteil mit 5 Hz. Um eine Messgenauigkeit von 10 mHz einzuhalten, musste die Grenzfrequenz des Tiefpass für die Frequenzausgabe auf 0,5 Hz verringert werden. Damit ist eine schnelle Frequenzmessung mit dieser Konfiguration nicht möglich und das Verfahren wird für die nachfolgenden Tests nicht berücksichtigt.

Bei einem Frequenzsprung (Abb. 3.31) erreicht die PDM schon nach etwa 90 ms den stationären Endwert. SRF-PLL, DDSRF-PLL und DSOGI-FLL weisen ein ähnliches Verhalten auf und benötigen 150 ms. Die SOGI-PLL und die SP-PLL sind langsamer und erreichen 50 Hz nach 200 ms und 280 ms. Die PDM und die SOGI-FLL weisen kein bzw. ein geringes Überschwingen auf.

Alle Verfahren können der Frequenzpendelung in Abbildung 3.32 gut folgen. Es tritt ein Nachteilen der detektierten Frequenz auf, das bei der SRF-PLL, DDSRF-PLL und DSOGI-FLL einer Phasenverschiebung von etwa  $20^\circ$  und bei der SOGI-PLL, PDM und SP-PLL zwischen 30 und  $40^\circ$  entspricht. Der obere Spitzenwert des Dreiecksignals wird von keinem Verfahren erreicht und der untere wird von allen außer der PDM unterschritten.

Der Phasensprung (Abb. 3.33) um  $30^\circ$  ist dynamisch anspruchsvoll und alle Verfahren weisen kurzzeitig eine deutliche Frequenzabweichung auf. Bei den 3-phasigen Methoden beträgt diese etwa 2 Hz, sowie 1,8 Hz für die SOGI-FLL und die SOGI-PLL. Die geringste Abweichung tritt mit etwa 1,2 Hz bei der PDM und der SP-PLL auf. Die Einschwingzeit

### 3. Modellbildung

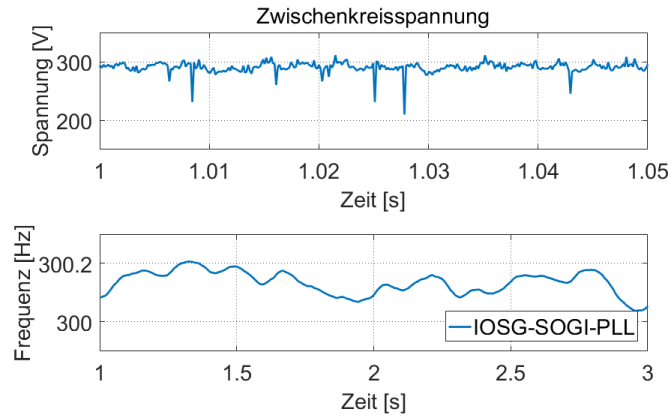


Abbildung 3.30.: Frequenzmessung am Umrichterspannungszwischenkreis

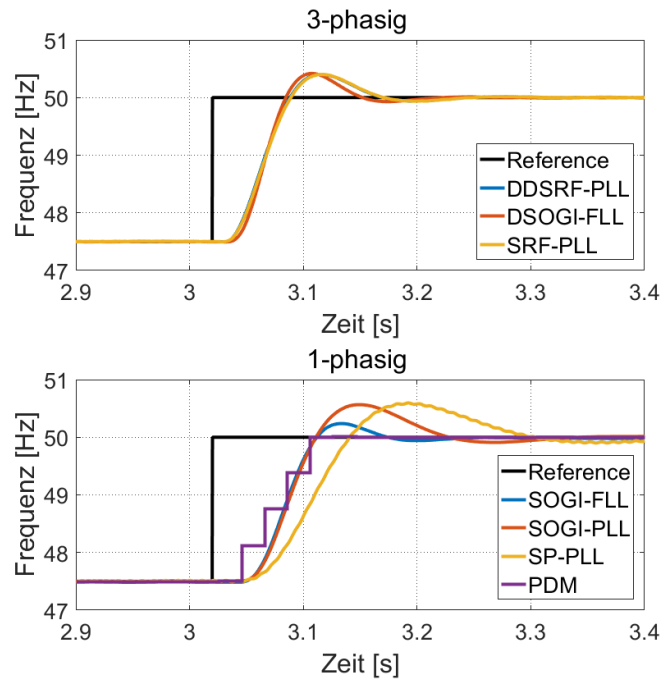


Abbildung 3.31.: Frequenzmessung bei einem Frequenzsprung



### 3. Modellbildung

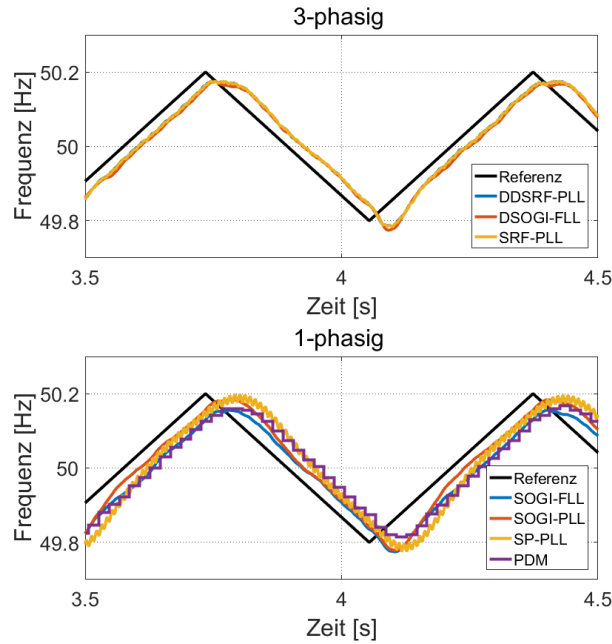


Abbildung 3.32.: Frequenzmessung bei einer Frequenzpendelung

ist für die 3-phasigen Verfahren sowie der PDM und der SOGI-FLL etwa 180 ms. Die SOGI-PLL benötigt etwa 40 ms länger und die SP-PLL erreicht erst nach 300 ms den stationären Zustand.

Bei Eintritt des unsymmetrischen Netzfehlers weichen die dreiphasigen Verfahren kurzzeitig von 50 Hz ab und erreichen nach 100 bis 150 ms einen neuen stationären Arbeitspunkt (Abb. 3.34). Bei der SRF-PLL ist deutlich eine gleichbleibende Schwingung der Frequenz mit doppelter Netzfrequenz zu sehen, welche durch das Gegensystem verursacht wird. Die Amplitude beträgt etwa 50 mHz. Die DDSRF-PLL und DSOGI-FLL können den Einfluss des Gegensystems durch die Auftrennung der Spannung in Mit- und Gegensystem bedeutend verringern.

#### Zusammenfassung

Die SOGI-FLL und DSOGI-FLL sind nicht für eine genaue Frequenzmessung geeignet, da sie eine konstante Frequenzabweichung aufweisen, die sich nur aufwendig kompensieren lässt. Die Auswertung der Zwischenkreisspannung eines netzgeführten Gleichrichters mit der IOSG-SOGI-PLL war nur mit einer sehr niedrigen Grenzfrequenz des Tiefpasses möglich, so dass die Methode den dynamischen Anforderungen nicht genügt. Die SRF-PLL besitzt ein gutes dynamisches Verhalten, ist jedoch empfindlich gegenüber Netzsymmetrien. Für Anwendungen mit dreiphasiger Spannungsmessung ist daher die DDSRF-PLL geeignet. Sie kann schnellen Änderungen der Netzgrößen gut folgen und Störungen effektiv unterdrücken. Bei den einphasigen Verfahren wurden die SP-PLL, die SOGI-PLL und die PDM erfolgreich getestet. Die SOGI-PLL und die PDM weisen

### 3. Modellbildung

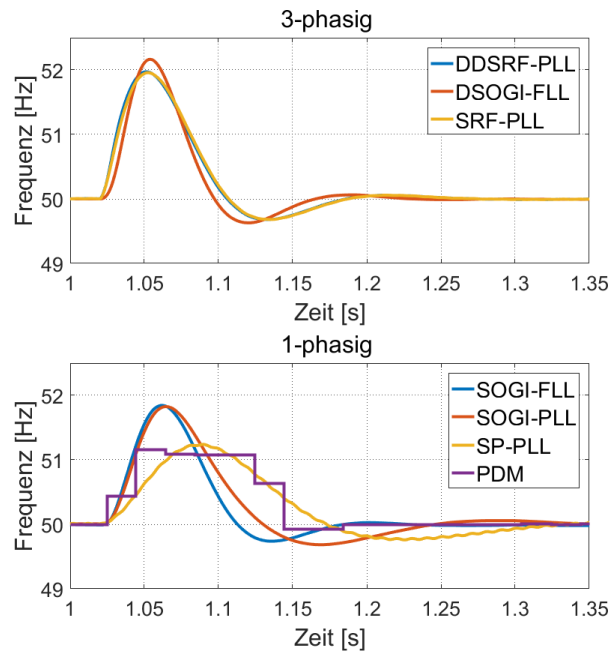


Abbildung 3.33.: Frequenzmessung bei einem Phasensprung von  $30^\circ$  in allen drei Phasen zur Zeit  $t = 1,02$  s

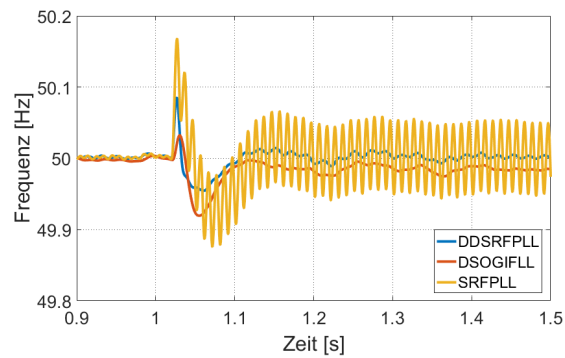


Abbildung 3.34.: Frequenzmessung bei einem unsymmetrischen Netzfehler

dabei die geringste Einschwingzeit und die größte Robustheit gegenüber Störungen auf.

## 3.5. Netzmodell: 2-Area-System

Die Umwälzpumpe und das Batterieladegerät sollen beim Betrieb in einem elektrischen Energieversorgungsnetz betrachtet werden. Einerseits besteht so die Möglichkeit, realistische Verläufe von Spannung und Frequenz am Umrichtereingang zu generieren. Andererseits kann die Rückwirkung der geregelten Lasten auf das Netz untersucht werden. Da die detaillierte Abbildung von großen Netzen mit mehreren Tausend Generatoren an dieser Stelle nicht praktikabel ist, soll eine vereinfachte Nachbildung verwendet werden. Effekte in realen Netzen können damit gut abgebildet werden. Die geringere Komplexität vereinfacht zudem die Implementierung und fördert das Verständnis der zugrunde liegenden Mechanismen.

Konkret wird hier das 2-Area-System verwendet. Dieses stellt das Verhalten ausgehnter elektrischer Energieversorgungsnetze nach. Es wurde ursprünglich für die Nachbildung gemessener Netzpendelungen in Nordamerika entwickelt. Die hier verwendete Variante wurde in [85, Kap. 12.8] für Kleinsignalstabilitätsanalysen vorgestellt und ist in Abbildung 3.35 dargestellt. Diese beruht auf den Testsystemen aus [9] und [10], welche für die Untersuchung der Einflussfaktoren von Netzpendelungen und Pendeldämpfungsgeräten (Power System Stabilizer - PSS) entwickelt wurden. Das Modell ist in der Literatur weit verbreitet und wird vom IEEE als ein Referenznetz für Stabilitätsuntersuchungen empfohlen [145]. Eine Implementierung wird von der Firma Mathworks als Simulationsmodell bereitgestellt und bildet die Grundlage des hier verwendeten Modells [146].

Das System besteht aus zwei nahezu identischen Teilnetzen mit je zwei Generatoreinheiten und einem Lastknoten. Beide Teile sind schwach über eine lange Doppelleitung gekoppelt. Die elektrischen Verbraucher werden als Konstantimpedanzlasten abgebildet. Der ohmsche Anteil der Konstantimpedanzlast an Knoten 9 wurde leicht reduziert. Damit bleibt das System auch mit einer anderen Lastzusammensetzung in allen Betriebspunkten stabil. Die Generatoren sind mit automatischer Spannungsregelung, Pendeldämpfungsgerät und Drehzahlregler ausgestattet. Weiterhin wird der Triebstrang und die Dampfturbine nachgebildet. Die konkreten Parameter und Betriebspunktwerte sind im Anhang A.1 auf S. 132 enthalten.

Jeder Generator speist etwa 700 MW ein. Die Last an Knoten 9 ist bedeutend größer als an Knoten 7. Folglich stellt sich ein Leistungsfluss von 400 MW von Teilgebiet 1 nach 2 ein. Auf diese Weise wird das System nahe an seiner Stabilitätsgrenze betrieben. Hinsichtlich Netzpendelungen bildet sich je ein lokaler Schwingungsmodus zwischen den Generatoren eines Teiles und ein Schwingungsmodus zwischen den beiden Teilgebieten aus.

### 3. Modellbildung

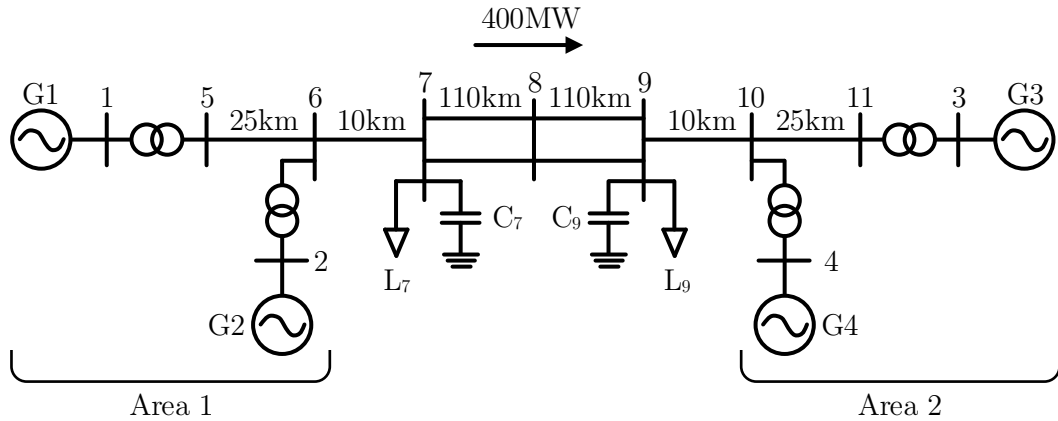


Abbildung 3.35.: Vereinfachte Darstellung des 2-Area-System [85, Kap. 12.8]

## 3.6. Lineare Zustandsraummodelle

### 3.6.1. Einführung

Für das Batterieladegerät und den Pumpenantrieb soll im Folgenden ein Zustandsraummodell entwickelt werden. Mit dessen Hilfe können Aussagen zur Stabilität getroffen werden. Die Methodik der Modellentwicklung orientiert sich u.a. an [147, 148, 149, 150] und [85, Kap. 12].

In [85, Kap. 12] und [150] werden Modelle zur klassischen Stabilitätsanalyse von elektrischen Verbundnetzen mit synchrongeneratorbasierten Kraftwerken sowie deren Regeleinrichtungen vorgestellt. Die elektrischen Verbraucher werden als konstante Impedanz oder stark vereinfacht abgebildet. Die Dynamik der Übertragungsleitungen wird vernachlässigt. Betrachtet werden Vorgänge mit einer Frequenz bis zu einigen Hertz.

In [147, 148] und [149] wird ein Modell eines kleinen autonomen Teilnetzes (Microgrid) entwickelt. Dieses besteht aus mehreren umrichterbasierten Einspeisern sowie einer Umrichterlast und einem ohmschen Verbraucher. Die dynamischen Eigenschaften der elektrischen Leitungen werden berücksichtigt. Das Modell ist für Frequenzen bis in den Kilohertz-Bereich gültig.

Dieser Ansatz wird ebenso bei [151] angewandt. Hier werden Interaktionen in einem Energieversorgungsnetz zwischen einer Hochspannungsgleichstromübertragungsstation und einem nahegelegenen Windpark für Frequenzen bis in den Kilohertz-Bereich untersucht.

Das zu modellierende System wird in kleinere Einheiten unterteilt. Für jede Komponente werden Zustandsvariablen definiert. Zustandsvariablen sind dadurch charakterisiert, dass sie sich nicht sprunghaft ändern können, anschaulich also einem Energiespeicher entsprechen. Jede Zustandsvariable lässt sich durch eine Differentialgleichung beschreiben, die sogenannte Zustandsgleichung. Die Summe aller Zustandsgleichungen eines Systems entspricht dem Zustandsraummodell. Handelt es sich um eine nicht-lineare Differentialgleichung, wird durch eine Taylorreihenentwicklung eine lineare, für einen

### 3. Modellbildung

Arbeitspunkt gültige Abbildung der Originalfunktion gewonnen. Mit dieser wird das Verhalten des Systems bei kleinen Auslenkungen um den Arbeitspunkt angenähert. Die linearen Zustandsgleichungen lassen sich in Matrixschreibweise zum linearen Zustandsraummodell entsprechend (3.81) und (3.82) (vergl. [85, Kap. 12]) zusammenfassen. Der Operator  $\Delta$  bezeichnet kleine Auslenkungen aus einem Arbeitspunkt.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_1 \\ \Delta \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \Delta \dot{x}_n \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \dots & & a_{nn} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{bmatrix}}_{\Delta x} + B \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_1 \\ \Delta u_2 \\ \vdots \\ \Delta u_h \end{bmatrix}}_{\Delta u} \quad (3.81)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta y_1 \\ \Delta y_2 \\ \vdots \\ \Delta y_m \end{bmatrix}}_{\Delta y} = C \Delta x + D \Delta u \quad (3.82)$$

mit

- $\Delta x$  - Zustandsvektor (Dimension:  $n \times 1$ )
- $\Delta u$  - Eingangs- oder Steuervektor ( $h \times 1$ )
- $\Delta y$  - Ausgangsvektor ( $m \times 1$ )
- $A$  - Systemmatrix ( $n \times n$ )
- $B$  - Eingangs- oder Steuermatrix ( $n \times h$ )
- $C$  - Ausgangs- oder Beobachtungsmatrix ( $m \times n$ )
- $D$  - Durchgangsmatrix ( $m \times h$ )

Die Komponentenmodelle werden anschließend zusammengefasst. Die Verkopplung erfolgt über die Ein- und Ausgangsgrößen durch Lösen der linearen Matrixgleichungssysteme. Damit sich die Modelle elektrisch verkoppeln lassen, wird die Klemmenspannung als Eingangs- und der Klemmenstrom als Ausgangsgröße definiert. Unter Umständen ist es dabei notwendig, die Größen zwischen einem gemeinsamen Referenzsystem und den individuellen Koordinaten zu transformieren.

Aus dem Zustandsraummodell ((3.81) und (3.82)) lässt sich die Übertragungsfunktion des Systems aufstellen. Dazu wird (3.81) in den Laplace-Bereich überführt.

$$s\Delta x - \Delta x(0) = A\Delta x + B\Delta u \quad (3.83)$$

Da nur das Übertragungsverhalten von Interesse ist, können die Anfangswerte  $\Delta x(0)$  vernachlässigt werden. Wird dann (3.83) nach  $\Delta x$  umgestellt und in (3.82) eingesetzt,

### 3. Modellbildung

ergibt sich unmittelbar die Beziehung der Ausgangs- zu den Eingangsgrößen. Die Variable  $I$  bezeichnet hier die Einheitsmatrix und der Operator „ $-1$ “ zeigt das Inverse einer Matrix an.

$$G(s) = \frac{\Delta y}{\Delta u} = C(sI - A)^{-1} + D \quad (3.84)$$

Die Eigenwerte  $\lambda$  der Zustandsmatrix  $A$  sind die Lösungen der charakteristischen Gleichung (vergl. [85, Kap. 12] & [152, Kap. 1.7]).

$$\det(A - \lambda I) = 0 \quad (3.85)$$

Jeder Eigenwert kann in der Form

$$\lambda = \sigma \pm j\omega_d \quad (3.86)$$

beschrieben werden und charakterisiert eine Eigenbewegung des Systems.

$$e^{\sigma t} \sin(\omega_d t + \varphi_0) \quad (3.87)$$

Damit sind durch Betrachtung der Eigenwerte Rückschlüsse über die Stabilität möglich:

- negativer/positiver Realteil: gedämpfte/aufklingende Eigenbewegung
- rein reell: aperiodische Dämpfung bzw. Instabilität
- komplex: komplexe Eigenwerte treten immer als komplex konjugierte Paare auf und charakterisieren Schwingungsmoden

Die Dämpfungskonstante  $\sigma$  ([1/s]) beschreibt das Abklingen der Schwingungsamplitude auf  $1/e$  ( $\approx 37\%$ ) bezogen auf den Anfangswert in der Zeit  $T_\sigma = 1/\sigma$ . Die Frequenz  $f_d$  ([Hz]) der gedämpften Schwingung ist

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} \quad (3.88)$$

und die natürliche ungedämpfte Frequenz beträgt

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\sigma^2 + \omega_d^2} \quad (3.89)$$

Das Dämpfungsverhältnis

$$\zeta = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega_d^2}} \quad (3.90)$$

nimmt Werte zwischen 0 (ungedämpft) und 1 bzw. -1 (aperiodisch gedämpft/aufklingend) an.

Die Lösung der linearen Gleichung

$$Ar = \lambda r \quad (3.91)$$

### 3. Modellbildung

für den Eigenwert  $\lambda_i$  ergibt den rechten Eigenvektor  $r_i$  mit der Dimension  $(n \times 1)$ . Ebenso lässt sich der dazugehörige linke Eigenvektor  $l_i$  mit der Dimension  $(1 \times n)$  durch Lösen der Gleichung

$$lA = \lambda l \quad (3.92)$$

bestimmen. Die Eigenvektoren werden so gewählt, dass der folgende Zusammenhang gilt.

$$l_i r_i = 1 \quad (3.93)$$

Im Anschluss lässt sich die Partizipationsmatrix [85, S. 715] berechnen.

$$P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & \dots & p_n \end{bmatrix} = \begin{array}{cccc|l} \underline{\lambda_1} & \underline{\lambda_2} & \dots & \underline{\lambda_n} & \\ \hline p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1n} & \Delta x_1 \\ p_{21} & p_{22} & \dots & \vdots & \Delta x_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ p_{n1} & \dots & & p_{nn} & \Delta x_n \end{array} \quad (3.94)$$

$$p_i = \begin{bmatrix} p_{1i} \\ p_{2i} \\ \vdots \\ p_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{1i} l_{i1} \\ r_{2i} l_{i2} \\ \vdots \\ r_{ni} l_{in} \end{bmatrix} \quad (3.95)$$

Die Elemente von P werden Partizipationsfaktoren genannt. Jeder Partizipationsfaktor  $p_{ki}$  ist ein dimensionsloses, normiertes Maß für die relative Beteiligung der Zustandsgröße  $\Delta x_k$  zur Eigenbewegung von  $\lambda_i$ . Die nützliche Information steckt dabei im Betrag des jeweiligen Partizipationsfaktors.

Einen Überblick über andere Methoden zur Kleinsignalanalyse von elektrischen Wechselstromschaltungen wie der Impedanzanalyse, der Theorie der dynamischen Phasoren oder der Harmonischen Linearisierung bietet z.B. [153].

#### 3.6.2. Netzseitiger Umrichter

Ausgangspunkt für die Entwicklung des Kleinsignalmodells des netzseitigen Umrichters ist die in Abschnitt 3.2.4 hergeleitete Differentialgleichung (3.38)(S. 36) für die Zwischenkreisspannung:

$$\frac{d\Delta u_{DC}}{dt} = \underbrace{\frac{1}{T_C \cdot u_{DC,0}^2} \cdot (p_{A0} - u_{g0}^2 \cdot i'_{L0})}_{K_1} \cdot \Delta u_{DC} + \underbrace{\frac{u_{g0}^2}{T_C \cdot u_{DC,0}}}_{K_2} \cdot \Delta i'_L + \underbrace{\frac{2 \cdot u_{g0} \cdot i'_{L0}}{T_C \cdot u_{DC,0}}}_{K_3} \cdot \Delta u_g - \underbrace{\frac{1}{T_C \cdot u_{DC,0}}}_{K_4} \cdot \Delta p_A$$

### 3. Modellbildung

Die Last wird als dreiphasig angenommen. Folglich kann bei der Betrachtung von Vorgängen im Netz von einem symmetrischen Verbraucher ausgegangen werden. Diese Annahme trifft dann zu, wenn eine größere Zahl gleichartiger einphasiger Geräte im Netz vorhanden ist, die gleichmäßig auf die drei Phasen aufgeteilt wurden.

Im ersten Schritt soll die Änderung der Amplitude der Netzspannung  $\Delta u_g$  durch die Änderung der komplexen Netzspannung  $\Delta u_{g,RI}$  angegeben werden. Die komplexe Netzspannung ist definiert als:

$$\underline{u}_g = u_{g,R} + j u_{g,I} \quad (3.96)$$

Für kleine Abweichungen lässt sich in Anlehnung an [85, S. 758] die Amplitude wie folgt berechnen:

$$(u_{g0} + \Delta u_g)^2 = (u_{g,R0} + \Delta u_{g,R})^2 + (u_{g,I0} + \Delta u_{g,I})^2 \quad (3.97)$$

Nach Abzug von  $u_{g0}$  und unter Vernachlässigung der Terme zweiter Ordnung erhält man

$$u_{g0} \Delta u_g = u_{g,R0} \Delta u_{g,R} + u_{g,I0} \Delta u_{g,I} \quad (3.98)$$

Die Abweichung der Amplitude ist daher

$$\Delta u_g = \frac{1}{u_{g0}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{g,R0} & u_{g,I0} \end{bmatrix}}_{V_{123}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{g,RI}} \quad (3.99)$$

Die Zwischenkreisspannungsgleichung (3.38) wird zu

$$\frac{d\Delta u_{DC}}{dt} = K_1 \cdot \Delta u_{DC} + K_2 \cdot \Delta i'_L + K_3 V_{123} \cdot \Delta u_{g,RI} + K_4 \cdot \Delta p_A \quad (3.100)$$

Für den Zwischenkreisspannungsregler werden die Zustandsvariablen  $I_1$  und  $\hat{I}'_L$  eingeführt (Abb. 3.36).

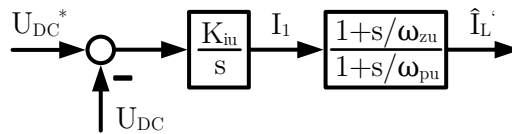


Abbildung 3.36.: Zwischenkreisspannungsregler

Für den integralen Anteil gilt

$$I_1 = \frac{K_{iu}}{s} (U_{DC}^* - U_{DC}) \quad (3.101)$$

Nach Normierung und Umstellung erhält man

$$\frac{di_1}{dt} = k_{iu} (u_{DC}^* - u_{DC}) \quad (3.102)$$



### 3. Modellbildung

mit

$$k_{iu} = K_{iu} \cdot \frac{U_{DC,bez}}{\hat{I}_{bez}} \quad (3.103)$$

Für kleine Auslenkungen um den Arbeitspunkt gilt

$$\frac{d\Delta i_1}{dt} = k_{iu}\Delta u_{DC}^* - k_{iu}\Delta u_{DC} \quad (3.104)$$

Für das Phasenhebungsglied lautet die Gleichung

$$\hat{I}'_L = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pu}}} \cdot I_1 \quad (3.105)$$

bzw. normiert

$$i'_L = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zu}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pu}}} \cdot i_1 \quad (3.106)$$

Für kleine Abweichungen kann (3.106) umgeschrieben werden zu

$$\Delta i'_L + \frac{1}{\omega_{pu}} \frac{d\Delta i'_L}{dt} = \Delta i_1 + \frac{1}{\omega_{zu}} \frac{d\Delta i_1}{dt} \quad (3.107)$$

Nach einsetzen von (3.104) und umstellen erhält man

$$\frac{d\Delta i'_L}{dt} = -\frac{\omega_{pu}}{\omega_{zu}} k_{iu}\Delta u_{DC} + \omega_{pu}\Delta i_1 - \omega_{pu}\Delta i'_L + \frac{\omega_{pu}}{\omega_{zu}} k_{iu}\Delta u_{DC}^* \quad (3.108)$$

Damit lassen sich die Zustandsgleichungen (3.100), (3.104) und (3.108) zum Zustandsraummodell zusammenfassen. Die Netzspannung wird als eigenständige Eingangsgröße betrachtet.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{DC} \\ \Delta i_1 \\ \Delta i'_L \end{bmatrix}}_{\Delta \underline{x}_{umr}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} K_1 & 0 & K_2 \\ -k_{iu} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_{pu}}{\omega_{zu}} k_{iu} & \omega_{pu} & -\omega_{pu} \end{bmatrix}}_{A_{umr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{DC} \\ \Delta i_1 \\ \Delta i'_L \end{bmatrix}}_{\Delta \underline{x}_{umr}} + \underbrace{\begin{bmatrix} K_3 V_{123} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_{umr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta \underline{u}_{g,RI}} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} K_4 & 0 \\ 0 & k_{iu} \\ 0 & \frac{\omega_{pu}}{\omega_{zu}} k_{iu} \end{bmatrix}}_{B_{u,umr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta p_A \\ \Delta u_{DC}^* \end{bmatrix}}_{\Delta \underline{u}_{umr}} \end{aligned} \quad (3.109)$$

Des Weiteren soll der Netzstrom berechnet werden. Dieser ist für generatorischen Betrieb positiv in das Netz fließend definiert. Entsprechend der Reglerstruktur hängt die Amplitude des Stroms vom Zwischenkreisspannungsregler sowie der Netzspannung ab. Bezüglich der Grundwelle sind Strom und Spannung in Gegenphase.

$$\underline{I}_g = -\hat{I}'_L \frac{\hat{U}_g}{\hat{U}_{bez}} e^{j\varphi_{u_g}} = -\hat{I}'_L u_g e^{j\varphi_{u_g}} \quad (3.110)$$

### 3. Modellbildung

Nach Normierung erhält man

$$\underline{i}_g = -i'_L u_g e^{j\varphi_{u_g}} = -i'_L u_g \cos \varphi_{u_g} - j i'_L u_g \sin \varphi_{u_g} = i_{g,R} + j i_{g,I} \quad (3.111)$$

Durch Einsetzen von

$$\cos \varphi_{u_g} = \frac{u_{g,R}}{u_g} \quad \sin \varphi_{u_g} = \frac{u_{g,I}}{u_g} \quad (3.112)$$

vereinfacht sich der Ausdruck zu

$$\underline{i}_g = -i'_L u_{g,R} - j i'_L u_{g,I} \quad (3.113)$$

Für kleine Abweichungen gilt dann

$$\Delta i_{g,R} = -u_{g,R0} \Delta i'_L - i'_{L0} \Delta u_{g,R} \quad (3.114)$$

$$\Delta i_{g,I} = -u_{g,I0} \Delta i'_L - i'_{L0} \Delta u_{g,I} \quad (3.115)$$

bzw. in Zustandsraumdarstellung:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{g,R} \\ \Delta i_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{umr,RI}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -u_{g,R0} \\ 0 & 0 & -u_{g,I0} \end{bmatrix}}_{C_{umr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{DC} \\ \Delta i_1 \\ \Delta i'_L \end{bmatrix}}_{\Delta x_{umr}} - \underbrace{\begin{bmatrix} i'_{L0} & 0 \\ 0 & i'_{L0} \end{bmatrix}}_{Y_{umr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{g,RI}} \quad (3.116)$$

Das lineare Zustandsraummodell bestehend aus (3.109) und (3.116) wurde gegenüber dem nichtlinearen Simulationsmodell aus Kapitel 3.2 validiert. Die zeitlichen Verläufe der Zustandsvariablen sowie der Umrichterstromkomponenten sind in Abbildung 3.37 für eine sprungförmige Veränderung der Zwischenkreisausgangsleistung dargestellt. Die Stromkomponenten wurden mit einem Tiefpass erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 100 Hz gefiltert. Dadurch werden die durch den Stromnulldurchgang im nichtlinearen Simulationsmodell hervorgerufenen Störanteile gedämpft sowie die Sichtbarkeit in den Abbildungen verbessert. In den Größen des Simulationsmodells ist deutlich der Wechselanteil mit doppelter Netzfrequenz zu sehen. Im linearen Modell ist dieser aufgrund der in Abschnitt 3.2.4 vorgenommenen Mittelwertbildung nicht enthalten. Die zeitlichen Verläufe der beiden Modelle zeigen eine gute Übereinstimmung. Leichte stationäre Abweichungen bestehen für den Strom (Abb. 3.37d). Diese sind auf die vorgenommene Annäherung der Differentialgleichungen durch Taylorreihen sowie die getroffenen Annahmen bzw. Vereinfachungen zurückzuführen.

Die weiteren Ergebnisse der Validierung aller nachfolgenden Kleinsignalmodelle ist für eine bessere Übersichtlichkeit im Anhang B enthalten.

Für die Implementierung einer netzdienlichen Regelung soll die Klemmenleistung  $p_{KI}$  des Umrichters durch Manipulation der Umrichterausgangsleistung  $p_A$  verändert werden. Für ein besseres Verständnis der Dynamik des netzseitigen Umrichters soll deshalb im Folgenden das Verhalten bei Veränderung von  $\Delta p_A$  untersucht werden.

Die dem Netz an den Umrichterklappen entnommene Leistung berechnet sich in normierter Darstellung aus

$$p_{KI} = u_g i_g = u_g^2 i'_L \quad (3.117)$$

### 3. Modellbildung

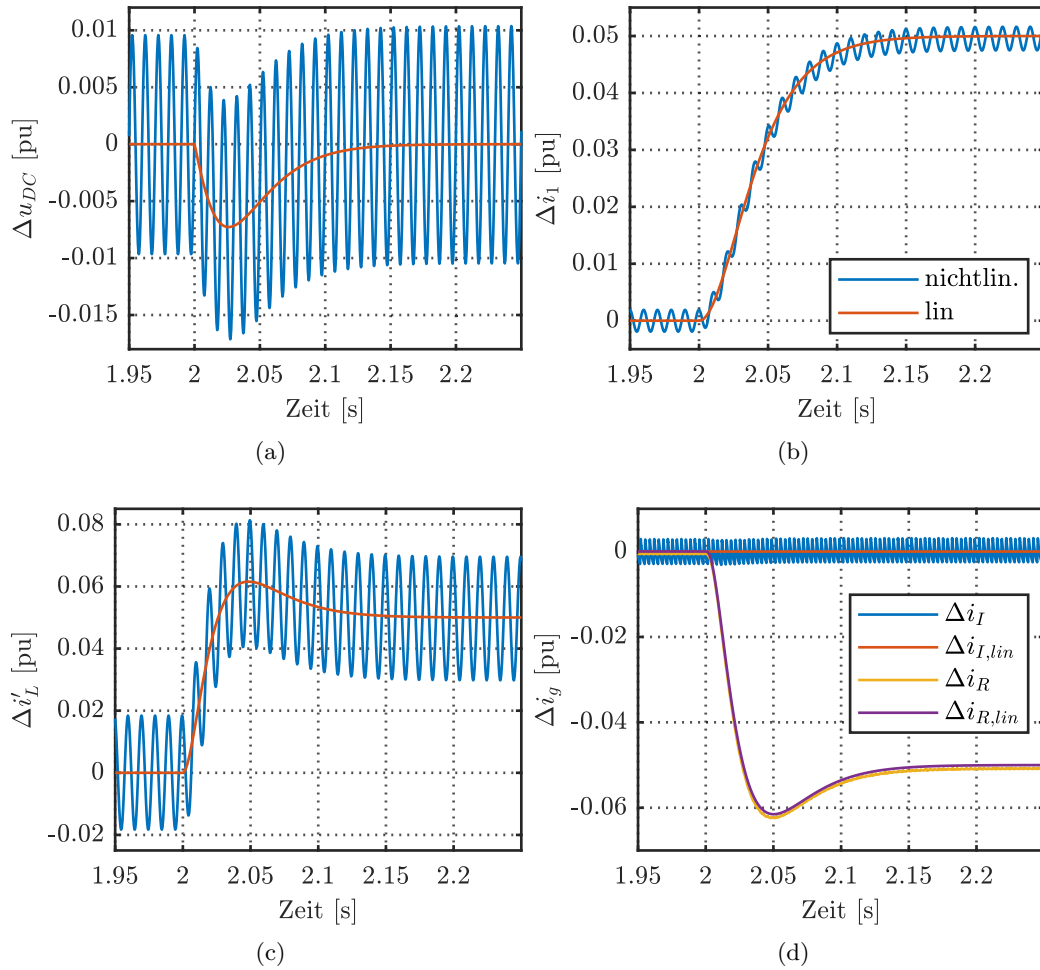


Abbildung 3.37.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell für eine sprungförmige Änderung von  $\Delta p_A$  um 5% zur Zeit  $t = 2$  s

### 3. Modellbildung

Für kleine Abweichungen lässt sich dieser Ausdruck durch

$$\Delta p_{KI} = u_{g0}^2 \Delta i'_L + 2u_{g0} i'_{L0} \Delta u_g \quad (3.118)$$

annähern. Mit  $i_{g0} = u_{g0} i'_{L0}$  und  $\Delta u_g = V_{123} \Delta u_{g,RI}$  ergibt sich

$$\Delta p_{KI} = u_{g0}^2 \Delta i'_L + 2i_{g0} V_{123} \Delta u_{g,RI} \quad (3.119)$$

In Zustandsraumform lautet die Gleichung

$$\underbrace{\Delta p_{KI}}_{\Delta y_{umr}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{g0}^2 \end{bmatrix}}_{C_{yumr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{DC} \\ \Delta i_1 \\ \Delta i'_L \end{bmatrix}}_{\Delta x_{umr}} + \underbrace{2i_{g0} V_{123}}_{D_{yumr1}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{g,RI}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}}_{D_{yumr2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta p_A \\ \Delta u_{DC}^* \end{bmatrix}}_{\Delta u_{umr}} \quad (3.120)$$

Durch Überführung von (3.109) in den Laplace-Bereich unter Vernachlässigung der Anfangswerte lässt sich ein Ausdruck für  $\Delta x_{umr}$  finden [85, Kap. 12].

$$\Delta x_{umr} = (sI - A_{umr})^{-1} (B_{umr} \Delta u_{g,RI} + B_{u,umr} \Delta u_{umr}) \quad (3.121)$$

Dieser Term kann in (3.120) eingesetzt werden.

$$\Delta y_{umr} = \left( C_{yumr} (sI - A_{umr})^{-1} B_{umr} + D_{yumr1} \right) \Delta u_{g,RI} + \left( C_{yumr} (sI - A_{umr})^{-1} B_{u,umr} + D_{yumr2} \right) \Delta u_{umr} \quad (3.122)$$

Unter Annahme einer konstanten Klemmenspannung ( $\Delta u_{g,RI} = 0$ ), ergibt sich das Übertragungsverhalten im Laplace-Bereich zu

$$G(s) = \frac{\Delta y_{umr}}{\Delta u_{umr}} = C_{yumr} (sI - A_{umr})^{-1} B_{u,umr} + D_{yumr2} \quad (3.123)$$

Hier soll jedoch nur der Anteil bzgl. der Laständerung  $G(s) = \Delta p_{KI} / \Delta p_A$  betrachtet werden.

