

# **Low Voltage Ride Through einer synchrongeneratorbasierten Windkraftanlage**

Regelstrukturen des netzseitigen Vollumrichters  
zum richtlinienkonformen Durchfahren von Netzfehlern  
sowie einer umrichterbasierten Prüfeinrichtung zur Funktionsvalidierung

der

Fakultät Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik  
der Bergischen Universität Wuppertal

vorgelegte und genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften

von

**Dipl.-Ing. Andreas Uphues**

Tag der Prüfung: 10.12.2021

Hauptreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Stefan Soter

Korreferent: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Bernd Tibken

Die Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20220113-113839-5

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3Ahbz%3A468-20220113-113839-5>]

DOI: 10.25926/xt1x-s811

[<https://doi.org/10.25926/xt1x-s811>]

Für Eleni und Sarah

Es gibt zwei Arten, sein Leben zu leben:  
entweder so, als wäre nichts ein Wunder,  
oder so, als wäre alles ein Wunder.

Albert Einstein



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>iv</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>viii</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>ix</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>xi</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Stand der Technik . . . . .	2
1.2.1 Netzsynchronisierung . . . . .	2
1.2.2 Zwischenkreisspannungsregelung . . . . .	4
1.2.3 Stromregelung . . . . .	5
1.2.4 Modulationsverfahren . . . . .	6
1.2.5 Strategien zur Leistungseinspeisung im Netzfehlerfall . . . . .	7
1.2.6 Kurzschlussemulatoren . . . . .	8
1.2.7 Regelstrukturen umrichterbasierter KSEs . . . . .	10
1.3 Aufgabenstellung . . . . .	11
1.4 Gliederung der Arbeit . . . . .	12
<b>2 Definiton und Klassifizierung von Netzfehlern</b>	<b>13</b>
2.1 Definition und Ursache von Netzfehlern . . . . .	13
2.2 Klassifizierung von Spannungseinbrüchen . . . . .	14
<b>3 Netzanschlussrichtlinien</b>	<b>21</b>
3.1 Entwicklungsgeschichte der deutschen Netzanschlussrichtlinien . . . . .	21
3.2 Anforderungen der SDLWindV an Neuanlagen am Mittelspannungsnetz . . . . .	23
3.3 Verhalten von EZEs bei kurzzeitigen Spannungseinbrüchen . . . . .	23
3.3.1 Durchfahren von Netzfehlern . . . . .	23
3.3.2 Dynamische Netzstützung der EZE . . . . .	24
3.3.3 Kurzschlussstrombeitrag der EZE . . . . .	27
3.3.4 Wirkleistungssteigerung nach Fehlerklärung . . . . .	28
3.3.5 Vermessung und Nachweis der elektrischen Eigenschaften . . . . .	28
3.4 Vergleich der LVRT-Anforderungen ausgewählter NARs . . . . .	30
3.4.1 Zusammenfassung relevanter LVRT-Anforderungen unterschiedlicher NARs	30
3.5 Analyse und Diskussion der LVRT-Anforderungen . . . . .	34
<b>4 Elektrische Konzepte von WKAs</b>	<b>37</b>
4.1 Grundlegende Topologien drehzahlvariabler WKAs . . . . .	37
4.2 Elektrisches Konzept der thematisierten WKA . . . . .	38
4.3 Einfluss der WKA-Topologien auf die LSC-LVRT-Anforderungen . . . . .	40
<b>5 Grundlagen der LSC-Regelstruktur</b>	<b>42</b>
5.1 Netzsynchronisierung . . . . .	42
5.2 Zwischenkreisspannungsregelung . . . . .	45
5.3 Stromregelung . . . . .	46

5.4	Modulationsverfahren . . . . .	49
<b>6</b>	<b>Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit</b>	<b>55</b>
6.1	Modifizierung der Netzsynchronisierung . . . . .	56
6.1.1	DDSRF-PLL . . . . .	56
6.1.2	DSOGI-PLL . . . . .	59
6.1.3	Ermittlung des Gegensystemphasenwinkels . . . . .	68
6.2	Zwischenkreisspannungsregelung im Netzfehlerfall . . . . .	69
6.3	Modifizierung und Optimierung der Stromregelung . . . . .	70
6.3.1	Regelstrukturen auf Basis von PI-Reglern in SRFs . . . . .	70
6.3.2	Kompensation harmonischer Stromüberschwingungen mittels PI-Reglern . .	74
6.3.3	Bewertung der Regelstrukturen auf Basis SRFs . . . . .	76
6.3.4	Regelstruktur auf Basis von PR-Reglern im STRF . . . . .	76
6.3.5	Kompensation harmonischer Stromüberschwingungen mittels PR-Reglern . .	81
6.3.6	Bewertung der Regelstruktur auf Basis von PR-Reglern im STRF . . . . .	83
6.3.7	Implementierung des resonanten Anteils des PR-Reglers . . . . .	83
6.4	Spannungseinbruchs- und Asymmetriedetektion . . . . .	88
6.5	Zustandsautomat der LVRT-Routine . . . . .	91
6.6	Fehlerklärung nach Überstromabschaltung im Netzfehlerfall . . . . .	93
6.7	Strategien zur Leistungseinspeisung im Netzfehlerfall . . . . .	94
6.7.1	Berechnung der Momentanleistung im SRF des Mitsystems . . . . .	96
6.7.2	Leistungs- und Phasenstrombegrenzung bei asymmetrischen Stromeinspeisung	97
6.7.3	Leistungseinspeisung während symmetrischer Netzfehler . . . . .	103
6.7.4	Leistungseinspeisung während asymmetrischer Netzfehler . . . . .	105
<b>7</b>	<b>Prüfeinrichtung zur Verifizierung der LVRT-Fähigkeit</b>	<b>125</b>
7.1	Elektrische Anforderungen an eine Prüfeinrichtung . . . . .	125
7.2	Konzepte für Prüfeinrichtungen . . . . .	128
7.2.1	Shuntimpedanzbasierter Kurzschlussimulator . . . . .	128
7.2.2	Transformatorbasierter Kurzschlussimulator . . . . .	129
7.2.3	Netzemulator . . . . .	130
7.3	Laborprüfstand zur Entwicklung der LVRT-Fähigkeit . . . . .	131
7.4	Regelstruktur des umrichterbasierten Kurzschlussimulators . . . . .	132
7.4.1	Referenzspannungsgenerator . . . . .	132
7.4.2	Analyse der Regelstrecke . . . . .	134
7.4.3	PR-Regler basierte Kaskadenregelung des KSEs . . . . .	138
7.4.4	Zustandsraumbasierte Regelstruktur des KSEs . . . . .	142
7.4.5	Validierung der Regelstruktur mittels Simulationsmodell . . . . .	155
7.4.6	Regelung und Parametrierung der Nachbildung des WKA-Generators . . . .	161
<b>8</b>	<b>Konformitätsbewertung des LSCs</b>	<b>164</b>
8.1	Auswertung und Analyse der Spannungseinbruchstests . . . . .	165
8.1.1	3-phasiger Spannungseinbruchstest 1.1.1.2 . . . . .	167
8.1.2	3-phasiger Spannungseinbruchstest 2.1.1.2 . . . . .	168
8.1.3	2-phasiger Spannungseinbruchstest 2.1.2.2 . . . . .	170
8.1.4	3-phasiger Spannungseinbruchstest 3.1.2.2 . . . . .	172
8.1.5	Zusammenfassung der Konformitätsbewertung . . . . .	173

<b>9 Kurzschluss tests an einer Freifeldprüfeinrichtung</b>	<b>175</b>
9.1 Auswertung und Analyse der 3-phasigen Spannungseinbruchstests . . . . .	177
9.1.1 Auswertung und Analyse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im Leerlauf	179
9.1.2 Auswertung und Analyse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests unter Vollast	180
9.2 Auswertung und Analyse der 2-phasigen Spannungseinbruchstests . . . . .	186
9.2.1 Auswertung und Analyse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests im Leerlauf	186
9.2.2 Auswertung und Analyse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests unter Vollast	186
9.3 Zusammenfassung der Messergebnisse . . . . .	193
<b>10 Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>194</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>197</b>
<b>A Park-Transformation von Übertragungsfunktionen</b>	<b>203</b>
<b>B Berechnung der Effektivleistungen und -ströme im Mit- und Gegensystem</b>	<b>206</b>
<b>C Effektivwirk- und -blindleistung der einzelnen Phasen</b>	<b>208</b>