#### 3.6.3. Frequenzmessung

Zur Frequenzmessung wird eine SOGI-PLL mit anschließendem Tiefpassfilter verwendet.

Das Zustandsraummodell der SOGI-PLL wird auf Grundlage eines leicht veränderten Kleinsignalmodells aus [131] entsprechend Abbildung 3.38 entwickelt. Nahezu identische Kleinsignalmodelle wurden in [119] und [132] vorgestellt. Für den PI-Regler wurde dabei die Form  $k_{PLL} + 1/(sT_{i,PLL})$  anstelle von  $k_p + k_i/s$  verwendet.

Es gelten die folgenden Randbedingungen:

- $\hat{\omega} \approx \omega_{Netz}$  (interne und Netzfrequenz stimmen überein)
- $\varphi - \hat{\varphi}$  klein, so dass  $\sin(\varphi - \hat{\varphi}) \approx \varphi - \hat{\varphi}$  und  $\cos(\varphi - \hat{\varphi}) \approx 1$

### 3. Modellbildung

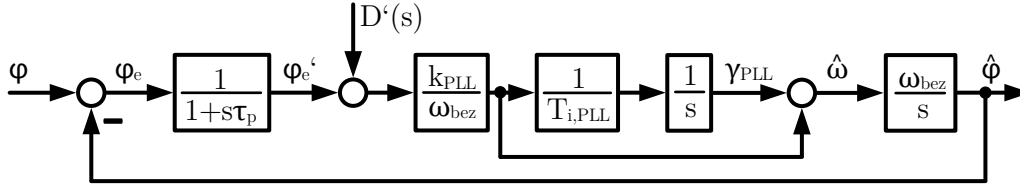


Abbildung 3.38.: Kleinsignalmodell der SOGI-PLL in Anlehnung an [131]

- die Netzspannung ist auf die aktuelle Amplitude normiert
- die Netzfrequenz ist auf den Bezugswert  $\omega_{bez}$  normiert

Die Netzharmonischen  $D'(s)$  werden im Folgenden vernachlässigt. Das Modell entspricht dem einer SRF-PLL. Zusätzlich ist ein Tiefpass erster Ordnung enthalten, der die Dynamik des SOGI-QSGs abbildet. Die Zeitkonstante berechnet sich aus der aktuellen Netzfrequenz.

$$\tau_p = \frac{2}{k\omega} = \frac{2}{k\omega_0\omega_{bez}} \quad (3.124)$$

Der geschätzte Netzwinkel berechnet sich zu

$$\hat{\varphi} = \frac{\omega_{bez}}{s} \hat{\omega} = \frac{\omega_{bez}}{s} \left( \gamma_{PLL} + \frac{k_{PLL}}{\omega_{bez}} \right) \varphi_e' \quad (3.125)$$

Demzufolge ist die Zustandsgleichung

$$\frac{d\Delta\hat{\varphi}}{dt} = \omega_{bez}\Delta\gamma_{PLL} + k_{PLL}\Delta\varphi_e' \quad (3.126)$$

Für die Zustandsvariable des PI-Reglers gilt

$$\gamma_{PLL} = \frac{1}{s} \frac{k_{PLL}}{\omega_{bez}T_{i,PLL}} \varphi_e' \quad (3.127)$$

bzw. als Differentialgleichung für kleine Abweichungen

$$\frac{d\Delta\gamma_{PLL}}{dt} = \frac{k_{PLL}}{\omega_{bez}T_{i,PLL}} \Delta\varphi_e' \quad (3.128)$$

Der tiefpassgefilterte Winkelfehler  $\varphi_e'$  ist

$$\varphi_e' = \frac{1}{1+s\tau_p} \varphi_e = \frac{1}{1+s\tau_p} (\varphi - \hat{\varphi}) \quad (3.129)$$

Nach Umstellen erhält man für kleine Änderungen

$$\frac{d\Delta\varphi_e'}{dt} = -\frac{1}{\tau_p} \Delta\hat{\varphi} - \frac{1}{\tau_p} \Delta\varphi_e' + \frac{1}{\tau_p} \Delta\varphi \quad (3.130)$$

### 3. Modellbildung

Der Netzwinkel  $\varphi$  kann mit Hilfe des Vier-Quadranten-Arkustangens aus der Netzspannung berechnet werden.

$$\varphi = \arctan2(u_{g,R}, u_{g,I}) \quad (3.131)$$

Für kleine Änderungen der Spannung gilt die Näherung

$$\Delta\varphi = -\frac{u_{g,I0}}{u_{g0}^2}\Delta u_{g,R} + \frac{u_{g,R0}}{u_{g0}^2}\Delta u_{g,I} = \frac{1}{u_{g0}^2} \underbrace{\begin{bmatrix} -u_{g,I0} & u_{g,R0} \end{bmatrix}}_{V_{127}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{g,RI}} \quad (3.132)$$

Wird (3.132) in (3.130) eingesetzt, ergibt sich

$$\frac{d\Delta\varphi'_e}{dt} = -\frac{1}{\tau_p}\Delta\hat{\varphi} - \frac{1}{\tau_p}\Delta\varphi'_e + \frac{1}{\tau_p}V_{127}\Delta u_{g,RI} \quad (3.133)$$

Damit sind die Gleichungen für das Zustandsraummodell der SOGI-PLL vollständig.

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\gamma_{PLL} \\ \Delta\hat{\varphi} \\ \Delta\varphi'_e \end{bmatrix}}_{\Delta\dot{x}_{PLL}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{k_{PLL}}{\omega_{bez}T_{i,PLL}} \\ \omega_{bez} & 0 & k_{PLL} \\ 0 & -\frac{1}{\tau_p} & -\frac{1}{\tau_p} \end{bmatrix}}_{A_{PLL}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\gamma_{PLL} \\ \Delta\hat{\varphi} \\ \Delta\varphi'_e \end{bmatrix}}_{\Delta x_{PLL}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\tau_p}V_{127} \end{bmatrix}}_{B_{PLL}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{g,RI}} \quad (3.134)$$

Ausgangsgröße des Systems ist die gemessene normierte Netzfrequenz  $\Delta\hat{\omega}$ .

$$\Delta\hat{\omega} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{k_{PLL}}{\omega_{bez}} \end{bmatrix}}_{C_{PLL}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\gamma_{PLL} \\ \Delta\hat{\varphi} \\ \Delta\varphi'_e \end{bmatrix}}_{\Delta x_{PLL}} \quad (3.135)$$

Als nächstes wird der Tiefpass zweiter Ordnung betrachtet, der zur Filterung der gemessenen Frequenz verwendet wird. Dieser hat die Übertragungsfunktion

$$G_{TP}(s) = \frac{\omega_{TP}^2}{s^2 + k\omega_{TP}s + \omega_{TP}^2} \quad (3.136)$$

Der Filter wird entsprechend Abbildung 3.39 aufgeteilt und zwei Zustandsvariablen eingeführt.

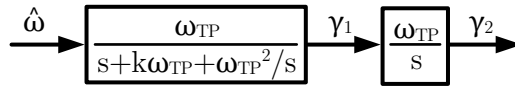


Abbildung 3.39.: Tiefpass zweiter Ordnung für Frequenzmessung

Es gilt daher

$$\gamma_2 = \frac{\omega_{TP}}{s}\gamma_1 \quad (3.137)$$

### 3. Modellbildung

bzw.

$$\frac{d\gamma_2}{dt} = \omega_{TP}\gamma_1 \quad (3.138)$$

Des Weiteren kann der Ausdruck

$$\gamma_1 = \frac{\omega_{TP}}{s + k\omega_{TP} + \frac{\omega_{TP}^2}{s}} \hat{\omega} \quad (3.139)$$

umgestellt werden zu

$$s\gamma_1 + k\omega_{TP}\gamma_1 + \omega_{TP} \underbrace{\frac{\omega_{TP}}{s}}_{\gamma_2} \gamma_1 = \omega_{TP}\hat{\omega} \quad (3.140)$$

Nach Einsetzen von (3.137) nach der Ableitung von  $\gamma_1$  umgestellt werden.

$$\frac{d\gamma_1}{dt} = -k\omega_{TP}\gamma_1 - \omega_{TP}\gamma_2 + \omega_{TP}\hat{\omega} \quad (3.141)$$

Aus (3.141) und (3.138) kann dann das Zustandsraummodell aufgestellt werden.

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta\gamma_1 \\ \Delta\gamma_2 \end{bmatrix}}_{\Delta\dot{x}_{filt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -k\omega_{TP} & -\omega_{TP} \\ \omega_{TP} & 0 \end{bmatrix}}_{A_{filt}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\gamma_1 \\ \Delta\gamma_2 \end{bmatrix}}_{\Delta x_{filt}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_{TP} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{filt}} \underbrace{\Delta\hat{\omega}}_{\Delta u_{filt}} \quad (3.142)$$

Die Ausgangsgröße ist die gefilterte Netzfrequenz.

$$\Delta\omega_{filt} = \Delta\gamma_2 = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{filt}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\gamma_1 \\ \Delta\gamma_2 \end{bmatrix}}_{\Delta x_{filt}} \quad (3.143)$$

Die beiden Modelle für die SOGI-PLL sowie den Tiefpass sollen nun zu einem gemeinsamen für die Frequenzmessung zusammengefasst werden. Dies soll für den allgemeinen Fall mit  $D_{PLL} \neq 0$  und  $D_{filt} \neq 0$  durchgeführt werden. Dafür wird (3.135) in (3.142) eingesetzt.

$$\Delta\dot{x}_{filt} = A_{filt}\Delta x_{filt} + B_{filt}(C_{PLL}\Delta x_{PLL} + D_{PLL}\Delta u_{g,RI}) \quad (3.144)$$

Weiterhin wird (3.135) in (3.143) eingesetzt.

$$\Delta\omega_{filt} = C_{filt}\Delta x_{filt} + D_{filt}(C_{PLL}\Delta x_{PLL} + D_{PLL}\Delta u_{g,RI}) \quad (3.145)$$

Damit lautet das kombinierte Zustandsraummodell für die Frequenzmessung

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\dot{x}_{PLL} \\ \Delta\dot{x}_{filt} \end{bmatrix}}_{\Delta\dot{x}_f} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{PLL} & 0 \\ B_{filt}C_{PLL} & A_{filt} \end{bmatrix}}_{A_f} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{PLL} \\ \Delta x_{filt} \end{bmatrix}}_{\Delta x_f} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{PLL} \\ B_{filt}D_{PLL} \end{bmatrix}}_{B_f} \Delta u_{g,RI} \quad (3.146)$$

$$\underbrace{\Delta\omega_{filt}}_{\Delta y_f = \Delta\omega_f} = \underbrace{\begin{bmatrix} D_{filt}C_{PLL} & C_{filt} \end{bmatrix}}_{C_f} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{PLL} \\ \Delta x_{filt} \end{bmatrix}}_{\Delta x_f} + \underbrace{D_{filt}D_{PLL}}_{D_f} \Delta u_{g,RI} \quad (3.147)$$

### 3. Modellbildung

Der Eintrag „0“ in  $A_f$  entspricht einer Matrix aus Nullen mit der Zeilenanzahl von  $A_{PLL}$  sowie der Spaltenanzahl von  $A_{filt}$ .

Im Folgenden soll die Dynamik der Frequenzmessung bei sinusförmigen Veränderungen der Netzfrequenz (Netzpendelung) betrachtet werden. Dazu wird zunächst die Veränderung der Umrichterspannung  $\Delta u_{g,RI}$  in (3.146) und (3.147) durch die Phasenveränderung  $\Delta\varphi$  ersetzt. Da nur der Phasenwinkel von Interesse ist, kann die Amplitude vereinfacht zu  $u_g = u_{g0}$  angenommen werden. Es gilt

$$\cos \varphi = \frac{u_{g,R}}{u_{g0}} \qquad \sin \varphi = \frac{u_{g,I}}{u_{g0}} \qquad (3.148)$$

bzw. für kleine Abweichungen

$$\Delta u_{g,RI} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{V_{211}} = u_{g0} \underbrace{\begin{bmatrix} -\sin \varphi_0 \\ \cos \varphi_0 \end{bmatrix}}_{V_{211}} \Delta\varphi \qquad (3.149)$$

Der Winkel berechnet sich durch Integration der Netzfrequenz, so dass folgende Zustandsgleichung gilt.

$$\Delta\dot{\varphi} = \omega_{bez} \Delta\omega_{Netz} \qquad (3.150)$$

Durch Einsetzen von (3.149) in (3.146) und (3.147) lässt sich zusammen mit (3.150) ein Ersatzsystem zur Beschreibung der Dynamik aufstellen.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\dot{x}_f \\ \Delta\dot{\varphi} \end{bmatrix}}_{\Delta\dot{x}'_f} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_f & B_f V_{211} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A'_f} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_f \\ \Delta\varphi \end{bmatrix}}_{\Delta x'_f} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{bez} \end{bmatrix}}_{B'_f} \Delta\omega_{Netz} \qquad (3.151)$$

$$\Delta\omega_f = \underbrace{\begin{bmatrix} C_f & D_f V_{211} \end{bmatrix}}_{C'_f} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_f \\ \Delta\varphi \end{bmatrix}}_{\Delta x'_f} + \underbrace{0}_{D'_f} \Delta\omega_{Netz} \qquad (3.152)$$

Analog zur Vorgehensweise im Abschnitt 3.6.2 kann nun aus (3.151) und (3.152) durch Überführung in den Laplace-Bereich und ineinander einsetzen die Übertragungsfunktion berechnet werden.

$$G(s) = \frac{\Delta\omega_f}{\Delta\omega_{Netz}} = C'_f (sI - A'_f)^{-1} B'_f + D'_f \qquad (3.153)$$

#### 3.6.4. Pumpenantrieb

Das Zustandsraummodell des Pumpenantriebs soll anhand des vereinfachten Blockdiagramms in Abbildung 3.40 entwickelt werden. Es besteht aus den Teilmodellen für den drehzahlgeregelten Antrieb sowie das hydraulische System.



### 3. Modellbildung

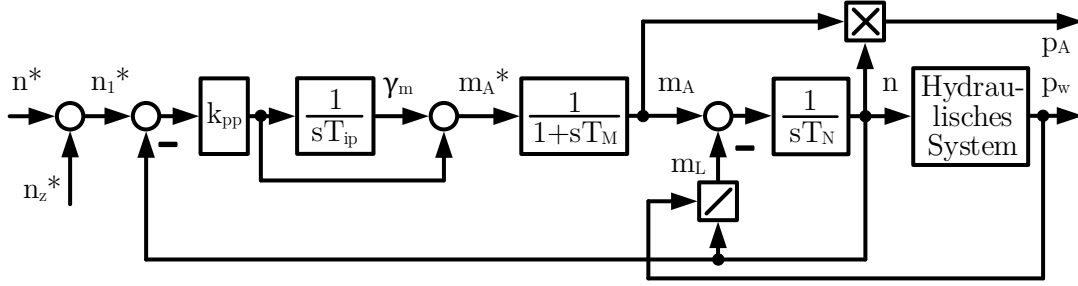


Abbildung 3.40.: vereinfachtes Blockdiagramm des Pumpenantriebs

#### Drehzahl geregelter Antrieb

Die Zustandsvariable  $\gamma_m$  des PI-Reglers berechnet sich nach

$$\gamma_m = \frac{1}{s} \frac{k_{pp}}{T_{ip}} (n_1^* - n) \quad (3.154)$$

Der Sollwert  $n^*$  der übergeordneten Druckregelung wird während des kurzen Betrachtungszeitraums als konstant angenommen. Nach Umstellen ergibt sich für kleine Abweichungen die Gleichung

$$\frac{d\Delta\gamma_m}{dt} = \frac{k_{pp}}{T_{ip}} \Delta n_z^* - \frac{k_{pp}}{T_{ip}} \Delta n \quad (3.155)$$

Die Drehmomentregelung wird durch einen Tiefpass erster Ordnung beschrieben.

$$m_A = \frac{1}{1 + sT_M} m_A^* \quad (3.156)$$

Nach Umstellen und Ersetzen von  $m_A^*$  erhält man

$$m_A + T_M \frac{dm_A}{dt} = m_A^* \quad (3.157)$$

$$\frac{dm_A}{dt} = -\frac{1}{T_M} m_A + \frac{1}{T_M} m_A^* = -\frac{1}{T_M} m_A + \frac{1}{T_M} (\gamma_m + k_{pp} (n_1^* - n)) \quad (3.158)$$

Für kleine Änderungen und  $\Delta n^* = 0$  ergibt sich

$$\frac{d\Delta m_A}{dt} = \frac{1}{T_M} \Delta\gamma_m - \frac{1}{T_M} \Delta m_A - \frac{k_{pp}}{T_M} \Delta n + \frac{k_{pp}}{T_M} \Delta n_z^* \quad (3.159)$$

Für die Bewegungsgleichung des Antriebs gilt

$$n = \frac{1}{sT_N} (m_A - m_L) \quad (3.160)$$

Nach Umstellen und Ersetzen des Lastmoments  $m_L$  erhält man

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_N} m_A - \frac{1}{T_N} \frac{p_w}{n} \quad (3.161)$$

### 3. Modellbildung

Mittels Taylorreihenentwicklung ergibt sich für kleine Abweichungen

$$\frac{d\Delta n}{dt} = \frac{1}{T_N} \Delta m_A - \frac{1}{T_N n_0} \Delta p_w + \frac{p_{w0}}{T_N n_0^2} \Delta n \quad (3.162)$$

Die aufgenommene mechanische Leistung  $p_A$  ist

$$p_A = m_A n \quad (3.163)$$

bzw. für kleine Abweichungen vom Arbeitspunkt

$$\Delta p_A = m_{A0} \Delta n + n_0 \Delta m_A \quad (3.164)$$

Nun lässt sich aus (3.155), (3.159), (3.162) und (3.164) das Zustandsraummodell des drehzahlgeregelten Antriebs aufstellen. Die Eingangsgrößen sind dabei getrennt aufgeführt. Sowohl die aufgenommene Leistung als auch die Drehzahl sind als Ausgänge definiert.

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \gamma_m \\ \Delta m_A \\ \Delta n \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}_{Antr}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{k_{pp}}{T_{ip}} \\ \frac{1}{T_M} & -\frac{1}{T_M} & -\frac{k_{pp}}{T_M} \\ 0 & \frac{1}{T_N} & \frac{p_{w0}}{T_N n_0^2} \end{bmatrix}}_{A_{Antr}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \gamma_m \\ \Delta m_A \\ \Delta n \end{bmatrix}}_{\Delta x_{Antr}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{k_{pp}}{T_{ip}} \\ \frac{k_{pp}}{T_M} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{Antr}} \underbrace{\Delta n^*}_{\Delta u_{Antr}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_N n_0} \end{bmatrix}}_{B_{Antr,p}} \underbrace{\Delta p_w}_{\Delta u_{Antr,p}} \quad (3.165)$$

$$\Delta p_A = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & n_0 & m_{A0} \end{bmatrix}}_{C_{Antr,1}} \Delta x_{Antr} \quad (3.166)$$

$$\Delta n = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_{Antr,2}} \Delta x_{Antr} \quad (3.167)$$

#### Hydraulisches System

Die Wellenleistung der Pumpe berechnet sich entsprechend (3.55) (S. 42) aus der hydraulischen Leistung sowie dem Wirkungsgrad.

$$p_w = \frac{p_{hydr}}{\eta_p}$$

Für kleine Abweichungen lässt sich dies durch

$$\Delta p_w = \frac{1}{\eta_{p0}} \Delta p_{hydr} - \frac{p_{hydr0}}{\eta_{p0}^2} \Delta \eta_p \quad (3.168)$$

### 3. Modellbildung

ausdrücken. Der Pumpenwirkungsgrad ist nach (3.56) (S. 42)

$$\eta_p = k_2 + k_3 \cdot \left(\frac{q}{n}\right) - k_4 \cdot \left(\frac{q}{n}\right)^2$$

bzw. beschrieben durch die folgende lineare Abbildung

$$\Delta\eta_p = \underbrace{\left(\frac{k_3}{n_0} - \frac{2k_4q_0}{n_0^2}\right)}_{K_{p1}} \Delta q + \underbrace{\left(\frac{2k_4q_0^2}{n_0^3} - \frac{k_3q_0}{n_0^2}\right)}_{K_{p2}} \Delta n = K_{p1}\Delta q + K_{p2}\Delta n \quad (3.169)$$

Die hydraulische Leistung berechnet sich nach (3.54) (S. 42)

$$p_{hydr} = q \cdot h_P$$

bzw. für kleine Änderungen nach

$$\Delta p_{hydr} = q_0 \Delta h_P + h_{P0} \Delta q \quad (3.170)$$

Der Volumenstrom kann mit Hilfe von (3.52) und (3.53) (S. 42) berechnet werden.

$$\frac{dq}{dt} = \frac{1}{T_W} h_P - \frac{1}{T_W} h_A = \frac{1}{T_W} h_P - \frac{1}{T_W} k_A q^2$$

Für kleine Abweichungen gilt

$$\frac{d\Delta q}{dt} = -\frac{2k_A q_0}{T_W} \Delta q + \frac{1}{T_W} \Delta h_P \quad (3.171)$$

Aus der Gleichung für die Förderhöhe der Pumpe (3.51) (S. 42)

$$h_P = (1 + k_1) n^2 - k_1 q^2$$

lässt sich die lineare Beziehung

$$\Delta h_P = 2(1 + k_1) n_0 \Delta n - 2k_1 q_0 \Delta q \quad (3.172)$$

ableiten. Gleichung (3.172) lässt sich in (3.171) einsetzen. Es ergibt sich die Zustandsgleichung für den Volumenstrom, die nur von den Zustandsvariablen  $\Delta q$  und  $\Delta n$  abhängt.

$$\frac{d\Delta q}{dt} = -\frac{2k_A q_0}{T_W} \Delta q + \frac{1}{T_W} (2(1 + k_1) n_0 \Delta n - 2k_1 q_0 \Delta q) \quad (3.173)$$

$$\frac{d\Delta q}{dt} = \underbrace{\frac{2q_0}{T_W} (-k_A - k_1)}_{K_{p3}} \Delta q + \underbrace{\frac{2(1 + k_1) n_0}{T_W}}_{K_{p4}} \Delta n \quad (3.174)$$

$$\frac{d\Delta q}{dt} = K_{p3} \Delta q + K_{p4} \Delta n \quad (3.175)$$

### 3. Modellbildung

Als nächstes kann (3.172) in (3.170) eingesetzt werden.

$$\Delta p_{hydr} = q_0 (2(1+k_1)n_0\Delta n - 2k_1q_0\Delta q) + h_{P0}\Delta q \quad (3.176)$$

$$\Delta p_{hydr} = \underbrace{(h_{P0} - 2k_1q_0^2)}_{K_{p5}} \Delta q + \underbrace{2q_0(1+k_1)n_0}_{K_{p6}} \Delta n \quad (3.177)$$

$$\Delta p_{hydr} = K_{p5}\Delta q + K_{p6}\Delta n \quad (3.178)$$

Mit (3.178) und (3.169) kann die Wellenleistung  $\Delta p_w$  (3.168) auf die Zustandsvariablen  $\Delta q$  und  $\Delta n$  zurückgeführt werden.

$$\Delta p_w = \frac{1}{\eta_{p0}} (K_{p5}\Delta q + K_{p6}\Delta n) - \frac{p_{hydr0}}{\eta_{p0}^2} (K_{p1}\Delta q + K_{p2}\Delta n) \quad (3.179)$$

$$\Delta p_w = \underbrace{\left( \frac{K_{p5}}{\eta_{p0}} - \frac{p_{hydr0}K_{p1}}{\eta_{p0}^2} \right)}_{K_{p7}} \Delta q + \underbrace{\left( \frac{K_{p6}}{\eta_{p0}} - \frac{p_{hydr0}K_{p2}}{\eta_{p0}^2} \right)}_{K_{p8}} \Delta n \quad (3.180)$$

$$\Delta p_w = K_{p7}\Delta q + K_{p8}\Delta n \quad (3.181)$$

Damit ist das Zustandsraummodell des hydraulischen Systems durch die Gleichungen (3.175) und (3.181) beschrieben.

$$\underbrace{\frac{d\Delta q}{dt}}_{\Delta x_{hydr}} = \underbrace{K_{p3}}_{A_{hydr}} \underbrace{\Delta q}_{\Delta x_{hydr}} + \underbrace{K_{p4}}_{B_{hydr}} \underbrace{\Delta n}_{\Delta u_{hydr}} \quad (3.182)$$

$$\underbrace{\Delta p_w}_{\Delta y_{hydr}} = \underbrace{K_{p7}}_{C_{hydr}} \underbrace{\Delta q}_{\Delta x_{hydr}} + \underbrace{K_{p8}}_{D_{hydr}} \underbrace{\Delta n}_{\Delta u_{hydr}} \quad (3.183)$$

Aus diesem kann nun die Übertragungsfunktion aufgestellt werden, die den Einfluss von Drehzahländerungen auf die Wellenleistung beschreibt. Analog zum Vorgehen in den vorherigen Abschnitten berechnet sich die Übertragungsfunktion nach

$$G(s) = \frac{\Delta y_{hydr}}{\Delta u_{hydr}} = \frac{\Delta p_w}{\Delta n} = C_{hydr} (sI - A_{hydr})^{-1} B_{hydr} + D_{hydr} \quad (3.184)$$

#### Verkopplung zum Pumpenantriebsgesamtmodell

Im Folgenden sollen die Modelle des drehzahlgeregelten Antriebs sowie des hydraulischen Systems zu einem gemeinsamen für den Pumpenantrieb zusammengefasst werden.

Dafür wird zunächst (3.167) in (3.182) eingesetzt.

$$\Delta x_{hydr} = A_{hydr}\Delta x_{hydr} + B_{hydr}C_{Antr,2}\Delta x_{Antr} \quad (3.185)$$

Weiterhin wird (3.167) in (3.183) eingesetzt

$$\Delta p_w = C_{hydr}\Delta x_{hydr} + D_{hydr}C_{Antr,2}\Delta x_{Antr} \quad (3.186)$$

### 3. Modellbildung

und anschließend  $\Delta p_w$  in (3.165)

$$\dot{\Delta x}_{Antr} = A_{Antr} \Delta x_{Antr} + B_{Antr} \Delta n^* + B_{Antr,p} (C_{hydr} \Delta x_{hydr} + D_{hydr} C_{Antr,2} \Delta x_{Antr}) \quad (3.187)$$

$$\dot{\Delta x}_{Antr} = (A_{Antr} + B_{Antr,p} D_{hydr} C_{Antr,2}) \Delta x_{Antr} + B_{Antr,p} C_{hydr} \Delta x_{hydr} + B_{Antr} \Delta n^* \quad (3.188)$$

Nun lässt sich aus (3.188), (3.185) und (3.166)(S.78) das Zustandsraummodell aufstellen.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\Delta x}_{Antr} \\ \dot{\Delta x}_{hydr} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}_p} = \underbrace{\begin{bmatrix} (A_{Antr} + B_{Antr,p} D_{hydr} C_{Antr,2}) & B_{Antr,p} C_{hydr} \\ B_{hydr} C_{Antr,2} & A_{hydr} \end{bmatrix}}_{A_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{Antr} \\ \Delta x_{hydr} \end{bmatrix}}_{\Delta x_p} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{Antr} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_p} \underbrace{\begin{matrix} \Delta n^* \\ \Delta u_p \end{matrix}}_{\Delta u_p} \quad (3.189)$$

$$\underbrace{\Delta p_A}_{\Delta y_p} = \underbrace{\begin{bmatrix} C_{Antr,1} & 0 \end{bmatrix}}_{C_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{Antr} \\ \Delta x_{hydr} \end{bmatrix}}_{\Delta x_p} + \underbrace{0}_{D_p} \underbrace{\begin{matrix} \Delta n^* \\ \Delta u_p \end{matrix}}_{\Delta u_p} \quad (3.190)$$

Die eingetragenen Nullen entsprechen Matrizen aus Nullen mit den passenden Dimensionen.

Die Übertragungsfunktion des gesamten Pumpenantriebs berechnet sich nach

$$G(s) = \frac{\Delta y_p}{\Delta u_p} = \frac{\Delta p_A}{\Delta n^*} = C_p (sI - A_p)^{-1} B_p + D_p \quad (3.191)$$

#### 3.6.5. Verkopplung zum Umrichtergesamtmodell

Für das Batterieladegerät und den Pumpenantrieb werden zwei unterschiedliche Modelle entwickelt. Im Fall des Batterieladegerät wird für die netzdienliche Regelung von einem proportionalen Zusammenhang zwischen gemessener Frequenzabweichung und dem Sollwert des Batteriestroms ausgegangen. Beim Pumpenantrieb soll ein proportionaler Zusammenhang zwischen gemessener Frequenzabweichung sowie dem Sollwert der Pumpendrehzahl bestehen.

Zunächst wird die für die Kleinsignalmodellierung verwendete Ausgangsleistung des Umrichterzwischenkreises aufgeteilt. Die normalen Veränderungen der Last bestimmen  $\Delta p_{AL}$ . Der Anteil  $\Delta p_{reg}$  wird durch die netzdienliche Zusatzregelung beeinflusst.

$$\Delta p_A = \Delta p_{AL} + \Delta p_{reg} \quad (3.192)$$

Folglich ändert sich die Zustandsgleichung des Umrichters (3.109) zu

$$\dot{\Delta x}_{umr} = A_{umr} \Delta x_{umr} + B_{umr} \Delta u_{g,RI} + B_{u1,umr} \Delta u_{umr} + B_{u2,umr} \Delta p_{reg} \quad (3.193)$$

### 3. Modellbildung

mit

$$B_{u1,umr} = B_{u,umr} = \begin{bmatrix} K_4 & 0 \\ 0 & k_{iu} \\ 0 & \frac{\omega_{pu}}{\omega_{zu}} k_{iu} \end{bmatrix} \quad B_{u2,umr} = \begin{bmatrix} K_4 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \Delta u_{umr} = \begin{bmatrix} \Delta p_{AL} \\ \Delta u_{DC}^* \end{bmatrix} \quad (3.194)$$

#### Batterieladegerät

Für das Batterieladegerät gilt, wie oben beschrieben, der Zusammenhang

$$\Delta i_B^* = k_{\omega i} \Delta \omega_f \quad (3.195)$$

Wird die Batteriestromregelung als bedeutend schneller im Vergleich zur Umrichterzwischenkreisspannungsregelung angenommen, gilt  $\Delta i_B = \Delta i_B^*$ . Für kleine Änderungen des Batteriestroms lässt sich aus (3.11)(S. 29) die Änderung der Batterieleistung in normierter Form ableiten.

$$\Delta p_B = (2r_{01}i_{B0} + u_{B0}) \Delta i_B \quad (3.196)$$

Setzt man nun (3.195) in (3.196) ein, erhält man den Anteil der Ausgangsleistung, der durch die netzdienliche Regelung beeinflusst wird.

$$\Delta p_{reg} = (2r_{01}i_{B0} + u_{B0}) k_{\omega i} \Delta \omega_f \quad (3.197)$$

Der Spannungsabfall über der Innenimpedanz ist in der Regel gering. Damit ist  $u_{B0}$  bzw. der Ladezustand bestimmend für die natürliche Verstärkung der Batterie. Da sämtliche Variablen in der Klammer konstant für einen Arbeitspunkt sind, lässt sich diese mit  $k_{\omega i}$  zu  $k_{\omega p}$  zusammenfassen. Es ergibt sich ein proportionaler Zusammenhang zwischen Frequenz und Leistung.

$$\Delta p_{reg} = k_{\omega p} \Delta \omega_f \quad (3.198)$$

Nun lässt sich  $\Delta \omega_f$  durch (3.147) ersetzen.

$$\begin{aligned} \Delta p_{reg} &= k_{\omega p} (C_f \Delta x_f + D_f \Delta u_{g,RI}) \\ \Delta p_{reg} &= k_{\omega p} C_f \Delta x_f + k_{\omega p} D_f \Delta u_{g,RI} \end{aligned} \quad (3.199)$$

Weiterhin kann  $\Delta p_{reg}$  in (3.193) eingesetzt werden. Es ergibt sich die Zustandsgleichung für die Umrichterzustände.

$$\begin{aligned} \dot{\Delta x}_{umr} &= A_{umr} \Delta x_{umr} + B_{umr} \Delta u_{g,RI} + B_{u1,umr} \Delta u_{umr} \\ &\quad + B_{u2,umr} (k_{\omega p} C_f \Delta x_f + k_{\omega p} D_f \Delta u_{g,RI}) \\ \dot{\Delta x}_{umr} &= A_{umr} \Delta x_{umr} + B_{u2,umr} k_{\omega p} C_f \Delta x_f + (B_{umr} + B_{u2,umr} k_{\omega p} D_f) \Delta u_{g,RI} \\ &\quad + B_{u1,umr} \Delta u_{umr} \end{aligned} \quad (3.200)$$

### 3. Modellbildung

Damit kann aus (3.200), (3.146)(S.75) und (3.116)(S.70) das kombinierte Zustandsraummodell für den Umrichter eines Batterieladegeräts mit frequenzabhängiger netzdienlicher Regelung aufgestellt werden.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{umr} \\ \Delta \dot{x}_f \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}_{umrB}} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{umr} & B_{u2,umr}k_{\omega p}C_f \\ 0 & A_f \end{bmatrix}}_{A_{umrB}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umr} \\ \Delta x_f \end{bmatrix}}_{\Delta x_{umrB}} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{umr} + B_{u2,umr}k_{\omega p}D_f \\ B_f \end{bmatrix}}_{B_{umrB}} \Delta u_{g,RI} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{u1,umr} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{u,umrB}} \Delta u_{umr} \quad (3.201)$$

$$\Delta i_{umrB,RI} = \underbrace{\begin{bmatrix} C_{umr} & 0 \end{bmatrix}}_{C_{umrB}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umr} \\ \Delta x_f \end{bmatrix}}_{\Delta x_{umrB}} - \underbrace{Y_{umr}}_{Y_{umrB}} \Delta u_{g,RI} \quad (3.202)$$

#### Pumpenantrieb

Es besteht ein proportionaler Zusammenhang zwischen gemessener Frequenzabweichung und dem Sollwert der Pumpendrehzahl.

$$\Delta n^* = k_{\omega n} \Delta \omega_f \quad (3.203)$$

Für  $\Delta \omega_f$  kann (3.147) eingesetzt werden.

$$\Delta n^* = k_{\omega n} C_f \Delta x_f + k_{\omega n} D_f \Delta u_{g,RI} \quad (3.204)$$

Nun kann  $\Delta n^*$  in der Zustandsgleichung des Pumpenantriebs (3.189) ersetzt werden.

$$\Delta \dot{x}_p = A_p \Delta x_p + B_p k_{\omega n} C_f \Delta x_f + B_p k_{\omega n} D_f \Delta u_{g,RI} \quad (3.205)$$

Ebenso kann (3.204) in die Gleichung für die aufgenommene mechanische Leistung (3.190) eingesetzt werden. Für den allgemeinen Fall mit  $D_p \neq 0$  gilt

$$\Delta p_A = C_p \Delta x_p + D_p k_{\omega n} C_f \Delta x_f + D_p k_{\omega n} D_f \Delta u_{g,RI} \quad (3.206)$$

Da die Änderung der mechanischen Leistung durch die gemessene Frequenzabweichung hervorgerufen wird, gilt  $\Delta p_{reg} = \Delta p_A$ . Folglich kann (3.206) in die Zustandsgleichung des Umrichters (3.193) eingesetzt werden.

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_{umr} &= A_{umr} \Delta x_{umr} + B_{umr} \Delta u_{g,RI} + B_{u1,umr} \Delta u_{umr} \\ &\quad + B_{u2,umr} (C_p \Delta x_p + D_p k_{\omega n} C_f \Delta x_f + D_p k_{\omega n} D_f \Delta u_{g,RI}) \\ \Delta \dot{x}_{umr} &= A_{umr} \Delta x_{umr} + B_{u2,umr} C_p \Delta x_p + B_{u2,umr} D_p k_{\omega n} C_f \Delta x_f \\ &\quad + (B_{umr} + B_{u2,umr} D_p k_{\omega n} D_f) \Delta u_{g,RI} + B_{u1,umr} \Delta u_{umr} \end{aligned} \quad (3.207)$$

### 3. Modellbildung

Basierend auf den Gleichungen (3.207), (3.146)(S.75), (3.205) und (3.116)(S.70) lässt sich das Zustandsraummodell des Umrichters mit Pumpenantrieb und netzdienlicher Zusatzregelung aufstellen.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{umr} \\ \Delta \dot{x}_f \\ \Delta \dot{x}_p \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}_{umrP}} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{umr} & B_{u2,umr} D_p k_{\omega n} C_f & B_{u2,umr} C_p \\ 0 & A_f & 0 \\ 0 & B_p k_{\omega n} C_f & A_p \end{bmatrix}}_{A_{umrP}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umr} \\ \Delta x_f \\ \Delta x_p \end{bmatrix}}_{\Delta x_{umrP}} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{umr} + B_{u2,umr} D_p k_{\omega n} D_f \\ B_f \\ B_p k_{\omega n} D_f \end{bmatrix}}_{B_{umrP}} \Delta u_{g,RI} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{u1,umr} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{u,umrP}} \Delta u_{umr} \quad (3.208)$$

$$\Delta i_{umrP,RI} = \underbrace{\begin{bmatrix} C_{umr} & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_{umrP}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umr} \\ \Delta x_f \\ \Delta x_p \end{bmatrix}}_{\Delta x_{umrP}} - \underbrace{Y_{umr}}_{Y_{umrP}} \Delta u_{g,RI} \quad (3.209)$$

#### Übertragungsverhalten bei Frequenzänderungen

Im Folgenden soll das Übertragungsverhalten des Umrichtermodells bzgl. der Klemmenleistung bei Veränderungen der Frequenz der Klemmenspannung für beide Lasttypen betrachtet werden. Die Klemmenleistung berechnet sich ausgehend von (3.120)(S.72) des netzseitigen Umrichters nach

$$\Delta p_{Kl} = \underbrace{\begin{bmatrix} C_{yumr} & 0 \end{bmatrix}}_{C_{yumrX}} \Delta x_{umrX} + D_{yumr1} \Delta u_{g,RI} + D_{yumr2} \Delta u_{umr} \quad (3.210)$$

Der Nullvektor in  $C_{yumrX}$  wird passend zur Anzahl der Zustände in  $\Delta x_{umrX}$  gewählt. Der Index „X“ steht stellvertretend für „B“ (Batterieladegerät) oder „P“ (Pumpenantrieb). Wie bei der Untersuchung der Frequenzmessung soll die Spannung  $\Delta u_{g,RI}$  unter der Annahme eines konstanten Betrags durch einen vom Phasenwinkel abhängigen Term ersetzt werden.

$$\Delta u_{g,RI} = u_{g0} \underbrace{\begin{bmatrix} -\sin \varphi_0 \\ \cos \varphi_0 \end{bmatrix}}_{V_{211}} \Delta \varphi$$



### 3. Modellbildung

Analog zu Abschnitt 3.6.3 wird ein Ersatzsystem aufgestellt, das eine zusätzliche Zustandsgleichung für die Berechnung des Phasenwinkels aus der Netzfrequenz enthält.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{umrX} \\ \Delta \dot{\varphi} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}'_{umrX}} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{umrX} & B_{umrX} V_{211} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A'_{umrX}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umrX} \\ \Delta \varphi \end{bmatrix}}_{\Delta x'_{umrX}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{bez} \end{bmatrix}}_{B'_{umrX}} \Delta \omega_{Netz} \quad (3.211)$$

$$\Delta p_{Kl} = \underbrace{\begin{bmatrix} C_{yumrX} & D_{yumrX} V_{211} \end{bmatrix}}_{C'_{yumrX}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umrX} \\ \Delta \varphi \end{bmatrix}}_{\Delta x'_{umrX}} + \underbrace{0}_{D'_{yumrX}} \Delta \omega_{Netz} \quad (3.212)$$

Die Übertragungsfunktion berechnet sich nach

$$G(s) = \frac{\Delta p_{Kl}}{\Delta \omega_{Netz}} = C'_{yumrX} (sI - A'_{umrX})^{-1} B'_{umrX} + D'_{yumrX} \quad (3.213)$$

#### 3.6.6. Leitung

Im Folgenden soll, ähnlich wie in [147], ein Kleinsignalmodell einer Übertragungsleitung (Abb. 3.41) mit ohmschen und induktiven Anteil hergeleitet werden.

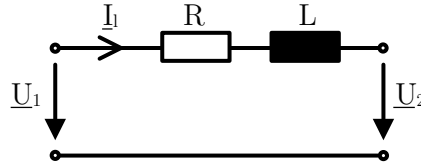


Abbildung 3.41.: einphasiges Ersatzschaltbild der Leitung

Die Differentialgleichungen des Leitungsstroms in rotierenden Koordinaten lauten

$$\frac{dI_{ld}}{dt} = -\frac{R}{L} I_{ld} + \omega I_{lq} + \frac{1}{L} U_{1d} - \frac{1}{L} U_{2d} \quad (3.214)$$

$$\frac{dI_{lq}}{dt} = -\frac{R}{L} I_{lq} - \omega I_{ld} + \frac{1}{L} U_{1q} - \frac{1}{L} U_{2q} \quad (3.215)$$

Nun werden (3.214) und (3.215) normiert. Nachfolgend soll  $\omega$  die bezogene Größe darstellen.

$$\frac{di_{ld}}{dt} = -\frac{r}{l} \omega_{bez} i_{ld} + \omega \omega_{bez} i_{lq} + \frac{1}{l} \omega_{bez} u_{1d} - \frac{1}{l} \omega_{bez} u_{2d} \quad (3.216)$$

$$\frac{di_{lq}}{dt} = -\frac{r}{l} \omega_{bez} i_{lq} - \omega \omega_{bez} i_{ld} + \frac{1}{l} \omega_{bez} u_{1q} - \frac{1}{l} \omega_{bez} u_{2q} \quad (3.217)$$

Als nächstes sollen die Gleichungen für kleine Abweichungen vom Arbeitspunkt aufgestellt werden.

$$\frac{d\Delta i_{ld}}{dt} = -\frac{r}{l} \omega_{bez} \Delta i_{ld} + \omega_0 \omega_{bez} \Delta i_{lq} + \omega_{bez} i_{lq0} \Delta \omega + \frac{1}{l} \omega_{bez} \Delta u_{1d} - \frac{1}{l} \omega_{bez} \Delta u_{2d} \quad (3.218)$$

$$\frac{d\Delta i_{lq}}{dt} = -\frac{r}{l} \omega_{bez} \Delta i_{lq} - \omega_0 \omega_{bez} \Delta i_{ld} - \omega_{bez} i_{ld0} \Delta \omega + \frac{1}{l} \omega_{bez} \Delta u_{1q} - \frac{1}{l} \omega_{bez} \Delta u_{2q} \quad (3.219)$$

### 3. Modellbildung

Damit lautet die Zustandsgleichung der Leitung:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_{ld} \\ \Delta i_{lq} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{i}_{l,dq}} = \underbrace{\omega_{bez} \begin{bmatrix} -\frac{r}{l} & \omega_0 \\ -\omega_0 & -\frac{r}{l} \end{bmatrix}}_{A_l} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{ld} \\ \Delta i_{lq} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{l,dq}} + \underbrace{\omega_{bez} \begin{bmatrix} \frac{1}{l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l} \end{bmatrix}}_{B_{l1}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{1d} \\ \Delta u_{1q} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{1,dq}} + \underbrace{\omega_{bez} \begin{bmatrix} -\frac{1}{l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l} \end{bmatrix}}_{B_{l2}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{2d} \\ \Delta u_{2q} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{2,dq}} + \underbrace{\omega_{bez} \begin{bmatrix} i_{lq0} \\ -i_{ld0} \end{bmatrix}}_{B_{l3}} \Delta \omega \quad (3.220)$$

Anders als in [147] wird nachfolgend davon ausgegangen, dass sich die Frequenz nur wenig ändert bzw. konstant ist. Dadurch verschwindet der Term  $B_{l3}\Delta\omega$ .

#### 3.6.7. Umrichter am starren Netz

In diesem Abschnitt wird das Modell eines Umrichters an einer idealen Netzspannungsquelle mit Innenimpedanz entsprechend Abbildung 3.42 aufgestellt. Dafür wird das Modell des Umrichters mit dem der Leitung verbunden.

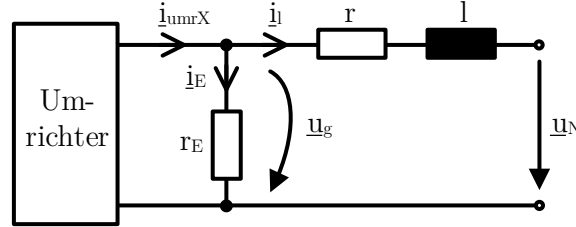


Abbildung 3.42.: einphasiges Ersatzschaltbild des Umrichters am starren Netz mit Innenimpedanz

Die Spannung  $\underline{u}_g$  ist einerseits Eingangsgröße beider Modelle und ergibt sich andererseits durch die Ausgangsgröße Strom. Deshalb wird in [147] vorgeschlagen, einen Widerstand  $r_E$  gegen Neutralleiter einzuführen. Dieser definiert die Spannung und verbessert die numerische Stabilität bei der Berechnung des Systems. Der Widerstand sollte so gering wie möglich gewählt werden, um einen ausreichenden Strom zu führen. Andererseits sollte er so groß wie nötig sein, um das Verhalten der Anordnung nur unwesentlich zu verändern.

Die Spannung lässt sich dann wie folgt berechnen.

$$\underline{u}_g = r_E (\underline{i}_{umrX} - \underline{i}_l) \quad (3.221)$$

$$u_{g,R} + j u_{g,I} = r_E (i_{umrX,R} + j i_{umrX,I}) - r_E (i_{l,R} + j i_{l,I}) \quad (3.222)$$

Separiert nach Real- und Imaginärteil ergibt sich für kleine Abweichungen die Gleichung

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta u_{g,R} \\ \Delta u_{g,I} \end{bmatrix}}_{\Delta u_{g,RI}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{M_{221}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{umrX,R} \\ \Delta i_{umrX,I} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{umrX,RI}} + \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}}_{M_{222}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{l,R} \\ \Delta i_{l,I} \end{bmatrix}}_{\Delta i_{l,RI}} \quad (3.223)$$

### 3. Modellbildung

Die Gleichung für den Umrichterstrom entsprechend (3.202)(S.83) bzw. (3.209)(S.84)

$$\Delta i_{umrX,RI} = C_{umrX} \Delta x_{umrX} - Y_{umrX} \Delta u_{g,RI}$$

kann in (3.223) eingesetzt werden.

$$\Delta u_{g,RI} = (I + M_{221} Y_{umrX})^{-1} M_{221} C_{umrX} \Delta x_{umrX} + (I + M_{221} Y_{umrX})^{-1} M_{222} \Delta i_{l,RI} \quad (3.224)$$

Die Spannung  $\Delta u_{g,RI}$  kann nun in den Zustandsgleichungen des Umrichters und der Leitung durch (3.224) ersetzt werden.

$$\Delta \dot{x}_{umrX} = A_{umrX} \Delta x_{umrX} + B_{umrX} \Delta u_{g,RI} + B_{u,umrX} \Delta u_{umr}$$

$$\Delta \dot{x}_{umrX} = \underbrace{\left( A_{umrX} + B_{umrX} (I + M_{221} Y_{umrX})^{-1} M_{221} C_{umrX} \right)}_{A_{11}} \Delta x_{umrX} + \underbrace{B_{umrX} (I + M_{221} Y_{umrX})^{-1} M_{222}}_{A_{12}} \Delta i_{l,RI} + B_{u,umrX} \Delta u_{umr} \quad (3.225)$$

$$\Delta \dot{i}_{l,RI} = A_l \Delta i_{l,RI} + B_{l1} \Delta u_{g,RI} + B_{l2} \Delta u_{N,RI}$$

$$\Delta \dot{i}_{l,RI} = \underbrace{B_{l1} (I + M_{221} Y_{umrX})^{-1} M_{221} C_{umrX}}_{A_{21}} \Delta x_{umrX} + \underbrace{\left( A_l + B_{l1} (I + M_{221} Y_{umrX})^{-1} M_{222} \right)}_{A_{22}} \Delta i_{l,RI} + B_{l2} \Delta u_{N,RI} \quad (3.226)$$

Nun kann die Zustandsgleichung des Systems aufgestellt werden.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{umrX} \\ \Delta \dot{i}_{l,RI} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x_{umrX} \\ \Delta i_{l,RI} \end{bmatrix}}_{\Delta x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ B_{l2} \end{bmatrix}}_{B_1} \Delta u_{N,RI} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{u,umrX} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2} \Delta u_{umr} \quad (3.227)$$

Die Umrichterklappenleistung kann in Anlehnung an (3.210)(S.84) wie folgt berechnet werden.

$$\Delta p_{Kl} = \underbrace{\begin{bmatrix} C_{yumrX} & 0 \end{bmatrix}}_{C_y} \Delta x + D_{yumr1} \Delta u_{g,RI} + D_{yumr2} \Delta u_{umr} \quad (3.228)$$

Der Nullvektor in  $C_y$  hat die Dimension (1 x 2) entsprechend der zwei Zustandsvariablen der Leitung. Die Klemmenspannung kann nach (3.224) durch

$$\Delta u_{g,RI} = M_{2141} \Delta x \quad (3.229)$$

### 3. Modellbildung

mit

$$M_{2141} = \left[ (I + M_{221}Y_{umrX})^{-1} M_{221}C_{umrX} \quad (I + M_{221}Y_{umrX})^{-1} M_{222} \right] \quad (3.230)$$

ausgedrückt werden. Damit berechnet sich  $\Delta p_{Kl}$  nach

$$\Delta p_{Kl} = \underbrace{(C_y + D_{yumr1}M_{2141})}_C \Delta x + D_{yumr2} \Delta u_{umr} \quad (3.231)$$

Aus (3.227) und (3.231) lässt sich schließlich ein Ausdruck für  $\Delta p_{Kl}$  in Abhängigkeit der Netzspannung und der Umrichtereingangsgrößen aufstellen.

$$\Delta p_{Kl} = C (sI - A)^{-1} B_1 \Delta u_{N,RI} + \left( C (sI - A)^{-1} B_2 + D_{yumr2} \right) \Delta u_{umr} \quad (3.232)$$

Die Netzspannung wird analog zu (3.149) durch

$$\Delta u_{N,RI} = \underbrace{u_{N0} \begin{bmatrix} -\sin \varphi_0 \\ \cos \varphi_0 \end{bmatrix}}_{V_{212}} \Delta \varphi \quad (3.233)$$

ausgedrückt. Für die Betrachtung des Übertragungsverhaltens bei Frequenzänderungen, lässt sich ein Ersatzsystem aufstellen.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ \Delta \dot{\varphi} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}'} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & B_1 V_{211} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A'} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta \varphi \end{bmatrix}}_{\Delta x'} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{bez} \end{bmatrix}}_{B'} \Delta \omega_{Netz} \quad (3.234)$$

$$\Delta p_{Kl} = \underbrace{\begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}}_{C'} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta \varphi \end{bmatrix}}_{\Delta x'} + \underbrace{0}_{D'} \Delta \omega_{Netz} \quad (3.235)$$

Die Übertragungsfunktion berechnet sich wie folgt.

$$G(s) = \frac{\Delta p_{Kl}}{\Delta \omega_{Netz}} = C' (sI - A')^{-1} B' + D' \quad (3.236)$$

## 4. Kleinsignalverhalten

### 4.1. Netzspannung mit fester Amplitude und Frequenz

An dieser Stelle soll der Betrieb der Umrichterlast am starren Netz, d.h. an einer idealen Spannungsquelle mit konstanter Amplitude und fester Frequenz sowie mit serieller Innenimpedanz, betrachtet werden. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 4.1a dargestellt.

Befindet sich das System in einem stationären Arbeitspunkt und wird nun angenommen, dass der Umrichterstrom  $i_g$  um einen kleinen Betrag erhöht wird, hat dies verschiedene Reaktionen zur Folge. Zunächst steigt der Spannungsabfall über der Netzimpedanz. Damit vergrößert sich der Winkel zwischen Netz- und Umrichterspannung (vergl. Abb. 4.1b). Dies gilt umso mehr, je größer der induktive Anteil an der Netzimpedanz ist. Da die Netzfrequenz konstant ist, ist dies gleichbedeutend mit einer scheinbaren, vorübergehenden Verringerung der Frequenz an den Umrichterklappen. Bei Unterfrequenz wird durch die netzdienliche Regelung die aufgenommene Leistung verringert, was zu einer Reduktion von  $i_g$  führt und damit der anfänglichen Erhöhung entgegenwirkt. Durch die Frequenzmessung und netzdienliche Regelung in Verbindung mit dem Spannungsabfall über der Netzimpedanz ergibt sich damit ein zusätzlicher Rückkopplungspfad. In Abhängigkeit der dynamischen Eigenschaften der einzelnen Komponenten besitzt dieser einen mit- oder gegenkoppelnden Effekt und beeinflusst die Dämpfung und Stabilität des Umrichtersystems. Ein ähnlicher Mechanismus wurde in [84] bei der Dimensionierung einer Regelung zur Erbringung von virtueller Schwungmasse beschrieben. Die Hardware (dreiphasiger selbstgeführter netzseitiger Umrichter) und Regelungsstruktur unterscheiden sich jedoch von der hier betrachteten Konfiguration.

#### 4.1.1. Batterieladegerät

Für das Ladegerät ist der Verlauf des Batteriestroms in Abbildung 4.2a für den Betrieb an einem sehr schwachen Netz in Kombination mit einer hohen Verstärkung der Zusatzregelung dargestellt. Zunächst befindet sich das System in einem stabilen, stationären Betriebspunkt. Zur Zeit  $t = 3$  s wird die netzdienliche Regelung zugeschaltet und ab etwa  $t > 5$  s ist deutlich zu erkennen, dass dem Mittelwert des Stroms ein oszillierender Anteil mit exponentiell ansteigender Amplitude überlagert ist, ohne dass eine äußere Anregung vorhanden ist (konstante Netzfrequenz). Die Höhe des Zusatzstroms ist auf 20 % des Nennstroms begrenzt, so dass die Schwingungsamplitude ab etwa  $t = 6,6$  s konstant ist. Aus dem zeitlichen Verlauf in Abbildung 4.2b kann die Frequenz der Schwingung zu 11,2 Hz und die Dämpfungskonstante zu  $\sigma = 2,8$ /s bestimmt werden. Letztere kann aus der Schwingungsperiode und den Amplituden zweier aufeinanderfolgender Schwingungen

#### 4. Kleinsignalverhalten

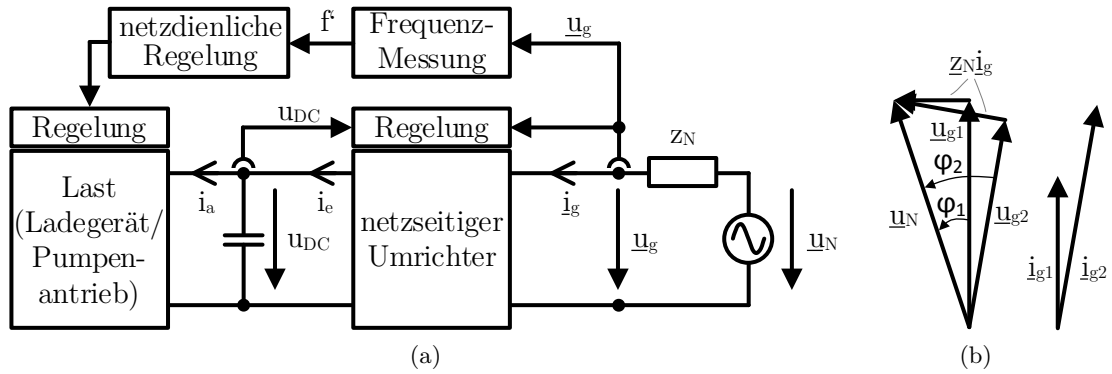


Abbildung 4.1.: Umrichterlast mit Zusatzregelung am starren Netz  
 (a) Prinzipschaltbild (b) Zeigerbild für zwei verschiedene Betriebspunkte unter Annahme einer rein induktiven Netzimpedanz

berechnet werden.

$$\sigma = \frac{1}{T} \ln \frac{A_{n+1}}{A_n} \quad (4.1)$$

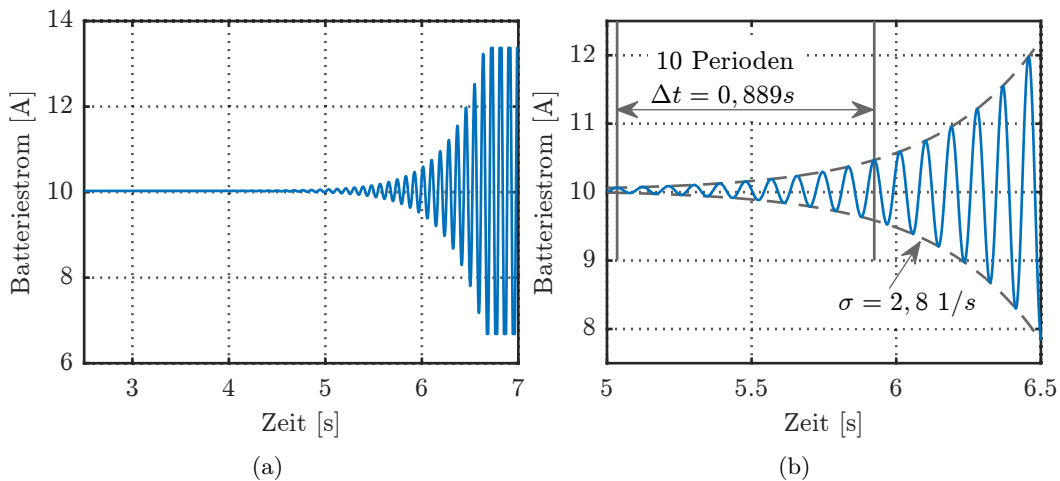


Abbildung 4.2.: Batteriestrom beim Betrieb des Ladegeräts am starren Netz;  $Z_N = j0,5$ ,  $k_{\omega i} = 60 \text{ \%/Hz} \cdot f_{bez}$ ,  $f_{TP} = 5 \text{ Hz}$   
 (a) gesamter Verlauf (b) zeitlicher Ausschnitt

Die Eigenwerte der Zustandsmatrix des in Abschnitt 3.6 vorgestellten linearen Modells des Umrichters am starren Netz sind für die gleiche Konfiguration in Tabelle 4.1 dargestellt.

Mit den zehn Zustandsgrößen (3x netzseitiger Umrichter, 5x Frequenzmessung, 2x Netzimpedanz) ergeben sich zehn Eigenwerte, darunter zwei rein reelle und vier konjugiert komplexe Paare. Alle Eigenwerte sind gut gedämpft mit Ausnahme des Paares  $\lambda_{6,7}$ .

#### 4. Kleinsignalverhalten

Tabelle 4.1.: Eigenwerte des linearen Systems beim Betrieb des Ladegeräts am starren Netz;  $Z_N = j0,5$ ,  $k_{\omega i} = 60 \text{ \%}/\text{Hz} \cdot f_{bez}$ ,  $f_{TP} = 5 \text{ Hz}$

Eigenwert	$\lambda_{1,2}$	$\lambda_3$	$\lambda_{4,5}$	$\lambda_{6,7}$	$\lambda_8$	$\lambda_{9,10}$
	$-931 \pm j306$	-185	$-96 \pm j104$	$2,4 \pm j69,1$	-48	$-13,4 \pm j3,4$
$f_d$ [Hz]	48,7	-	16,6	11	-	0,54
$\zeta$	0,95	1	0,68	-0,035	1	0,97

Dieses weist ein gering negatives Dämpfungsverhältnis von  $\zeta = -0,035$  auf und ist daher in Übereinstimmung mit den Verläufen aus Abbildung 4.2 instabil. Die Dämpfungskonstante  $\sigma = 2,4/\text{s}$  und die Frequenz der aufklingenden Schwingung  $f_d = 11 \text{ Hz}$  stimmen gut mit den aus den Simulationsverläufen ermittelten Werten überein. Für die geringe Abweichung kommen verschiedene Ursachen in Betracht.

- Vereinfachungen bei der Entwicklung des linearen Modells
- die Abweichungen des Batteriestroms vom Arbeitspunkt sind so groß, dass die Annahme von kleinen Auslenkungen nicht mehr uneingeschränkt gilt
- Ablesefehler bei der Bestimmung der Parameter aus den Simulationsverläufen
- Überlagerung verschiedener Schwingungsmoden in den Simulationsverläufen

Die Partizipationsfaktoren des instabilen Eigenwertpaares (Tab. 4.2) verdeutlichen, dass wie eingangs beschrieben sowohl der netzseitige Umrichter als auch die Frequenzmessung mit frequenzproportionaler Regelung an dieser Eigenbewegung beteiligt sind. Die dominierenden Zustandsgrößen sind der geschätzte Winkel  $\Delta\hat{\varphi}$  der SOGI-PLL, die Zwischenkreisspannung  $\Delta u_{DC}$  und die Größe  $\Delta\gamma_1$  des Tiefpass. Die Zustände der Leitung und des Uzk-Reglers sind hier unwesentlich bzw. von geringer Bedeutung.

Tabelle 4.2.: Betrag der Partizipationsfaktoren für das Eigenwertpaar  $\lambda_{6,7}$  und die Zuordnung der Zustandsgrößen

$ p_{ki} $	0,34	0,09	0,11	0,14	0,39	0,07	0,25	0,3	0,03	0,03
$\Delta x$	$\Delta u_{DC}$	$\Delta i_1$	$\Delta i'_L$	$\Delta\gamma_{PLL}$	$\Delta\hat{\varphi}$	$\Delta\varphi'_e$	$\Delta\gamma_1$	$\Delta\gamma_2$	$\Delta i_{id}$	$\Delta i_{iq}$
	Uzk-Regler			SOGI-PLL			Tiefpass	Leitung		
	netzseitiger Umrichter			Frequenzmessung						

Weiterführend wird nun die Veränderung der Eigenwerte bei Variation der Verstärkung  $k_{\omega i}$  betrachtet. Diese ist in Abbildung 4.3a für eine rein induktive Netzimpedanz dargestellt. Abgebildet ist nur die obere Halbebene, da die untere Halbebene symmetrisch dazu ist. Das Eigenwertpaar  $\lambda_{1,2}$  ist für alle Werte von  $k_{\omega i}$  gut gedämpft und deshalb für eine bessere Übersichtlichkeit nicht enthalten. Ohne netzdienliche Regelung ( $k_{\omega i} = 0$ ) ist das System stabil und gut gedämpft. Bei Vergrößerung von  $k_{\omega i}$  nimmt die

#### 4. Kleinsignalverhalten

Dämpfung von  $\lambda_{9,10}$  stetig zu, während sie bei  $\lambda_{4,5}$  nach anfänglicher Zunahme auf etwa gleichem Niveau bleibt. Im Gegensatz dazu sinkt die Dämpfung von  $\lambda_{6,7}$  kontinuierlich. Die Werte von  $\zeta = 0,4$  und  $\zeta = 0,1$  werden für  $k_{\omega_i} > 9$  bzw.  $33 \%/ \text{Hz} \cdot f_{bez}$  unterschritten. Für  $k_{\omega_i} > 52 \%/ \text{Hz} \cdot f_{bez}$  wandert der Eigenwert schließlich in die rechte Halbebene, d.h. das System ist instabil. Die Frequenz der Eigenbewegung steigt dabei für  $\lambda_{4,5}$  und  $\lambda_{6,7}$  und sinkt für  $\lambda_{9,10}$ .

Nicht für alle Netzkonfigurationen, besonders in Niederspannungsnetzen, kann der ohmsche Anteil an der Innenimpedanz vernachlässigt werden. Die Lageveränderung der drei Schwingungsmoden ist deshalb in Abbildung 4.3b für eine Auswahl an Widerstandswerten dargestellt. Für eine bessere Vergleichbarkeit mit Abbildung 4.3a wurde der Betrag auf  $|Z_N| = 0,5$  konstant gehalten. Zusätzlich sind die Eigenwerte für eine rein ohmsche Impedanz mit  $|Z_N| = 0,2$  in blau markiert. Für diesen Fall ist die Lage unabhängig von  $k_{\omega_i}$ , da wie zu Beginn des Abschnitts beschrieben eine Veränderung des Umrichterstroms hier nur Einfluss auf die Spannungsamplitude nicht jedoch auf den Spannungswinkel hat. Die gemessene Frequenz wird daher nicht beeinflusst. Für die anderen Werte der Netzimpedanz führt eine Vergrößerung von  $R_N$  insbesondere für hohe Werte von  $k_{\omega_i}$  zu einer Verringerung der Eigenfrequenz von  $\lambda_{4,5}$  und  $\lambda_{6,7}$ . Die Dämpfung verbessert sich für  $\lambda_{4,5}$  und  $\lambda_{6,7}$  und verschlechtert sich für  $\lambda_{9,10}$ , verändert sich aber insgesamt nur gering.

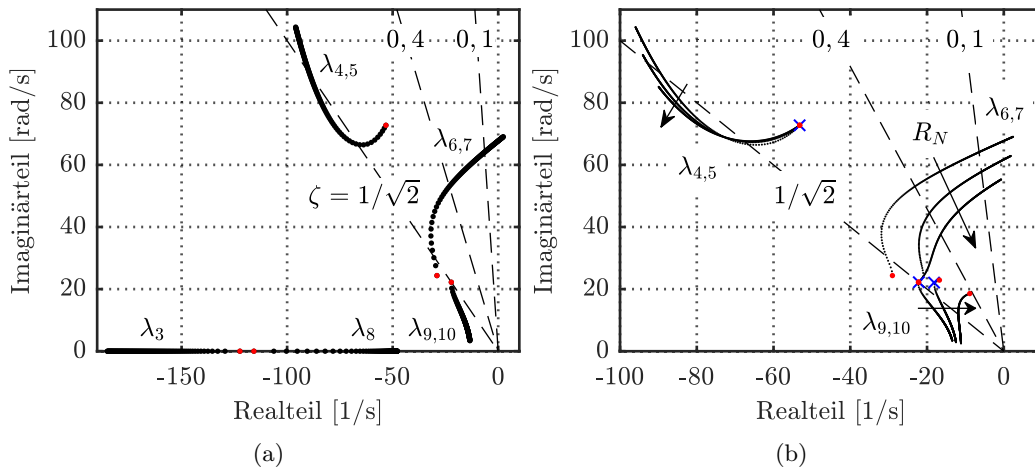


Abbildung 4.3.: Eigenwerte beim Betrieb des Ladegeräts am starren Netz mit  $f_{TP} = 5$  Hz und  $k_{\omega_i} = \{0 \dots 60\} \%/ \text{Hz} \cdot f_{bez}$ ; rote Punkte für  $k_{\omega_i} = 0$   
(a)  $Z_N = j0,5$   
(b)  $|Z_N| = 0,5$ ,  $Z_N = R_N + jL_N$  mit  $R_N = \{0; 0,1; 0,2\}$ ,  $L_N = \{0,5; 0,49; 0,46\}$ ; blaue Kreuze für  $Z_N = 0,2 + j0$

Wird angenommen, dass eine Dämpfung von  $\zeta > 0,4$  ausreichend und Werte von  $\zeta < 0,1$  in jedem Fall ungenügend sind, wird aus Abbildung 4.4 ersichtlich, dass es bzgl. der Wahl der Verstärkung  $k_{\omega_i}$  in einem weiten Bereich der Netzimpedanz keine



#### 4. Kleinsignalverhalten

Einschränkungen gibt. In dieser Darstellung wurde vereinfacht angenommen, dass die Netzimpedanz rein induktiv ist. Erst für sehr weiche Netze mit  $Z_N > j0,4$  liegt die gelbe Kurve in der gleichen Größenordnung wie natürliche Verbraucherstatiken und auch für diese Werte der Netzimpedanz ist das System nur bei sehr großen Verstärkungen ungenügend gedämpft bzw. instabil.

Für kleine Werte der Eckfrequenz  $f_{TP}$  des Tiefpass der Frequenzmessung führt eine Erhöhung der Verstärkung  $k_{\omega_i}$  zunächst zu einer größeren Dämpfung von  $\lambda_{6,7}$  um anschließend wieder abzusinken (siehe Abb. 4.5). Der absolute Betrag der Verringerung nimmt mit  $f_{TP}$  zu und der Wendepunkt verlagert sich hin zu kleineren Werten von  $k_{\omega_i}$ . Bei den anderen beiden Eigenwertpaaren verändert sich die Dämpfung kaum, die Frequenz steigt allerdings bei  $\lambda_{4,5}$  deutlich.

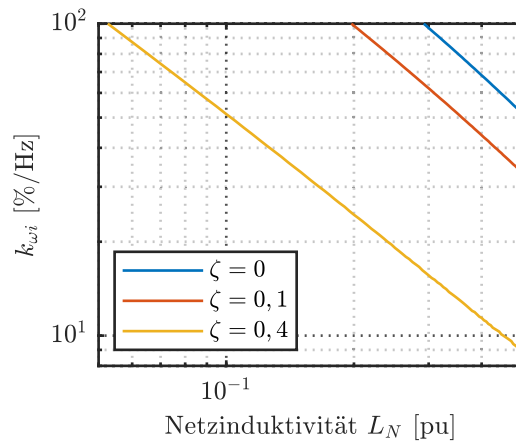


Abbildung 4.4.:  $k_{\omega_i}$  als Funktion der Dämpfung und der Netzimpedanz für  $R_N = 0$

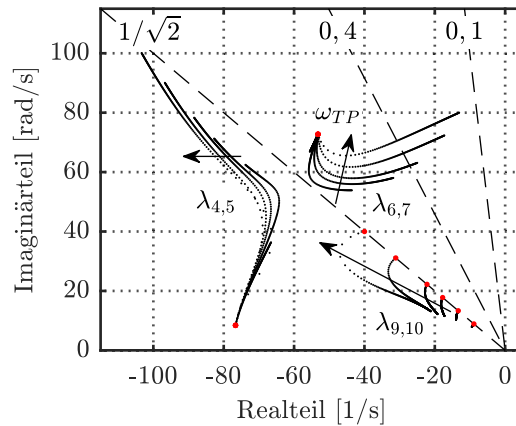


Abbildung 4.5.: Eigenwerte des Ladegeräts für  $Z_N = j0,1$ ,  $k_{\omega_i} = \{0 \dots 60\} \% / \text{Hz} \cdot f_{bez}$  und  $f_{TP} = \{2, 3, 4, 5, 7, 9\} \text{Hz}$ ; rote Punkte für  $k_{\omega_i} = 0$

## 4.1.2. Pumpenantrieb

In Analogie zum Ladegerät soll für den Betrieb am starren Netz zunächst ein instabiler Betriebspunkt betrachtet werden. Das Simulationsergebnis der Pumpendrehzahl ist in Abbildung 4.6a dargestellt. Zu Beginn befindet sich der Pumpenantrieb in einem stabilen, stationären Arbeitspunkt. Bei  $t = 3\text{ s}$  wird die netzdienliche Zusatzregelung zugeschaltet und ab etwa  $5 - 6\text{ s}$  ist deutlich ein oszillierender Anteil mit exponentiell anwachsender Amplitude zu erkennen. Letztere ist ab etwa  $8\text{ s}$  konstant bei  $15\%$ . Aufgrund der nichtlinearen Charakteristik und verschiedener Stellgrößenbeschränkungen wechselt das System dabei vom instabilen in einen grenzstabilen Betriebspunkt. Eine Begrenzung der Drehzahlabweichung erfolgt nicht. Aus dem zeitlichen Verlauf in Abbildung 4.6b kann für den instabilen Betriebspunkt die Frequenz zu  $f_d = 10,3\text{ Hz}$  und die Dämpfungskonstante zu  $\sigma = 2,6/\text{s}$  bestimmt werden.

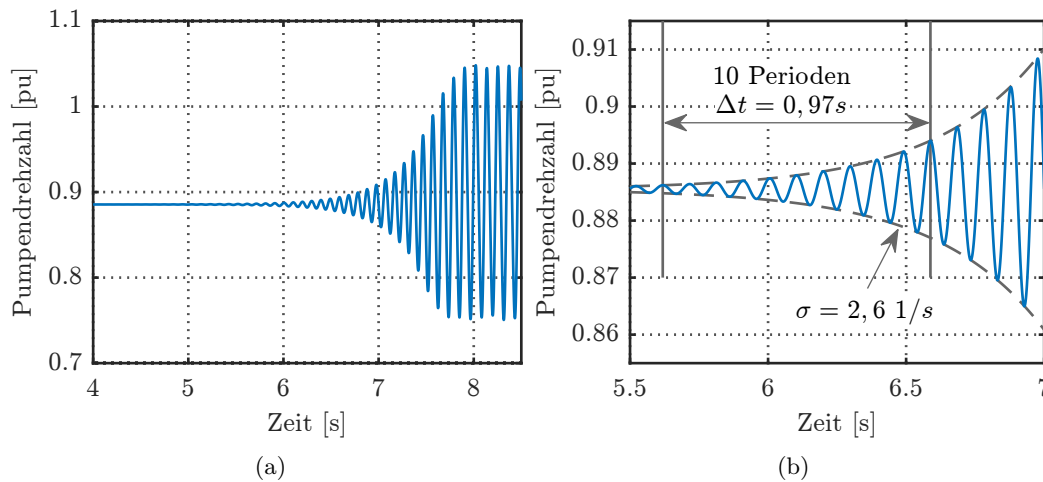


Abbildung 4.6.: Drehzahl beim Betrieb des Pumpenantriebs am starren Netz;  $Z_N = j0,5$ ,  
 $k_{wn} = 9\%/Hz \cdot f_{bez}$ ,  $f_{TP} = 5\text{ Hz}$   
 (a) gesamter Verlauf (b) zeitlicher Ausschnitt

Die Eigenwerte der Zustandsmatrix des linearen Modells sind für diese Konfiguration in Tabelle 4.3 dargestellt. Das Modell besitzt die gleichen zehn Zustandsgrößen des netzseitigen Umrichters, der Frequenzmessung und der Netzimpedanz wie das Batterieladegerät. Dazu kommen noch drei Zustandsgrößen für den drehzahlgeregelten Antrieb und eine für das hydraulische System. Daraus ergeben sich vierzehn Eigenwerte, darunter zwei rein reelle und sechs konjugiert komplexe Paare. Alle Eigenwerte sind gut gedämpft mit Ausnahme des Paares  $\lambda_{8,9}$ . Dieses weist ein gering negatives Dämpfungsverhältnis von  $\zeta = -0,035$  auf und ist daher in Übereinstimmung mit den Verläufen aus Abbildung 4.6 instabil. Die Dämpfungskonstante  $\sigma = 2,2/\text{s}$  und die Frequenz der aufklingenden Schwingung  $f_d = 10,1\text{ Hz}$  stimmen gut mit den aus den Simulationsverläufen ermittelten Werten überein.

Anhand der Partizipationsfaktoren des instabilen Eigenwertpaares (Tab. 4.4) wird

#### 4. Kleinsignalverhalten

Tabelle 4.3.: Eigenwerte des linearen Systems beim Betrieb des Pumpenantriebs am starren Netz;  $Z_N = j0,5$ ,  $k_{\omega n} = 9\%/Hz \cdot f_{bez}$ ,  $f_{TP} = 5$  Hz

$\lambda$	$f_d$ [Hz]	$\zeta$	$\lambda$	$f_d$ [Hz]	$\zeta$
$\lambda_{1,2} = -931 \pm j306$	48,7	0,95	$\lambda_{8,9} = 2,2 \pm j63,7$	10,1	-0,035
$\lambda_{3,4} = -156 \pm j49,2$	7,8	0,954	$\lambda_{10,11} = -26,8 \pm j7$	1,1	0,968
$\lambda_5 = -45,7$	-	1	$\lambda_{12,13} = -10,9 \pm j15,4$	2,4	0,579
$\lambda_{6,7} = -63,1 \pm j106$	16,9	0,51	$\lambda_{14} = -0,7$	-	1

deutlich, dass die Zwischenkreisspannung und die Zustandsgrößen der SOGI-PLL und des Tiefpassfilters dominierend sind. Wichtig ist außerdem der drehzahlgeregelte Antrieb der Pumpe. Der Zwischenkreisspannungsregler, das hydraulische System sowie die Zustände der Netzimpedanz spielen dagegen keine bzw. nur eine geringe Rolle.