## Abbildungsverzeichnis

2.1	3-phasiges ESB eines 2-phasigen Netzfehlers ohne Erdschluss . . . . .	15
2.2	ESB der symmetrischen Komponenten eines 2-phasigen Netzfehlers ohne Erdschluss	15
2.3	Netzfehler vom Typ A, B, C und D mit $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$ [22] . . . . .	17
2.4	Netzfehler vom Typ C mit $\underline{D} = 0,5e^{j15^\circ}$ . . . . .	18
2.5	Übertragung eines Typ B Netzfehlers durch einen Dy1-Transformator . . . . .	18
2.6	Netzfehler vom Typ E, F und G mit $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$ [22] . . . . .	19
2.7	Fehlerausbreitung entlang vier, durch $\Delta\Delta$ -Transformatoren verbundene PCCs . . . . .	19
3.1	Mittelspannungsseitiger Grenzspannungsverlauf am PCC für Typ 2-EZE [49] . . . . .	24
3.2	Hoch- und höchstspannungsseitiger Grenzspannungsverlauf für Typ 2-EZE [47] . . . . .	25
3.3	Blindstrom-Spannungscharakteristik zur dynamischen Netzstützung [2] . . . . .	26
3.4	Blindstromsprungantwort und deren charakteristische Größen [2] . . . . .	27
3.5	Vergleich der Grenzspannungsverläufe . . . . .	29
3.6	Vergleich der Grenzspannungsverläufe regionaler NARs . . . . .	31
3.7	Blindstromanforderung der südafrikanischen NAR . . . . .	32
3.8	Blockschaltbild der Spannungsregelung . . . . .	32
3.9	Blindstromanforderung der spanischen NAR . . . . .	33
3.10	Wirkstromanforderung der spanischen NAR . . . . .	33
4.1	Elektrisches Konzept einer WKA auf Basis eines DASGs . . . . .	37
4.2	Elektrisches Konzept einer WKA auf Basis eines SGs oder SCIGs . . . . .	38
4.3	Elektrisches Konzept der WKA . . . . .	38
4.4	Unbelastete Statorspannung infolge der permanentmagnetischen Erregung . . . . .	39
4.5	ESB des LSCs . . . . .	39
5.1	Kaskadierte Regelstruktur des LSCs . . . . .	42
5.2	Strukturdiagramm der SRF-PLL basierte Netzsynchronisierung . . . . .	43
5.3	SRF-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler . . . . .	44
5.4	Zwischenkreisspannungsregler des LSCs . . . . .	45
5.5	Regelstruktur des LSCs basierend auf PI-Reglern im SRF . . . . .	46
5.6	Referenzströme $i_d^{+*}$ und $i_q^{+*}$ sowie $i_d^{-*}$ , $i_q^{-*}$ im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems	47
5.7	Regelabweichung der SRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems . . . . .	47
5.8	Simulation eines überschwingungsbehafteten Spannungssystems . . . . .	48
5.9	Harmonische Verzerrung der Phasenströme . . . . .	48
5.10	Überstromabschaltung des LSCs infolge eines symmetrischen Spannungseinbruchs . . . . .	49
5.11	ESB eines dreiphasigen Zweipunktwechselrichters . . . . .	50
5.12	Spannungsverläufe in Abhängigkeit der Wechselrichterschaltzustände . . . . .	51
5.13	Raumzeiger und resultierender Spannungsraum im SRF . . . . .	51
5.14	Beispielhafte Schaltabfolge im Sektor I . . . . .	52
5.15	Sternpunktverschiebung durch Nullsystemsteuerung der SV-PWM . . . . .	53
6.1	Modifikation der kaskadierten Regelstruktur des LSCs . . . . .	55
6.2	Strukturdiagramm der DDSRF-PLL . . . . .	56
6.3	DDSRF-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler . . . . .	58
6.4	DDSRF-PLL bzgl. Spannungsharmonischen und einer Nullsystemspannung . . . . .	58
6.5	Strukturdiagramm der DSOGI-PLL . . . . .	59
6.6	Strukturdiagramm des SOGI basierten OSGs . . . . .	61
6.7	Bode-Diagramme der Übertragungsfunktionen $H_V(s)$ und $H_{qV}(s)$ . . . . .	62
6.8	Bode-Diagramme $H_{qV' TP}(s)$ bei zusätzlichen TP-Filterung . . . . .	62

6.9	DSOGISRF-PLL bzgl. Spannungsharmonischen und einer Nullsystemspannung . . .	63
6.10	Phasengang diskreter Integratoren für $f_s = 6\text{kHz}$ . . . . .	65
6.11	Filterstruktur des SOGI-OSGs nach bilinearer Transformation . . . . .	66
6.12	Zeitdiskrete Integratorstruktur nach Adams-Bashforth-Transformation . . . . .	67
6.13	Vergleich der PLL-Ausgangsgrößen in Abhängigkeit der Diskretisierungsverfahren .	67
6.14	Vergleich der Verfahren zur Gegensystemphasenlage- und -winkelermittlung . . . . .	68
6.15	Zwischenkreisspannungsregelung mittels 2-Punkt-Reglers . . . . .	70
6.16	Strukturdiagramm der DSRF-CC . . . . .	71
6.17	Regelabweichung der DSRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems . . .	72
6.18	Strukturdiagramm der DDSRF-CC . . . . .	72
6.19	Regelabweichung der DDSRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems . .	73
6.20	Strukturdiagramm der EDDSRF-CC . . . . .	73
6.21	Regelabweichung der EDDSRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems .	74
6.22	Strukturdiagramm der EDDSRF-CC mit Harmonischenkompensation . . . . .	74
6.23	Resultierende Harmonischenkompensation basierend auf der EDDSRF-CC . . . . .	75
6.24	Modifiziertes Strukturdiagramm der DSRF-CC . . . . .	76
6.25	Strukturdiagramm der PR-CC im STRF . . . . .	78
6.26	Bode-Diagramm des idealen resonanten Anteils des PR-Reglers $H_{\alpha\beta}^{PR}(s)$ in Gl. (6.47)	79
6.27	Bode-Diagramm des resonanten Anteils $H_R(s)$ in Gl. (6.48) für variable $\omega_{c,R}$ . . . . .	79
6.28	Bode-Diagramm des resonanten Anteils $H_R(s)$ in Gl. (6.48) für variable $k_{i,R}$ . . . . .	80
6.29	Bode-Diagramm des frequenzadaptiven resonanten Anteils $H_R(s)$ in Gl. (6.48) . . . .	80
6.30	Regelabweichung der PR-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems . . . . .	81
6.31	Strukturdiagramm der PR-CC mit Harmonischenkompensation . . . . .	81
6.32	Bode-Diagramm paralleler resonanter Anteile gem. Abb. 6.31 . . . . .	82
6.33	Resultierende Harmonischenkompensation basierend auf der PR-CC . . . . .	82
6.34	Bode-Diagramm von $H_R(z)$ bei Vorverzerrung der Frequenzachse . . . . .	84
6.35	Pol-Nullstellen-Diagramm des resonanten Anteils $H_R(z)$ für variable Abtastfrequenzen	85
6.36	Vergleich der Stabilitätsbereiche in der s-, der $\gamma$ - und der z-Ebene . . . . .	86
6.37	Vergleich der Bode-Diagramme des resonanten Anteils nach s-, z- und $\gamma$ -Transformation	87
6.38	Blockstrukturen digitaler IIR-Filter . . . . .	87
6.39	Effektivspannungsverlauf in Abhängigkeit der QSG-Ausgangssignale der DSOGI-PLL	89
6.40	Effektivspannungsverlauf in Abhängigkeit der 1-Perioden-Fourier-Koeffizienten . . .	91
6.41	Halbschwingungseffektivspannungsverlauf . . . . .	91
6.42	Zustandsautomat der LVRT-Routine . . . . .	92
6.43	LVRT-Routinenzustände in Abhängigkeit der Netzfehlererkennung . . . . .	93
6.44	Fehlerklärung nach Überstromabschaltung infolge eines Spannungseinbruchs . . . . .	94
6.45	Simulationsmodell zur Validierung der dynamischen Netzstützung . . . . .	95
6.46	Projektion der Wirk- und Blindströme im SRF auf die $\alpha\beta$ -Ebene . . . . .	99
6.47	Stromortskurven von $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ , $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$ und $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$ . . . . .	99
6.48	Wirkstromellipsenhaupt- und -nebenachse in Abhängigkeit von $\hat{I}_{pL}$ und $\hat{I}_{pS}$ . . . . .	100
6.49	Wirkstromellipsenhaupt- und -nebenachse in Abhängigkeit von $\hat{I}_{qL}$ und $\hat{I}_{qS}$ . . . . .	101
6.50	Projektion der Stromortskurve auf die einzelnen Achsen des dreiphasigen Systems .	103
6.51	BPSC - Spannungseinbruch Typ D - Phasorendiagramm . . . . .	104
6.52	BPSC - Spannungseinbruch Typ D . . . . .	104
6.53	BPSC, PNSC und AARC - Spannungseinbruch Typ C - Phasorendiagramm . . . . .	110
6.54	BPSC, PNSC und AARC - Spannungseinbruch Typ C . . . . .	112
6.55	FPNSC - Spannungseinbruch Typ C 600 V-Ebene . . . . .	114

6.56	FPNSC - Spannungseinbruch Typ C . . . . .	115
6.57	FPNSC mit Wirkstromspeisung - Spannungseinbruch Typ C 600 V-Ebene . . . . .	116
6.58	BPNSC - Spannungseinbruch Typ C - Phasorendiagramm . . . . .	117
6.59	BPNSC - Spannungseinbruch Typ C . . . . .	117
6.60	PRPC - Spannungseinbrüche Typ F - Phasorendiagramme . . . . .	118
6.61	PRPC - Spannungseinbruch Typ A und E - Phasorendiagramme . . . . .	120
6.62	PRPC - Spannungseinbruch Typ A, E und F . . . . .	121
6.63	PRPC - Spannungseinbruch Typ B, C und G - Phasorendiagramme . . . . .	122
6.64	PRPC - Spannungseinbruch Typ B, C und G . . . . .	123
7.1	Grundlegende Anforderung an den Prüfstand zur Versorgung des Prüflings [30] . . . . .	125
7.2	Verlauf und Toleranzband der Mitsystemspannung für Spannungseinbruchstests . . . . .	127
7.3	Einphasiges ESB des shuntimpedanzbasierten KSEs . . . . .	128
7.4	Einphasiges ESB des transformatorbasierten KSEs . . . . .	129
7.5	Einphasiges ESB des netzemulatorbasierten KSEs . . . . .	130
7.6	Laborprüfstand auf Grundlage eines umrichterbasierten Netzemulators als KSE . . . . .	131
7.7	Einphasiges ESB des umrichterbasierten KSEs . . . . .	134
7.8	Pol-Nullstellen-Diagramm - KSE-Regelstrecke . . . . .	136
7.9	Bode-Diagramm - KSE-Regelstrecke . . . . .	137
7.10	KSE-Kaskadenregelstruktur auf Basis von PR-Reglern . . . . .	138
7.11	Wurzelortskurven - PR-Regler basierten KSE-Stromregelkreises . . . . .	139
7.12	Bode-Diagramm - PR-Regler basierter KSE-Stromregelkreises . . . . .	140
7.13	Wurzelortskurven - PR-Regler basierter KSE-Spannungsregelkreises . . . . .	140
7.14	Pol-Nullstellen-Diagramm - PR-Regler basierter KSE-Spannungsregelkreises . . . . .	141
7.15	Sprungantwort - PR-Regler basierter KSE-Spannungsregelkreises . . . . .	141
7.16	Bode-Diagramm - PR-Regler basierter KSE-Spannungsregelkreises . . . . .	141
7.17	Spannungseinbruch Typ D - PR-Regler basierte KSE-Kaskadenregelung . . . . .	142
7.18	Regelstrecke in Zustandsraumdarstellung . . . . .	142
7.19	Zustandsraumbasierter Regelstruktur . . . . .	143
7.20	Angestrebter Bereich der Pol- und Nullstellenlage in der s-Halbebene [19] . . . . .	144
7.21	Zustandsraumbasierte Regelungsstruktur mit Führungsgrößenvorsteuerung . . . . .	144
7.22	Pol-Nullstellen-Diagramm - Zustandsregler $\mathbf{k}_{LQ}^T$ und $\mathbf{k}_{PV}^T$ basierter KSE-Regelkreis . . . . .	148
7.23	Sprungantwort - Zustandsregler $\mathbf{k}_{LQ}^T$ und $\mathbf{k}_{PV}^T$ basierter KSE-Regelkreis . . . . .	148
7.24	Stellgrößenverlauf - Zustandsregler $\mathbf{k}_{LQ}^T$ und $\mathbf{k}_{PV}^T$ basierter KSE-Regelkreis . . . . .	149
7.25	Zustandsraumbasierte Regelungsstruktur mit Ausgangsrückführung . . . . .	150
7.26	Bode-Diagramm - KSE-Regelungsstruktur mit Ausgangsrückführung . . . . .	151
7.27	KSE-Regelungsstruktur mit Vorsteuerung und Ausgangsrückführung . . . . .	152
7.28	Sprungantwort - $\mathbf{k}_{LQ}^T$ und R+FF basierter KSE-Regelkreis . . . . .	152
7.29	Stellgrößenverlauf - $\mathbf{k}_{LQ}^T$ und R+FF basierter KSE-Regelkreis . . . . .	153
7.30	Polstellen-Diagramm - Zustandsregler $\mathbf{k}_{LQ}^T$ basierter KSE-Regelkreis in der z-Ebene . . . . .	154
7.31	Spannungseinbruch Typ D und Typ F mit $i_{Last} = 0$ - KSE-Regelkreis . . . . .	156
7.32	Spannungseinbruch Typ D und Typ F mit $i_{Last} \neq 0$ - KSE-Statikregelung inaktiv . . . . .	158
7.33	Emulierte Netzimpedanz - KSE-Statikregelung inaktiv . . . . .	159
7.34	Emulierte Netzimpedanz - KSE-Statikregelung aktiv . . . . .	159
7.35	Spannungseinbruch Typ D und Typ F mit $i_{Last} \neq 0$ - KSE-Statikregelung aktiv . . . . .	160
7.36	Spannungseinbruch Typ D - WKA-GE-Regelkreis . . . . .	162
8.1	Spannungseinbruchstest 1.1.1.2 . . . . .	167

8.2	Spannungseinbruchstest 2.1.1.2 . . . . .	169
8.3	Spannungseinbruchstest 2.1.2.2 . . . . .	170
8.4	Spannungseinbruchstest 2.1.2.2: PRPC-basierte Leistungseinspeisung . . . . .	171
8.5	Spannungseinbruchstest 3.1.2.2 . . . . .	172
8.6	Spannungseinbruchstests 3.x.x.x und 4.x.x.x: Resultierende k-Faktoren . . . . .	173
9.1	Einphasiges ESB der Freifeldprüfeinrichtung . . . . .	175
9.2	Spannungseinbruchstest: Typ D mit $U_r = 0,15$ pu Leerlauf . . . . .	179
9.3	Spannungseinbruchstest: Typ D mit $U_r = 0,15$ pu Vollast - Übersicht . . . . .	180
9.4	Spannungseinbruchstest: Typ D mit $U_r = 0,15$ pu Vollast - Ausschnitt NS-seitig . . .	182
9.5	Spannungseinbruchstest: Typ D mit $U_r = 0,15$ pu Vollast - Ausschnitt MS-seitig . .	183
9.6	Spannungseinbruchstest: Typ D - Regelabweichung der PLL . . . . .	184
9.7	Spannungseinbruchstest: Typ D - Wirkleistungssteigerung nach Fehlerklärung . . . .	185
9.8	Spannungseinbruchstest: Typ C mit $U_r = 0,15$ pu Leerlauf . . . . .	188
9.9	Spannungseinbruchstest: Typ C mit $U_r = 0,15$ pu Vollast - Übersicht . . . . .	189
9.10	Spannungseinbruchstest: Typ C mit $U_r = 0,15$ pu Vollast - Ausschnitt NS-seitig . . .	190
9.11	Spannungseinbruchstest: Typ C mit $U_r = 0,15$ pu Vollast - Ausschnitt MS-seitig . . .	191
9.12	Spannungseinbruchstest: Typ C - PRPC-basierte Leistungseinspeisung . . . . .	192
A.1	Strukturdiagramm: Filterung und Regelung im SRF . . . . .	203

## Tabellenverzeichnis

2.1	Definitionen von Spannungseinbrüchen . . . . .	13
2.2	Übertragung von Netzfehlern durch PCCs . . . . .	20
3.1	Spannungseinbruchstests für Typ 2-EZE [27] . . . . .	28
3.2	Vergleich der regionalen Energieeinspeisung . . . . .	34
4.1	Elektrische Eigenschaften des LSCs . . . . .	40
5.1	Berechnung der einzelnen Wechselrichtertastgrade . . . . .	54
6.1	Koeffiziententransformation aus der z-Ebene in die $\gamma$ -Ebene . . . . .	86
6.2	Elektrische Parameter Simulationsmodell . . . . .	96
6.3	Kombinationen der Mit- und Gegensystemwirkleistung und -ströme . . . . .	98
6.4	Kombinationen der Mit- und Gegensystemblindleistung und -ströme . . . . .	98
7.1	Erforderliche Eigenschaften der Prüfeinrichtung für FRT-Tests . . . . .	126
7.2	Elektrische Eigenschaften der verwendeten Frequenzumrichter . . . . .	132
8.1	Matrix der Spannungseinbruchstests zur Konformitätsbewertung . . . . .	164
9.1	Bemessungsdaten des Mittelspannungsnetzes sowie der WKA . . . . .	175
9.2	Konfiguration der Freifeldprüfeinrichtung . . . . .	176
9.3	Übersicht des verwendeten Messequipments . . . . .	176
9.4	Mittel- und niederspannungsseitige Bezugsgrößen . . . . .	177
9.5	Charakteristische Größen der Spannungseinbruchstests Typ D . . . . .	178
9.6	Charakteristische Größen der 2-phasigen Spannungseinbruchstests . . . . .	187
A.1	Laplace Korrespondenzen . . . . .	203

## Abkürzungsverzeichnis

AARC	Average Active Reactive Control
AFE	Active Front End
BDEW-MR	Bundesverband der Energie und Wasserwirtschaft - Mittelspannungsrichtlinie
BiQuad	Biquadratic
BPNSC	Balanced Positive Negative Sequence Control
BPSC	Balanced Positive Sequence Control
BS	Bandstop
DASG	Doppeltgespeister Asynchrongenerator
DB-CC	Dead Beat Current Control
DDSRF-CC	Double Decoupled Synchronous Reference Frame Current Control
DDSRF-PLL	Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop
DF1	Direkt-Form 1
DF1t	Direkt-Form 1 transponiert
DF2	Direkt-Form 2
DF2t	Direkt-Form 2 transponiert
DSOGI-PLL	Double Second Order Generalized Integrator Frame Phase Locked Loop
DSRF-CC	Double Synchronous Reference Frame Current Control
DV-CC	Dual Vector Current Control
DVR	Dynamic Voltage Restorer
EDDSRF-CC	Enhanced Double Decoupled Synchronous Reference Frame Current Control
EEG	Erneuerbare-Energien-Gesetz
ENTSO-E	European Network of Transmission System Operators for Electricity
ESB	Ersatzschaltbild
EZE	Energieerzeugungseinheit
EZS	Erzeugerzählpfeilsystem
FF	Feedforward
FGW	Fördergesellschaft Windenergie und andere Erneuerbare Energien e. V.
FGW-TR 3	Technische Richtlinie Tl. 3
FGW-TR 4	Technische Richtlinie Tl. 4
FGW-TR 8	Technische Richtlinie Tl. 8
FPNSC	Flexible Positive Negative Sequence Control
FRT	Fault Ride Through
GSC	Generator Side Converter
HP	Hochpass
IARC	Instantaneous Active Reactive Control
ICPS	Instantaneously Controlled Positive Sequence
IEC 61400-21	International Electrotechnical Commission 61400-21
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IIR	Infinite Impulse Response
IPT	Instantaneous Power Theory
ISC	Instantaneous Symmetrical Components
ISCE	Integral Squared Control Effort
KSE	Kurzschlussimulator
LQ	Linear-Quadratisches-Glied
LQ-CC	Linear Quadratic Current Control
LSC	Line Side Converter
LVRT	Low Voltage Ride Through

MOSFET	Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor
NAR	Netzanschlussrichtlinie
OSG	Orthogonal Signal Generator
PCC	Point of Common Coupling
PI	Proportional-Integral-Glied
PLL	Phasenregelschleife
PNSC	Positive Negative Sequence Control
PR	Proportional-Resonantes-Glied
PR-CC	Proportional Resonant Current Control
PRPC	Phase Reactive Power Control
PSC	Positive System Calculator
QSG	Quadrature Signal Generator
RSC	Rotor Side Converter
RSG	Referenzspannungsgenerator
RU	Rectifier Unit
SCIG	Squirrel Cage Induction Generator
SDLWindV	Verordnung zu Systemdienstleistungen durch Windenergieanlagen
SG	Synchrongenerator
SOGI	Second Order Generalized Integrator
SOGIOSG	Second Order Generalized Integrator Orthogonal Signal Generator
SRF	Synchronous Reference Frame
SRF-CC	Synchronous Reference Frame Current Control
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop
STRF	Stationary Reference Frame
SV-PWM	Space Vector Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
TP	Tiefpass
VDEW	Verbands der Elektrizitätswirtschaft e. V.
VDN	Verband der Netzbetreiber
VDN-TC 2003	Verband der Netzbetreiber Transmission Code 2003
VDN-TC 2007	Verband der Netzbetreiber Transmission Code 2007
VSI	Voltage Source Inverter
VZS	Verbraucherzählpfeilsystem
WKA	Windkraftanlage
WKA-GE	WKA-Generator-Emulator