Tabelle 4.4.: Betrag der Partizipationsfaktoren für das Eigenwertpaar  $\lambda_{8,9}$  und die Zuordnung der Zustandsgrößen

$ p_{ki} $	0,26	0,08	0,08	0,1	0,29	0,05	0,19	0,23	0,02	0,02
$\Delta x$	$\Delta u_{DC}$	$\Delta i_1$	$\Delta i'_L$	$\Delta \gamma_{PLL}$	$\Delta \hat{\varphi}$	$\Delta \varphi'_e$	$\Delta \gamma_1$	$\Delta \gamma_2$	$\Delta i_{ld}$	$\Delta i_{lq}$
	Uzk-Regler			SOGI-PLL			Tiefpass		Leitung	
	netzseit. Umrichter			Frequenzmessung						
$ p_{ki} $	0,1	0,15	0,17	0						
$\Delta x$	$\Delta \gamma_m$	$\Delta m_A$	$\Delta n$	$\Delta q$						
	drehzahlereg. Antrieb			hydr. Syst.						

Die Eigenwerte des instabilen Betriebspunkts (blaue Kreuze) sind in Abbildung 4.7a zusammen mit der Bewegung der Eigenwerte bei Variation von  $k_{\omega n}$  für drei Werte der Netzimpedanz abgebildet. Wie beim Ladegerät ist für eine bessere Übersichtlichkeit nur die obere Halbebene dargestellt und das Eigenwertpaar  $\lambda_{1,2}$  ist nicht enthalten. Alle Eigenwerte außer  $\lambda_{8,9}$  sind gut gedämpft. Bei letzterem steigt die Eigenfrequenz leicht mit  $k_{\omega n}$  und die Dämpfung sinkt erheblich. Verstärkt wird dieser Effekt noch durch eine hohe Netzimpedanz. Bei  $Z_N = j0,3$  und  $j0,5$  fällt die Dämpfung für hohe Werte von  $k_{\omega n}$  unter  $\zeta = 0,1$  und bei  $Z_N = j0,5$  ist das System für  $k_{\omega n} > 7\%/Hz$  instabil. Für die anderen Eigenwertpaare bewirkt  $k_{\omega n}$  dagegen eine deutliche Veränderung der Frequenz, aber nur eine geringe Änderung der Dämpfung (außer  $\lambda_{10,11}$ ). Auch hier verstärkt ein weiches Netz diesen Effekt.

Ein ohmscher Anteil an der Netzimpedanz hat keinen bzw. einen positiven Einfluss auf die Dämpfung und wird deshalb hier nicht gesondert betrachtet.

Die Verstärkung  $k_{\omega n}$  bei der eine bestimmte Dämpfung erreicht wird, ist in Abbildung 4.8 über der Netzimpedanz aufgetragen unter der Annahme, dass der ohmsche Anteil vernachlässigbar ist ( $R_N = 0$ ). Im Gegensatz zum Batterieladegerät liegt die zulässige Veränderung der Stellgröße der netzdienlichen Regelung schon für Netze mit hoher Kurzschlussleistung ( $Z_N > j0,03$ ) im einstelligen Prozentbereich pro Hertz, wenn

#### 4. Kleinsignalverhalten

eine Dämpfung von mindestens 0,4 angestrebt wird. Für moderat weiche Netze mit  $j0,2 \leq Z_N \leq j0,3$  liegt  $k_{\omega_n}$  bei 1 und 10 %/Hz für  $\zeta = 0,4$  und 0,1.

Zuletzt soll die Veränderung der Eigenwerte bei Variation von  $k_{\omega_n}$  für verschiedene Werte der Tiefpassfiltereckfrequenz  $f_{TP}$  der Frequenzmessung betrachtet werden (Abb. 4.7b). Der Einfluss von  $f_{TP}$  auf  $\lambda_{10,11}$  ist gering. Bei  $\lambda_{3,4}$  und  $\lambda_{6,7}$  bzw.  $\lambda_{12,13}$  kommt es bei gleicher Verstärkung zu einer Vergrößerung bzw. Verringerung der Frequenz, die Dämpfung wird jedoch nur wenig beeinflusst. Bei  $\lambda_{8,9}$  erhöht sich die Frequenz mit  $f_{TP}$  und die Dämpfung sinkt deutlich. Ab etwa  $f_{TP} > 3$  Hz wird  $\zeta = 0,4$  für hohe Verstärkungen unterschritten. Die Abnahme der Dämpfung pro  $+\Delta f_{TP}$  erfolgt zunächst stärker und schwächt sich für größere Werte von  $f_{TP}$  ab.

Damit führt eine Erhöhung von  $f_{TP}$  beim kritischen Eigenwertpaar  $\lambda_{8,9}$  anders als bei  $\lambda_{6,7}$  des Batterieladegeräts immer zu einer Verringerung der Dämpfung und diese ist bei gleicher Verstärkung und Tiefpassfiltereckfrequenz beim Pumpenantrieb niedriger.

Die vorgestellten Ergebnisse zu den Partizipationsfaktoren und Eigenwertbewegungen wurden zum Teil in [154] veröffentlicht.

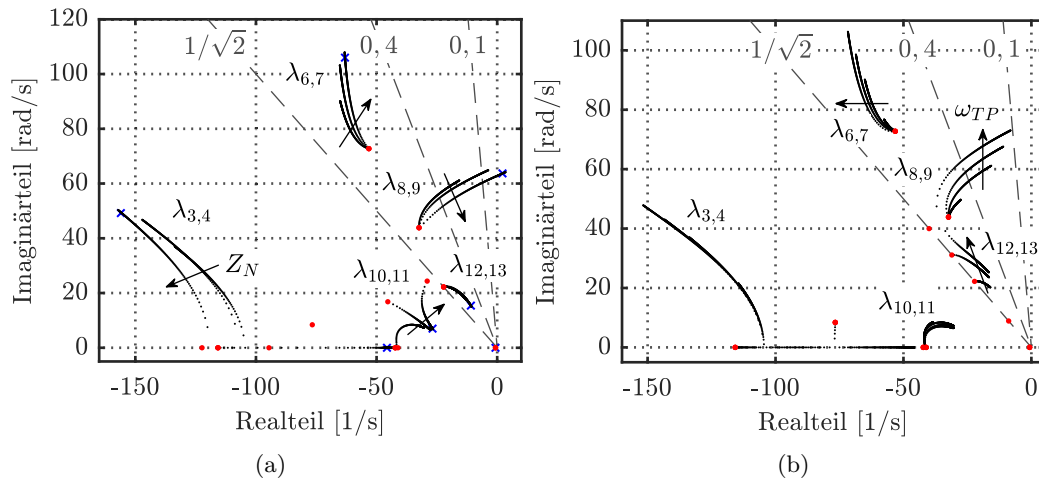


Abbildung 4.7.: Eigenwerte des Pumpenantriebs am starren Netz mit  $k_{\omega_n} = \{0 \dots 10\} \% / \text{Hz} \cdot f_{bez}$ ; rote Punkte für  $k_{\omega_n} = 0$   
 (a)  $f_{TP} = 5$  Hz,  $Z_N = j\{0,1; 0,3; 0,5\}$ ; die blauen Kreuze kennzeichnen die Eigenwerte aus Tab. 4.3  
 (b)  $Z_N = j0,1$ ;  $f_{TP} = \{2, 5, 7, 9\}$  Hz

### 4.2. Netzspannung mit fester Amplitude und veränderlicher Frequenz

Die modale Dämpfung von sinusförmigen Veränderungen der Frequenz der Netzspannung (Netzfrequenzpendelung) wird verbessert, wenn die Änderung der aufgenommenen Klemmenleistung der Umrichterlast in Phase mit der Netzfrequenz ist. Sie verringert

#### 4. Kleinsignalverhalten

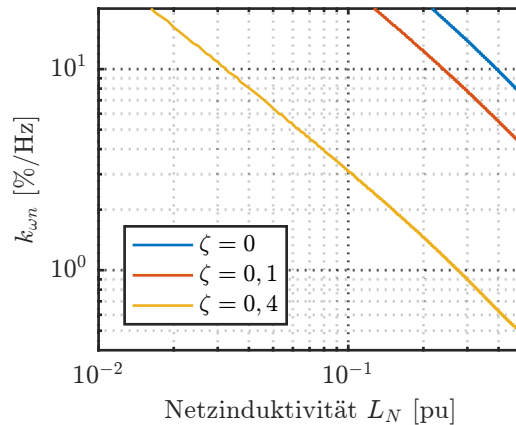


Abbildung 4.8.:  $k_{\omega n}$  als Funktion von  $\zeta$  und  $L_N$  ( $R_N = 0$ )

sich, wenn die Phasenverschiebung mehr als  $90^\circ$  beträgt [85, Kap. 12]. In diesem Abschnitt soll daher das Übertragungsverhalten der Umrichterlast und seiner Teilkomponenten bei Netzpendelungen verschiedener Frequenzen betrachtet werden.

Niederfrequente elektro-mechanische Schwingungen treten im europäischen Verbundnetz mit Frequenzen zwischen 0,2 und 1,5 Hz auf [5, S. 33]. Es gibt jedoch auch Netze mit geringeren Schwingungsfrequenzen, z.B. die Türkei mit 0,033 Hz [155]. Ebenso können Schwingungen mit höheren Frequenzen bis zur Nennnetzfrequenz, sogenannte subsynchrone Schwingungen, auftreten. Ein Beispiel ist die ungewollte Interaktion von Kraftwerkstrabstrangschwingungen mit der Generatorerregeregelung [85, Kap. 15]. Da die Netzfrequenz die Gültigkeitsgrenze des hier zugrunde liegenden Kleinsignalmodells des netzseitigen Umrichters ist, soll dies die obere Grenze des betrachteten Frequenzbereichs darstellen.

Zunächst werden getrennt der netzseitige Umrichter, der Pumpenantrieb, die Frequenzmessung und anschließend das gesamte Umrichtersystem betrachtet. Das Batterieladegerät wird nicht gesondert untersucht. Wie bereits im Abschnitt 3.2 dargestellt, wird eine schnelle Batteriestromregelung angenommen und die Batterie vereinfacht abgebildet. Im hier betrachteten Frequenzbereich folgt daraus bzgl. des Übertragungsverhaltens eine konstante Verstärkung und keine Phasenverschiebung.

##### 4.2.1. Netzseitiger Umrichter

Bei der Untersuchung des netzseitigen Umrichters wird die Veränderung der Klemmenleistung  $\Delta p_{Kl}$  im Verhältnis zur Leistung  $\Delta p_A$ , die aus dem Zwischenkreis entnommen wird, betrachtet. In Abbildung 4.9 ist die entsprechende Übertragungsfunktion im Bereich von 0,03 und 50 Hz unter Variation verschiedener Parameter dargestellt. Für Frequenzen deutlich unter der Spannungsreglerbandbreite kann die Klemmen- der Zwischenkreisausgangsleistung gut folgen. Oberhalb der Bandbreite fallen Amplitude und Phase stark ab und die Leistung  $\Delta p_A$  wird zunehmend aus dem Zwischenkreiskondensator bereitgestellt.

#### 4. Kleinsignalverhalten

Bei Veränderung der Klemmenleistung verändert sich der Spannungsabfall über der Netzimpedanz und damit die Klemmenspannungsamplitude. Letztere wirkt dann zurück auf  $\Delta p_{KI}$ . Der Einfluss dieser Rückwirkung über die Netzimpedanz ist jedoch gering und erst für sehr weiche Netze ist eine Verringerung der Bandbreite deutlich zu erkennen (Abb. 4.9a). Die maximale Amplitude beträgt 1,4 und eine Phasenverschiebung von  $-90^\circ$  wird zwischen 10 und 20 Hz erreicht.

Wird der Spannungsregler mit unzureichender Phasenreserve ausgelegt, erhöht sich die Schwingungsneigung des Systems und es kann zu einer deutlichen Amplitudenüberhöhung im Bereich der Reglereckfrequenz kommen, z.B.  $A \approx 4$  bei  $\varphi_{au} = 15^\circ$  (Abb. 4.9b). Im Bereich von  $f > 2$  Hz treten je nach Wahl von  $\varphi_{au}$  deutliche Unterschiede zwischen den Verläufen auf. Eine Phasenverschiebung von  $-90^\circ$  wird auch hier zwischen 10 und 20 Hz erreicht.

Ebenfalls einen großen Einfluss auf das Übertragungsverhalten des Umrichters hat die Spannungsreglerbandbreite (Abb. 4.9c). Aus Sicht der Dämpfung von Netzpendelungen ist die Wahl einer möglichst hohen Bandbreite wünschenswert. Damit kann einer Leistungsänderung in einem weiten Bereich ohne Phasenverschiebung gefolgt werden. Mit  $f_{cu} = 2,5$  Hz beträgt die Phasenverschiebung jedoch bei einer Pendelung mit 1,5 Hz bereits  $-30^\circ$ .

Die Auswirkungen bei Variation der Zeitkonstanten  $T_C$  des Zwischenkreiskondensators sind nicht dargestellt, da diese bei der Auslegung des Spannungsreglers berücksichtigt wird und sich das Übertragungsverhalten nicht ändert. Ebenso besitzt die aktuelle Leistung im Arbeitspunkt nur einen geringen Einfluss.

#### 4.2.2. Pumpenantrieb

In Anlehnung an das Blockdiagramm 3.40 (S. 77) ist der Pumpenantrieb in Abbildung 4.10 stark vereinfacht dargestellt. Zunächst wird das hydraulische System isoliert bei Drehzahländerungen und anschließend das Übertragungsverhalten  $\Delta p_A / \Delta n^*$  des gesamten Antriebs betrachtet.

#### Hydraulisches System

Das Kleinsignalverhalten der Wellenleistung  $p_w$  des hydraulischen Systems bzgl. Änderungen der Pumpendrehzahl  $n$  ist in Abbildung 4.11 für verschiedene Werte der Wasseranlaufzeitkonstanten  $T_w$  und der Leistung im Arbeitspunkt  $p_{w0}$  dargestellt. Es weist einen konstanten Amplitudenverlauf für niedrige Frequenzen auf, fällt dann ab und nimmt für hohe Frequenzen ebenfalls einen konstanten Wert an. Je größer die Zeitkonstante  $T_w$  ist, desto mehr verschiebt sich der Amplitudenabfall hin zu kleinen Frequenzen. Die Verstärkung bei niedrigen und hohen Frequenzen nimmt mit der Arbeitspunktleistung zu und ist unabhängig von  $T_w$ . Die Phasenverschiebung beträgt  $0^\circ$  für niedrige Frequenzen, fällt danach leicht ab und steigt für hohe Frequenzen wieder auf  $0^\circ$  zurück. Die maximale Phasenabweichung nimmt mit der Arbeitspunktleistung zu und beträgt etwa  $-20^\circ$  bei Nennleistung. Die Frequenz bei der dieser Wert auftritt ist abhängig von  $T_w$ .

#### 4. Kleinsignalverhalten

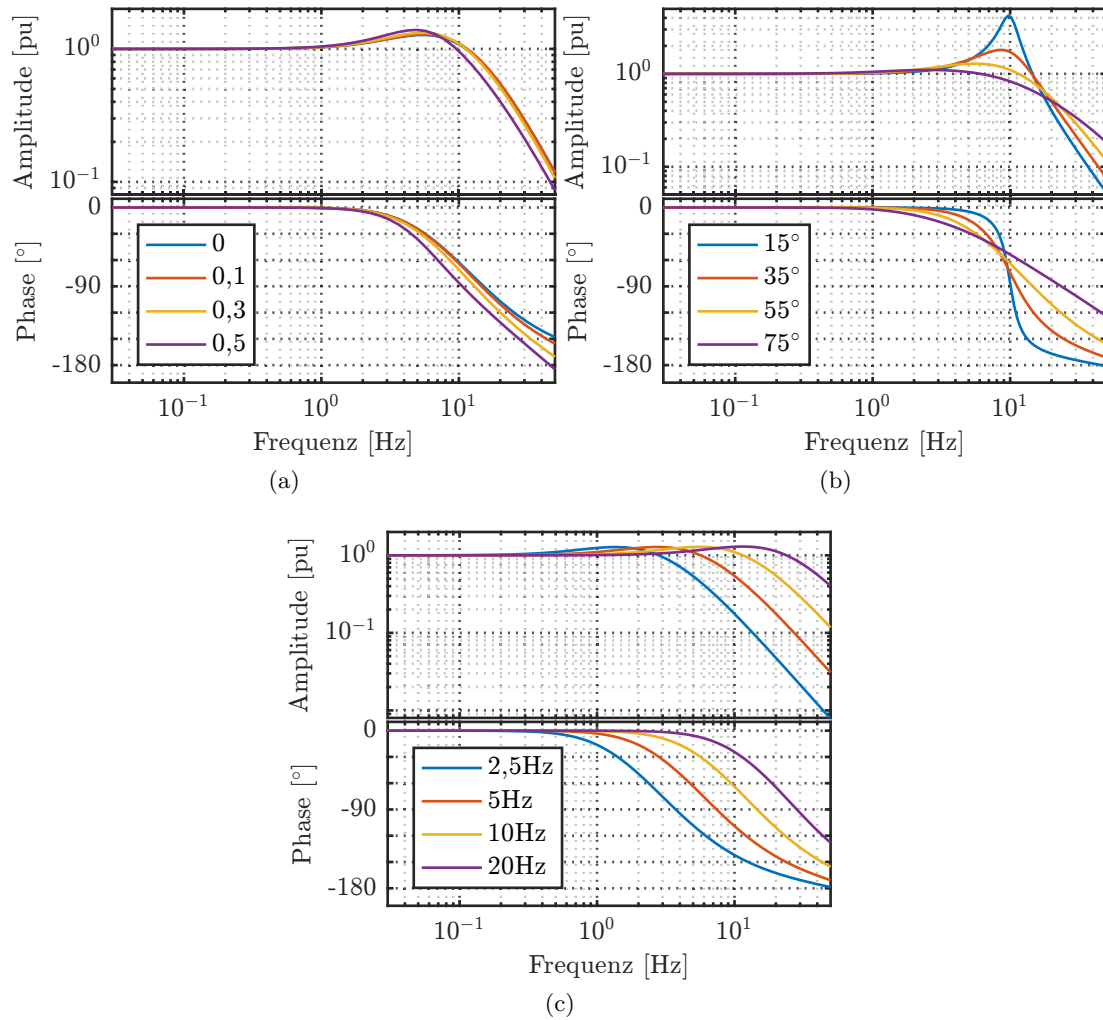


Abbildung 4.9.: Übertragungsfunktion  $G(s) = \Delta p_{KI} / \Delta p_A$  des netzseitigen Umrichters ohne netzdienliche Regelung ( $k_{\omega i} = k_{\omega n=0}$ ) bei Variation (a) der Netzimpedanz  $Z_N = jX_N$  (b) der Spannungsreglerphasenreserve  $\varphi_{au}$  (c) der Spannungsreglerbandbreite  $f_{cu} = \omega_{cu} / (2\pi)$

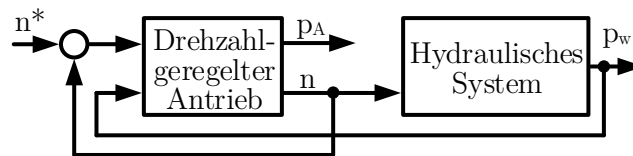


Abbildung 4.10.: Vereinfachtes Blockdiagramm des Pumpenantriebs

#### 4. Kleinsignalverhalten

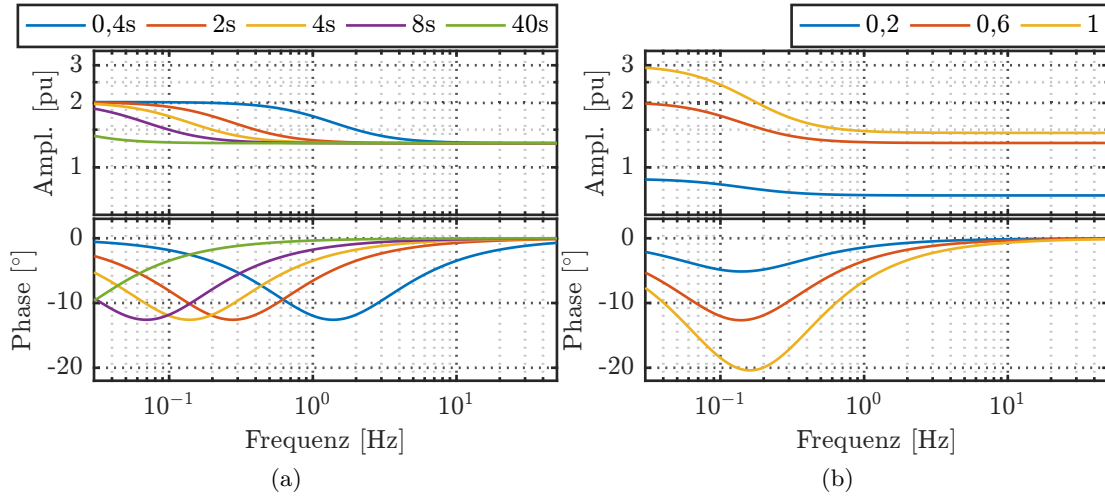


Abbildung 4.11.: Übertragungsfunktion  $G(s) = \Delta p_w / \Delta n$  des hydraulischen Systems bei Variation  
(a) der Wasseranlaufzeitkonstante  $T_w$  (b) der Leistung im Arbeitspunkt  $p_{w0}$

Der grundsätzliche Verlauf entspricht dem eines phasenabsenkenden Gliedes (Lag-Glied). In Übereinstimmung mit dieser Beobachtung kann aus dem Zustandsraummodell aus Abschnitt 3.6.4 (S. 80) die folgende Übertragungsfunktion aufgestellt werden.

$$G(s) = \frac{\Delta p_w}{\Delta n} = \underbrace{-\frac{K_{p7}K_{p4} - K_{p8}K_{p3}}{K_{p3}}}_{K_h} \cdot \frac{1 + s / \left( \frac{K_{p7}K_{p4} - K_{p8}K_{p3}}{K_{p8}} \right)}{1 + s / (-K_{p3})} = K_h \frac{1 + s/\omega_{h1}}{1 + s/\omega_{h2}} \quad (4.2)$$

Dabei gilt  $\omega_{h1} > \omega_{h2}$ . Aus dieser Funktion lassen sich die stationäre Verstärkung und die Verstärkung für hohe Frequenzen ableiten.

$$\frac{\Delta p_w}{\Delta n}(\omega \rightarrow 0) = K_h \quad (4.3)$$

$$\frac{\Delta p_w}{\Delta n}(\omega \gg \omega_{h1}) = K_h \frac{\omega_{h2}}{\omega_{h1}} = K_{p8} \quad (4.4)$$

Werden  $\omega_{h1}$  und  $\omega_{h2}$  durch

$$\omega_{h1} = k\omega_m \quad \omega_{h2} = \omega_m/k \quad (4.5)$$

ausgedrückt, lässt sich die Mittenfrequenz  $\omega_m$  berechnen, bei der die größte Phasenabweichung besteht.

$$\omega_m = \sqrt{\omega_{h1}\omega_{h2}} \quad (4.6)$$



#### 4. Kleinsignalverhalten

Die maximale Phasenabweichung beträgt dann

$$\varphi = \arctan \left( \frac{1}{2} \left( \frac{1}{k} - k \right) \right) \quad k = \sqrt{\frac{\omega_{h1}}{\omega_{h2}}} \quad (4.7)$$

In Abbildung 4.12 sind noch einmal die Kenngrößen des hydraulischen Systems entsprechend der vorgestellten, analytischen Beziehungen bei Variation der Arbeitspunktleistung und der Zeitkonstanten  $T_w$  dargestellt. Die Verstärkungen für den stationären Betrieb und für hohe Frequenzen (Abb. 4.12a) steigen mit der Arbeitspunktleistung, flachen jedoch zunehmend ab. Besonders die Verstärkung bei  $\omega \gg \omega_{h1}$  weist für  $p_{w0} > 0,5$  nur geringe Zuwächse auf und nähert sich dem Wert 1,5. Bei Zunahme von  $T_w$  fällt die Mittenfrequenz im doppelt logarithmischen Maßstab linear ab (Abb. 4.12b). Für den hier verwendeten Wert von  $T_w = 4$  s beträgt sie etwa 0,13 Hz. Die maximale Phasenverschiebung sinkt annähernd linear mit der Arbeitspunktleistung ab (Abb. 4.12c).

#### Gesamter Pumpenantrieb

Abbildung 4.13 zeigt das Kleinsignalverhalten des Pumpenantriebs inkl. drehzahlgeregeltem Antrieb und hydraulischem System bzgl. Änderungen der aufgenommenen Leistung bei Änderungen des Pumpendrehzahlsollwertes.

Für verschiedene Arbeitspunktleistungen ergeben sich die Verläufe in Abb. 4.13a. Der Amplitudenverlauf ist konstant für niedrige Frequenzen, fällt dann ab, erreicht bei etwa 1 Hz ein Minimum, steigt danach wieder an bis zu einem Maximum bei 9 Hz und fällt danach stetig ab. Die Amplitude steigt mit der Leistung und besitzt ein Maximum von 7 bei Nennleistung. Die Phasenverläufe liegen nahe beieinander und besitzen ein Minimum von  $-20^\circ$  zwischen 0,1 und 0,2 Hz und ein Maximum von  $50^\circ$  bei 3 Hz. Eine Phasenverschiebung von  $-90^\circ$  wird erst für Frequenzen über 50 Hz erreicht. Beim Vergleich mit dem Kleinsignalverhalten des hydraulischen Systems in Abbildung 4.11 wird deutlich, dass das Übertragungsverhalten für niedrige Frequenzen unterhalb von 1 Hz durch das hydraulische System und darüber hinaus durch den drehzahlgeregelten Antrieb bestimmt wird.

Antriebe mit einer hohen mechanischen Zeitkonstanten  $T_N$  weisen eine hohe maximale Amplitude auf, wobei die Frequenz bei der dieser Maximalwert auftritt, konstant ist (Abb. 4.13b). Bei dem hier verwendeten Wert von  $T_N = 100$  ms beträgt die maximale Amplitude 6 und vergrößert sich auf 27 bei  $T_N = 400$  ms. Die Phasenverläufe unterscheiden sich nur im Bereich von 0,1 bis 10 Hz. Auch hier führt eine größere mechanische Zeitkonstante zu einem größeren Maximalwert. Für  $T_N = 400$  ms beträgt dieser  $70^\circ$ .

Im Gegensatz dazu führt eine Vergrößerung der Zeitkonstanten  $T_M$  der Drehmomentregelung zu einer Verringerung der maximalen Amplitude und Phasenverschiebung und verschiebt diese hin zu niedrigeren Frequenzen (Abb. 4.13c).

Der Betrag der maximalen Amplitude und Phase hängt dabei nur vom Verhältnis der Zeitkonstanten  $T_N$  und  $T_M$  zueinander ab (Abb. 4.13d). Die Frequenz bei der diese Werte erreicht werden, hängt dagegen nicht vom Verhältnis sondern von den Absolutwerten der beiden Zeitkonstanten ab. Die maximale Amplitude steigt linear mit  $T_N/T_M$  und kann sehr hohe Werte annehmen, wenn die Zeitkonstanten weit auseinander liegen. Die

#### 4. Kleinsignalverhalten

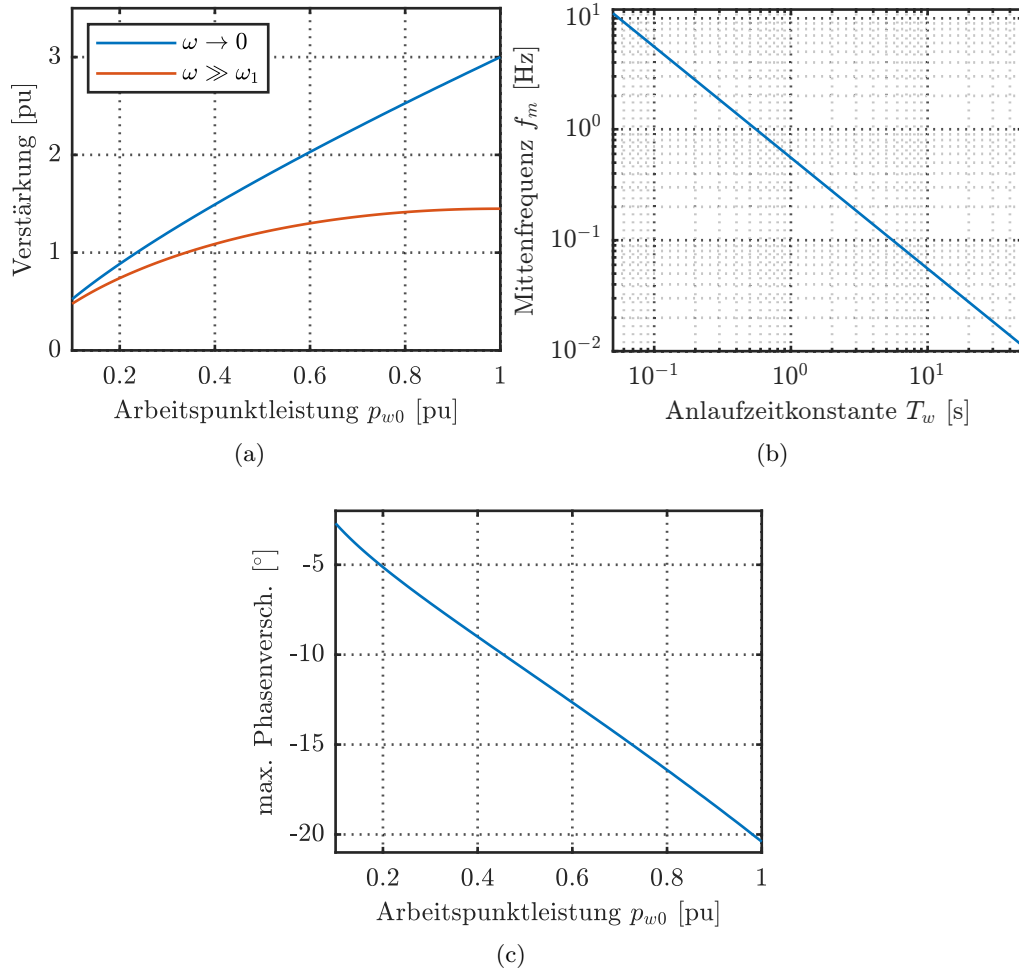


Abbildung 4.12.: Kenngrößen des Übertragungsverhaltens des hydraulischen Systems  $\Delta p_w / \Delta n$  entsprechend Abb. 4.11

## 4. Kleinsignalverhalten

maximale Phase steigt zunächst stark an, flacht dann ab und nähert sich einem Wert von  $75^\circ$  an.

### 4.2.3. Frequenzmessung

Das Übertragungsverhalten der Frequenzmessung, bestehend aus der SOGI-PLL und dem Tiefpassfilter, ist in Abbildung 4.14 entsprechend Gleichung 3.153 (S. 76) für verschiedene Eckfrequenzen des Tiefpasses zu sehen. Die Parameter der SOGI-PLL entsprechen denen aus Tabelle 3.11 (S. 49) 1. Spalte. Da die SOGI-PLL bzgl. Frequenzänderungen ebenfalls Tiefpassverhalten aufweist, entspricht die Frequenzmessung einem Tiefpass höherer Ordnung. Die Amplitude der Frequenzänderung wird innerhalb der Bandbreite korrekt bzw. mit leichter Überhöhung detektiert und fällt darüber hinaus schnell ab. Die korrekte Phasenlage ist entscheidend bei der Frequenzmessung. Für niedrige Frequenzen ist dies gegeben, darüber hinaus fällt die Phase kontinuierlich bis auf etwa  $-330^\circ$  bei 50 Hz ab. Besonders im Bereich von 0,4 bis 20 Hz unterscheiden sich die Phasenverläufe deutlich je nach Wahl der Eckfrequenz. Eine Phasendrehung von  $-90^\circ$  ergibt sich beispielsweise für  $f_{TP} = 16$  Hz bei 10 Hz, für  $f_{TP} = 2$  Hz dagegen bereits bei 2 Hz. Anhand des Amplituden- und Phasenverlaufs lässt sich erkennen, dass die SOGI-PLL für hohe Werte von  $f_{TP}$  bestimmend ist. Eine Verringerung der Eckfrequenz hat daher zunächst nur einen geringen Effekt. Für kleine Werte von  $f_{TP}$  ist dann der Tiefpass dominierend.

### 4.2.4. Gesamter Umrichter am Netz

Das Kleinsignalverhalten der Klemmenleistung der gesamten Umrichterlast, bzgl. Netzfrequenzänderungen entsprechend Gleichung 3.236 (S. 88), ist in Abbildung 4.15 für verschiedene Werte der Netzimpedanz, der Verstärkung der netzdienlichen Regelung und der Arbeitspunktleistung dargestellt.

Der Amplitudenverlauf des Batterieladegeräts für  $Z_N = j0,1$  (Abb. 4.15a) ist zunächst konstant und fällt dann ab 5 Hz stark ab. Die stationäre Amplitude ergibt sich aus der Verstärkung in Per-Unit, z.B.

$$k_{\omega i} = 20 \text{ \%}/\text{Hz} = \frac{0,2\text{pu}}{0,02\text{pu}} = 10 \quad (4.8)$$

Die Verläufe bei verschiedenen Arbeitspunktleistungen sind identisch bis 15 Hz ( $k_{\omega i} = 1 \text{ \%}/\text{Hz}$ ) bzw. 30 Hz ( $k_{\omega i} = 20 \text{ \%}/\text{Hz}$ ). Die Verläufe der unterschiedlichen Verstärkungen nähern sich oberhalb von 5 Hz an und gehen für  $f > 40$  Hz entsprechend ihrer Arbeitspunktleistung ineinander über. Die Phasenverläufe sind bis 15 Hz identisch. Zunächst liegen diese nahe  $0^\circ$ , fallen ab etwa 0,5 Hz stetig ab und liegen bei 50 Hz zwischen  $-450^\circ$  und  $-540^\circ$ . Eine Phasendrehung von  $-90^\circ$  wird bei 4 Hz erreicht, zwischen 13 und 20 bzw. 40 Hz liegt diese im Bereich  $-270^\circ$  bis  $-450^\circ$ .

Beim Betrieb des Ladegeräts an einem weichen Netz mit  $Z_N = j0,4$  (Abb. 4.15b) sind die Amplituden- und Phasenverläufe bis etwa 2 Hz identisch mit denen für  $Z_N = j0,1$ . Der Amplitudenverlauf bei  $P_0 = 1\text{pu}$  und  $k_{\omega i} = 1 \text{ \%}/\text{Hz}$  steigt auf etwa 1 bei 4 Hz und ist darüber hinaus nahezu konstant bei 0,4. Die Verläufe für  $P_0 = 1\text{pu}$  und  $k_{\omega i} = 20 \text{ \%}/\text{Hz}$

#### 4. Kleinsignalverhalten

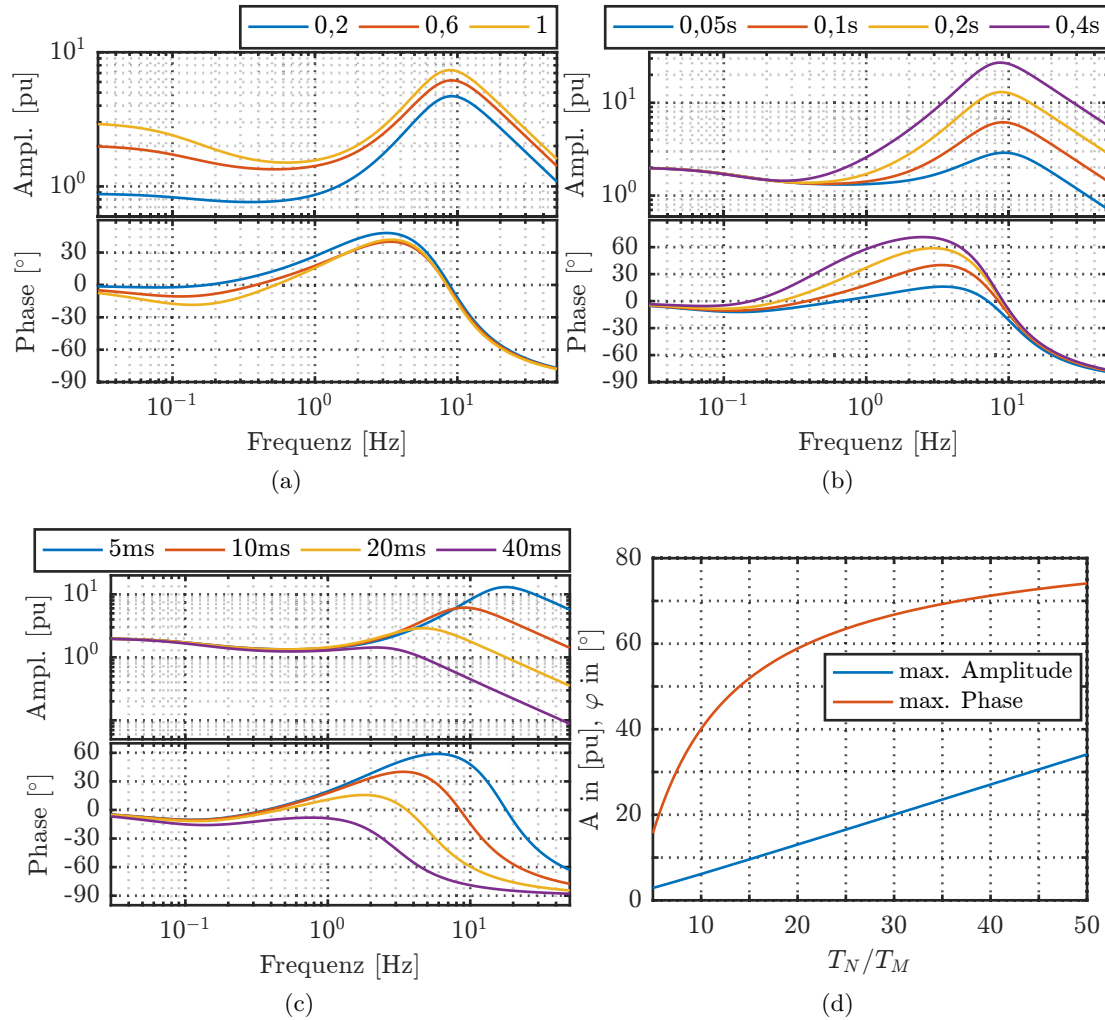


Abbildung 4.13.: Übertragungsverhaltens des gesamten Pumpenantriebs  $\Delta p_A/\Delta n^*$  mit der Ausgangskonfiguration von  $P_0 = 0,6$ ,  $T_N = 100$  ms und  $T_M = 10$  ms bei (a) Variation der Arbeitspunkteleistung (b) Variation von  $T_N$  (c) Variation von  $T_M$  (d) maximale Amplitude und Phasenverschiebung in Abhängigkeit von  $T_N/T_M$

#### 4. Kleinsignalverhalten

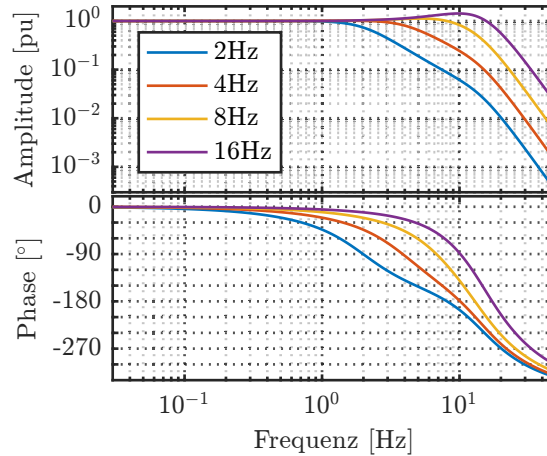


Abbildung 4.14.: Übertragungsfunktion  $G(s) = \Delta\omega_f / \Delta\omega_{Netz}$  der Frequenzmessung für verschiedene Werte der Tiefpassfiltereckfrequenz  $f_{TP}$

sowie für  $P_0 = 0,6\text{pu}$  und  $k_{\omega_i} = 1\%/Hz$  weisen einen starken Einbruch zwischen 10 und 20 Hz auf. Die jeweils zusammengehörenden Amplitudenwerte sind bei  $Z_N = j0,4$  für  $f > 20$  Hz deutlich größer als bei  $Z_N = j0,1$ . Die Phasenverläufe fallen im Vergleich zum Fall mit  $Z_N = j0,1$  etwas stärker ab, erreichen  $-90^\circ$  zwischen 3 und 4 Hz und liegen von 10 bis 15 bzw. 40 Hz zwischen  $-270^\circ$  und  $-450^\circ$ . Die Verläufe für  $P_0 = 1\text{pu}$  und  $k_{\omega_i} = 1\%/Hz$  sowie für  $P_0 = 0,6\text{pu}$  und  $k_{\omega_i} = 1\%/Hz$  sind für  $f > 7$  Hz im Bereich um  $-180^\circ$ .

Die stationäre Amplitude des Umrichters mit Pumpenantrieb berechnet sich aus der Verstärkung  $k_{\omega_n}$  multipliziert mit der stationären Verstärkung  $K_h$  (Gl. 4.2, S. 100) des hydraulischen Systems, z.B. ergibt sich für  $P_0 = 1\text{pu}$  und  $k_{\omega_n} = 5\%/Hz$

$$5\%/Hz \cdot 3 = \frac{0,05\text{pu}}{0,02\text{pu}} \cdot 3 = 7,5 \quad (4.9)$$

Für  $f > 0,1$  Hz fällt die Amplitude leicht ab, besitzt zwischen 4 und 9 Hz ein Maximum mit gegenüber dem stationären Betrieb teilweise deutlich erhöhtem Wert, sinkt darüber hinaus schnell ab und nähert sich für  $f > 30$  Hz einem konstanten Wert an (Abb. 4.15c). Letzterer ist unabhängig von der Verstärkung  $k_{\omega_n}$  und nur durch die Arbeitspunktleistung bestimmt. Die Phasenverläufe sind nahezu identisch. Leichte Abweichungen gibt es zwischen 0,05 und 1 Hz und für  $f > 20$  Hz. Die Phase ist in einem weiten Bereich nahe  $0^\circ$ , sinkt für Frequenzen oberhalb von 2 Hz ab und liegt bei 50 Hz zwischen  $-450^\circ$  und  $-540^\circ$ . Eine Phasendrehung von  $-90^\circ$  ergibt sich bei 5 Hz und liegt damit 1 Hz höher als beim Ladegerät, was auf die positive Phasendrehung bei 3 Hz beim Pumpenantrieb (Abb. 4.13, S. 104) zurückzuführen ist. Von 10 bis 20 Hz ist die Phasendrehung zwischen  $-270^\circ$  und  $-450^\circ$ .

Bei der größeren Netzimpedanz von  $Z_N = j0,4$  (Abb. 4.15d) weicht das Übertragungsverhalten des Umrichters mit Pumpenantrieb im Vergleich zu  $Z_N = j0,1$  insbesondere oberhalb von 1 Hz ab. Bei 9 bzw. 10 Hz ist für  $k_{\omega_n} = 5\%/Hz$  in der Amplitude eine Re-

#### 4. Kleinsignalverhalten

sonanzstelle mit einem deutlich erhöhten Maximalwert besonders für hohe Leistungen zu erkennen. Für  $P_0 = 1\text{pu}$  und  $k_{\omega n} = 0,5\%/ \text{Hz}$  verdoppelt sich die Amplitude bei 5 Hz gegenüber  $Z_N = j0,1$ . Wie beim Ladegerät ist die Amplitude für  $f > 20\text{ Hz}$  beim weichen Netz höher als bei  $Z_N = j0,1$ . In den Phasenverläufen sind insbesondere für  $f > 10\text{ Hz}$  Unterschiede klar erkennbar. Eine Phasendrehung von  $-90^\circ$  ergibt sich zwischen 4 und 6 Hz, zwischen 10 und 20 Hz liegt diese zwischen  $-270^\circ$  und  $-450^\circ$ . Für  $P_0 = 1\text{pu}$  und  $k_{\omega n} = 0,5\%/ \text{Hz}$  liegt die Phase oberhalb von 6 Hz im Bereich um  $-180^\circ$ .

Im Hinblick auf die Dämpfung von Netzfrequenzpendelungen ist entscheidend, dass die Phasenverschiebung in einem Bereich von maximal  $\pm 90^\circ$  um  $n \cdot 360^\circ$  mit  $n = 0, \pm 1, \dots$  liegt. Dies ist sowohl für das Ladegerät als auch den Pumpenantrieb im Bereich bis etwa 5 Hz gegeben. Weiterhin gilt dies von etwa 10 bis 40 Hz. Hier ist der Kurvenverlauf allerdings recht steil, so dass Parameterveränderungen signifikante Verschiebungen verursachen. Außerdem liegt die Phase für einige Parameterkombinationen bei  $-180^\circ$ , wodurch sich eine anfachende Wirkung ergibt. Eine dämpfende Wirkung ist also nur für  $f < 5\text{ Hz}$  gesichert. Der Phasenverlauf ist vorteilhafter beim Umrichter mit Pumpenantrieb, da der drehzahlgeregelte Antrieb zusammen mit dem hydraulischen System zwischen 0,2 und 8 Hz eine positive Phasendrehung bewirkt und damit der negativen Phase von netzseitigem Umrichter und Frequenzmessung entgegenwirkt. Trotz der sehr unterschiedlichen Charakteristik der beiden Lasten ist der Phasenverlauf des Gesamtsystems ähnlich, da für die hier verwendeten Parameter und die gewählte Eckfrequenz von  $f_{TP} = 5\text{ Hz}$  die Frequenzmessung für  $f > 2\text{ Hz}$  dominierend ist. Für andere Systemparameter können sich insbesondere für höhere Werte von  $f_{TP}$  deutlichere Unterschiede zwischen den Lastarten ergeben. Der Phasenverlauf ist unabhängig von der Verstärkung  $k_{\omega i}$  bzw.  $k_{\omega n}$ . Diese kann daher entsprechend der Anforderungen aus Netzsicht frei gewählt werden, solange die Stabilität und eine ausreichende Dämpfung des einzelnen Umrichters gewährleistet ist.

Aus Netzsicht ist der Amplitudenverlauf des Batterieladegeräts vorteilhaft, da er über einen weiten Bereich konstant und nur von der Verstärkung  $k_{\omega i}$  abhängig ist. Beim Pumpenantrieb hängt diese dagegen von der Frequenz, der Verstärkung  $k_{\omega n}$  und der Arbeitspunktleistung ab. Im Fall einer Heizungsumwälzpumpe steht letztere in Verbindung mit der Außentemperatur, so dass im Winter tendenziell eine höhere Amplitude als in den Frühjahrs- und Herbstmonaten zu erwarten ist.

#### 4. Kleinsignalverhalten

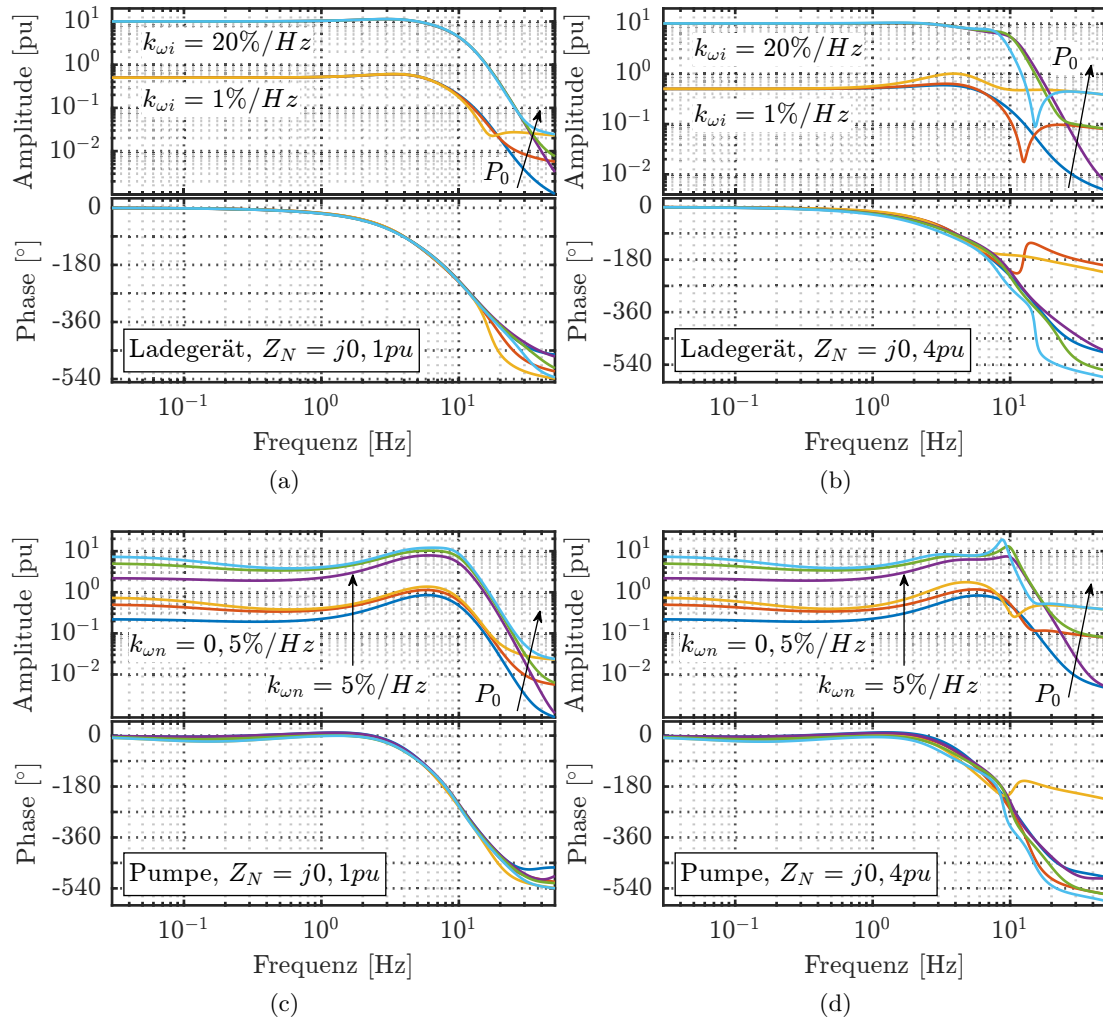


Abbildung 4.15.: Übertragungsverhaltens der gesamten Umrichterlast  $\Delta p_{KI}/\Delta \omega_{Netz}$  für verschiedene Verstärkungen und Arbeitspunktleistungen ( $P_0 = \{0,2; 0,6; 1\}$  pu )

## 5. Großsignalverhalten

Bei größeren Auslenkungen aus einem Arbeitspunkt verlieren die linearen Zustandsraummodelle aufgrund des nichtlinearen Charakters der Umrichterlasten sowie evtl. vorhandener Stellgrößenbegrenzungen ihre Gültigkeit und die Analyseverfahren aus dem vorangegangenen Kapitel können nicht angewandt werden. Das Verhalten der Last und kritische Betriebspunkte werden deshalb im Folgenden anhand einer Auswahl typischer oder besonders ungünstiger Szenarien im Netz mittels Zeitbereichssimulation untersucht.

Zunächst werden die Auswirkungen stationärer Frequenzabweichungen, das zeitliche Verhalten bei einem für das europäische Verbundnetz auslegungsrelevanten Frequenzeinbruch, einer schnellen Frequenzveränderung, einem Spannungseinbruch und einem Sprung des Spannungswinkels betrachtet. Zuletzt werden die Auswirkungen schneller Veränderungen des Pumpenantriebs auf das hydraulische System diskutiert.

### 5.1. Stationäres Verhalten

Da die Frequenz im deutschen und europäischen Verbundnetz im Bereich von 47,5 Hz bis 51,5 Hz [5] liegt, werden nachfolgend die Auswirkungen stationärer Frequenzabweichungen für einen Bereich von  $\pm 2,5$  Hz betrachtet. Der erweiterte Bereich von 2,5 Hz für positive Abweichungen soll die Vergleichbarkeit mit denen bei Unterfrequenz verbessern.

Aufgrund der für das Ladegerät und den Pumpenantrieb geltenden linearen Regelzusammenhänge 3.195 (S. 82) und 3.203 (S. 83),

$$\Delta i_B^* = k_{\omega i} \Delta \omega_f$$

$$\Delta n^* = k_{\omega n} \Delta \omega_f$$

ergibt sich die Veränderung des Batteriestroms bzw. der Pumpendrehzahl in Abhängigkeit der gewählten Verstärkung  $k_{\omega i}$  bzw.  $k_{\omega n}$  proportional zur Frequenzabweichung  $\Delta f$  (Abb. 5.1a). Für Frequenzen außerhalb des normalen Betriebsbereichs von  $50 \text{ Hz} \pm 200 \text{ mHz}$  ergeben sich auch schon für moderate Verstärkungsfaktoren deutliche Auslenkungen aus dem Arbeitspunkt, die ggf. durch eine Stellgrößenbeschränkung in der Regelung begrenzt werden müssen.

Die stationäre Leistungsveränderung  $\Delta p_L$  des Ladegeräts berechnet sich unter Vernachlässigung des Spannungsabfalls über der Innenimpedanz nach 3.197 (S. 82)

$$\Delta p_L = u_{B0} k_{\omega i} \Delta \omega_f$$

und ist damit linear vom aktuellen Ladezustand ( $u_{B0}$ ), der Verstärkung  $k_{\omega i}$  und der Frequenzabweichung abhängig (Abb. 5.1b). Der Betrag von  $\Delta p_L$  ist unabhängig vom



## 5. Großsignalverhalten

Vorzeichen des Frequenzfehlers. Der Ladezustand führt insbesondere für größere Werte von  $k_{\omega i}$  und  $\Delta f$  zu signifikanten Unterschieden zwischen den Kurven.

Die stationäre Leistungsaufnahme des Pumpenantriebs ist kubisch von der Drehzahl abhängig,

$$p_P = k_{pf} n^3 = k_{pf} (n_0 + \Delta n)^3 = k_{pf} (n_0 + k_{\omega n} \Delta \omega_f)^3$$

wobei  $k_{pf}$  mit der aktuellen Leistung im Arbeitspunkt zunimmt. Der Verlauf bei Frequenzänderung ist in Abbildung 5.1c dargestellt. Im Vergleich zum Ladegerät ergeben sich bei gleicher prozentualer Veränderung der Stellgröße deutlich größere Abweichungen der aufgenommenen Leistung. Die Leistungsänderung ist bei gleichem Betrag der Frequenzabweichung für positive Vorzeichen größer als für negative. Weiterhin ist ein großer Einfluss der Arbeitspunktleistung auf den Verlauf der Kurven zu erkennen.

Je nach Anwendung und aktuellem Arbeitspunkt kann eine Begrenzung der zulässigen Leistungsabweichung auf einen bestimmten Betrag unabhängig, z.B.  $\pm 10\%$ , oder abhängig, z.B.  $+0\% -10\%$ , vom Vorzeichen von  $\Delta f$  notwendig sein.

### 5.2. Frequenzeinbruch

Für das europäische Netz wird verlangt, dass ein Kraftwerksausfall von 3 GW unter Aufrechterhaltung des Verbundnetzbetriebes und ohne Lastabwurf beherrscht wird [4]. Aus dem negativen Leistungsdefizit nach dem Kraftwerksausfall ergibt sich ein schneller Frequenzabfall, dessen Änderungsrate zunächst von den im Netz verfügbaren Schwungmassen bestimmt ist (Abb. 5.2a). Nach wenigen Sekunden beginnt die Primärregelung der Frequenzabweichung entgegenzuwirken und ist nach spätestens 30 s voll aktiviert. Gleichzeitig reduziert sich durch den Selbstregeleffekt des Netzes die Verbraucherleistung. Die Frequenz weist bei etwa  $t = 20$  s mit 49,2 Hz ihren Tiefpunkt auf und erreicht nach weiteren 50 s ihren stationären Endwert. Der darauffolgende Eingriff der Sekundärregelung zur Rückführung der Frequenz auf ihren Sollwert ist nicht dargestellt.

Obwohl es sich hierbei um ein kritisches Szenario für den normalen Verbundnetzbetrieb handelt, ist die Frequenzänderungsrate so gering, dass die Frequenzmessung dem tatsächlichen Verlauf mit minimaler Verzögerung folgen kann (Abb. 5.2a). Das Nacheilen beträgt selbst im Abschnitt mit dem höchsten Frequenzgradienten nur etwa 50 ms bzw. beläuft sich der Fehler auf 4 mHz.

Ebenso befindet sich die Umrichterlast nahezu im eingeschwungenen Zustand. Die aufgenommene Wirkleistung des Ladegeräts folgt der gemessenen Frequenz selbst bei einer hohen Verstärkung von  $k_{\omega i} = 10\%/Hz$  mit minimaler Verzögerung (Abb. 5.2b). Beim Pumpenantrieb ergibt sich ein geringfügiges Nacheilen. Die Einführung einer Stellgrößenbegrenzung bewirkt eine unmittelbare bzw. beim Pumpenantrieb leicht verzögerte Begrenzung der Leistungsabweichung. Die Verstärkung  $k_{\omega n}$  und die maximale Drehzahlabweichung  $\Delta n_{max}$  wurden so gewählt, dass sich im stationären Zustand im jeweils tiefsten Punkt die gleiche Leistungsaufnahme für beide Lastarten ergibt.

Der Batteriestrom und die Pumpendrehzahl als jeweilige Stellgröße folgen auch bei einer Begrenzung unmittelbar dem Verlauf, der durch die gemessene Frequenz vorgegeben wird (Abb. 5.2c).

## 5. Großsignalverhalten

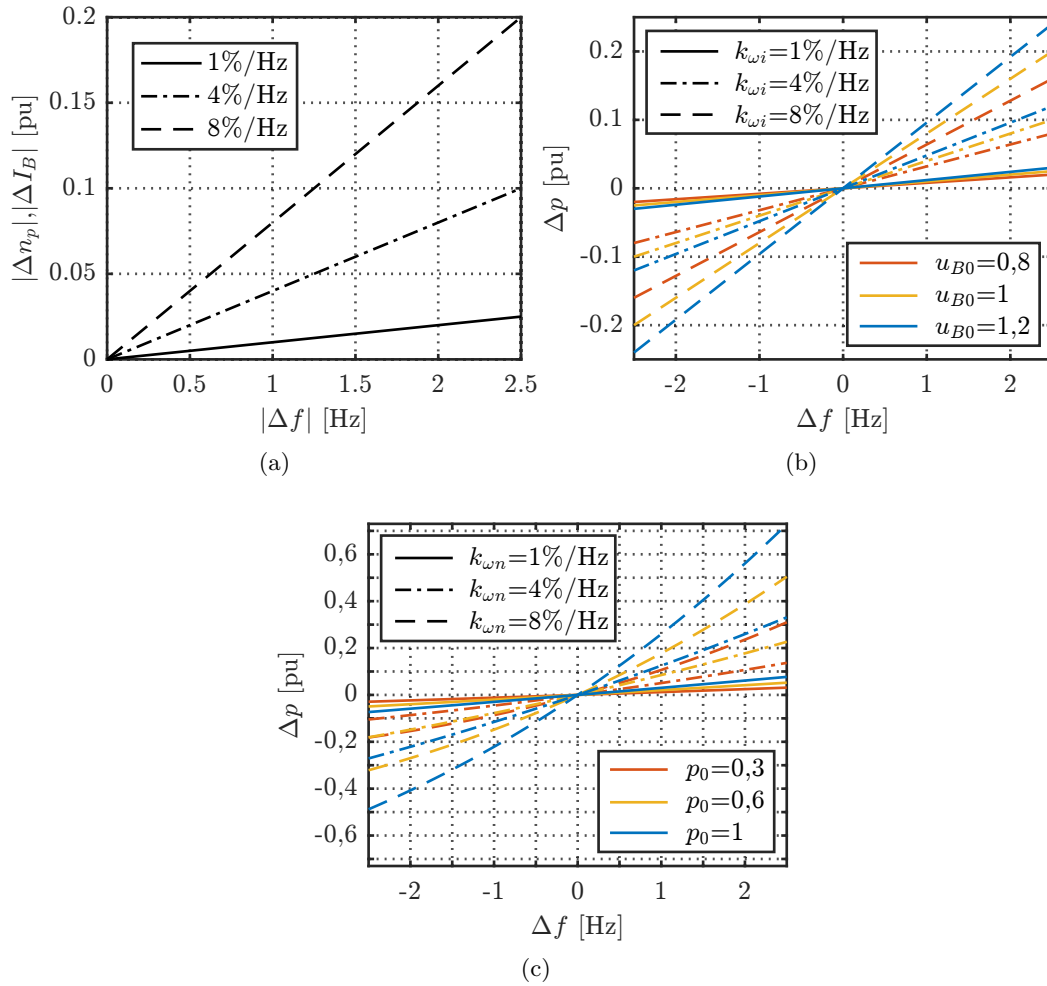


Abbildung 5.1.: Verhalten des Ladegeräts ((a) und (b)) und des Pumpenantriebs ((a) und (c)) bei einer stationären Frequenzabweichung

## 5. Großsignalverhalten

Da die Verstärkungsfaktoren so gewählt wurden, dass die aufgenommene Wirkleistung der Lastarten vergleichbar ist, ergibt sich für die Pumpendrehzahl in Übereinstimmung mit den Aussagen zum stationären Betrieb im vorangegangenen Abschnitt eine deutlich geringere prozentuale Veränderung als beim Batteriestrom.

Durch die große Wasseranlaufzeitkonstante des hydraulischen Systems der Pumpe erreicht der Volumenstrom  $q$  den stationären Zustand nicht ganz oder im Fall der Stellgrößenbegrenzung erst nach kurzer Zeit (Abb. 5.2d). Da die Pumpenförderhöhe sowohl von der Drehzahl als auch vom Volumenstrom abhängig ist, eilt sie der Anlagenkennlinie, die nur vom Volumenstrom abhängig ist, etwas voraus. Beide Größen sind identisch, sobald der Volumenstrom einen stationären Wert annimmt. Das dargestellte Szenario führt aufgrund des Betriebs im Nennarbeitspunkt zu einem nahezu identischen Verlauf von Volumenstrom und Drehzahl. Hintergrund ist der lineare Zusammenhang zwischen beiden Größen (vergl. 3.57, S. 42). Für die Förderhöhe ergibt sich wegen des quadratischen Zusammenhangs eine deutlich größere prozentuale Abweichung im Vergleich zur Drehzahl (vergl. 3.61, S. 43).

### 5.3. Frequenzrampe

Im Abschnitt 2.1 wurde dargelegt, wie in Verbundnetzen eine ungewollte Teilnetzbildung in Verbindung mit zuvor hohen Leistungstransiten zu hohen Frequenzänderungsraten in den Netzinseln führen kann. Das Forum Netztechnik/Netzbetrieb im VDE (FNN) sieht in einem solchen Fall Gradienten von 4 bis 8 Hz/s als realistisch an und geht als Referenzgröße bei der Untersuchung von Frequenzmessverfahren von 6 Hz/s aus [141]. Für ein solches Szenario gibt es bisher keinen von den Netzbetreibern vorgegebenen Frequenzverlauf. Im Folgenden wird daher das Verhalten der Umrichterlasten anhand eines synthetischen Verlaufs untersucht, bei dem die Frequenz mit einem Gradienten von  $-6$  Hz/s von 50 auf 47,5 Hz abfällt.

Innerhalb von nur 0,4 s erreicht die Frequenz 47,5 Hz (Abb. 5.3a). Aufgrund des hohen Gradienten gibt es eine deutliche Abweichung der gemessenen Frequenz. Im eingeschwungenen Zustand beträgt diese etwa 280 mHz.

Die Dynamik der Anpassung der Wirkleistungsaufnahme des Ladegeräts wird durch die Frequenzmessung bestimmt (Abb. 5.3b). Sie wird entsprechend schnell reduziert und weist ein leichtes Unterschwingen bei Erreichen der konstanten Frequenz auf. Im Gegensatz dazu ist beim Pumpenantrieb die Dynamik des hydraulischen Systems entscheidend, wodurch der neue stationäre Zustand erst nach einigen Sekunden erreicht wird. Beim Übergang zu einem konstanten Frequenzmesswert bzw. bei Erreichen der Begrenzung der Solldrehzahl weist die aufgenommene Leistung ein kurzes Schwingen auf, welches durch die Drehzahlregelung in Verbindung mit dem hydraulischen System hervorgerufen wird. Die Verstärkung  $k_{\omega n}$  wurde so gewählt, dass die stationäre Wirkleistung von Ladegerät und Pumpenantrieb bei 47,5 Hz identisch ist.

Die Verläufe des Batteriestroms und der Pumpendrehzahl können der gemessenen Frequenz ohne bzw. mit geringer Verzögerung folgen (Abb. 5.3c). Die stationäre Abweichung der Drehzahl ist wie im vorangegangenen Beispiel entsprechend kleiner als die des

## 5. Großsignalverhalten

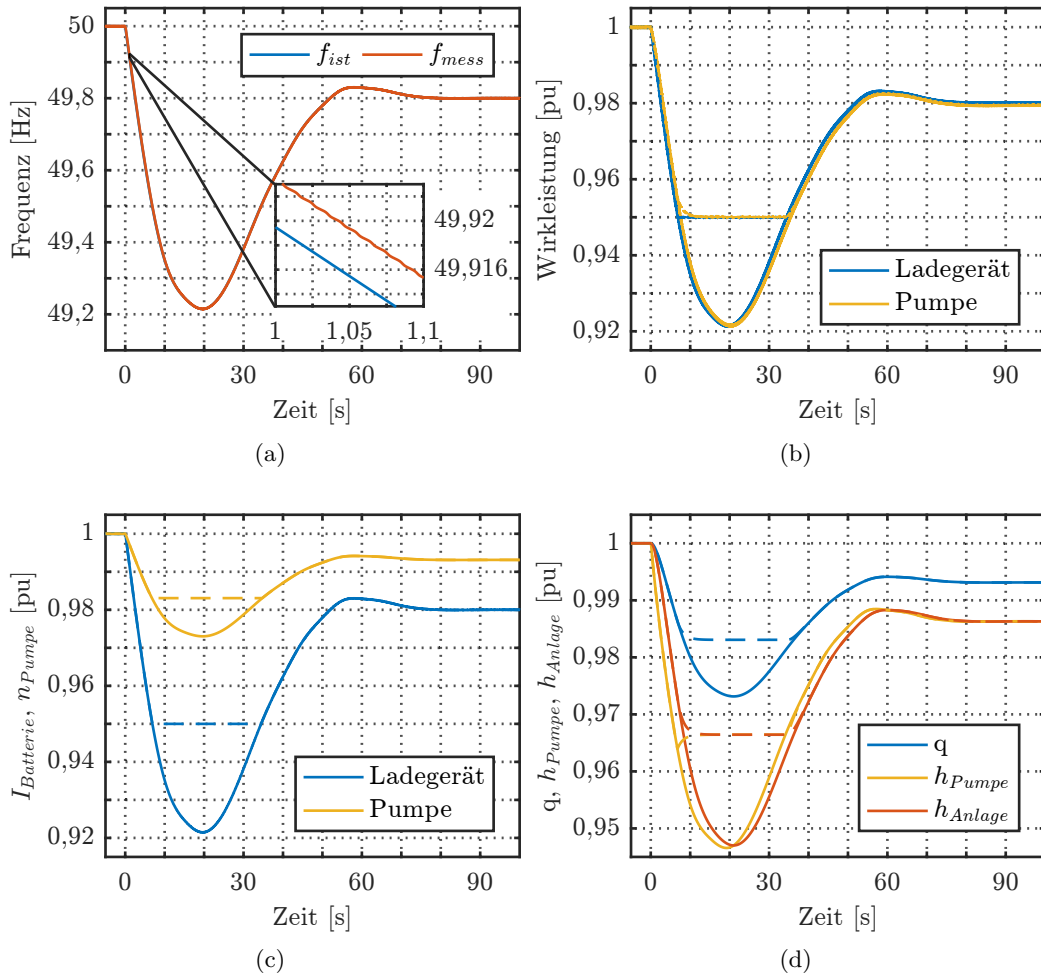


Abbildung 5.2.: Verhalten der Umrichterlast bei einem Frequenzeinbruch;  $k_{wi} = 10\%/Hz$ ,  $\Delta I_{B,max} = 5\%$  (gestrichelt),  $k_{wn} = 3,4\%/Hz$ ,  $\Delta n_{max} = 1,7\%$  (gestrichelt)

## 5. Großsignalverhalten

Batteriestroms.

Der Volumenstrom nähert sich langsam seinem stationären Endwert an (Abb. 5.3d). Im Gegensatz dazu fällt die Pumpenförderhöhe zusammen mit der Drehzahl schnell ab. Bei Erreichen der konstanten Drehzahl liegt sie zunächst noch unter ihrem Endwert, da sich der Volumenstrom während dieser Zeit nur wenig verändert hat. Bei weiterem Absinken von  $q$ , steigt  $h_P$  wieder an bis sie identisch mit der Anlagenförderhöhe und das System damit wieder im eingeschwungenen Zustand ist.

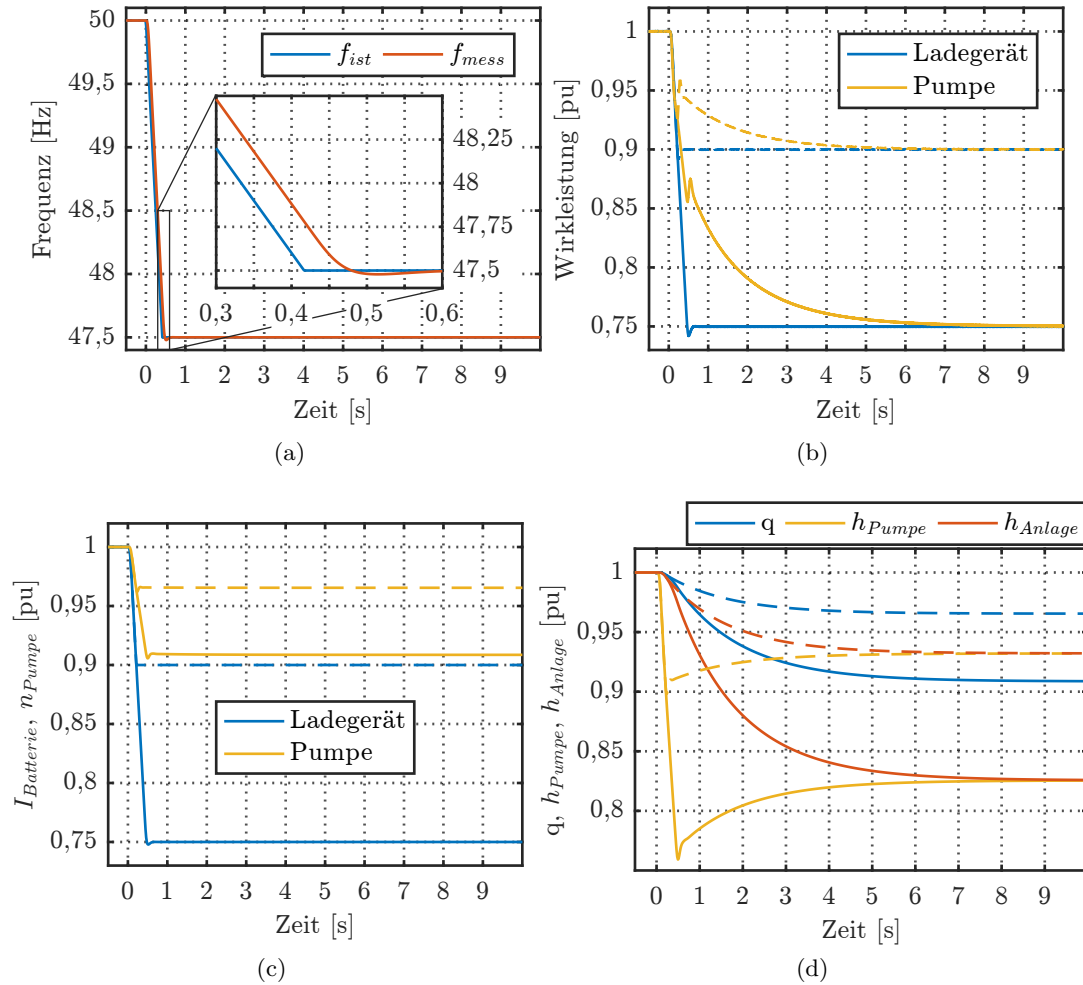


Abbildung 5.3.: Verhalten der Umrichterlast bei einem schnellen Frequenzabfall;  $k_{\omega i} = 10\%/Hz$ ,  $\Delta I_{B,max} = 10\%$  (gestrichelt),  $k_{\omega n} = 3,7\%/Hz$ ,  $\Delta n_{max} = 3,5\%$  (gestrichelt)

Da die Frequenzmessung insbesondere für das Ladegerät ein wichtiger Bestandteil bei der Bewertung der Systemantwort der Umrichterlasten ist, soll im Folgenden näher auf den stationären Fehler im Fall einer Frequenzänderung mit konstanter Änderungsrate

## 5. Großsignalverhalten

(Frequenzrampe) eingegangen werden. Dabei wird zunächst die SOGI-PLL für sich und anschließend das Gesamtsystem aus SOGI-PLL und Tiefpass betrachtet. Eine ähnliche Vorgehensweise wurde in [128] zur Beschreibung einer SRF-PLL gewählt.

Der Fehler  $E_f$  bei der Frequenzmessung mittels SOGI-PLL berechnet sich nach (5.1) aus der tatsächlichen ( $\omega_{Netz}$ ) und der geschätzten Netzfrequenz ( $\hat{\omega}$ ). Erstere wird durch Differentiation aus dem Netzwinkel bestimmt.

$$E_f(s) = \omega_{Netz} - \hat{\omega} = \left( \frac{s}{\omega_{bez}} - \frac{G_{SOGI}G_{PLL}}{1 + G_{SOGI}G_{PLL}\frac{\omega_{bez}}{s}} \right) \varphi(s) \quad (5.1)$$

mit

$$G_{SOGI} = \frac{1}{1 + s\tau_p} \quad G_{PLL} = \frac{k_{PLL}}{\omega_{bez}} \left( 1 + \frac{1}{T_{i,PLL}s} \right) \quad (5.2)$$

Ein linearer Anstieg der Frequenz entsprechend (5.3) mit der Frequenzänderungsrate  $K_f$  in Hz/s ergibt für den Winkel die Zeitbereichsfunktion (5.4) bzw. die Bildbereichsfunktion (5.5).

$$f(t) = K_f t \quad (5.3)$$

$$\varphi(t) = \pi K_f t^2 \quad (5.4)$$

$$\varphi(s) = \frac{2\pi K_f}{s^3} \quad (5.5)$$

Der stationäre Fehler kann nun mit Hilfe des Endwertsatzes im Laplace-Bereich berechnet werden.

$$E_{f,stat} = \lim_{s \rightarrow 0} s E_f(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left( \frac{s}{\omega_{bez}} - \frac{G_{SOGI}G_{PLL}}{1 + G_{SOGI}G_{PLL}\frac{\omega_{bez}}{s}} \right) \frac{2\pi K_f}{s^3} \quad (5.6)$$

Nach Einsetzen von (5.2), Umstellen und unter Beachtung der Regel von l'Hospital ergibt sich

$$E_{f,stat} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{2\pi K_f}{\omega_{bez}} \frac{3\tau_p T_{i,PLL} s^2 + 2T_{i,PLL} s}{4\tau_p T_{i,PLL} s^3 + 3T_{i,PLL} s^2 + 2k_{PLL} T_{i,PLL} s + k_{PLL}} = 0 \quad (5.7)$$

Der stationäre Fehler verschwindet, d.h. die SOGI-PLL ermöglicht die korrekte Bestimmung der Frequenz während einer linearen Veränderung der Netzfrequenz.

Analog dazu lässt sich der Fehler bei der Frequenzmessung für das Gesamtsystem aus SOGI-PLL und Tiefpass bestimmen.

$$E_{f,stat} = \lim_{s \rightarrow 0} s E_f(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left( \frac{s}{\omega_{bez}} - G_{TP} \frac{G_{SOGI}G_{PLL}}{1 + G_{SOGI}G_{PLL}\frac{\omega_{bez}}{s}} \right) \frac{2\pi K_f}{s^3} \quad (5.8)$$

$G_{TP}$  beschreibt die Übertragungsfunktion des Tiefpass nach (3.136)(S. 74). Nach Umformen erhält man

$$E_{f,stat} = \frac{2\pi K_f k}{\omega_{bez} \omega_{TP}} \quad (5.9)$$

## 5. Großsignalverhalten

Die zeitliche Verzögerung des Tiefpass führt zu einem konstanten Fehler in der Frequenzbestimmung. Die Abweichung ist dabei von der Frequenzänderungsrate und den Parametern des Tiefpass abhängig.

In Abbildung 5.4 ist der stationäre Fehler als Funktion der Frequenzänderungsrate für verschiedene Werte der Eckfrequenz des Tiefpass dargestellt. Es wird deutlich, dass bei Netzfehlern mit hohen Frequenzgradienten die Abweichung der Messung für kleine Werte der Eckfrequenz beträchtlich ansteigen kann.