## Symbolverzeichnis

### Allgemeine Variablendarstellung

$u_{\dots}, u_{\dots}(t)$	Momentanwert
$\hat{u}_{\dots}$	Spitzenwert
$\bar{u}_{\dots}$	Gleichanteil
$\tilde{u}_{\dots}$	Wechselanteil
$\dot{u}_{\dots}$	1. Ableitung
$U_{\dots}$	Effektivwert
$\mathbf{u}_{\dots}$	Vektor
$\mathbf{U}_{\dots}$	Matrix
$\underline{u}_{\dots}$	Komplexe Größen, Phasoren
$H_{\dots}(s)$	s-Übertragungsfunktion im zeitkontinuierlichen Frequenzbereich
$H_{\dots}(z)$	z-Übertragungsfunktion im zeitdiskreten Frequenzbereich
$H_{\dots}(\gamma)$	$\gamma$ -Übertragungsfunktion im zeitdiskreten Frequenzbereich
$h_{\dots}(t)$	Übertragungsfunktion im Zeitbereich
$g_{\dots}(t)$	Sprungantwort
$U_{\dots}(s)$	Laplacetransformierte
$k_{p,\dots}$	Proportionalanteil
$k_{i,\dots}$	Integralanteil

### Hochgestellte Indizes

$\dots^*$	Referenzwert
$\dots^{+0}$	Größen im Mit-, Gegen- und Nullsystem
$\dots^{+5,+7}$	Harmonische Oberschwingungen
$\dots^{PI}$	Größen bzgl. eines PI-Reglers
$\dots^{PR}$	Größen bzgl. eines PR-Reglers

### Tiefgestellte Indizes

$\dots_{123}, \dots_{\curvearrowright}$	Größen im dreiphasigen Referenzsystem
$\dots_{122331}, \dots_{\Delta}$	Verkettete Größen im dreiphasigen Referenzsystem
$\dots_{\alpha\beta}$	Größen im STRF
$\dots_{dq}$	Größen im SRF
$\dots_W$	Wirkleistungskomponente
$\dots_B$	Blindleistungskomponente
$\dots_N$	Nenngröße
$\dots_{Qu}$	Quellengröße
$\dots_{T/2}$	Halbschwingungseffektivwert
$\dots_{\min}$	Minimale Größe
$\dots_{\max}$	Maximale Größe
$\dots_{\cos}$	Fourierkoeffizient
$\dots_{\sin}$	Fourierkoeffizient
$\dots_{\infty}$	Statischer Endwert
$\dots_c$	Grenzfrequenz, -kreisfrequenz
$\dots_r$	Resonanzfrequenz, -kreisfrequenz
$\dots_R$	Resonanter Regleranteil
$\dots_I$	Integraler Regleranteil
$\dots_{dq^+}$	Größen im SRF des Mitsystems
$\dots_{dq^-}$	Größen im SRF des Gegensystems
$\dots_{ff}$	Größe der Vorsteuerung

$\dots n$	Größe des Spannungsnetzes
$\dots h$	Harmonische Oberschwingungen
$\dots \Re$	Vektorkomponenten in Abhängigkeit der Fourier-Koeffizienten
$\dots \Im$	Vektorkomponenten in Abhängigkeit der Fourier-Koeffizienten
$\dots PT1$	Proportionales Übertragungsglied mit Verzögerung 1. Ordnung
$\dots PT2$	Proportionales Übertragungsglied mit Verzögerung 2. Ordnung
$\dots DC$	Größen des Zwischenkreises
$\dots PLL$	Größen der PLL
$\dots VSI$	Größen bzgl. eines VSI

### Mathematische Operatoren

$\Delta$	Differenz, Regelabweichung
$\underline{\alpha}$	Komplexer Drehoperator
$\underline{q}$	Komplexer Drehoperator
$q_z$	Schiebeoperator
$\delta_\gamma$	Differenzoperator
$\Delta_\gamma$	Optimierungsparameter $\delta_\gamma$ -Transformation

### Transformationsmatrizen

$\begin{bmatrix} T_+ \\ T_- \end{bmatrix}$	Transformationsmatrix - Ermittlung der 3-phasigen Mitsystemkomponenten
$\begin{bmatrix} T_{+-0} \end{bmatrix}$	Fortescue-Transformationsmatrix
$\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta} \\ T_{\alpha\beta}^+ \end{bmatrix}$	Clarke-Transformationsmatrix
$\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix}$	Transformationsmatrix zur Ermittlung der Gegensystemkomponenten im STRF
$\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta}^u \end{bmatrix}$	Unitäre Clarke-Transformationsmatrix
$\begin{bmatrix} T_{dq} \\ T_{dq}^+ \end{bmatrix}$	Park-Transformationsmatrix
$\begin{bmatrix} T_{dq}^- \end{bmatrix}$	Park-Transformation vom STRF in das SRF des Gegensystems
$\begin{bmatrix} T_{dq}^{+2} \end{bmatrix}$	Park-Transformation vom SRF des Gegensystems ins SRF des Mitsystems
$\begin{bmatrix} T_{dq}^{-2} \end{bmatrix}$	Park-Transformation vom SRF des Mitsystems ins SRF des Gegensystems

### Physikalische Größen

$u, U$	Spannung
$i, I$	Strom
$i_{\sum_{n=1}^3 i_n}$	Summenstrom
$p, P$	Wirkleistung
$q, Q$	Blindleistung
$s, S$	Scheinleistung
$\cos \phi$	Leistungsfaktor
$\sin \phi$	Blindleistungsfaktor
$R$	Ohmscher Widerstand
$C$	Kapazität
$L$	Induktivität
$X$	Reaktanz
$\underline{Z}$	Impedanz

$n$	Drehzahl
$f$	Frequenz
$f_0$	Eigenfrequenz
$\omega$	Kreisfrequenz
$\omega_0$	Eigenkreisfrequenz
$f_1$	Frequenz der Grundschiwingung
$T_1$	Periodendauer der Grundschiwingung
$\theta$	Phasenwinkel
$\Theta$	Relativer Phasenwinkel
$u_k$	Prozentuale Kurzschlussspannung
$I_k$	Stoßkurzschlussstrom
$S_k$	Kurzschlussleistung

### Variablen Generator und LSC

$i_E$	Erregerstrom SG
$P_S$	Statorseitige Wirkleistung
$n_{SG}$	Generatordrehzahl
$U_{SG}$	Statorspannung
$f_s$	Abtast- und Schaltfrequenz
$T_s$	Periodendauer Regelungstakt
$R_B$	Bremswiderstand
$u_{B,on}^*$	Einschaltsschwelle Bremswiderstand
$u_{B,off}^*$	Abschaltsschwelle Bremswiderstand
$D_B$	Tastgrad des Brems-IGBT

### Variablen Netzfehlerbeschreibung

$\underline{D}$	Dip Parameter
$U_t$	Spannungstotband
$U_{t,Lim^-}$	Untere Spannungstotbandgrenze
$U_s$	Signifikante Spannungsabweichung
$\Delta U_r$	Relevante Spannungsabweichung
$U_r$	Residualspannung
$k$	Proportionalitätskonstante der dynamischen Netzstützung (k-Faktor)
$t_1$	Zeitpunkt Fehlereintritt
$t_2$	Zeitpunkt Spannungsrückkehr
$t_F$	Dauer des Netzfehlers
$t_a$	Anschwingzeit Blindstrom
$t_e$	Einschwingzeit Blindstrom
$\Delta I_B$	Blindstromabweichung
$I_{B,Lim^+}^+$	Obere Toleranzbandgrenze Mitsystemblindstromeffektivwert
$I_{B,Lim^-}^+$	Untere Toleranzbandgrenze Mitsystemblindstromeffektivwert
$P_{5s}$	5 s-Wirkleistungsmittelwert
$\Delta \frac{P}{P_N}$	Gradient Wirkleistungssteigerung
$f_a$	Abtastfrequenz

### Tiefgestellte Indizes

$\dots 0$	Vorfehlergrößen
-----------	-----------------

## Variablen Raumzeigermodulation

$m_i$	Modulationsindex
$S_{123}$	Ventilstellungen des VSIs
$\mathbf{u}_{123,M}$	Ausgangsspannungen VSI bzgl. des Mittelpunkts M des Zwischenkreises
$u_{0,M}$	Nullsystemspannung zw. Sternpunkt 0 und Mittelpunkt M des Zwischenkreises
$\mathbf{U}_{123,M}$	Grundschwingungseffektivwerte der VSI-Ausgangsspannungen
$\underline{U}_{1,\dots,6}$	Aktive Spannungsraumzeiger
$\underline{U}_{0,7}$	Inaktiver Spannungsraumzeiger (Nullzeiger)
$\Delta\Phi_{\underline{U}_k, \underline{U}_{k+1}}$	Winkeldifferenz der aktiven Spannungsraumzeiger
$\underline{u}^*$	Referenzspannungsraumzeiger
$D_{a1,2}$	Tastgrad 1. und 2. aktiver Spannungsraumzeiger
$D_i, D_{\underline{U}_{0,7}}$	Tastgrad inaktiver Spannungsraumzeiger
$D_{123}$	Tastgrad Ventil 1, 2 und 3
$t_{a1,2}$	Einschaltdauer 1. und 2. aktiver Spannungsraumzeiger
$t_i, t_{\underline{U}_{0,7}}$	Einschaltdauer inaktiver Spannungsraumzeiger

## Variablen SOGI-OSG

$v$	Eingangsgröße OSG
$v'$	1. Ausgangsgröße OSG
$qv'$	2. Ausgangsgröße OSG
$k_{OSG}$	Verstärkungsfaktor OSG
$u'_\alpha$	Momentanwert bandpassgefilterte $\alpha$ -Spannungskomponente im STRF
$u'_\beta$	Momentanwert bandpassgefilterte $\beta$ -Spannungskomponente im STRF
$qu'_\alpha$	Orthogonale Spannungskomponenten zu $u'_\alpha$
$qu'_\beta$	Orthogonale Spannungskomponenten zu $u'_\beta$
$\omega_{pf}$	Vorverzerrungskreisfrequenz
$\zeta$	Dämpfungsgrad