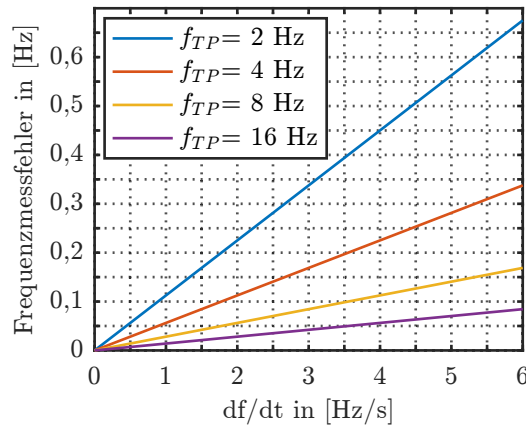


Abbildung 5.4.: Stationärer Fehler der Frequenzbestimmung als Funktion der Frequenzänderungsrate für verschiedene Werte der Tiefpasseckfrequenz

### 5.4. Spannungseinbruch

Für das Verhalten von elektrischen Verbrauchern gibt es keine Anforderungen bei Spannungseinbrüchen. Beträgt die Restspannung während des Einbruchs weniger als 90 %, entscheidet die Auslegung des Herstellers über das transiente Verhalten und ob sich das Gerät vom Netz trennt. Es ist davon auszugehen, dass mit zunehmender Nennleistung der Geräte die Toleranz gegen Unterspannung abnimmt, da die notwendige Überdimensionierung bzgl. der Stromtragfähigkeit dann nicht mehr wirtschaftlich ist.

An dieser Stelle wird dabei beispielhaft von einem Einbruch auf 70 % Restspannung für einen Zeitraum von 1,2s ausgegangen. Die Dauer wurde in Anlehnung an die Anforderungen an Erzeuger in [5, S. 38] gewählt. Da es sich um einphasige Lasten handelt, muss nicht zwischen symmetrischen und unsymmetrischen Fehlern unterschieden werden. Der Spannungsverlauf ist in Abbildung 5.5a dargestellt.

Der Spannungseinbruch und die anschließende Spannungswiederkehr führen zu einer scheinbaren Frequenzabweichung (Abb. 5.5b). Ursache ist der SOGI-Filter in der Frequenzmessung. Die Abweichung beträgt allerdings für das gezeigte Szenario nur 0,3 Hz und ist nach wenigen Hundert Millisekunden wieder abgeklungen.

Entsprechend der gemessenen Frequenz und der gewählten Verstärkung  $k_{\omega i}$  bzw.  $k_{\omega n}$  kommt es ebenfalls beim Batteriestrom und der Pumpendrehzahl zu einer kurzzeitigen

Auslenkung aus dem stationären Arbeitspunkt (Abb. 5.5d).

Aufgrund der kurzen Dauer der Drehzahländerung, kommt es im hydraulischen System der Pumpe nur bei der Pumpenförderhöhe zu einer deutlichen Abweichung vom stationären Zustand (Abb. 5.5e). Der Volumenstrom und die Anlagenförderhöhe sind wegen der Trägheit des Fluids nahezu konstant.

Da sich Batteriestrom und Drehzahl nur kurzzeitig ändern, ist der Einfluss auf die aufgenommene Wirkleistung gering und der Verlauf mit und ohne netzdienliche Regelung nahezu identisch (Abb. 5.5c). Die hier verwendete Struktur des Zwischenkreisspannungsreglers führt zu einer reduzierten Leistungsaufnahme bei Einbruch der Spannung. Dies führt zunächst zu einer verringerten Zwischenkreisspannung (Abb. 5.5a). Der neue stationäre Zustand wird jedoch nach wenigen Hundert Millisekunden erreicht. Bei Wiederkehr der Spannung führt der während der Unterspannungsphase stark erhöhte Stromsollwert zu einer hohen Wirkleistungsaufnahme und einem Anstieg der Zwischenkreisspannung. Nach kurzer Zeit wird dann wieder der ursprüngliche Arbeitspunkt erreicht.

Die Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass während eines Spannungseinbruchs die Hardware und Spannungsregelung bestimmend für das transiente Verhalten sind. Eine netzdienliche Regelung spielt nur eine untergeordnete Rolle. Je nach Anwendung und Einbruchtiefe der Spannung kann es dennoch sinnvoll sein, die Abweichung der Stellgröße vom Arbeitspunkt zu begrenzen, um kritische Betriebspunkte zu vermeiden.

### 5.5. Phasenwinkelsprung

Durch Ereignisse im Netz wie Schalthandlungen, Leitungsausfälle oder das Zu- oder Abschalten von Kraftwerken und großen Verbrauchern kann es zu einer sprungförmigen Veränderung des Netzspannungswinkels kommen. Dies geschieht in der Regel in Kombination mit einer Veränderung der Spannungsamplitude. Da es hierfür keinen festen Zusammenhang gibt, soll an dieser Stelle der Phasenwinkelsprung für sich betrachtet werden. In [141, S. 11] wird ein dreiphasiger Phasenwinkelsprung von  $60^\circ$  als schlimmstmögliches Szenario angenommen und soll hier ebenfalls als Testfall dienen.

Neben der Stromregelung des netzseitigen Umrichters ist dieses Ereignis besonders für die Frequenzmessung der netzdienlichen Regelung eine Herausforderung, da der Phasensprung einer impulsförmigen Veränderung der Netzfrequenz entspricht.

Die tatsächliche Frequenz des Systems ist bis auf den Moment des Phasensprungs konstant (Abb. 5.6a). Dagegen weist die gemessene Frequenz kurzzeitig eine hohe Abweichung von 3 Hz auf. Schon nach 100 ms beträgt die Abweichung weniger als 0,5 Hz und nach etwa 250 ms ist der stationäre Zustand erreicht.

Ohne netzdienliche Regelung erreicht die aufgenommene Wirkleistung in weniger als 50 ms wieder den stationären Wert (Abb. 5.6b). Das Schwingen unmittelbar nach dem Phasensprung ist auf die Regelung des netzseitigen Umrichters zurückzuführen, die den Umrichterstrom an die neue Phasenlage anpassen muss. Die Verläufe der Wirkleistung zeigen jeweils den gemittelten Wert dreier gleichartiger, an unterschiedliche Phasen des Netzes angeschlossener Geräte. Innerhalb der ersten 30 ms kann die Leistung des einphasigen Gerätes deutlich davon abweichen, je nachdem welche Phase betrachtet wird.



## 5. Großsignalverhalten

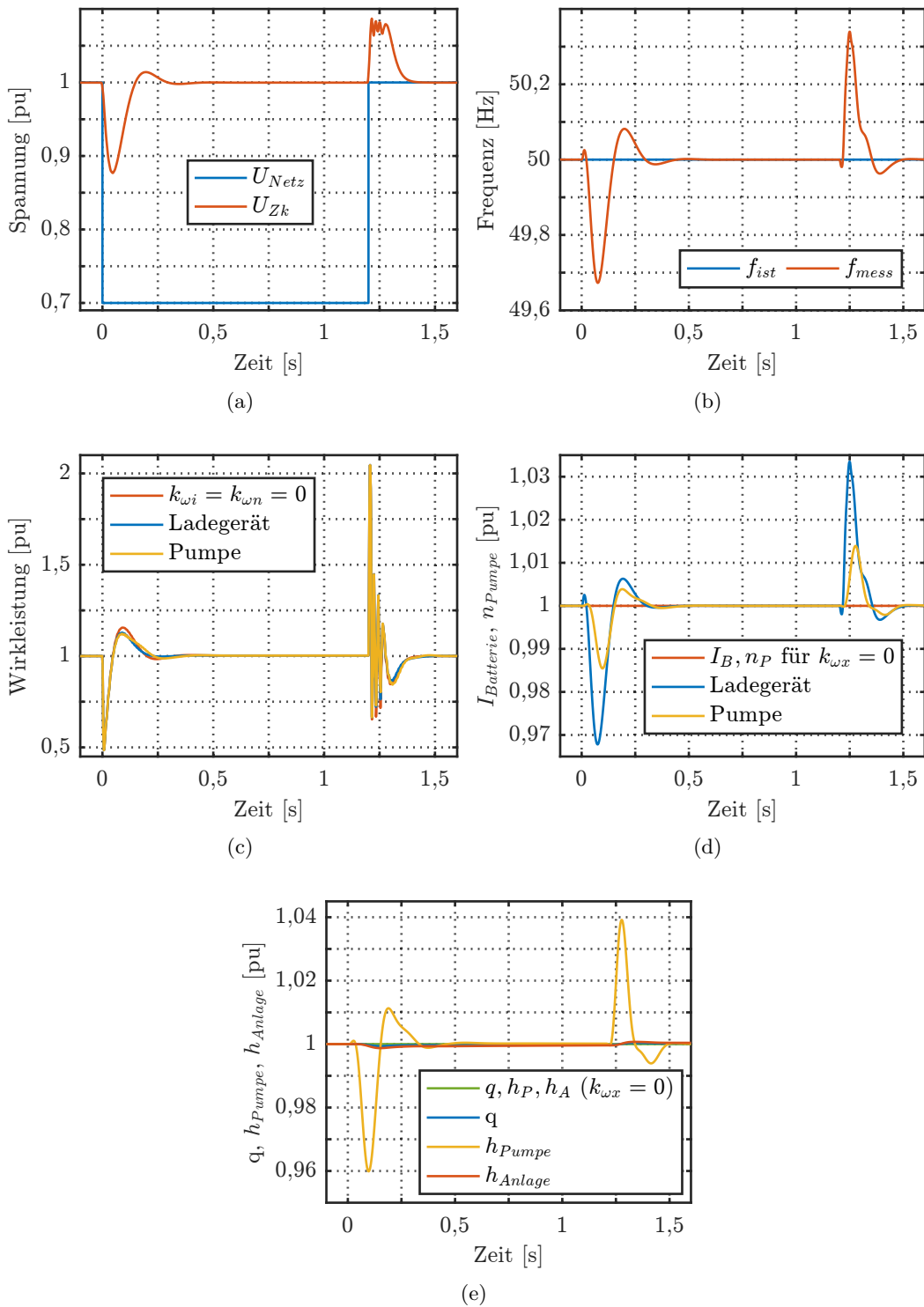


Abbildung 5.5.: Verhalten der Umrichterlast bei einem Spannungseinbruch;  $k_{\omega i} = 10\%/Hz$ ,  $k_{\omega n} = 3,7\%/Hz$

## 5. Großsignalverhalten

Für  $t > 30$  ms stimmen ein- und dreiphasige Leistung überein. Für die Lasten mit netzdienlicher Regelung ergibt sich entsprechend der gemessenen Frequenz zunächst eine Erhöhung der aufgenommenen Leistung, danach eine Verringerung und ab etwa 250 ms der eingeschwungene Zustand. Die Verstärkungsfaktoren und Stellgrößenbegrenzungen wurden wie in den vorangegangenen Abschnitten gewählt. Die größte Abweichung ergibt sich für das Ladegerät mit 35 % und für den Pumpenantrieb mit 60 % und  $-30$  %. Durch die Stellgrößenbegrenzung wird die Abweichung wirksam auf  $\pm 10$  % bzw.  $\pm 20$  % reduziert.

Der Batteriestrom weist entsprechend der gemessenen Frequenz eine Überhöhung um 30 % bzw. 10 % und die Pumpendrehzahl um 13 % und 5 % auf (Abb. 5.6c). Dabei kommt es zu einem leichten Überschwingen der Drehzahlregelung. Letztere ist zusammen mit der Trägheit des Antriebs auch für die zeitliche Verzögerung des Drehzahlverlaufs gegenüber dem Batteriestrom verantwortlich.

Aufgrund der Trägheit des Fluids in den Leitungen ändern sich die Größen des hydraulischen Systems nur unwesentlich (Abb. 5.6d). Nur die Pumpenförderhöhe weist wegen der Drehzahländerung eine kurzzeitige Erhöhung um 35 % bzw. 15 % auf.

Bei der dargestellten Zwischenkreisspannung handelt es sich um den über eine Periode der doppelten Netzfrequenz berechneten gleitenden Mittelwert (Abb. 5.6e). Ohne netzdienliche Regelung bricht die Spannung geringfügig um 2 % ein und erreicht nach kurzer Zeit wieder ihren Sollwert. Mit netzdienlicher Regelung ergeben sich die größten Abweichungen für den Pumpenantrieb ohne Drehzahlbegrenzung mit  $\pm 6$  %. Damit liegen alle Verläufe in einem akzeptablen Bereich um den Sollwert.

Der Phasenwinkelsprung stellt für die Umrichterlast ohne netzdienliche Regelung kein Problem dar. Durch die kurzzeitige starke Abweichung der gemessenen Frequenz kann es bei Lasten mit netzdienlicher Regelung zu einer Überschreitung zulässiger Betriebsgrenzen kommen, was durch die Wahl geeigneter Werte für die Stellgrößenbegrenzung verhindert werden kann.

### 5.6. Auswirkungen auf das hydraulische System

Änderungen der Pumpendrehzahl infolge des Eingriffs einer netzdienlichen Regelung haben Auswirkungen auf das hydraulische System. Dies sind zum einen transiente und stationäre Druckänderungen. Werden die zulässigen Betriebsgrenzen eingehalten, stellen stationäre Druckänderungen kurzfristig kein Problem dar, können jedoch unter Umständen aufgrund der zusätzlich hervorgerufenen Zyklen zu einer beschleunigten Alterung des Leitungssystems und der Betriebsmittel führen. Bei schnellen Drehzahländerungen ist von Interesse, ob sie kurzzeitig zu unzulässig hohem Betriebsdruck bzw. zu Kavitation führen. Periodische Drehzahlveränderungen regen unter Umständen Druckschwankungen mit der Eigenfrequenz des Systems an. Weiterhin besteht die Möglichkeit, dass eine Drehzahlveränderung zu erhöhter Geräuschemission und damit zu Komforteinbußen für den Nutzer führt.

Im Folgenden soll anhand einer vereinfachten Betrachtung der Einfluss schneller Drehzahländerungen auf unzulässige Betriebsdrücke abgeschätzt und grundlegende Überle-

## 5. Großsignalverhalten

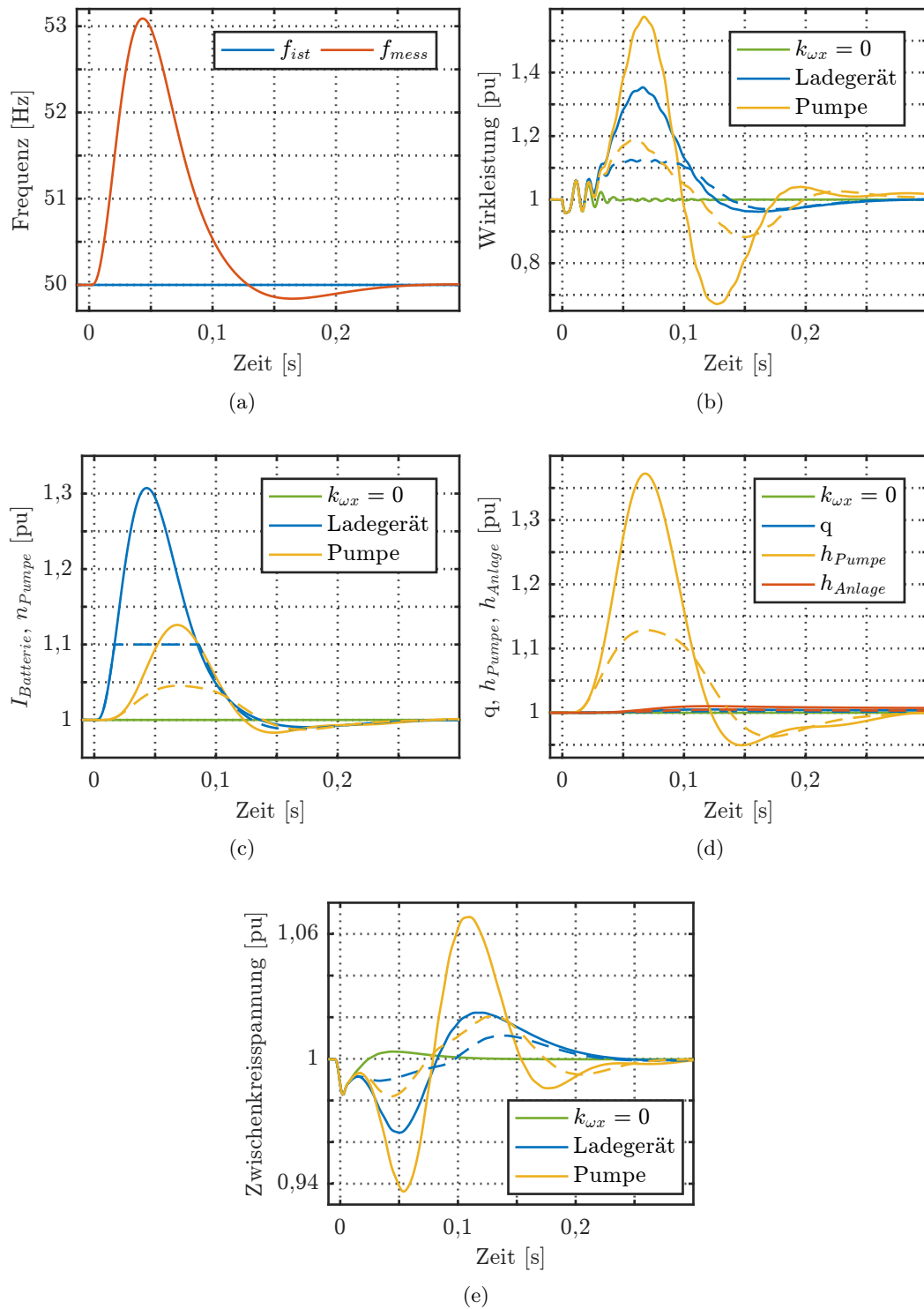


Abbildung 5.6.: Verhalten der Umrichterlast bei einem Spannungswinkelsprung um  $60^\circ$ ;  $k_{\omega i} = 10\%/Hz$ ,  $\Delta I_{B,max} = 10\%$  (gestrichelt),  $k_{\omega n} = 3,7\%/Hz$ ,  $\Delta n_{max} = 3,5\%$  (gestrichelt)

gungen zur Geräuschemission durchgeführt werden. Eine zusätzliche Alterung der Betriebsmittel sowie die Anregung von Resonanzen bei Druckschwingungen erfordert eine genaue Kenntnis des zu untersuchenden Systems sowie detaillierte Computersimulationsmodelle und soll daher hier nicht weiter untersucht werden.

### 5.6.1. Druckstoß

Änderungen der Pumpendrehzahl haben eine veränderte Fließgeschwindigkeit des Fluids zur Folge. Für schnelle Änderungen der Fließgeschwindigkeit lässt sich vereinfacht der daraus resultierende Druckstoß bzw. Joukowsky-Stoß abschätzen [111, S. 11]. Die dynamische Druckänderung berechnet sich nach

$$\Delta p = \rho \cdot a \cdot \Delta v \quad (5.10)$$

mit

- $\Delta p$  - Druckänderung in [Pa]
- $\rho$  - Dichte des Fluids (hier: 983,2 kg/m<sup>3</sup> (Wasser bei 60 °C))
- $a$  - Wellenfortpflanzungsgeschwindigkeit (hier: 1551 m/s (Wasser bei 60 °C))
- $\Delta v$  - Fließgeschwindigkeitsveränderung in [m/s]

Das Vorzeichen der Druckänderung hängt unmittelbar vom Vorzeichen der Geschwindigkeitsänderung ab. Die Gleichung wurde ursprünglich zur Untersuchung von Druckstößen in langen Trinkwasserleitungen beim schnellen Schließen von Schiebern verwendet. Sie ist gültig für gerade, unverzweigte, steife Leitungen und die Schließzeit des Schiebers muss geringer als die Reflexionszeit der Druckwelle in der Leitung sein.

Für Geschwindigkeitsänderungen bis zu 1 m/s ist die daraus resultierende Druckänderung in Abbildung 5.7 dargestellt. Heizungssysteme werden üblicherweise so ausgelegt, dass die Strömungsgeschwindigkeit einen Wert von 1 m/s nicht überschreitet, da sonst die Geräuschbildung und Reibungsverluste zu groß werden [156, 157].

Für den dargestellten Bereich liegen die Druckänderungen zwischen 0 und 15 bar und können somit prinzipiell zu einem unzulässigen Betriebsüberdruck bei Leitungen, Radiatoren, Armaturen oder anderen Betriebsmitteln führen bzw. die Entstehung von Kavitation begünstigen. Bei letzterer kommt es auf der Unterdruckseite zur Gasbildung, so dass Hohlräume entstehen. Beim Wiederzusammenschlagen des Wasserkörpers können dann Schäden an den Betriebsmitteln entstehen.

In einem realen Heizungssystem ist jedoch von bedeutend geringeren Druckstößen auszugehen, da die Leitungen entgegen der Annahmen für (5.10) Krümmungen und Verzweigungen aufweisen und zu einem bestimmten Grad elastisch sind. Weiterhin ist ungewiss, ob die Änderung der Fließgeschwindigkeit durch Anpassung der Pumpendrehzahl schneller stattfindet als die Reflexion der Druckwelle in den relativ kurzen Leitungen eines Heizungssystems.

## 5. Großsignalverhalten

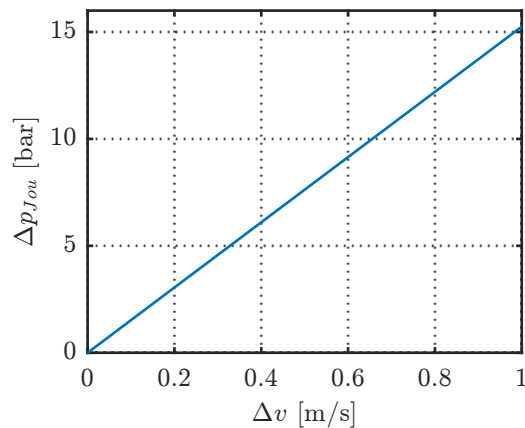


Abbildung 5.7.: Druckveränderung im hydraulischen System bei einer schnellen Änderung der Strömungsgeschwindigkeit

### 5.6.2. Geräuschemission

Grundsätzlich strahlen Pumpen Geräusche als Luftschall an die Umgebung, als Körperschall an die Rohrleitungen und als Hydroschall an das Fluid ab. Luft- und Körperschall lassen sich bei der Konstruktion der Pumpe berücksichtigen und sollten in der Regel kein Problem darstellen. Hydroschall lässt sich weniger gut dämpfen und kann in ungünstigen Konfigurationen die Eigenfrequenz von Komponenten im hydraulischen System treffen und diese zum Schwingen anregen, was zu unangenehmer Geräuschbildung führt. Hierfür gibt es zwei wichtige Geräuschquellen. Zum einen erzeugen die Pumpenschaufeln beim Durchgang an der Rohröffnung der Druckseite einen Druckimpuls. Die Frequenz dieses Tons ist abhängig von der Schaufelanzahl und der aktuellen Drehzahl. Weiterhin wird der Pumpenmotor mit einem Wechselrichter mit Pulsweitenmodulation angetrieben. Das Ein- und Ausschalten der Spannung mit der PWM-Frequenz im Kilohertz-Bereich regt die Spulen des Motors zu Schwingungen an, die sich über das Gehäuse und die Pumpe auf das Fluid übertragen. Daraus resultieren Töne mit der PWM-Frequenz und Vielfachen sowie drehzahlabhängigen Seitenbändern um diese Frequenzen.

Sowohl die durch die Pumpenschaufeln als auch durch die Motor-PWM hervorgerufene Schallabstrahlung sind drehzahlabhängig und werden daher durch eine netzdienliche Regelung des Pumpenantriebs beeinflusst. Die Frequenzen sind dabei so hoch, dass sie im Vergleich zu den Änderungen der Drehzahl stets im eingeschwungenen Zustand sind. Eine negative Beeinflussung der Geräuschemission durch eine netzdienliche Regelung ist daher nur zu erwarten, wenn auch im normalen, stationären Betrieb des Pumpenantriebs innerhalb der zulässigen Betriebsgrenzen eine wahrnehmbare Schallabstrahlung vorhanden ist.

## 6. Umrichterbetrieb im Netz

Im Gegensatz zu den synthetischen Verläufen in Kapitel 5 soll das Umrichterverhalten in diesem Kapitel unter realistischen Verläufen von Spannungsamplitude und -frequenz in einem elektrischen Verbundnetz untersucht werden.

Zur Nachbildung des Verbundnetzes dient das im Abschnitt 3.5 vorgestellte 4-Generatoren-Modell. An Knoten 9 werden über einen dreiphasigen Transformator drei identische einphasige Umrichter angeschlossen. Der ohmsche Anteil der Konstantimpedanzlast wird entsprechend der Wirkleistungsaufnahme des Umrichters im stationären Betrieb reduziert.

Zwei Fälle werden betrachtet. Zum einen ist dies der Betrieb einer 1 MW-Umrichterlast, d.h. das Umrichterverhalten bei realistischen Verläufen der Netzgrößen ohne Rückwirkung auf das Verhalten des Netzes. Zum anderen wird ein 550 MW-Umrichter angenommen, was etwa ein Drittel der Wirkleistungsaufnahme an Knoten 9 darstellt. Dadurch ergibt sich eine Wechselwirkung zwischen Umrichter- und Netzverhalten.

Die Umrichterlast stellt dabei ein aggregiertes Modell einer großen Zahl an Umrichtern kleiner Leistung dar, die gleichmäßig auf alle drei Phasen aufgeteilt sind. Das aggregierte Modell weist die gleichen Zeitkonstanten und Regeldynamik wie die einzelnen Umrichter auf. Es handelt sich dabei um eine stark vereinfachte Nachbildung. Diese verzichtet u.a. auf eine Berücksichtigung der räumlichen Verteilung der Einzelumrichter, Unterschiede in der Reglerstruktur und -parameterwahl, automatische Lastabtrennung bei Überschreiten bestimmter Spannungsgrenzen oder die Spannungsregelung von Transformatoren.

Die Anregung des Systems erfolgt durch einen symmetrischen Kurzschluss in einer der beiden Doppelleitungen zwischen Netzgebiet 1 und 2. Nach acht Perioden der Netzspannung wird der Kurzschluss dauerhaft freigeschaltet. Die Teilgebiete sind danach nur durch eine der beiden Leitungen verbunden.

Alle Generatoren sind mit Pendeldämpfungsgeräten ausgestattet. Die PSS-Parameter wurden so gewählt, dass sich eine vergleichsweise schwache Dämpfung und damit eine lang anhaltende Schwingung ergibt. Damit lässt sich der Einfluss, den Unterschiede in der Lastzusammensetzung auf die Systemdämpfung besitzen, besser beobachten.

Ergänzende Ergebnisse zum Einsatz von Umrichterlasten mit netzdienlicher Regelung in einem Kleinstnetz mit hohem Anteil von umrichterbasierter Einspeisung wurden in [158] veröffentlicht. Dabei stand die Frage im Vordergrund, wie sich die Regelung der Umrichtereinspeisung zur Erbringung von virtueller Schwungmasse während einer ungeplanten Inselnetzbildung bei unterschiedlichen Verbrauchertypen und verschiedenen Durchdringungsgraden der netzdienlichen Regelung von Umrichterlasten verhält.

## 6.1. 1 MW-Umrichter

In diesem Abschnitt soll das Systemverhalten des Netzes sowie das rückwirkungsfreie Verhalten einer Umrichterlast bei einem Leitungskurzschluss untersucht werden. Der Umrichter weist im stationären Fall eine Wirkleistungsaufnahme von 1 MW auf, was vernachlässigbar ist gegenüber der Gesamlast an Knoten 9 von etwa 1,6 GW. Eine Beeinflussung des Netzes durch die Umrichterlast findet nicht statt.

Vor Fehlereintritt beträgt die Spannung an den Klemmen der Generatoren 1 pu und 1,03 pu an Knoten 9 (Abb. 6.1a). Zum Zeitpunkt des Kurzschlusses sinkt die Spannung auf bis zu 0,75 pu ab. Die Netzgebiete, die elektrisch nahe der Fehlerstelle liegen wie Knoten 9 sind erwartungsgemäß stärker betroffen als weiter entfernte Teilnehmer wie Generator 1 und 3. Nach Fehlereintritt wirkt die Generatorregelung der Unterspannung entgegen. Die Spannung steigt wieder. Dies führt dazu, dass nach dem Freischalten des Fehlers die Spannung sprunghaft ansteigt und zunächst deutlich über dem stationären Wert liegt. Anschließend vollführt das System Pendelbewegungen, die auch in der Spannung zu erkennen sind. Nach etwa 20 bis 30 s sind diese wieder abgeklungen und die Spannung der Generatoren befindet sich bei ihrem Nennwert. Die stationäre Spannung an Knoten 9 ist aufgrund der Teilabschaltung der Transportleitung etwas geringer als vor dem Kurzschluss.

Die Wirkleistungsaufnahme an Knoten 9 ist durch den ohmschen Anteil der Konstantimpedanzlast bestimmt und weist daher eine quadratische Abhängigkeit von der Spannung auf. Dementsprechend fällt sie nach Fehlereintritt sprunghaft auf 55 % ab, steigt leicht an, weist anschließend wie die Spannung einen steilen Gradienten auf und liegt dann mit 120 % kurzzeitig deutlich über dem Wert vor dem Kurzschluss (Abb. 6.1b). Diese Lastcharakteristik trägt damit zur Verbesserung des Spannungsprofils bei und entlastet das System. Die Pendelungen der Spannung finden sich ebenso in der Wirkleistung wieder. Der neue stationäre Wert ist geringer als vor dem Kurzschluss.

Die antreibende mechanische Leistung der Generatoren bleibt während des Kurzschlusses zunächst nahezu konstant. Da die verbrauchte Leistung stark einbricht, ergibt sich ein Leistungsungleichgewicht und die Generatoren beschleunigen (Abb. 6.1c & 6.1d). Anschließend wird der Fehler freigeschaltet, die Wirkleistungsaufnahme steigt über den Vorfehlerwert an und die Generatoren bremsen ab. Da die Last in Gebiet 2 deutlich größer ist, sind G3 und G4 stärker betroffen. Es werden verschiedene Pendelbewegungen im System angeregt. Die Generatoren 1 und 2 in Teilgebiet 1 pendeln gegeneinander, ebenso G3 und G4. Bei letzteren ist die Dämpfung der Bewegung so groß, dass sie sich nach wenigen Sekunden nahezu gleichförmig bewegen. Die am stärksten ausgeprägte Bewegung ist die von G1 und G2 gegen G3 und G4. Diese besitzt eine Frequenz im Bereich von 0,45 bis 0,5 Hz, ist gedämpft und nach etwa 40 s abgeklungen. Danach bewegen sich die Generatoren wieder mit gleicher Geschwindigkeit. Der neue stationäre Wert liegt aufgrund des geringeren Wirkleistungsverbrauch in Gebiet 2 über dem Nennwert.

Die stationäre Wirkleistungsaufnahme der Umrichterlast liegt hier bei 1 MW, was etwa 60 % des Nennwertes entspricht (Abb. 6.2a & 6.2b). Bei Fehlereintritt bricht diese aufgrund der Unterspannung zunächst ein. Die Spannungsregelung des Umrichters führt den Strom nach. Die Leistung steigt schnell auf einen erhöhten Wert gegenüber vor dem

## 6. Umrichterbetrieb im Netz

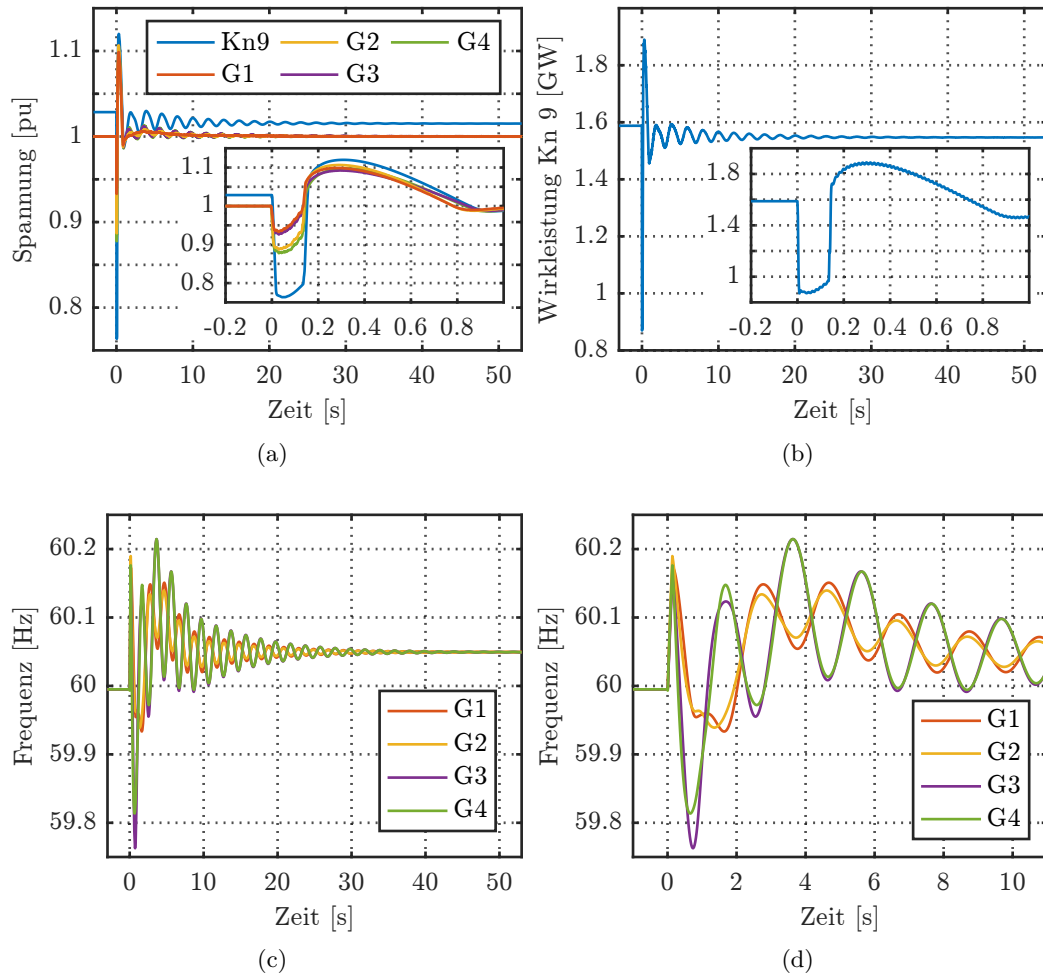


Abbildung 6.1.: 4-Generatoren-Modell ohne Umrichterlast bei Auftreten eines Kurzschluss in der Doppelleitung



Fehler an, um die Energiedifferenz während des Einbruchs auszugleichen. Bei Wiederkehr der Spannung nimmt die Leistung kurzzeitig einen hohen Wert ein, bevor der Umrichterstrom nachgeführt werden kann und die Leistung nach einem weiteren kurzen Einbruch nach ungefähr 0,3 s bis 0,4 s auf dem Niveau vor Fehlereintritt ist. Während und unmittelbar nach dem Kurzschluss sind die verschiedenen Verläufe nahezu identisch. Das Verhalten des Umrichters wird hier durch die Schaltungstopologie und die Spannungsregelung bestimmt. Die netzdienliche Regelung hat keinen bedeutenden Einfluss. Im Zeitraum  $t > 0,4$  s nach Fehlereintritt beträgt die Leistung beim Umrichter ohne netzdienliche Regelung trotz leicht reduzierter Klemmenspannung erwartungsgemäß 1 MW. Bei den Umrichtern mit Zusatzregelung variiert diese leicht entsprechend der gemessenen Frequenz, wobei die maximale Abweichung 3 % bezogen auf den Arbeitspunkt beträgt. Der stationäre Endwert liegt 1 % über dem ursprünglichen Arbeitspunkt. Die Verstärkung der Zusatzregelung des Pumpenantriebs wurde so gewählt, dass dieser Wert bei Ladegerät und Pumpenantrieb für das dargestellte Testszenario übereinstimmt.

Die durch die netzdienliche Regelung hervorgerufenen Änderungen der Pumpendrehzahl und des Batteriestroms (Abb. 6.2c) sowie der hydraulischen Größen der Pumpe (Abb. 6.2d) sind deutlich zu erkennen. Sie liegen im niedrigen einstelligen Prozentbereich. Die Förderhöhe der Pumpe ist dabei durch die quadratische Abhängigkeit von der Drehzahl am stärksten betroffen.

### 6.2. 550 MW-Umrichter

In diesem Abschnitt wird das Umrichter- und Netzverhalten für verschiedene Konfigurationen verglichen. Dies sind der Betrieb ohne Umrichterlast („0MW“), mit einer 550 MW-Umrichterlast („550MW“) ohne netzdienliche Regelung, sowie einem Pumpenantrieb („P550“) und Ladegerät („L550“) jeweils mit einer Leistung von 550 MW und ausgestattet mit einer netzdienlichen Zusatzregelung.

Die Spannung an Knoten 9 (Abb. 6.3a & 6.3b) bricht beim Auftreten des Kurzschluss ein. Da die Umrichterleistung schnell wieder ansteigt, sinkt die Spannung anders als bei der rein ohmschen Last weiter ab. Die Freischaltung des Fehlers bewirkt nur eine vergleichsweise geringe Erhöhung der Spannung, sodass die Generatorregelung weiterhin die Erregerspannung erhöht. In der Folge steigt die Spannung an Knoten 9 auf über 120 % an und damit deutlich höher als bei „0MW“. Danach sinkt sie langsam ab. Die Unterschiede zwischen den verschiedenen Varianten der Umrichterlast sind gering. Anschließend ist der Spannung eine anhaltende Schwingung überlagert, die sich innerhalb eines Bereiches von  $\pm 10$  % um den Nennwert befindet. Die Amplitude ist für „0MW“ am geringsten sowie für „550MW“ am größten.