## Variablen Leistungseinspeisung und Phasenstrombegrenzung

$U_P$	Primärseitige Spannung eines Transformators
$U_S$	Sekundärseitige Spannung eines Transformators
$t_{oc}$	Zeitpunkt der Überstromdetektion
$\mathbf{i}_{\alpha\beta,p,q}$	Wirk- und Blindstromortskurve im STRF
$i_{\alpha\beta,p}$	Wirkstromkomponenten im STRF
$i_{\alpha\beta,q}$	Blindstromkomponenten im STRF
$\hat{I}_{pL,pS}$	Länge der Ellipsenhaupt- und -nebenachse der Wirkstromortskurve
$\hat{I}_{qL,qS}$	Länge der Ellipsenhaupt- und -nebenachse der Blindstromortskurve
$\hat{I}_{\alpha\beta,p}$	Spitzenwert $\alpha\beta$ -Komponente des Wirkleistungszeigers $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$
$\hat{I}_{\alpha\beta,q}$	Spitzenwert $\alpha\beta$ -Komponente des Blindleistungszeigers $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$
$\hat{I}'_\alpha$	Spitzenwert $\alpha$ -Stromkomponente nach Transformation
$i'_{\alpha\beta}$	$\alpha\beta$ -Stromkomponente nach Winkeltransformation
$\delta_\Theta$	Winkelverschiebung der Stromortskurven
$\gamma_\Theta$	Winkelverschiebung der Stromortskurven
$k_1$	Skalarer Faktor zur Steuerung der Wirkleistungseinspeisung mittels FPNSC
$k_{2,\dots}$	Skalarer Faktor zur Steuerung der Blindleistungseinspeisung mittels FPNSC

### Tiefgestellte Indizes

$\dots BPSC$	Größen der BPSC
--------------	-----------------

... <i>PNSC</i>	Größen der PNSC
... <i>AARC</i>	Größen der AARC
... <i>PRPC</i>	Größen der PRPC

### Variablen KSE

$\underline{Z}_{Q,L}$	Quer- und Längsimpedanz
$S_{L,Q}$	Schalter Querimpedanz und Bypass Längsimpedanz
$U_{n,KSE,EZE}$	Netzspannung am PCC des KSEs und der EZE
$\Delta u_{\%,\max}$	Maximal zulässige Spannungsänderung
$S_{1,2}$	Schalter transformatorbasierter KSE
$i_{i0}$	Übersetzungsverhältnis transformatorbasierter KSE im Nennbetriebspunkt
$b_{ii}$	Übersetzungsfaktor transformatorbasierter KSE im Nennbetriebspunkt
$U_{OS,US,0}$	Ober- und unterspannungsseitige Spannung des transformatorbasierten KSEs
$I_{OS,US}$	Ober- und unterspannungsseitiger Strom des transformatorbasierten KSEs
$R_{OS,US}$	Ober- und unterspannungsseitiger Wicklungswiderstand
$R_{\sigma,OS,US}$	Ober- und unterspannungsseitige Streuinduktivität
$\underline{Z}_{n,EZE}$	Wirksame Netzimpedanz aus Sicht der EZE
$L_{1,2}$	Filterinduktivität AFE, KSE, LSC und WKA-GE
$\Delta U / \Delta t$	Flankensteilheit des emulierten Netzfehlers
$\underline{Z}_{n,v}$	Virtuelle Netzimpedanz
$S_{k,v}$	Virtuelle Netzkurzschlussleistung
$U_{r,i}^{+-}$	Initiale Residualspannung Mit- und Gegensystem
$\sigma$	Statik der Impedanznachbildung
$u_L$	Spannungsabfall über eine Induktivität
$u_R$	Spannungsabfall über einen ohmschen Widerstand
$T_m$	Überschwingzeit
$\Delta h$	Überschwingweite
$T_{5\%}$	Beruhigungszeit
$\delta_e$	Abklingkonstante
$\omega_e$	Eigenkreisfrequenz gedämpftes System
$t_{tot}$	Totzeit
$k_i$	Verstärkungsfaktor Stromregelkreis KSE
$k_u$	Verstärkungsfaktor Spannungsregelkreis KSE

### Tiefgestellte Indizes

... <i>GE</i>	Größen bzgl. des WKA-GEs
... <i>RS</i>	Allgemeine Regelstrecke
... <i>OL</i>	Offenen Regelstrecke
... <i>CL</i>	Geschlossene Regelstrecke
... <i>i<sub>VSI</sub></i>	Stromregelstrecke des KSEs
... <i>FF+R<sub>ku</sub></i>	Vorsteuerung und resonanter Regler in Abhängigkeit von $k_u$
... <i>C</i>	Größen bzgl. einer Kapazität
... <i>Last</i>	Größen bzgl. einer Last
... <i>FL</i>	Größen bzgl. einer Freileitung
... <i>MS</i>	Mittelspannungsseitige Größen
... <i>NS</i>	Niederspannungsseitige Größen
... <i>MP<sub>3</sub></i>	Größen am Messpunkt $MP_3$
... <i>MP<sub>4</sub></i>	Größen am Messpunkt $MP_4$

## Variablen Zustandsraummodell KSE

<b>A</b>	Systemmatrix
<b>B, b</b>	Eingangsmatrix, Eingangsvektor
<b>D</b>	Durchgangsmatrix
<b>x, <math>\dot{x}</math></b>	Zustandsvektor, 1. Ableitung Zustandsvektor
<b>u, u</b>	Eingangsvariablenvektor, skalare Eingangsvariable
<b>y, y</b>	Ausgangsvariablenvektor, skalare Ausgangsvariable
<b>C<sup>T</sup>, c<sup>T</sup></b>	Ausgangsmatrix, Ausgangsvektor
<b>y, y</b>	Ausgangsvariablenvektor, skalare Ausgangsvariable
<b>r, r</b>	Führungsgrößenvektor, Führungsgrößenvariable
<b>K<sup>T</sup>, k<sup>T</sup></b>	Reglermatrix, Reglervektor
<b>e</b>	Regelabweichung
<b>N, n</b>	Vorfiltermatrix, skalarer Vorfilter
<b>Q, R</b>	Wichtungsmatrizen LQ-Regler
<b>P</b>	Symmetrische, positiv definite Lösung der algebraischen Matrix-Riccati-Gl.
<b>I</b>	Einheitsmatrix
<b>S<sub>S</sub></b>	Steuerbarkeitsmatrix
<b>s<sub>R</sub></b>	Letzter Zeilenvektor der Steuerbarkeitsmatrix S <sub>S</sub>
<b>J</b>	Güte
<b>Φ<sub>R</sub></b>	Phasenrand

### Tiefgestellte Indizes

...d	Führungs- und Störgrößenmodell
...y	Überlagerter Ausgangsgrößenregler
...k	Größen im diskreten Zeitbereich
...PV	Zustandsregler Polvorgabe
...LQ	LQ-Zustandsregler
...opt	Optimalregler
...ZRM	Zustandsraummodell

# 1 Einleitung

Aufgrund des stetigen Ausbaus von Energieerzeugungseinheiten (EZE) zur Nutzung regenerativer Energien sind insb. Windkraftanlagen (WKAs) inzwischen systemrelevante Komponenten der Energieversorgung. Um die Stabilität und Sicherheit der Stromnetze trotz steigender Leistung aus Windenergie in den Netzen zu garantieren, müssen WKAs zunehmend Systemdienstleistungen erbringen, zu denen zuvor lediglich konventionelle Kraftwerke verpflichtet waren. Die Systemdienstleistungen beinhalten insb. neben der Beteiligung der WKAs an der Frequenzhaltung bei Leistungsschwankungen sowie der Spannungshaltung durch Blindleistungsbereitstellung, das Durchfahren eines Spannungseinbruchs bzw. Netzfehlers (LVRT)<sup>1</sup>, um ein Leistungsdefizit nach Fehlerklärung durch großflächiges Abschalten von WKAs während eines Netzfehlers zu vermeiden. Gleichzeitig muss die Netzspannung während eines Netzfehlers durch Blindstromeinspeisung gestützt werden, um die Ausdehnung des resultierenden Spannungstrichters zu minimieren.

Die exakte Spezifikation der zu erbringenden Systemdienstleistungen sind abhängig vom Standort der WKA und werden in den Netzanschlussrichtlinien (NARs) des jeweiligen Netzbetreibers definiert. Der Nachweis der in den NARs geforderten, elektrischen Eigenschaften der EZE erfolgt durch eine Typenzertifizierung, deren Bestandteil die Überprüfung der LVRT-Fähigkeit mittels Spannungseinbruchstests ist.

Die technische Umsetzung der LVRT-Anforderungen ist maßgeblich vom Konzept der WKA abhängig. Aufgrund ihrer Drehzahlvariabilität werden heutzutage zumeist WKAs auf Basis eines doppeltgespeisten Asynchrongenerators (DASGs) mit Teillastumrichtern oder eines fremd- bzw. permanenterregten Synchrongenerators (SGs) respektive Käfigläuferasynchrongenerators (SCIGs)<sup>2</sup> mit Vollastumrichtern zur Energieerzeugung verwendet. Da der DASG statorseitig mit dem Netz gekoppelt ist, muss während der Realisierung der LVRT-Fähigkeit neben der Regelstruktur des netzseitigen Frequenzumrichters (LSCs)<sup>3</sup> und des rotorseitigen Frequenzumrichters (RSCs)<sup>4</sup>, insb. der Einfluss des direktgekoppelten Asynchrongenerators berücksichtigt werden. Im Gegensatz dazu ist der SG oder SCIG einer drehzahlvariablen WKA durch den Vollastumrichter vollständig vom Netz entkoppelt, sodass die elektrische Spezifikation des SGs respektive SCIGs einen vernachlässigbaren Einfluss auf die LVRT-Fähigkeit der WKA hat. Zur Realisierung der LVRT-Fähigkeit einer WKA auf Basis eines fremd- bzw. permanenterregten SGs oder SCIGs ist daher die Funktionalität der LSC-Regelstruktur maßgeblich.

## 1.1 Motivation

Zur Förderung des Beitrags Erneuerbarer Energien an der Stromversorgung in Deutschland wird im Jahre 2000 das „Gesetz für den Vorrang Erneuerbarer Energien (Erneuerbare-Energien-Gesetz - EEG)“<sup>[1]</sup> (EEG) beschlossen, auf Basis dessen im Jahre 2009 die „Verordnung zu Systemdienstleistungen durch Windenergieanlagen (Systemdienstleistungsverordnung - SDLWindV)“<sup>[2]</sup> (SDLWindV), zur Erhöhung der „Stabilität der Stromnetze [...] bei hohen Anteilen von Windenergie im Netz“<sup>[2]</sup> erlassen wird. Die SDLWindV vereinheitlicht und konkretisiert insb. die LVRT-Anforderungen an eine EZE und ist für Neuanlagen mit Netzanschluss nach dem 1. Januar 2014 als NAR bindend.

In Analogie zur SDLWindV beinhalten die fortlaufend revidierten NARs lokaler Stromnetze mit wachsendem Anteil dezentraler Energieerzeugung aus regenerativen Energiequellen weltweit mitt-

---

<sup>1</sup>vgl. Low Voltage Ride Through

<sup>2</sup>vgl. Squirrel Cage Induction Generator

<sup>3</sup>vgl. Line Side Converter

<sup>4</sup>vgl. Rotor Side Converter

lerweile LVRT-Anforderungen an WKAs, die mittels der zwischenzeitlich bewährten Regelstruktur eines LSCs nicht realisierbar sind.

Um die Anforderungen der NARs zu erfüllen und die Verwendbarkeit eines, im Rahmen eines Industrieprojektes realisierten LSC-Prototypen einer WKA auf Basis eines SGs auch zukünftig zu garantieren, ist die Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit durch grundlegende Modifizierungen der konventionellen, etablierten Regelstruktur zwingend erforderlich. Zusätzlich ist zur Validierung der LVRT-Funktionalität des LSCs eine Entwicklungsumgebung unerlässlich, mittels derer Netzfehler respektive Spannungseinbrüche emuliert werden können, ohne das örtliche Stromnetz durch Kurzschlussströme aufgrund von Spannungseinbruchstests übermäßig zu belasten.

## 1.2 Stand der Technik

Die LVRT-Fähigkeit eines LSCs ist unabhängig von der Applikation wie z. B. der Netzanbindung eines SGs, eines DASGs oder der Verwendung als statischer Kompensator<sup>5</sup> in Verbindung mit einem drehzahlfesten SCIG, maßgeblich von der Netzsynchronisierung sowie von der Stromregelung abhängig. Durch intensive Forschung und Entwicklung existieren mittlerweile diverse, ausgezeichnete Methoden, um insb. während asymmetrischer Netzfehler die Detektion des Phasenwinkels der Mitsystemspannung sowie die Einspeisung von Wirk- und Blindströmen im Mit- und Gegensystem, zu realisieren. Gleiches gilt für Konzepte zur richtlinienkonformen Leistungseinspeisung in ein asymmetrisches Spannungssystem unter Ausnutzung der durch die jeweiligen NARs gegebenen Freiheitsgrade, um bspw. neben einer erforderlichen Netzstützung gleichzeitig eine Reduzierung von Wirk- und Blindleistungsoszillationen, zu erzielen.

Die Methoden zur Zwischenkreisspannungsregelung während eines Netzfehlers beschränken sich mangels physikalischer Alternativen auf die Speicherung oder Umwandlung der überschüssigen Wirkleistung in Wärme sowie der Reduktion der Wirkleistungsaufnahme proportional zur Wirkleistungsabgabe. Ist die Reduktion der Wirkleistungsaufnahme nicht realisierbar, kann die Zwischenkreisspannung nicht alleine durch eine modifizierte Regelstruktur geregelt werden.

Im Gegensatz zu den zuvor genannten Komponenten der Regelstruktur ist einzig das konventionelle Modulationsverfahren zur Erzeugung der Schaltimpulse unabhängig vom Zustand des Netzes verwendbar.

Die Zertifizierung einer WKA bzgl. der LVRT-Fähigkeit erfolgt standardisiert mittels einer Freifeldprüfeinrichtung, bestehend aus einem impedanzbasierten Kurzschlussimulator (KSE) und der WKA als Prüfling. Für KSEs als Bestandteil von Laborprüfständen zur Entwicklung der LVRT-Fähigkeit einzelner WKA-Komponenten werden hingegen unterschiedlichste, von einem impedanzbasierten KSE abweichende Konzepte verwendet.

Einen Überblick über den Stand der Technik der zuvor thematisierten Komponenten der Regelstruktur eines LSCs sowie über jenen von KSEs und deren Regelung geben die folgenden Unterkapitel.

### 1.2.1 Netzsynchronisierung

Auf Grundlage trivialer Synchronisierungsverfahren wie bspw. der Detektion des Spannungsnulldurchgangs<sup>6</sup> oder dem auf Basis der Arkustangensfunktion, ist die exakte Ermittlung des aktuellen Phasenwinkels, insb. während eines Spannungseinbruchs oder bei Überlagerung der Grundwelle der Netzspannungen mit harmonischen Oberschwingungen, trotz Filterung der Eingangsgrößen, nicht gewährleistet [3].

---

<sup>5</sup>vgl. Static Synchronous Compensator

<sup>6</sup>vgl. Zero Crossing Detection

Ebenso ist die Bestimmung des Phasenwinkels während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs unter Verwendung der konventionellen Phasenregelschleife (PLL<sup>7</sup>) im synchronen Referenzsystem (SRF)<sup>8</sup> des Mitsystems (SRF-PLL) nicht mit hinreichender Genauigkeit gegeben, da die Gegensystemspannung die Mitsystemspannung als harmonische Oberschwingung zweiter Ordnung überlagern. Die resultierende, periodische Regelabweichung kann nicht durch einen Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) mit ausreichender Güte ausgeregelt werden.

Daher wird die konventionelle SRF-PLL in [4], [5], [6], [7] sowie [8] derart modifiziert, dass die Mitsystemspannung aus dem asymmetrischen Spannungssystem durch Filterung der Eingangsgrößen der SRF-PLL extrahiert wird. Die resultierende Regelabweichung nach Transformation der Mitsystemspannung in das SRF ist Oberschwingungsfrei und kann mittels PI-Regler ausgeregelt werden, sodass eine exakte Ermittlung des aktuellen Phasenwinkels auch während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs gegeben ist.

In [4] erfolgt die Extraktion der Mitsystemspannung durch die aktive Unterdrückung der periodischen Störgrößen im SRF mittels eines *Repetitive*-Reglers, der auf einem Kammfilter mit endlicher Impulsantwort<sup>9</sup> basiert. Die Kaskadierung des *Repetitive*- sowie des PI-Reglers kann jedoch zur Instabilität der PLL führen.

In [5] wird die Extraktion der Mitsystemspannung durch Filterung der Spannungskomponenten im SRF auf Basis von drei unterschiedlichen Filtern, eines Tiefpass- (TP), eines Bandstop- (BS) sowie eines Kerbfilters<sup>10</sup>, analysiert. Die Dynamik der PLL wird jedoch aufgrund der Filterung stark reduziert, sodass der Betrag und der Phasenwinkel der Mitsystemspannung nach Fehlereintritt sowie nach Spannungsrückkehr, nicht mit ausreichender Güte ermittelt werden.

Zusätzlich wird in [5] die verzögerte Signalauslöschung, die auf der Theorie der symmetrischen Komponenten im stationären Referenzsystem (STRF)<sup>11</sup> [9] beruht, zur Extraktion der Mitsystemspannung thematisiert. Auf Basis eines Totzeitglieds werden die Spannungskomponenten der Netzspannung im STRF  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  um  $0,25 T_1$  mit der Periodendauer der Grundschiwingung  $T_1$  verzögert, sodass die resultierenden Spannungskomponenten  $qu_\alpha$  und  $qu_\beta$  ein orthogonales Spannungssystem bzgl. der Spannungskomponente  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  bilden. Die Spannungskomponente  $u_\alpha^+$  der Mitsystemspannung im STRF folgt nach Addition der Spannungskomponenten  $u_\alpha$  und  $qu_\beta$  sowie die Spannungskomponente  $u_\beta^+$  der Mitsystemspannung nach Addition der Spannungskomponenten  $u_\beta$  und  $-qu_\alpha$ . Im Gegensatz zur SRF-PLL in Kombination mit der Filterung der Spannungskomponenten im SRF wird der Betrag und Phasenwinkel der Mitsystemspannung auf Basis der SRF-PLL in Kombination mit der verzögerten Signalauslöschung nach [5] auch während transientser Netzzustände mit ausreichender Genauigkeit ermittelt.

Nach [10] ist die Berechnung des orthogonalen Spannungssystems mittels Totzeitglieds aufgrund der fixierten Laufzeitverzögerung jedoch nicht frequenzadaptiv, sodass Abweichungen der Netzfrequenz von der Nennfrequenz zur fehlerhaften Bestimmung des Phasenwinkels führen. Außerdem wird aufgrund der reinen Laufzeitverzögerung ein ungefiltertes, orthogonales Spannungssystem gebildet, sodass bspw. im Falle von harmonisch verzerrten Phasenspannungen die Bestimmung des Phasenwinkels nicht mit ausreichender Genauigkeit erfolgt.