Die Wirkleistungsaufnahme des Umrichters bricht bei Fehlereintritt ein (Abb. 6.3c & 6.3d). Sie wird durch die Zwischenkreisspannungsregelung nachgeführt, steigt bei der Fehlerfreischaltung stark an, verbleibt kurz bei 1 GW, wird durch die Spannungsregelung reduziert und nimmt ab 0,4 s einen Wert nahe des ursprünglichen Arbeitspunktes ein. Die Verläufe der verschiedenen Umrichterkonfigurationen sind bis 0,25 s nahezu identisch. Zwischen 0,25 und 0,5 s ist bei den Umrichtern mit netzdienlicher Zusatzregelung eine

## 6. Umrichterbetrieb im Netz

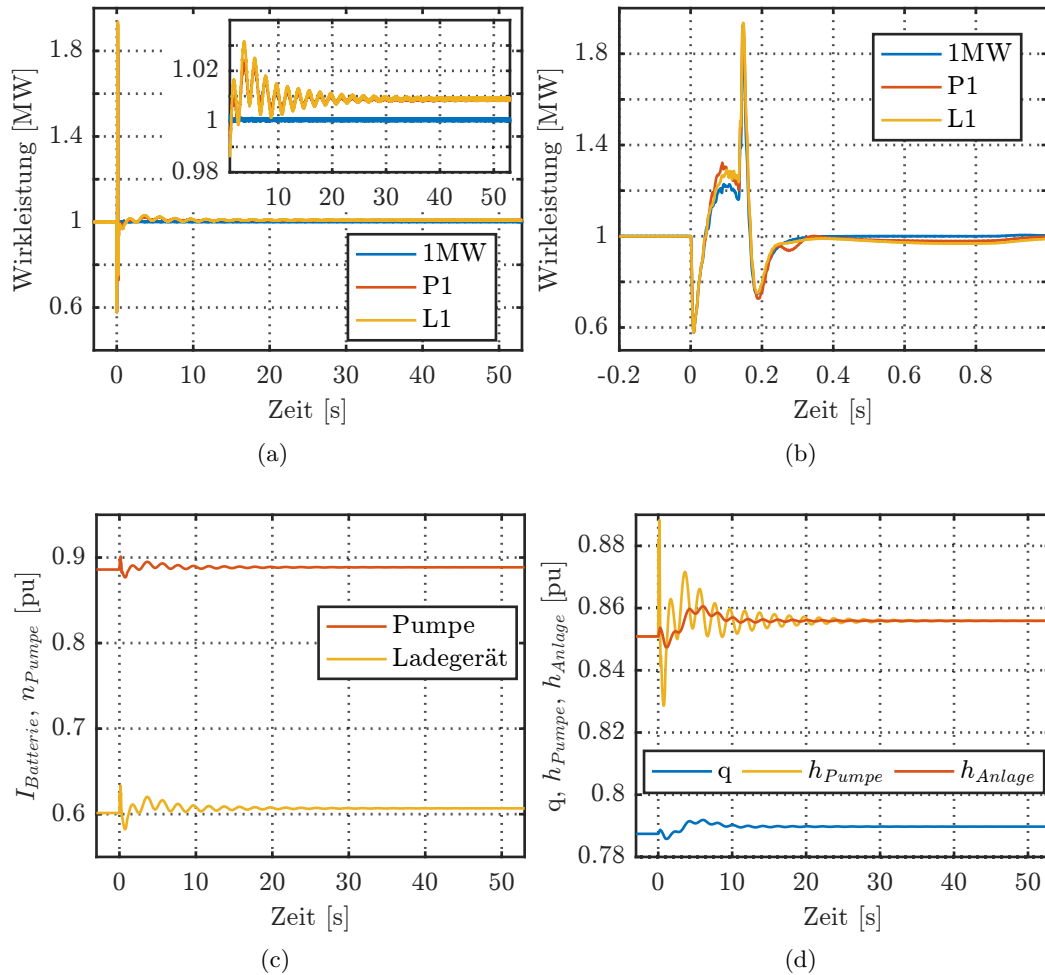


Abbildung 6.2.: 1 MW-Umrichter während eines Kurzschluss im Netz; ohne netzdienliche Regelung („1MW“), Pumpenantrieb mit Zusatzregelung („P1“,  $k_{\omega n} = 4,8\%/Hz$ ), Ladegerät mit Zusatzregelung („L1“,  $k_{\omega i} = 10\%/Hz$ )

## 6. Umrichterbetrieb im Netz

deutliche Schwingungsneigung zu erkennen. Für  $t > 0,4\text{s}$  nach Fehlereintritt beträgt die Leistung beim Umrichter ohne netzdienliche Regelung erwartungsgemäß 550 MW. Bei den Umrichtern mit Zusatzregelung wird diese leicht entsprechend der gemessenen Frequenz angepasst. Die maximale Abweichung beträgt 5,5 % bezogen auf den Arbeitspunkt. Der stationäre Endwert liegt 1 % über dem ursprünglichen Arbeitspunkt. Insbesondere für  $0\text{s} < t < 0,4\text{s}$  ist die Wechselwirkung zwischen der Spannung am Knoten 9 und der Leistungsaufnahme der Umrichterlast gut zu beobachten.

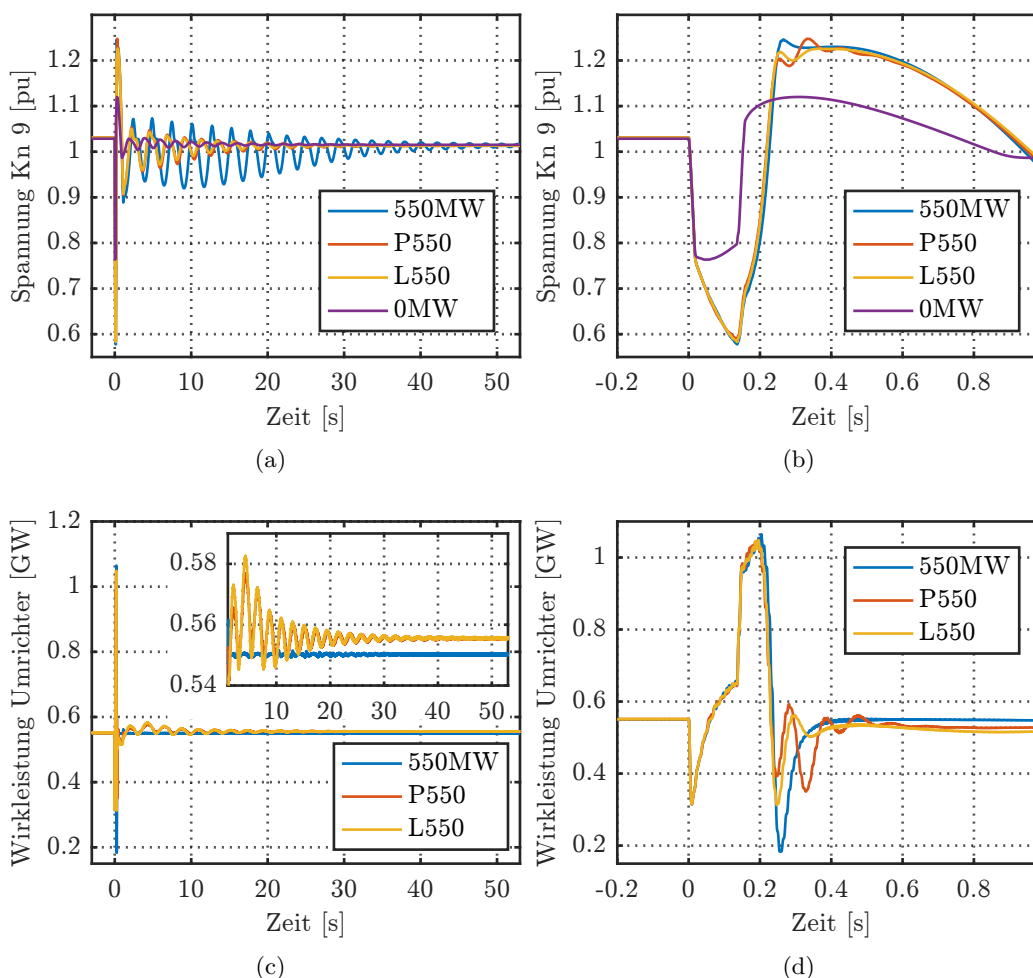


Abbildung 6.3.: Vergleich verschiedener Lastkonfigurationen

Die Gesamtlast an Knoten 9, die sich aus der ohmschen sowie der Umrichterlast zusammensetzt, ist in Abbildung 6.4a und 6.4b dargestellt. Hier ergeben sich deutliche Unterschiede. Handelt es sich um eine rein ohmsche Last („0MW“), folgt diese unmittelbar dem Spannungsverlauf. Dadurch ist sie während des Kurzschluss geringer als bei der Umrichterlast, steigt nach der Freischaltung schneller an und erreicht einen Maximal-

## 6. Umrichterbetrieb im Netz

wert unter dem des Umrichters. Der Schwingungsanteil an der Wirkleistungsaufnahme für etwa  $t > 1$  s ist für „0MW“ sowie „550MW“ spannungsabhängig und setzt sich bei „P550“ sowie „L550“ aus einem spannungs- und einem frequenzproportionalen Anteil zusammen.

In Abbildung 6.4c und 6.4d werden die Drehzahlen von Generator 4 verglichen. Dieser befindet sich elektrisch gesehen am nächsten an Lastknoten 9. Für die ersten 0,5 s nach Auftreten des Kurzschluss sind die Verläufe der verschiedenen Konfigurationen identisch. Danach ist die Leistungsaufnahme bei Vorhandensein der Umrichterlast größer als bei der rein ohmschen Last. Generator 4 wird daher stärker abgebremst. Die elektrische Frequenz sinkt auf 59,6 Hz anstelle von 59,8 Hz. Im Anschluss stellt sich eine Schwingung mit einer Frequenz im Bereich von 0,43 bis 0,5 Hz ein. Mit der ohmschen Last ergibt sich eine maximale Frequenz von 60,2 Hz und die Schwingung ist nach 30 bis 40 s abgeklungen. Im Fall der Umrichterlast ohne netzdienliche Regelung wird mit fast 60,6 Hz die größte Frequenzabweichung erreicht. Die Dämpfung ist schwach und die Schwingung ist auch 50 s nach dem Kurzschluss noch deutlich sichtbar. Im Bereich von 15 bis 30 s nimmt die Schwingungsamplitude nur linear anstatt exponentiell ab. Wird die Umrichterlast mit einer frequenzproportionalen Zusatzregelung ausgestattet, kann die Frequenzabweichung auf 60,4 Hz reduziert und die Dämpfung erhöht werden. Letztere ist etwa auf dem Niveau der rein ohmschen Last. Die Schwingungsamplitude ist für den Fall des Ladegeräts leicht geringer als beim Pumpenantrieb. Nach etwa 40 s ist die Pendelung abgeklungen.

Insgesamt gibt es für den untersuchten Netzfehler kaum Unterschiede zwischen dem Systemverhalten mit Ladegerät und Pumpenantrieb. Hintergrund ist die vergleichsweise geringe Frequenz der Netzpendelung.

## 6. Umrichterbetrieb im Netz

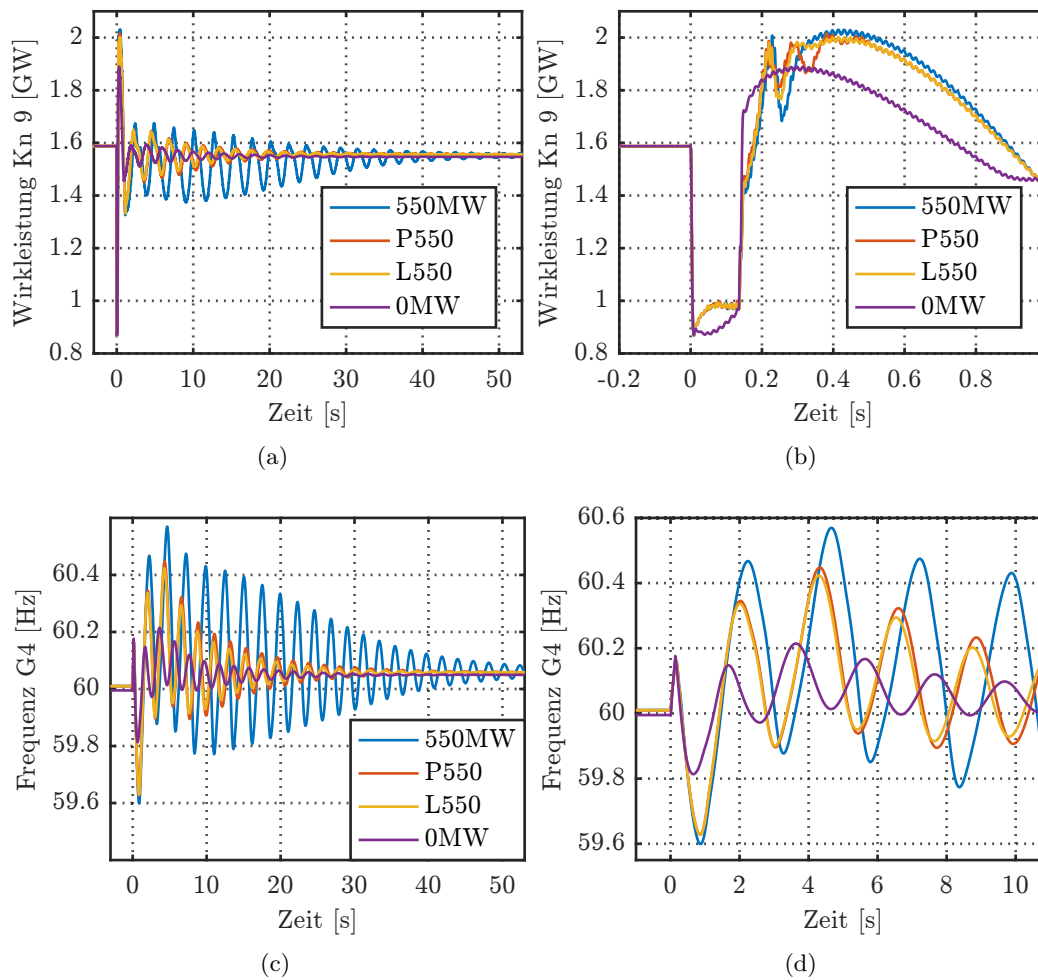


Abbildung 6.4.: Vergleich verschiedener Lastkonfigurationen

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

Elektrische Verbundnetze unterliegen in ihrer Struktur und Betriebsweise Änderungen, die die Gefahr einer Auftrennung bis hin zum Ausfall erhöhen. Besonderes Augenmerk liegt dabei auf Vorgängen im Kurzzeitbereich von wenigen Sekunden. Eine Ursache für diese Veränderung sind elektrische Verbraucher, die über Leistungselektronik mit dem Netz verbunden sind und deren Betriebspunkt unabhängig von der aktuellen Netzsituation ist. Gleichzeitig bieten diese umrichterbasierten Verbraucher, wenn sie mit einer netzdienlichen Zusatzregelung ausgestattet werden, ein großes Potential, einen positiven Beitrag zur Netzstabilität zu leisten. Ziel dieser Arbeit war daher die detaillierte Untersuchung des Kurzzeitverhaltens solcher Lasten. Damit lässt sich der Einfluss auf das Netz und den einzelnen Verbraucher abschätzen und ein Verständnis für die Wirkungsweise und Dimensionierung der netzdienlichen Regelung in Verbindung mit der Umrichterlast entwickeln. Im Gegensatz dazu beschäftigen sich bisherige Veröffentlichungen entweder mit der Wirkung von netzdienlichen Zusatzregelungen für Verbraucher auf das Netz im langsameren Zeitbereich von Minuten bis Stunden und stark vereinfachten Lastmodellen oder mit detaillierten dynamischen Umrichtermodellen allerdings ohne den Einsatz einer netzdienlichen Regelung.

Beispielhaft werden in dieser Arbeit die Umwälzpumpe eines Gebäudeheizungssystems und das Batterieladegerät eines Elektroautos betrachtet. Als eine Variante einer netzdienlichen Regelung wird die aufgenommene Pumpendrehzahl bzw. der Batterieladestrom proportional zur Abweichung der Netzfrequenz von ihrem Nennwert verändert. Von den Lasten wurden nichtlineare Modelle in Matlab Simulink und lineare mathematische Modelle erstellt. Damit lassen sich sowohl das transiente als auch das Kleinsignalverhalten untersuchen. Für die Frequenzmessung wird eine SOGI-PLL mit zusätzlichem Tiefpass verwendet, die sich durch einen ausgewogenen Kompromiss aus Schnelligkeit und stationärer Genauigkeit auszeichnet. Dafür werden Messungen an einem Laborteststand vorgestellt und mit anderen Frequenzmessverfahren verglichen.

Durch die Frequenzmessung auf Grundlage der Klemmenspannung ergibt sich zusammen mit dem Spannungsabfall über der Netzimpedanz ein Rückkopplungspfad, der die Dämpfung des Umrichtersystems verringert und für bestimmte Parameterbereiche, insbesondere für hohe Werte der Netzimpedanz und der proportionalen Verstärkung der netzdienlichen Regelung zur Instabilität führt. Die Frequenz dieser Eigenbewegung liegt für die betrachteten Beispielanwendungen im Bereich um 11 Hz. Anhand des linearen Modells wird mit Hilfe der Eigenwerte und Partizipationsfaktoren der Mechanismus betrachtet und der Einfluss verschiedener Systemparameter untersucht.

Weiterhin wird das Verhalten der Einzelkomponenten der beiden Verbraucher bei Kleinsignalveränderungen der Netzfrequenz im Bereich von 0,03 Hz bis 50 Hz betrachtet und darauf aufbauend das Gesamtübertragungsverhalten bzgl. der Auswirkung auf

## 7. Zusammenfassung und Ausblick

die aufgenommene Wirkleistung abgeleitet. Dies ist insbesondere wichtig für die Beurteilung, ob die Verbraucher bei bestimmten Netzpendelungen einen dämpfenden oder anfachenden Effekt aufweisen.

Für Frequenzen unterhalb von etwa 5 Hz besitzen beide Lastarten eine dämpfende Wirkung. Ladegerät und Pumpenantrieb besitzen einen ähnlichen Phasenverlauf, da hier die Frequenzmessung bestimmend ist. Für andere Parameter der Frequenzmessung und des Pumpenantriebs sind jedoch deutlichere Unterschiede denkbar. Abweichungen gibt es zwischen den Lasttypen beim Amplitudenverlauf, der beim Ladegerät nahezu konstant ist, während er sich beim Pumpenantrieb merklich mit der Frequenz verändert.

Ein wichtiger weiterer Aspekt ist das transiente Verhalten bei Netzfehlern, bei denen es zu einer bedeutenden, schnellen Auslenkung aus dem stationären Arbeitspunkt kommt. Simulationsergebnisse zeigen die Verläufe wichtiger Kenngrößen für den Fall eines Frequenzeinbruchs, hoher Frequenzänderungsraten, eines Spannungseinbruchs und eines Phasenwinkelsprungs. Für die Dynamik des Ladegeräts ist die Frequenzmessung maßgeblich, während die Umwälzpumpe aufgrund der großen Zeitkonstante des hydraulischen Systems deutlich träger reagiert. Das Verlassen des sicheren Betriebsbereiches kann durch eine Stellgrößenbegrenzung wirksam verhindert werden. Mögliche störende oder schädigende Auswirkungen auf das hydraulische System des Pumpenantriebs werden für die betrachteten Randbedingungen als unwahrscheinlich angesehen.

Zuletzt wurde das Umrichterverhalten in einem vereinfachten Verbundnetzmodell sowie die Rückwirkung der Lasten auf das Netz beispielhaft für einen Spannungseinbruch mit nachfolgender Abschaltung einer Übertragungsleitung und daraus resultierender Netzpendelung betrachtet. Hierbei wird deutlich, dass eine erhöhte Durchdringung von Umrichterlasten ohne netzdienliche Zusatzregelung die Dämpfung im Netz deutlich verringert. Durch die Ausstattung mit einer solchen Zusatzregelung lässt sich eine Dämpfung erreichen, die vergleichbar mit der Situation ohne umrichterbasierte Verbraucher ist, wobei es jedoch im vorgestellten Beispiel zu einer höheren anfänglichen Auslenkung aus dem stationären Arbeitspunkt kam.

Die Vorgehensweise in der vorgestellten Arbeit kann als Leitfaden für die Untersuchung weiterer Umrichterlasten mit anderen Komponenten wie netzdienlicher Regelung, Umrichtertopologie oder Lastcharakteristik dienen.

Weiterführende Untersuchungen könnten zudem die Stabilität mehrerer paralleler Umrichterlasten ggf. mit Unterschieden in der netzdienlichen Regelung, den Umrichterparametern oder dem Arbeitspunkt zum Gegenstand haben. Von Interesse sind außerdem Kenntnisse über eine mögliche vorzeitige Alterung von Batterie oder Betriebsmitteln des hydraulischen Systems durch die zusätzlichen Lastzyklen aufgrund der Zusatzregelung. Ebenso muss geprüft werden, ob es zu einer unbeabsichtigten Anregung von Resonanzen im hydraulischen System kommen kann. Eine Reduktion der Modellordnung kann die Rechenzeit verringern, insbesondere wenn eine große Zahl von Umrichtern für Netzstabilitätsuntersuchungen verwendet werden soll.

## A. Modellbildung: 2-Area-System

Nachfolgend sind die Parameter des 2-Area-System entsprechend [85, Kap. 12.8, S. 813] aufgeführt.

Tabelle A.1.: Systemparameter des 2-Area-System  
in bezogenen Größen außer Zeitkonstanten

Generator	Nennscheinleistung 900 MV A			Nennspannung 20 kV	
	$X_d = 1,8$	$X_q = 1,7$	$X_l = 0,2$	$X'_d = 0,3$	$X'_q = 0,55$
	$X''_d = 0,25$	$X''_q = 0,25$	$R_a = 0,0025$	$T'_{d0} = 8 \text{ s}$	$T'_{q0} = 0,4 \text{ s}$
	$T''_{d0} = 0,03 \text{ s}$	$T''_{q0} = 0,05 \text{ s}$	$A_{sat} = 0,015$	$B_{sat} = 9,6$	$\Psi_{T1} = 0,9$
	$H = 6,5 \text{ (G1 \& G2)}$		$H = 6,175 \text{ (G3 \& G4)}$		$K_D = 0$
Transformator	Bezugsscheinleistung 900 MV A		Bezugssp. 20/230 kV		
	$Z_T = 0 + j0,15$		Teillastübersetzungsverhältnis = 1		
Leitung	Bezugsscheinleistung 100 MV A		Bezugsspannung 230 kV		
	$r = 0,0001 \text{ pu/km}$		$x_L = 0,001 \text{ pu/km}$		
	$b_C = 0,00175 \text{ pu/km}$				

Tabelle A.2.: Lastflussberechnung des 2-Area-System für einen Leistungsexport von  
400 MW von Gebiet 1 nach 2

G1:	$P = 700 \text{ MW}$	$Q = 185 \text{ Mvar}$	$\underline{u}_g = 1,03 \angle 20,2^\circ$
G2:	$P = 700 \text{ MW}$	$Q = 235 \text{ Mvar}$	$\underline{u}_g = 1,01 \angle 10,5^\circ$
G3:	$P = 719 \text{ MW}$	$Q = 176 \text{ Mvar}$	$\underline{u}_g = 1,03 \angle -6,8^\circ$
G4:	$P = 700 \text{ MW}$	$Q = 202 \text{ Mvar}$	$\underline{u}_g = 1,01 \angle -17^\circ$
Knoten 7:	$P_L = 967 \text{ MW}$	$Q_L = 100 \text{ Mvar}$	$Q_C = 200 \text{ Mvar}$
Knoten 9:	$P_L = 1767 \text{ MW}$	$Q_L = 100 \text{ Mvar}$	$Q_C = 350 \text{ Mvar}$



## B. Modellvalidierung

In diesem Kapitel wird die Überprüfung der in Abschnitt 3.6 entwickelten Kleinsignalmodelle gegenüber den nichtlinearen Modellen aus Abschnitt 3.2 bis 3.4 fortgeführt.

Das lineare Zustandsraummodell des netzseitigen Umrichters bestehend aus (3.109) und (3.116) (S. 69 & 70) wurde hinsichtlich einer sprungförmigen Veränderung der Netzspannungsamplitude validiert. Die zeitlichen Verläufe der Zustandsvariablen sowie der Umrichterstromkomponenten sind in Abbildung B.1 dargestellt. Die Stromkomponenten wurden mit einem Tiefpass 1. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 100 Hz gefiltert, um die durch den Stromnulldurchgang im nichtlinearen Simulationsmodell hervorgerufenen Störungen abzuschwächen und damit die Sichtbarkeit in den Abbildungen zu verbessern. In den Größen des Simulationsmodells ist deutlich der Wechselanteil mit doppelter Netzfrequenz zu sehen. Die zeitlichen Verläufe der beiden Modelle zeigen eine gute Übereinstimmung. Leichte stationäre Abweichungen bestehen für den Strom (Abb. B.1d) und die Zustandsgröße  $\Delta i_1$  des Spannungsreglers (Abb. B.1b). Diese sind auf die vorgenommene Annäherung der Differentialgleichungen durch Taylorreihen und die getroffenen Annahmen bzw. Vereinfachungen zurückzuführen.

Die Modelle der SOGI-PLL ((3.134) und (3.135), S. 74) wurden für einen Phasen- und Amplitudensprung der Netzspannung miteinander verglichen (Abb. B.2). Für den Phasensprung stimmen diese gut überein, wobei transient minimale Unterschiede erkennbar sind. Im Fall der Amplitudenveränderung ist beim nichtlinearen Modell eine geringe, kurzzeitige Frequenzabweichung vorhanden, während diese im linearen Modell konstant ist. Dies ist auf die Abbildung des SOGI-QSG durch einen Tiefpass 1. Ordnung zurückzuführen.

Der Vergleich des Gesamtmodells der Frequenzmessung bestehend aus SOGI-PLL mit Tiefpassfilter entsprechend (3.146) und (3.147) auf S. 75 ist in Abbildung B.3 zu sehen. Die Verläufe für einen Phasensprung und eine Netzfrequenzpendelung stimmen gut überein. Für die Frequenzpendelung gilt, dass die Übereinstimmung zunimmt, desto geringer die Amplitude und desto höher die Frequenz ist, da dann der Fehler im Spannungswinkel kleiner wird.

Der Verlauf der Zustandsgrößen und der aufgenommenen Leistung des Pumpenantriebsgesamtmodells ((3.189), (3.190), S. 81) ist in Abbildung B.4 für einen Sprung der Sollzahl um 1 % dargestellt. Das transiente Verhalten wird durch das lineare Modell gut nachgebildet, stationär sind leichte Abweichungen zu erkennen.

Abbildung B.5 zeigt die zeitlichen Verläufe der Stromkomponenten des Umrichtergesamtmodells. Sowohl für den Pumpenantrieb als auch für das Batterieladegerät wird die Dynamik des nichtlinearen Systems gut nachgebildet, besonders in der R-Komponente zeigt sich jedoch eine stationäre Abweichung. Dies gilt ebenso für den Betrieb des Umrichters am Netz inklusive der Berücksichtigung der Leitung (Abb. B.6).

## B. Modellvalidierung

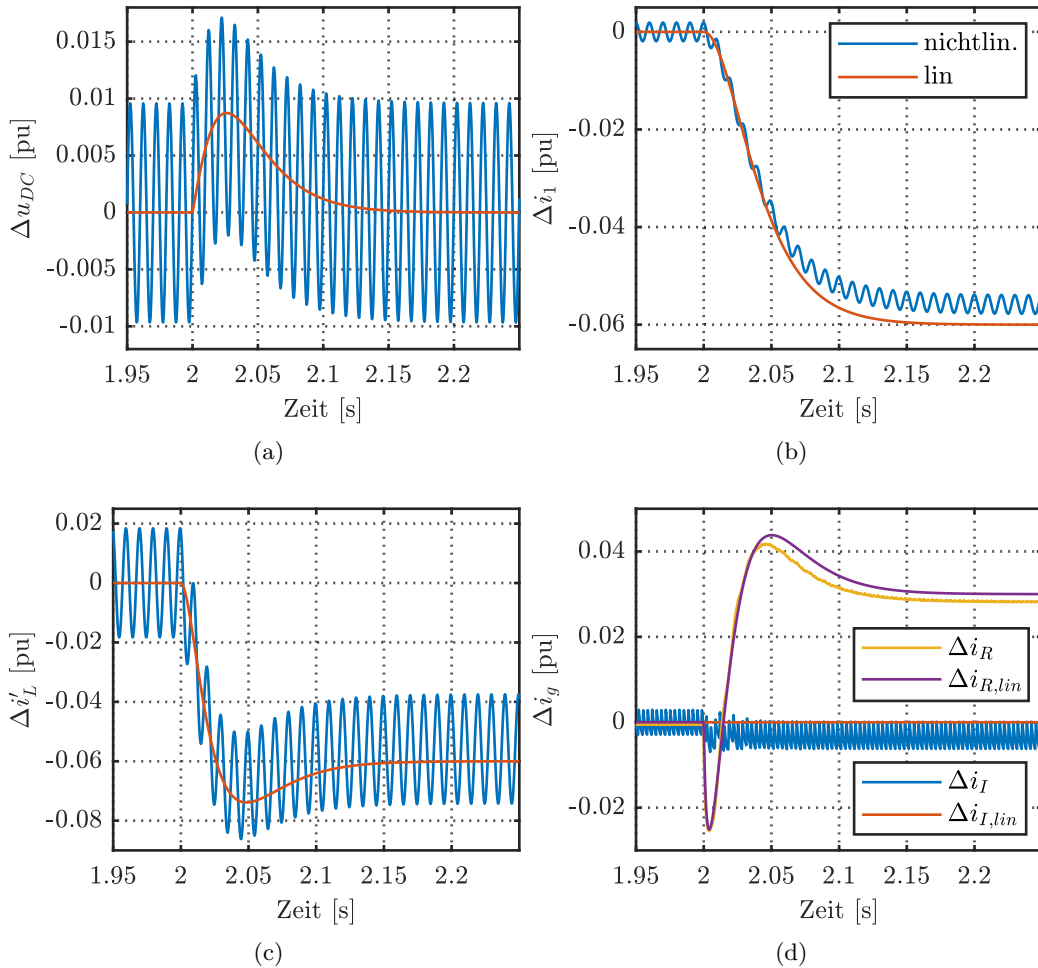


Abbildung B.1.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell des netzseitigen Umrichters für eine sprungförmige Änderung der Netzspannungsamplitude um 5% zur Zeit  $t = 2$  s

## B. Modellvalidierung

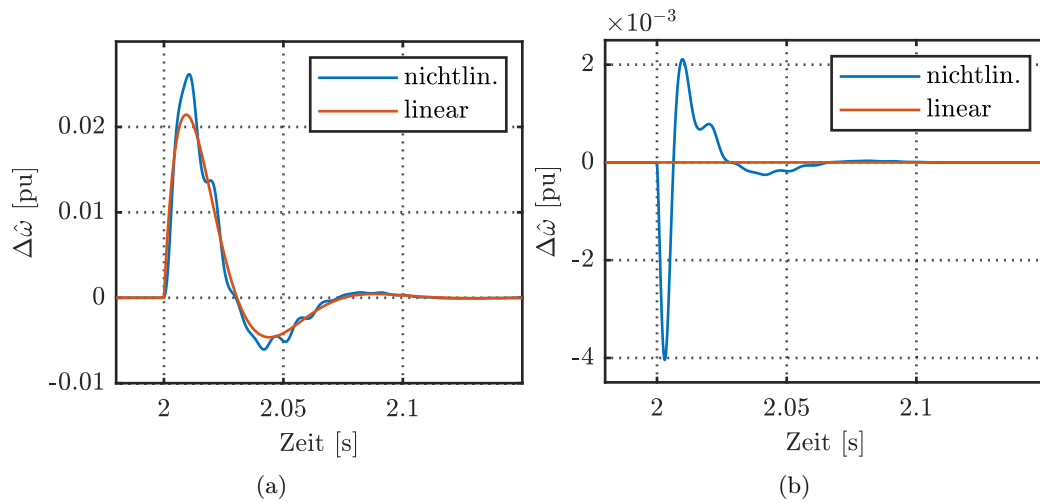


Abbildung B.2.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell der SOGI-PLL für (a) einen Phasensprung der Netzspannung um  $5^\circ$  und (b) eine sprungförmige Änderung der Netzspannungsamplitude um 5% zur Zeit  $t = 2$  s

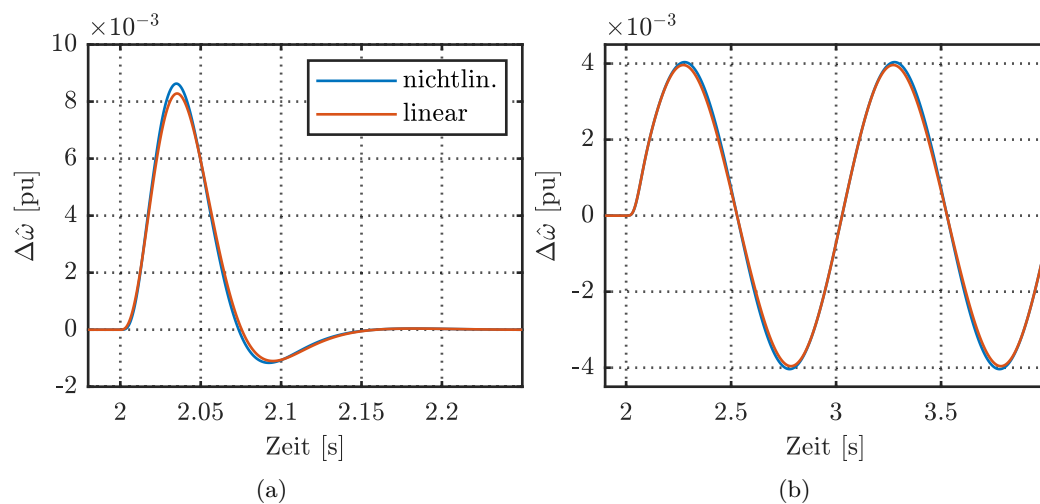


Abbildung B.3.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell der SOGI-PLL mit Tiefpassfilter für (a) einen Phasensprung der Netzspannung um  $5^\circ$  und (b) eine Netzfrequenzpendelung mit einer Amplitude von 0,004 pu und einer Frequenz von 1 Hz bei  $t = 2$  s

## B. Modellvalidierung

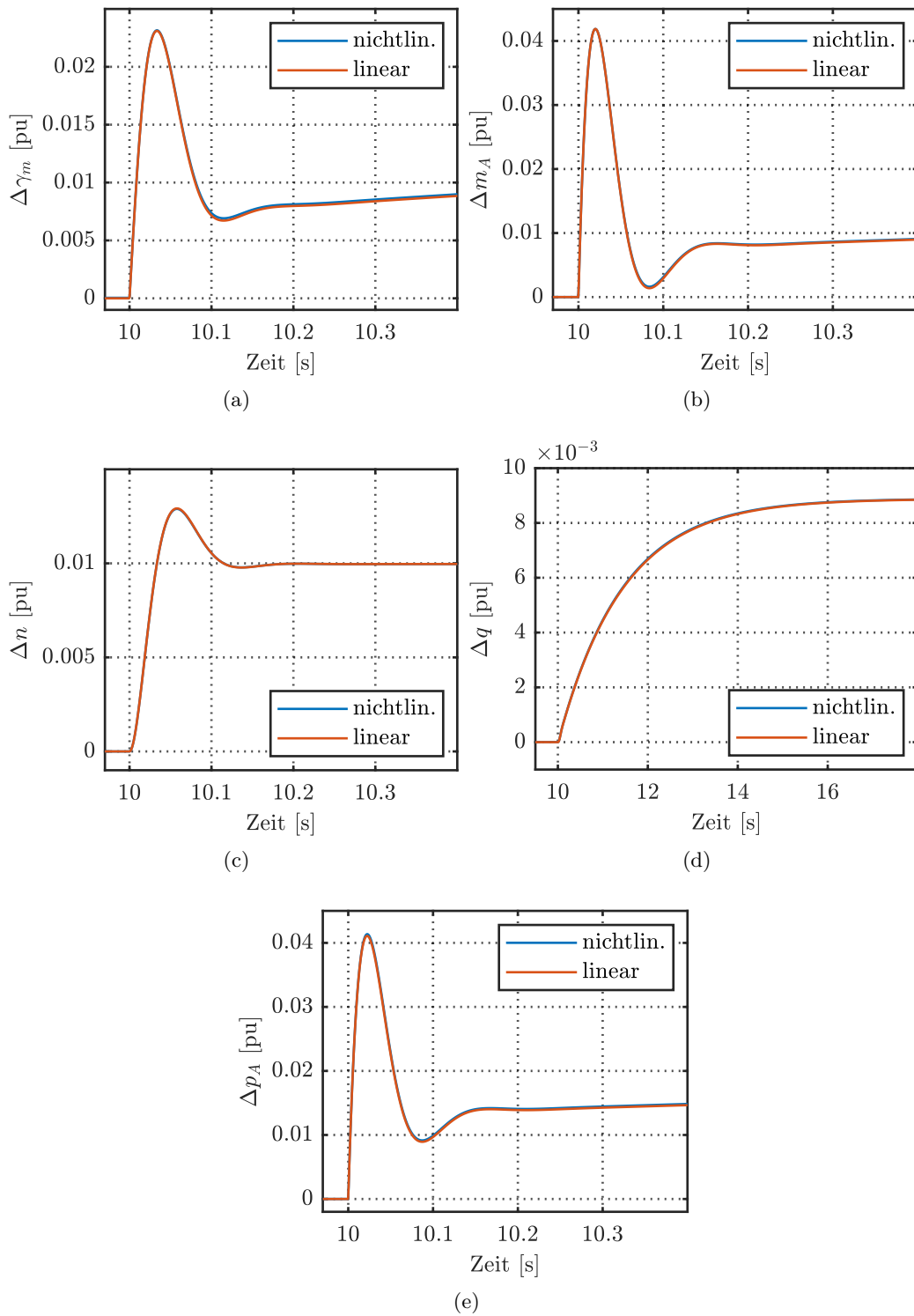


Abbildung B.4.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Modell des Pumpen-  
antriebs für eine sprungförmige Änderung der Solldrehzahl  $\Delta n^*$  um 1%  
zur Zeit  $t = 10$  s

## B. Modellvalidierung

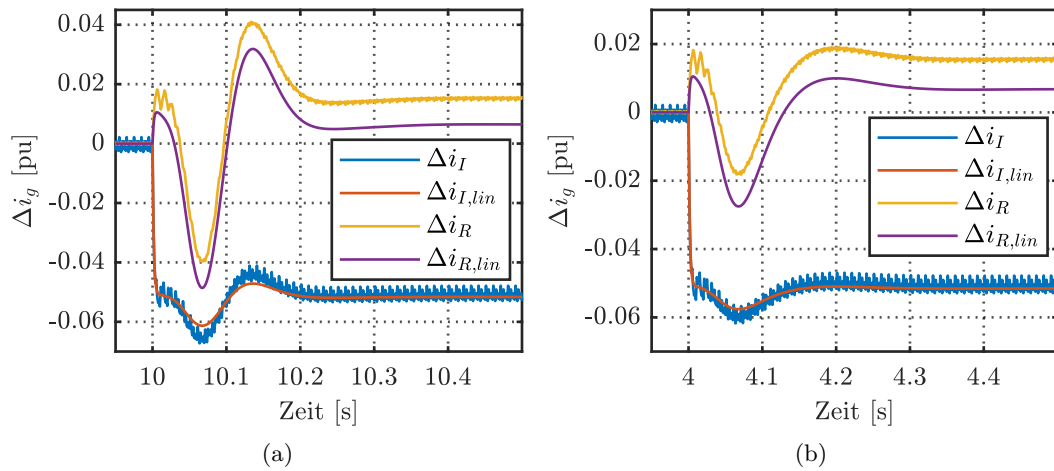


Abbildung B.5.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Umrichtermodell ohne Netzimpedanz für einen Phasensprung der Netzspannung um  $5^\circ$  für (a) den Pumpenantrieb und (b) das Batterieladegerät

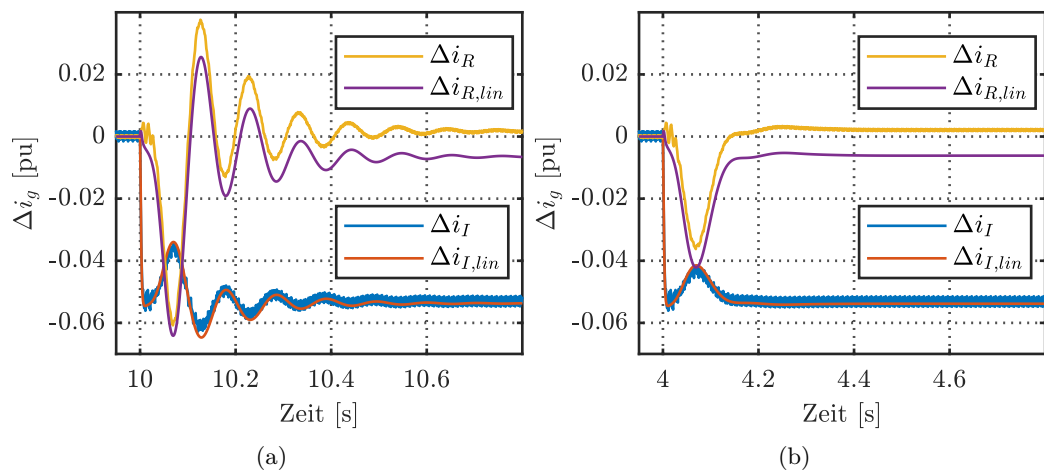


Abbildung B.6.: Vergleich des linearen mit dem nichtlinearen Umrichtermodell inkl. Netzimpedanz für einen Phasensprung der Netzspannung um  $5^\circ$  für (a) den Pumpenantrieb und (b) das Batterieladegerät

## B. Modellvalidierung

Die Abbildungen B.7 und B.8 vergleichen die Modelle für die Frequenzverläufe inklusive Parametervariation wie sie in Abbildung 4.15 auf S. 107 zu sehen sind. Im Wesentlichen stimmen die linearen und nichtlinearen Modelle überein.

Die Bodediagramme der nichtlinearen Modelle wurden durch Simulation im Zeitbereich mit einer frequenzveränderlichen Anregung ermittelt. Anschließend wurde mittels adaptiver Filter die Information zur Amplitude und Phase aus dem Nutzsignal extrahiert. Ist der Frequenzabstand und damit die Filterwirkung zwischen der Anregung und Störungen zu gering, ergeben sich die höherfrequenten Anteile, wie sie bei den blauen Kurven in Abbildung B.7 und B.8 zu erkennen sind.

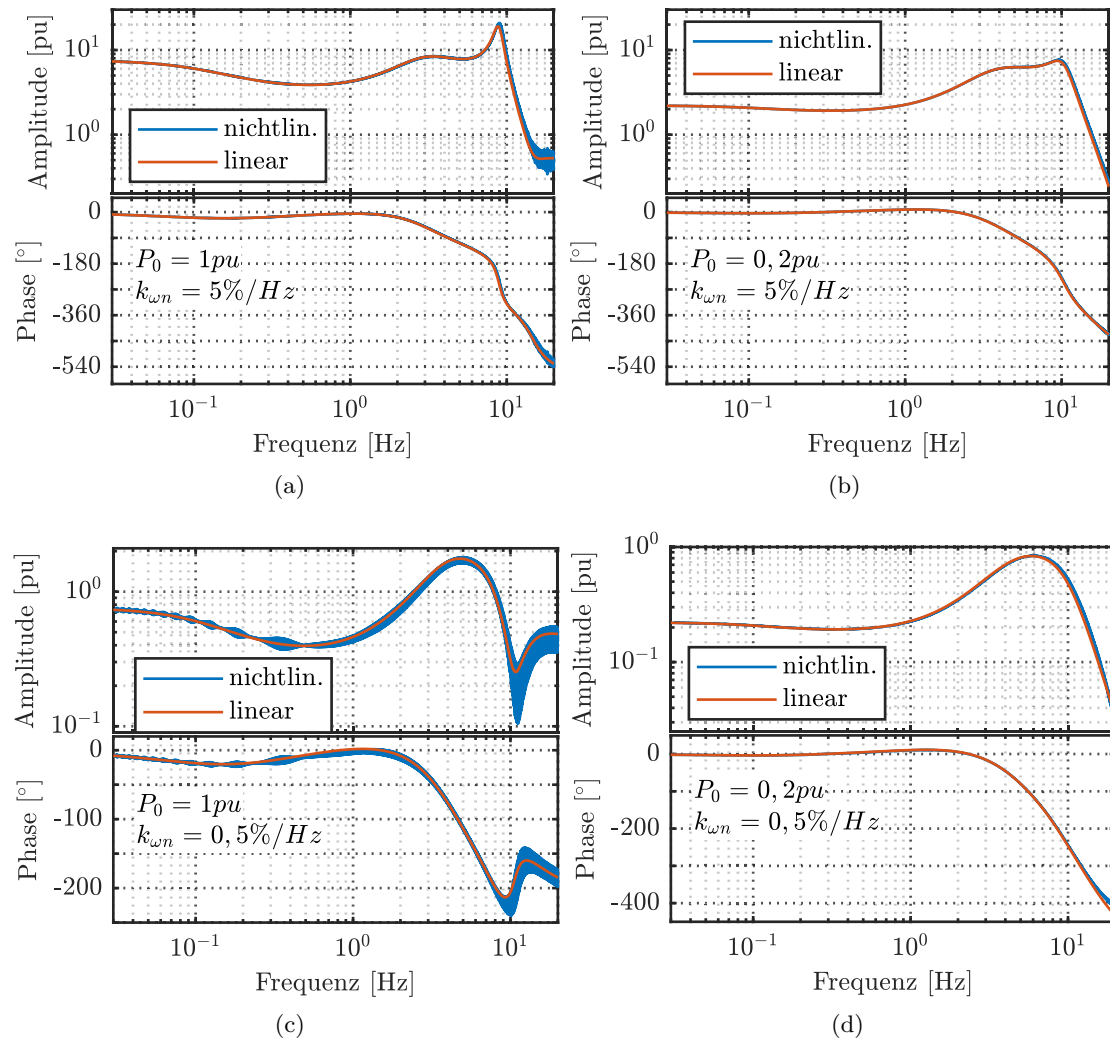


Abbildung B.7.: Vergleich des Übertragungsverhaltens des linearen und des nichtlinearen Modells bzgl.  $G(s) = \Delta p_{kl} / \Delta \omega_{Netz}$  für den Pumpenantrieb und  $Z_N = j0,4 pu$

## B. Modellvalidierung

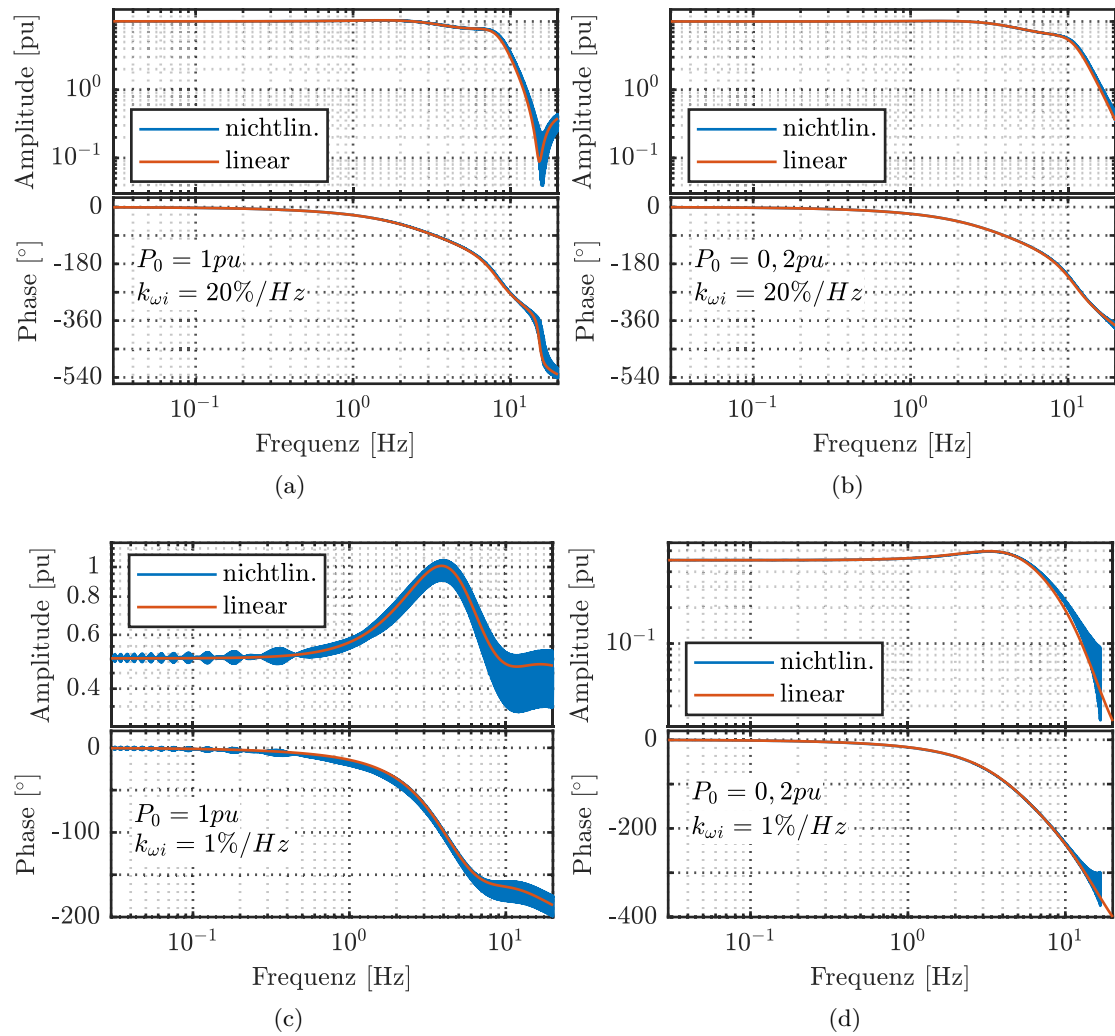


Abbildung B.8.: Vergleich des Übertragungsverhaltens des linearen und des nichtlinearen Modells bzgl.  $G(s) = \Delta p_{kl} / \Delta \omega_{Netz}$  für das Batterieladegerät und  $Z_N = j0,4 pu$

# Literatur

- [1] UCTE. *Final report—System disturbance on 4 November 2006*. Techn. Ber. 2007, S. 84.
- [2] Joachim Lehner. »Necessary Time Response of LFSM-O to Ensure Frequency Stability in the ENTSO-E Continental Europe Synchronous Area«. In: *15th Wind Integration Workshop*. 2016.
- [3] Robert Eriksson, Niklas Modig und Katherine Elkington. »Synthetic Inertia versus Fast Frequency Response: a Definition«. In: *15th Wind Integration Workshop*. 2016.
- [4] ENTSO-E. *Frequency Stability Evaluation Criteria for the Synchronous Zone of Continental Europe*. Techn. Ber. 2016, S. 25.
- [5] Verband der Netzbetreiber (VDN). *Transmission Code 2007 / Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber*. 2007.
- [6] ENTSO-E. *Analysis of CE Inter-Area Oscillations of 19 and 24 February 2011*. Techn. Ber. 2011, S. 1–8.
- [7] Ernst Welfonder und Hendrik Lens. »Erhalt des Netzselbstregeleffektes auch bei zunehmend umrichtergeführten Antriebs-/Arbeitsmaschinen«. In: *ETG / GMA-Fachtagung "Netzregelung und Systemführung"*. Berlin, 2017.
- [8] Nelson Martins und Leonardo T. G. Lima. *Eigenvalue and frequency domain analysis of small-signal electromechanical stability problems*. Techn. Ber. 1989, S. 17–33.
- [9] M. Klein, G. J. Rogers und P. Kundur. »A Fundamental Study of Inter-Area Oscillations in Power Systems«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 6.3 (1991), S. 914–921.
- [10] M. Klein u. a. »Analytical investigation of factors influencing power system stabilizers performance«. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 7.3 (1992), S. 382–390.
- [11] J. V. Milanović und I. A. Hiskens. »Effects of load dynamics on power system damping«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 10.2 (1995), S. 1022–1028.
- [12] Paolo Bertoldi und Bogdan Atanasiu. *Electricity Consumption and Efficiency Trends in European Union - Status Report 2009*. Techn. Ber. 2009, S. 1–97.
- [13] Bernhard Hall. »Experimentelle Untersuchung zur frequenz- und spannungsabhängigen Leistungsaufnahme elektrischer Verbraucherteilnetze«. Dissertation. Stuttgart, 1993.



## Literatur

- [14] Koji Yamashita, Yoshihiro Kitauchi und Keisuke Katsuragi. »Influence of Voltage Sags on Dynamic Voltage Behavior with Massive Inverter-based Loads«. In: *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies - Asia*. 2012, S. 1–8.
- [15] Eberhard Petri. *Potentiale der Leistungselektronik und politische Rahmenbedingungen zur Verbesserung der Energieeffizienz von elektrischen Verbrauchern*. Techn. Ber. ECPE, 2007.
- [16] Anibal T. de Almeida u. a. »Policy options to promote energy efficient electric motors and drives in the EU«. In: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 74 (2017), S. 1275–1286.
- [17] 50Hertz Transmission GmbH u. a. *Auswirkungen reduzierter Schwungmasse auf einen stabilen Netzbetrieb*. Techn. Ber. 2014.
- [18] ENTSO-E. »P1: Load-Frequency Control and Performance«. In: *Continental Europe Operation Handbook*. 2009.
- [19] Kraftfahrt-Bundesamt. *Anzahl der Elektroautos in Deutschland von 2006 bis 2014*. 2017.
- [20] ACEA. *Economic and Market Report - EU Automotive Industry Quarter 4 2016*. Techn. Ber. European Automobile Manufacturers Association, 2016.
- [21] Murat Yilmaz und Philip T. Krein. »Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.12 (2013), S. 5673–5689.
- [22] Duncan S. Callaway und Ian A. Hiskens. »Achieving Controllability of Electric Loads«. In: *Proceedings of the IEEE* 99.1 (2011), S. 184–199.
- [23] Grayson Heffner u. a. *Loads Providing Ancillary Services : Review of International Experience*. Techn. Ber. May. 2007, S. 135.
- [24] Thomas Rump, Hans-Günter Eckel und Magdalena Gierschner. »Stabilität im Verbundnetz mit leistungselektronisch angekoppelten Erzeugern und Verbrauchern«. In: *VDE Kongress*. 2014, S. 1–5.
- [25] IEEE Power Systems Relaying Committee. *IEEE guide for the application of protective relays used for abnormal frequency load shedding and restoration*. 2007.
- [26] ENTSO-E. »P5 - Policy 5: Emergency Operations«. In: *Continental Europe Operation Handbook*. 2015, S. 1–46.
- [27] Atputharajah Arulampalam und Tapan Kumar Saha. »Fast and Adaptive under Frequency Load Shedding and Restoration Technique using Rate of Change of Frequency to Prevent Blackouts«. In: *IEEE PES General Meeting*. 2010, S. 1–8.
- [28] Abrez Mondal u. a. »Modeling, analysis and evaluation of smart load functionality in the CERTS microgrid«. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*. 2014, S. 4628–4634.
- [29] Abrez Mondal u. a. »Design and Operation of Smart Loads to Prevent Stalling in a Microgrid«. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 52.2 (2016), S. 1184–1192.

## Literatur

- [30] Farrokh Shokooh u. a. »Intelligent Load Shedding«. In: *IEEE Industry Applications Magazine* 17.2 (2011), S. 44–53.
- [31] Yiannis Tofis, Lenos Hadjidemetriou und Elias Kyriakides. »An intelligent load shedding mechanism for maintaining frequency stability«. In: *IEEE PowerTech Conference Grenoble*. 2013.
- [32] Hans-Peter Beck und Ralf Hesse. »Virtual Synchronous Machine«. In: *9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*. 2007, S. 1–6.
- [33] Salvatore D’Arco und Jon Are Suul. »Virtual Synchronous Machines – Classification of Implementations and Analysis of Equivalence to Droop Controllers for Microgrids«. In: *2013 IEEE Grenoble Conference PowerTech*. 2013, S. 1–7.
- [34] Christopher Pelczar. »Mobile Virtual Synchronous Machine for Vehicle-to-Grid Applications«. Dissertation. Clausthal University of Technology, 2012, S. 1–163.
- [35] Jon Are Suul, Salvatore D’Arco und Giuseppe Guidi. »Virtual Synchronous Machine-Based Control of a Single-Phase Bi-Directional Battery Charger for Providing Vehicle-to-Grid Services«. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 52.4 (2016), S. 3234–3244.
- [36] Jon Are Suul, Salvatore D’Arco und Giuseppe Guidi. »Virtual Synchronous Machine-Based Control of a Single-Phase Bi-Directional Battery Charger for Providing Vehicle-to-Grid Services«. In: *9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia*. Bd. 52. 2015.
- [37] Jon Are Suul, Salvatore D’Arco und Giuseppe Guidi. »A Single-Phase Virtual Synchronous Machine for Providing Vehicle-To-Grid Services From Electric Vehicle Battery Chargers«. In: *EVTec and APE Japan*. 2014.
- [38] Shu Yuen Ron Hui, Chi Kwan Lee und Felix F. Wu. »Electric Springs — A New Smart Grid Technology«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 3.3 (2012), S. 1552–1561.
- [39] Kwan-Tat Mok u. a. »DC Electric Springs - A New Technology for Stabilizing DC Power Distribution Systems«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.2 (2017), S. 1088–1105.
- [40] Chi Kwan Lee, Balarko Chaudhuri und Shu Yuen Hui. »Hardware and Control Implementation of Electric Springs for Stabilizing Future Smart Grid With Intermittent Renewable Energy Sources«. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 1.1 (2013), S. 18–27.
- [41] Siew-Chong Tan, Chi Kwan Lee und S. Y. Hui. »General steady-state analysis and control principle of electric springs with active and reactive power compensations«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.8 (2013), S. 3958–3969.
- [42] Tianbo Yang u. a. »Control of Electric Springs with Coordinated Battery Management«. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Bd. 1. 2015, S. 6740–6746.

- [43] Shuo Yan u. a. »Extending the Operating Range of Electric Spring Using Back-To-Back Converter: Hardware Implementation and Control«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.7 (2017), S. 5171–5179.
- [44] Diptargha Chakravorty u. a. »Comparison of Primary Frequency Control Using Two Smart Load Types«. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*. 2016.
- [45] Zohaib Akhtar, Balarko Chaudhuri und Shu Yuen Ron Hui. »Primary Frequency Control Contribution From Smart Loads Using Reactive Compensation«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 6.5 (2015), S. 2356–2365.
- [46] Kwan-Tat Mok u. a. »Distributed Grid Voltage and Utility Frequency Stabilization Via Shunt-Type Electric Springs«. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (2015), S. 3774–3779.
- [47] Shuo Yan u. a. »Simultaneous Voltage and Current Compensation of the 3-Phase Electric Spring with Decomposed Voltage Control«. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2016, S. 913–920.
- [48] Shuo Yan u. a. »Electric Springs for Improving Transient Stability of Micro-grids in Islanding Operations«. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2015, S. 5843–5850.
- [49] Diptargha Chakravorty, Balarko Chaudhuri und Shu Yuen Ron Hui. »Rapid Frequency Response from Smart Loads in Great Britain Power System«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* PF.99 (2016), S. 1–10.
- [50] Xiao Luo u. a. »Use of Adaptive Thermal Storage System as Smart Load for Voltage Control and Demand Response«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 8.3 (2017), S. 1231–1241.
- [51] Xia Chen und Yunhe Hou. »Distributed Control of Multiple Electric Springs in Microgrids«. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. 2015, S. 1–5.
- [52] Chi Kwan Lee u. a. »Droop Control of Distributed Electric Springs for Stabilizing Future Power Grid«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 4.3 (2013), S. 1558–1566.
- [53] Diptargha Chakravorty u. a. »Small Signal Stability Analysis of Distribution Networks with Electric Springs«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* (2017), S. 1–11.
- [54] Yun Yang u. a. »Small-Signal Model and Stability of Electric Springs in Power Grids«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 9.2 (2018), S. 857–865.
- [55] Ioan Serban und Catalin Petrea Ion. »Supporting the dynamic frequency response in microgrids by means of active loads«. In: *42nd Conference of IEEE Industrial Electronics Society - IECON*. 2016.

- [56] I. Serban, C. Marinescu und C. P. Ion. »A voltage-independent active load for frequency control in microgrids with renewable energy sources«. In: *10th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*. 2011, S. 11–14.
- [57] Daniel Trudnowski, Matt Donnelly und Eric Lightner. »Power-System Frequency and Stability Control using Decentralized Intelligent Loads«. In: *2005/2006 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition*. 2006, S. 1453–1459.
- [58] Matt Donnelly u. a. »Frequency and Stability Control using Decentralized Intelligent Loads: Benefits and Pitfalls«. In: *IEEE PES General Meeting*. 2010, S. 1–6.
- [59] Angel Molina-García, François Bouffard und Daniel S. Kirschen. »Decentralized demand-side contribution to primary frequency control«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 26.1 (2011), S. 411–419.
- [60] Angel Molina-Garcia u. a. »Demand-side contribution to primary frequency control with wind farm auxiliary control«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 29.5 (2014), S. 2391–2399.
- [61] Francis Monette u. a. »Using Smart Loads to Improve Frequency Response at Hydro-Québec and Enhance Renewable Energy Integration«. In: *15th Wind Integration Workshop*. 2016.
- [62] Motoki Tokudome u. a. »Frequency and Voltage Control of Small Power Systems by Decentralized Controllable Loads«. In: *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. 2009, S. 666–671.
- [63] Lennart Ängquist und Carlos Gama. »Damping Algorithm based on Phasor Estimation«. In: *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*. 3. 2001, S. 1160–1165.
- [64] G. M. Jonsdottir u. a. »RT-SIL Performance Analysis of Synchrophasor-and-Active Load-Based Power System Damping Controllers«. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*. 2015.
- [65] G. M. Jonsdottir u. a. »RT-HIL Hardware Prototyping of Synchrophasor and Active Load-Based Power System Oscillation Damping Controllers«. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*. 2016, S. 1–5.
- [66] I. Kamwa u. a. »Large-Scale Active-Load Modulation for Angle Stability Improvement«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 14.2 (1999), S. 582–590.
- [67] I. Kamwa u. a. »Active-Power Stabilizers for Multimachine Power Systems: Challenges and Prospects«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 13.4 (1998), S. 1352–1358.
- [68] Salaheddin Al-Ali. »Der Anschluss des Türkischen Elektroenergiesystems an das Europäische Verbundnetz: Untersuchung des Erwarteten Pendeldämpfungsverhaltens«. Dissertation. Universität Rostock, 2011.

- [69] Thomas Rump und Hans-Günter Eckel. »Power System Oscillation Damping With Wind Power Plants«. In: *International Wind Engineering Conference (IWECC)*. 2014, S. 1–7.
- [70] Kang Miao Tan, Vigna K. Ramachandaramurthy und Jia Ying Yong. »Integration of electric vehicles in smart grid: A review on vehicle to grid technologies and optimization techniques«. In: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 53 (2016), S. 720–732.
- [71] Mcdavis A. Fasugba und Philip T. Krein. »Gaining vehicle-to-grid benefits with unidirectional electric and plug-in hybrid vehicle chargers«. In: *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. 2011, S. 1–6.
- [72] João A. Peças Lopes, Filipe Joel Soares und Pedro M. Rocha Almeida. »Integration of Electric Vehicles in the Electric Power System«. In: *Proceedings of the IEEE* 99.1 (2011), S. 168–183.
- [73] Yutaka Ota u. a. »Autonomous Distributed V2G (Vehicle-to-Grid) Satisfying Scheduled Charging«. In: *IEEE Transactions on Smart Grid* 3.1 (2012), S. 559–564.
- [74] Hui Liu u. a. »Decentralized Vehicle-to-Grid Control for Primary Frequency Regulation Considering Charging Demands«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 28.3 (2013), S. 3480–3489.
- [75] Stefanos V. Papaefthymiou u. a. »Dynamic analysis of island systems with wind-pumped-storage hybrid power stations«. In: *Renewable Energy* 74 (2015), S. 544–554.
- [76] Hideki Sasamoto u. a. »Fundamental Study on Stabilization of Isolated Island Power System by Use of Pump System«. In: *4th IEEE/PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*. 2013, S. 1–5.
- [77] Masaki Imanaka u. a. »A Simple Control Method of Waterworks Pump Power Consumption for Demand Response«. In: *IEEE Power and Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. 2015.
- [78] Masaki Imanaka u. a. »Compensation for Photovoltaic Generation Fluctuation by Use of Pump System with Consideration for Water Demand«. In: *Journal of Electrical Engineering & Technology (JEET)* 10 (2015).
- [79] Toru Yoshihara u. a. »A New Method for Securing Regulating Capacity for Load Frequency Control Using Seawater Desalination Plant in Small Island Power System«. In: *International Conference on Power System Technology (POWERCON)*. 2010, S. 1–6.
- [80] Masaki Imanaka u. a. »Feasibility Study on Compensation of Power Fluctuation Caused by Renewable Energy Source Using Desalination System in Island Power System«. In: *Journal of International Council on Electrical Engineering* 1.3 (2011), S. 345–351.

- [81] Y. Onda u. a. »Feasibility Study on Power Consumption Control of Desalination Plant with Mechanical Restrictions«. In: *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. 2011, S. 277–282.
- [82] Taisuke Masuta und Akihiko Yokoyama. »Supplementary Load Frequency Control by Use of a Number of Both Electric Vehicles and Heat Pump Water Heaters«. In: *Smart Grid, IEEE Transactions on* 3.3 (2012), S. 1253–1262.
- [83] Kilian Dallmer-Zerbe u. a. »Droop Controlled Operation of Heat Pumps on Clustered Distribution Grids with High PV Penetration«. In: *IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*. 2016.
- [84] Daniel Duckwitz und Boris Fischer. »Modeling and Design of  $df/dt$ -based Inertia Control for Power Converters«. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* PP.99 (2017), S. 1–12.
- [85] Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, 1994.
- [86] Thomas Rump und Hans-Günter Eckel. »Which battery charger components should be included in power system stability studies of controllable load strategies?«. In: *8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2017.
- [87] Murat Yilmaz und Philip T. Krein. »Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.5 (2013), S. 2151–2169.
- [88] Chris Mi, M. Abul Masrur und David Wenzhong Gao. *Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives*. Wiley, 2011, S. 468.
- [89] Adria Marcos-Pastor u. a. *Digital Control of a Unidirectional Battery Charger for Electric Vehicles*. 2014.
- [90] Ahmed M. A. Haidar und Kashem M. Muttaqi. »Behavioral Characterization of Electric Vehicle Charging Loads in a Distribution Power Grid Through Modeling of Battery Chargers«. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 52.1 (2016), S. 483–492.
- [91] Randy Horton u. a. »A time-domain model of a plug-in electric vehicle battery charger«. In: *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*. 2012, S. 1–5.
- [92] Fu Yuan Shih u. a. »A procedure for designing EMI filters for AC line applications«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 11.1 (1996), S. 170–181.
- [93] Texas Instruments. *UCC28180 Programmable Frequency, Continuous Conduction Mode (CCM), Boost Power Factor Correction (PFC) Controller*. 2016.
- [94] ON Semiconductor. *Power Factor Correction (PFC) Handbook*. 2014.
- [95] Valerie H. Johnson, Ahmad A. Pesaran und Thomas Sack. »Temperature-Dependent Battery Models for High-Power Lithium-Ion Batteries«. In: *17th Electric Vehicle Symposium*. 2000, S. 1–15.

## Literatur

- [96] James Larminie und John Lowry. *Electric Vehicle Technology Explained*. John Wiley & Sons Ltd, 2003, S. 1–303.
- [97] C. H. Dharmakeerthi, N. Mithulananthan und A. Atputharajah. »Development of dynamic EV load model for power system oscillatory stability studies«. In: *2014 Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC 2014 - Proceedings* October (2014), S. 1–6.
- [98] Yue Cao, Ryan C. Kroeze und Philip T. Krein. »Multi-timescale Parametric Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations«. In: *IEEE Transactions on Transportation Electrification* 7782.c (2016), S. 1336–1342.
- [99] Alfonso Damiano, Claudia Musio und Ignazio Marongiu. »Experimental Validation of a Dynamic Energy Model of a Battery Electric Vehicle«. In: Bd. 5. 2015, S. 803–808.
- [100] Min Chen und Gabriel A. Rincón-Mora. »Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance«. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 21.2 (2006), S. 504–511.
- [101] He Hongwen u. a. »State-of-Charge Estimation of the Lithium-Ion Battery Using an Adaptive Extended Kalman Filter Based on an Improved Thevenin Model«. In: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 60.4 (2011), S. 1461–1469.
- [102] Taesic Kim und Wei Qiao. »A Hybrid Battery Model Capable of Capturing Dynamic Circuit Characteristics and Nonlinear Capacity Effects«. In: 26.4 (2011), S. 1172–1180.
- [103] Ned Mohan. *First Course on Power Electronics*. 2007.
- [104] Min Chen und Jian Sun. »Low-Frequency Input Impedance Modeling of Boost Single-Phase PFC Converters«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 22.4 (2007), S. 1402–1409.
- [105] K. Mahabir u. a. »Linear averaged and sampled data models for large signal control of high power factor AC-DC converters«. In: *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*. 1990, S. 372–381.
- [106] R. B. Ridley. »Average Small-Signal Analysis of the Boost Power Factor Correction Circuit«. In: *VPEC Seminar*. 1989, S. 108–120.
- [107] Grundfos. *Pumpenhandbuch*. 2004.
- [108] Wilo. *Leistungsoptimiertes Betreiben einer elektromotorisch angetriebenen Pumpe durch Mitkopplung \*DE102011012211A1\**. 2012.
- [109] Wilo. *Verfahren zum Betreiben einer Kreiselpumpe\* DE102014018020A120160609\**. 2016.
- [110] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 4. Auflage. Berlin Heidelberg: Springer Vieweg, 2015.
- [111] KSB. *Der Druckstoß*. 2013.

- [112] Louis N. Hannett u. a. »Modeling of a Pumped Storage Hydro Plant for Power System Stability Studies«. In: *POWERCON*. Bd. 2. 1998, S. 1300–1304.
- [113] Guillermo Martínez-Lucas u. a. »Frequency control support of a wind-solar isolated system by a hydropower plant with long tail-race tunnel«. In: *Renewable Energy* 90 (2016), S. 362–376.
- [114] Wilo SE. *Pumpenfibel - Grundlagen der Pumpentechnik*. 2009.
- [115] Soon-Ryul Nam, Seung-Hwa Kang und Sang-Hee Kang. »Real-Time Estimation of Power System Frequency Using a Three-Level Discrete Fourier Transform Method«. In: *Energies* 8.1 (2014), S. 79–93.
- [116] A. G. Phadke, J. S. Thorp und M. G. Adamiak. »A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency«. In: *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102.5 (1983), S. 1025–1038.
- [117] Miroslav M. Begovic u. a. »Frequency Tracking in Power Networks in the Presence of Harmonics«. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 8.2 (1993), S. 480–486.
- [118] A. Carcelen-Flores u. a. »Comparison of Instantaneous Frequency Estimation Algorithms under Power System Disturbances«. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting* (2012).
- [119] Yang Han u. a. »Comparative Performance Evaluation of Orthogonal- Signal-Generators- Based Single-Phase PLL Algorithms—A Survey«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.5 (2016), S. 3932–3944.
- [120] Anh Tuan Phan, Gilles Hermann und Patrice Wira. »Online Frequency Estimation in Power Systems: A Comparative Study of Adaptive Methods«. In: *Latest Trends in Circuits, Systems, Signal Processing and Automatic Control*. 2014, S. 19–27.
- [121] Hui Xue u. a. »Power System Frequency Estimation Method in the Presence of Harmonics«. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 65.1 (2016), S. 56–69.
- [122] Remus Teodorescu, Marco Liserre und Pedro Rodríguez. *Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems*. John Wiley und Sons, 2011, S. 398.
- [123] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu und Vassilios G. Agelidis. »Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters«. In: *23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 2008, S. 1611–1617.
- [124] A. S. Mäkinen und H. Tuusa. »Analysis, comparison and performance evaluation of wind turbine grid synchronizing methods«. In: *EuroCon*. July. 2013, S. 1108–1115.
- [125] Thomas Rump und Hans-Günter Eckel. »Comparison between different power system frequency measurement methods for converter applications providing ancillary services«. In: *8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2017.



- [126] G. F. Franklin, J. D. Powell und A. Emami-Naeini. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Prentice Hall, 2002.
- [127] Vikram Kaura und Vladimir Blasko. »Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions«. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 33.1 (1997), S. 58–63.
- [128] Y. Sun u. a. »PLL Dynamics in Low Inertia Weak Grid«. In: *16th Int'l Wind Integration Workshop*. Berlin, 2017.
- [129] Saeed Golestan und Josep M. Guerrero. »Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter«. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.3 (2015), S. 1679–1682.
- [130] Pedro Rodríguez u. a. »Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 22.2 (2007), S. 584–592.
- [131] Saeed Golestan u. a. »Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures«. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.6 (2013), S. 2167–2177.
- [132] Chong Zhang u. a. »Benchmarking of small-signal dynamics of single-phase PLLs«. In: *9th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*. 2015, S. 1420–1427.
- [133] Thiago R.F. Mendonca, Milena F. Pinto und Carlos A. Duque. »Least Squares Optimization of Zero Crossing Technique for Frequency Estimation of Power System Grid Distorted Sinusoidal Signals.« In: *11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*. 2014.
- [134] M. B. Durić und Ž. R. Durišić. »Frequency Measurement in Power Networks in the Presence of Harmonics Using Fourier and Zero Crossing Technique«. In: *IEEE Russia Power Tech*. 2005.
- [135] U. Tietze und Ch. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Aufl. 2002.
- [136] Abhijit Kulkarni und Vinod John. »Design of a Fast Response Time Single-Phase PLL with DC Offset Rejection Capability«. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2016, S. 2200–2206.
- [137] Chroma. *Programmable AC Power Source 61705 - User's Manual*. 2003.
- [138] DSpace. *DS1006 Processor Board*.
- [139] DSpace. *DS4002 Timing and Digital I/O Board*.
- [140] Sönke Engelken, Christian Strafiel und Eckard Quitmann. »Frequency Measurement for Inverter-based Frequency Control«. In: *15th Int'l Wind Integration Workshop*. 2016.
- [141] FNN (Forum Netztechnik/Netzbetrieb im VDE). *FNN-Hinweis: Ermittlung und Bewertung der Netzfrequenz – Auswirkungen netzseitiger Störeinflüsse*. 2017.
- [142] ENTSO-E. *Frequency Measurement Requirements and Usage*. 2018.

- [143] European Standard EN 50160. *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*. 2011.
- [144] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu und Frede Blaabjerg. »A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator«. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. 2006.
- [145] IEEE Task Force on Benchmark Systems for Stability Controls. »Benchmark Models for the Analysis and Control of Small-Signal Oscillatory Dynamics in Power Systems«. In: *IEEE Transactions on Power Systems* (2016).
- [146] Mathworks. *Performance of Three PSS for Interarea Oscillations*. url: <https://de.mathworks.com/help/phymod/sps/examples/performance-of-three-pss-for-interarea-oscillations.html?requestedDomain=www.mathworks.com> (besucht am 20.12.2017). 2017.
- [147] Nagaraju Pogaku, Milan Prodanović und Timothy C. Green. »Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 22.2 (2007), S. 613–625.
- [148] Nathaniel Bottrell und Timothy C. Green. »Modeling microgrids with active loads«. In: *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. 2012.
- [149] Nathaniel Bottrell, Milan Prodanovic und Timothy C. Green. »Dynamic Stability of a Microgrid with an Active Load«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.11 (2013), S. 5107–5119.
- [150] Harald Weber. »Dynamische Netzreduktion zur Modalanalyse von Frequenz- und Leistungspendelungen in ausgedehnten elektrischen Energieübertragungsnetzen«. Dissertation. Universität Stuttgart, 1991.
- [151] Eduardo Prieto-Araujo u. a. »Interaction Analysis between MMC-Based VSC-HVDC Links and DFIG-Based WPPs within the AC Network«. In: *16th Int'l Wind Integration Workshop*. Berlin, 2017.
- [152] Lothar Papula. *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler - Band 2*. 12. Auflag. 2009.
- [153] Jian Sun. »Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems—A Review«. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.11 (2009), S. 2545–2554.
- [154] Thomas Rump u. a. »Frequency-dependent Control of the Active Power Consumption of Converter-fed Loads for Grid Support«. In: *IEEE 9th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 2018.
- [155] Ibrahim Nassar. »Improvements of Primary and Secondary Control of the Turkish Power System for Interconnection with the European System«. Dissertation. Universität Rostock, 2010.

## Literatur

- [156] SBZ-Monteur. *Optimierung von Heizungsanlagen (Rohrnetzrechnung) Teil 1*. url: <https://www.sbz-monteur.de/2013/12/05/optimierung-von-heizungsanlagen-rohrnetzrechnung-teil-1> (besucht am 30.05.2018). 2013.
- [157] Alexander Rosenkranz. *Heizungsrohre: Materialien, Planung und Verlegung*. url: <https://heizung.de/heizung/wissen/heizungsrohre-materialen-planung-und-verlegung> (besucht am 30.05.2018). 2017.
- [158] Thomas Rump u. a. »Emergency Islanding Scenario with df/dt-based Inertia Emulation, different Load Types and additional Load Control«. In: *16th International Wind Integration Workshop*. 2017.