In [8] wird die SRF-PLL in Kombination mit einer Extraktion der Mitsystemspannung auf Basis zweier, voneinander entkoppelten Referenzsystemen diskutiert. Nach Transformation der Phasenspannungen in zwei Bezugssysteme, die synchron zur Mitsystemspannung sowie synchron zur Gegensystemspannung rotieren, entspricht die Amplitude der Mitsystemspannung der Amplitude der Gleichkomponente im SRF des Mitsystems sowie der Amplitude, der mit der doppelten Netzfrequenz

<sup>7</sup> vgl. Phase Locked Loop

<sup>8</sup> vgl. Synchronous Reference Frame

<sup>9</sup> vgl. Finite Impulse Response Comb Filter

<sup>10</sup> vgl. Notch Filter

<sup>11</sup> vgl. Stationary Reference Frame

oszillierenden Wechselkomponente im SRF des Gegensystems. In Analogie dazu entspricht die Amplitude der Gegensystemspannung der Amplitude der Gleichkomponente im SRF des Gegensystems sowie der Amplitude, der mit der doppelten Netzfrequenz oszillierenden Wechselkomponente im SRF des Mitsystems. Durch eine kreuzweise Rückkopplung der Gleichkomponenten nach Filterung mittels jeweils eines TP-Filters und Transformation in das jeweils andere SRF wird eine Entkopplung der Mit- und Gegensystemspannung voneinander erzielt, indem die überlagernden Wechselgrößen in beiden SRFs ausgelöscht werden. Die Analyse der Netzsynchronisierung auf Basis der resultierenden DDSRF-PLL<sup>12</sup> in [8] zeigt, dass der Phasenwinkel der Mitsystemspannung während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs und im Falle von Netzfrequenzvariationen zuverlässig ermittelt wird.

### 1.2.2 Zwischenkreisspannungsregelung

Während des Betriebs der WKA am ungestörten Netz regelt die Zwischenkreisspannungsregelung des LSCs indirekt das Leistungsgleichgewicht zwischen der generatorseitigen Wirkleistungsaufnahme und der netzseitigen Wirkleistungsabgabe. Um das Leistungsgleichgewicht im Falle eines Spannungseinbruchs zu erhalten, muss die generatorseitige Wirkleistungsaufnahme äquivalent zur netzseitigen Wirkleistungsabgabe, die bspw. während eines symmetrischen Netzfehlers mit einer Residualspannung  $U_r = 0 \text{ pu}$ <sup>13</sup> sprunghaft um bis zu 100 % der Nennleistung reduziert wird, abgesenkt werden. Die Reduzierung der generatorseitigen Wirkleistungsaufnahme durch Drosselung der dem Wind entnommenen Leistung mittels Pitchregelung ist aufgrund der maximale Pitchgeschwindigkeit von  $10^\circ \text{ s}^{-1}$  bis  $20^\circ \text{ s}^{-1}$  [11] und der resultierenden Totzeit im Sekundenbereich, ungeeignet. Ebenso kann die Entregung des SGs, vorausgesetzt der verwendete WKA-Generator ist ein fremderregter SG, aufgrund der Induktivität der Erregerwicklung nicht mit ausreichender Dynamik erfolgen, um die Generatorleistung sprunghaft zu reduzieren.

In [12] wird die überschüssige Wirkleistung in Form von kinetischer Energie in der rotierenden Masse des SGs gespeichert, indem der generatorseitige Frequenzumrichter (GSC)<sup>14</sup> die generatorseitige Wirkleistungsaufnahme der back-to-back Topologie, bestehend aus GSC und LSC, absenkt. Erfolgt die Anbindung des SGs an den Zwischenkreis anstelle eines Frequenzumrichters mittels ungeregeltem Gleichrichter (RU)<sup>15</sup>, ist eine Reduzierung der generatorseitigen Wirkleistungsaufnahme jedoch nicht realisierbar.

Um einen Anstieg der Zwischenkreisspannung durch das Ungleichgewicht der Wirkleistungsaufnahme und -abgabe der back-to-back Topologie zu vermeiden ist eine Speicherung der Energie in der Zwischenkreiskapazität prinzipiell denkbar. Im Falle eines Spannungseinbruchs mit  $U_r = 0 \text{ pu}$  für 150 ms und einer Netzspannungsrückkehr nach 1 s, ist bei konstanter Nennleistungsabgabe eines SGs mit  $P_N = 2 \text{ MW}$  und einem Zwischenkreisspannungsanstieg  $\Delta u_{DC} = 0,1 \text{ pu}$  bzgl. der Nennspannung eine Zwischenkreiskapazität von  $\approx 11 \text{ F}$  erforderlich [11].

Eine kosteneffizientere Lösung zur Vermeidung des Zwischenkreisspannungsanstiegs ist die Umwandlung der überschüssigen Wirkleistung in Wärme, basierend auf einem ansteuerbaren Bremswiderstand, der innerhalb des LSCs parallel zur Zwischenkreiskapazität geschaltet wird [11].

<sup>12</sup>vgl. Decoupled Double Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop

<sup>13</sup>vgl. per unit (bezogene, dimensionslose Hilfsmaßeinheit)

<sup>14</sup>vgl. Generator Side Converter

<sup>15</sup>vgl. Rectifier Unit

### 1.2.3 Stromregelung

Im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs ist neben der Regelung der Mit-, auch die Regelung der Gegensystemströme erforderlich. Um die zusätzliche Anforderung an die Stromregelung zu erfüllen, wird die etablierte Mitsystemstromregelung (SRF-CC)<sup>16</sup> im SRF auf Basis von PI-Reglern in [13], [14] und [15] durch einen parallelen Regelkreis im SRF des Gegensystems ergänzt. In Analogie zur PLL auf Basis zweier SRFs existiert jedoch eine Kreuzkopplung zwischen den Gleichgrößen und Wechselgrößen innerhalb des jeweils entgegengesetzt rotierenden SRFs, sodass nach Transformation der Gegensystemströme in das SRF des Mitsystems sowie nach Transformation der Mitsystemströme in das SRF des Gegensystems die Gleichkomponenten in beiden SRFs durch harmonische Oberschwingung der zweiten Ordnung überlagert werden. Da die PI-Regler die periodischen Regelabweichungen im jeweiligen SRF nicht mit ausreichender Güte ausregeln können, ist daher eine Entkopplung der Mit- und Gegensystemströme erforderlich, um eine qualitativ hochwertige Stromregelung zu realisieren.

In [13] erfolgt die Entkopplung der Mit- und Gegensystemströme nach Transformation in das jeweilige SRF auf Basis eines Kerbfilters, der die, mit der doppelten Netzfrequenz oszillierenden Wechselkomponenten, ausfiltert. Die Analyse der resultierenden DSRF-CC<sup>17</sup> in [13] zeigt, dass die Funktionalität der Regelstruktur im stationären Betriebszustand gegeben ist, im transienten Betriebszustand beträgt die Einschwingzeit nach einem Sollwertsprung hingegen  $t_e \approx 30$  ms.

In Analogie zur DDSRF-PLL erfolgt die Entkopplung der Mit- und Gegensystemströme in [14] durch die kreuzweise Rückkopplung der Gleichkomponenten nach Filterung mittels jeweils eines TP-Filters und Transformation in das jeweils andere SRF. Auf Basis der resultierenden DDSRF-CC<sup>18</sup> wird in [14] die Einspeisung von Wirk- und Blindleistung im Mit- und Gegensystem in ein asymmetrisches, dreiphasiges Spannungssystem demonstriert. Die Regelgüte der Regelung während transientser Netzzustände wird nicht nachgewiesen, stattdessen werden Rückschlüsse auf diese mittels eines Sollwertsprungs der Referenzströme im Mit- und Gegensystem während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs gezogen. Die Einschwingzeit der Ströme im Mit- und Gegensystem beträgt  $t_e \approx 20$  ms.

In [15] wird die Dynamik der DDSRF-CC optimiert, indem die TP-Filter zur Entkopplung der SRFs voneinander entlastet werden. Prinzipiell wäre, unter der Voraussetzung, dass die Ströme den Referenzströme in den jeweiligen SRFs exakt folgen, eine Entkopplung der Bezugssysteme voneinander möglich, indem die Referenzströme nach kreuzweiser Rückkopplung als Vorsteuerwerte zur Auslöschung der Oszillationen in dem jeweils entgegengesetzt drehenden SRF genutzt werden. Da diese ideale Regelung nicht realisierbar ist, führt jede Regelabweichung zur fehlerhaften Kompensation der Oszillationen. Daher wird der Gleichanteil der Regelabweichung mittels eines TP-Filters extrahiert und zur Korrektur des Vorsteuerwerts genutzt, sodass die Oberwellen kompensiert und die TP-Filter im Vergleich zur DDSRF-CC entlastet werden. Die Analyse der resultierenden EDDSRF-CC<sup>19</sup> erfolgt in [15] äquivalent zur Analyse in [14]. Im Vergleich zur DDSRF-CC wird die Einschwingzeit der Ströme im Mit- und Gegensystem mittels EDDSRF-CC signifikant reduziert, die Regelgüte während transientser Netzzustände wird nicht analysiert.

In [16] und [17] wird zur Erhöhung der Stromregelungsdynamik ein modellbasierter Stromregler mit minimaler Einstellzeit<sup>20</sup> verwendet, um insb. eine Überstromdetektion aufgrund von Stromüberschwingern zu Beginn eines Spannungseinbruchs zu vermeiden. Die Funktionalität des Dead-Beat-Reglers beruht unter Berücksichtigung der Regelstrecke auf der Prädiktion der Stellgrößenauswirkung auf

<sup>16</sup>vgl. Synchronous Reference Frame Current Control

<sup>17</sup>vgl. Dual Synchronous Reference Frame Current Control

<sup>18</sup>vgl. Decoupled Dual Synchronous Reference Frame Current Control

<sup>19</sup>vgl. Enhanced Decoupled Double Synchronous Reference System Current Control

<sup>20</sup>vgl. Dead-Beat-Regler

die Regelgröße. Theoretisch verfügt der Dead-Beat-Regler über eine große Bandbreite und ist somit zur Regelung sinusförmiger Größen geeignet [16]. Die Analyse der resultierenden DB-CC<sup>21</sup> in [17] zeigt, dass die Regelung der Ströme im Mit- und Gegensystem im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs auf Basis der DB-CC im stationären Betriebsbereich mit hoher Güte erfolgt und Stromüberschwinger während des transienten Netzzustands zu Beginn des Spannungseinbruchs verhindert werden. Allerdings neigt die Stromregelung, wie in [16] gezeigt, zu Instabilität, falls eine Modellunschärfe vorliegt. Daher wird die Dynamik der DB-CC in [16] künstlich reduziert, sodass die Stabilität der Regelung erhöht wird. Im Vergleich zur SRF-CC mit Vorsteuerung der Netzspannung ist die Regelgüte der DB-CC während des transienten Netzzustands zu Beginn eines asymmetrischen Spannungseinbruchs signifikant höher.

In [18] wird als modellbasierte Regelung die DV-CC<sup>22</sup> im SRF auf Basis eines Linear-Quadratischen Reglers (LQ-Regler) thematisiert. Der LQ-Regler ist ein Zustandsregler dessen Rückführmatrix durch Polvorgabe oder die Minimierung des Gütefunktional ermittelt wird und somit einzelne Zustände des zu regelnden Systems gewichtet werden [19]. Die Simulations- sowie die Versuchsergebnisse der resultierenden LQ-CC<sup>23</sup> in [18] zeigen, dass die Regelung der Mit- und Gegensystemströme während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs gewährleistet ist. Die geringen Stromüberschwinger zu Beginn eines Netzfehlers weisen auf eine große Dynamik des Reglers sowie eine hohe Regelgüte hin. Im Falle von Modellunschärfe ist jedoch ein Führungsintegrator auf Kosten der Dynamik des Reglers notwendig, um die stationäre Genauigkeit zu garantieren.

Neben der Regelung der Grundwellenströme im Mit- und Gegensystem während eines Spannungseinbruchs, muss auf Basis der Stromregelung des LSCs eine richtlinienkonforme, Oberschwingungsfreie Stromeinspeisung in das Versorgungsnetz im Nennbetriebspunkt gewährleistet werden. Im Gegensatz zu den modellbasierten Stromregelungen sind zur Kompensation von harmonischen Stromüberschwingungen mittels der Regelstrukturen auf Basis der PI-Regler im SRF (SRF-CC, DSRF-CC, DDSRF-CC und EDDSRF-CC) weitere, parallele Regelpfade notwendig.

Da die harmonischen Stromüberschwingungen die Gleichteile nach Transformation der Phasenströme in die SRFs des Mit- und Gegensystems als Wechselgrößen überlagern, die mittels der PI-Regler nicht ausgeglet werden können, werden die Stromüberschwingungen in [20] zunächst mittels eines Hochpassfilters (HP-Filters)<sup>24</sup> sowie eines TP-Filters extrahiert und anschließend in jeweils einem SRF bzgl. jeder einzelnen harmonischen Stromüberschwingung im Mit- und Gegensystem ausgeglet. Durch die zusätzliche Kompensation der harmonischen Stromüberschwingungen wird die Komplexität der Regelstruktur beträchtlich vergrößert.

#### 1.2.4 Modulationsverfahren

Aus der intensiven Forschung innerhalb der letzten Jahrzehnte resultieren diverse, hinsichtlich unterschiedlicher Aspekte wie bspw. dem maximalen Modulationsindex, dem Oberschwingungsgehalt der resultierenden Ausgangsspannungen und -ströme oder der Reduzierung der Schaltverluste durch eine verringerte Anzahl von Kommutierungen der einzelnen elektrischen Schalter, fortlaufend optimierte Algorithmen zur Generierung der Schaltimpulse. Eine ausführliche Analyse der unterschiedlichen Modulationsverfahren ist bspw. in [21] gegeben.

Ein etablierter Algorithmus zur Betrags- und Frequenzsteuerung der Ausgangsspannung ist die Raumzeigerpulsweitenmodulation (SV-PWM)<sup>25</sup>, da mittels dieser eine vergleichsweise gute Ausnutzung

---

<sup>21</sup> vgl. Dead-Beat Current Control

<sup>22</sup> vgl. Dual Vector Current Control

<sup>23</sup> vgl. Linear Quadratic Current Control

<sup>24</sup> vgl. High Pass Filter

<sup>25</sup> vgl. Space Vector Pulse Width Modulation

der verfügbaren Zwischenkreisspannung realisiert wird. Dementsprechend wird mit der SV-PWM aufgrund der integrierten Nullsystemsteuerung durch Überlagerung der sinusförmigen Referenzspannung mit der dritten harmonischen Oberwelle oder einer Sägezahnspannung, der maximale Modulationsindex  $m_{i, \max} \approx 0,907$  ohne Übermodulation erzielt.

Modifizierung dieses etablierten Modulationsverfahrens zur signifikante Optimierung der LVRT-Fähigkeit eines 2-Level Spannungsumrichters (VSIs)<sup>26</sup> werden in der Literatur aktuell nicht beschrieben.

### 1.2.5 Strategien zur Leistungseinspeisung im Netzfehlerfall

Während eines Netzfehlers wird durch die jeweils gültige NAR zumeist eine Leistungseinspeisung der EZE gefordert und die Einspeisung von Wirk- oder Blindleistung in Abhängigkeit des spezifischen Bedarfs des lokalen Versorgungsnetzes unter Berücksichtigung der proportionalen Absenkung der maximal einspeisbaren Scheinleistung im Verhältnis zur verbleibenden Restspannung, priorisiert.

Im Falle eines symmetrischen Spannungseinbruchs kann in Analogie zur Leistungseinspeisung in das ungestörte Spannungssystem mittels BPSC<sup>27</sup> konstante Momentanwirk- und / oder -blindleistung durch reine Mitsystemstromeinspeisung in das Netz eingespeist werden. Erfolgt die Leistungseinspeisung im asymmetrischen Fehlerfall ebenfalls auf Basis der BPSC, werden die Gleichanteile der Momentanwirk- und -blindleistung hingegen gem. [6] und [22] durch Oszillationen mit der doppelten Netzfrequenz aufgrund der Kreuzkopplung der Spannungen und Ströme im Mit- und Gegensystem überlagert.

Um entweder die Momentanwirk- oder die Momentanblindleistungsoszillationen zu unterdrücken, wird in [6] und [22] mittels PNSC<sup>28</sup> der Mit- und Gegensystemstrom derart geregelt, dass konstante Momentanwirkleistung sowie mit der doppelten Netzfrequenz oszillierende Momentanblindleistung eingespeist wird, wenn für den Referenzwert der Blindleistung  $Q^* = 0$  gilt. In Analogie kann mittels PNSC konstante Momentanblindleistung sowie mit der doppelten Netzfrequenz oszillierende Momentanwirkleistung eingespeist werden, wenn für den Referenzwert der Wirkleistung  $P^* = 0$  gilt. Aufgrund der zusätzlichen Ströme im Gegensystem wird im Gegensatz zur BPSC auf Basis der PNSC eine asymmetrische Stromeinspeisung realisiert, die resultierenden Phasenströme sind ebenfalls sinusförmig und Oberschwingungsfrei.

Wird anstatt der PNSC die AARC<sup>29</sup> nach [6] und [22] verwendet, ist bei Einspeisung von Wirkleistung sowie unter der Bedingung, dass für den Referenzwert der Blindleistung  $Q^* = 0$  gilt, die Momentanblindleistung gleich null, die Momentanwirkleistung oszilliert jedoch mit der doppelten Netzfrequenz um ihren Referenzwert. In Analogie oszilliert die Momentanblindleistung um ihren Referenzwert und die Momentanwirkleistung ist gleich null, falls Blindleistung eingespeist wird und für den Referenzwert der Wirkleistung  $P^* = 0$  gilt. Im Vergleich zur PNSC ist der maximale Betrag der einzelnen Phasenströme bei Einspeisung äquivalenter Blindleistung auf Basis der AARC geringer, sodass eine bessere Stützung der Netzspannungen durch erhöhte Blindleistungseinspeisung auf Basis der AARC realisiert werden kann. Zusätzlich werden Oszillationen der Zwischenkreisspannung durch Einspeisung schwingungsfreier Momentanwirkleistung auf Basis der AARC im Vergleich zur Einspeisung oszillierender Momentanwirkleistung mittels PNSC gedämpft [22].

Eine Verallgemeinerung der Strategien zur Leistungseinspeisung wird in [6] und [22] mittels FPNSC<sup>30</sup> erzielt, sodass die PNSC sowie die AARC Sonderfälle der FPNSC darstellen. Auf Basis der FPNSC ist

<sup>26</sup>vgl. Voltage Source Inverter

<sup>27</sup>vgl. Balanced Positive Sequence Control

<sup>28</sup>vgl. Positive Negative Sequence Compensation

<sup>29</sup>vgl. Average Active Reactive Control

<sup>30</sup>vgl. Flexible Positive Negative Sequence Control

eine flexiblere Gestaltung des Verhältnisses zwischen den Referenzströmen im Mit- und Gegensystem in Abhängigkeit des priorisierten Regelziels, unter Berücksichtigung des maximalen Betrags der Phasenströme im Bezug auf den Nennstrom des LSCs, realisierbar. Das priorisierte Regelziel kann bspw. die maximale Stützung der Mitsystemspannung, die Absenkung der Gegensystemspannung, die Einspeisung maximaler Wirk- und / oder Blindleistung oder die Einspeisung schwingungsfreier Momentanwirk- oder -blindleistung sein. In Analogie zur PNSC sowie zur AARC ist jedoch auch auf Basis der FPNSC die gleichzeitige Einspeisung schwingungsfreier Momentanwirk- und Momentanblindleistung nicht realisierbar.

Im Gegensatz zur sinusförmigen Stromeinspeisung durch die BPSC, die PNSC, die AARC oder die FPNSC ist auf Basis der IARC<sup>31</sup> gem. [6] und [22] ein Höchstmaß an Regelfähigkeit der Leistungseinspeisung gegeben, da mittels überschwingungsbehafteter Ströme im Mit- und Gegensystem konstante Momentanwirk- und Momentanblindleistung einspeisbar ist.

Im Unterschied zur IARC werden mittels ICPS<sup>32</sup>[6] lediglich überschwingungsbehaftete Ströme im Mitsystem eingespeist, die Gegensystemströme sind gleich null, sodass entweder konstante Wirk- oder Blindleistung eingespeist wird, die jeweils andere Leistungskomponente wird durch Oszillationen mit der doppelten Netzfrequenz überlagert. Grundsätzlich wird die geregelte Einspeisung harmonischer Stromüberschwingungen jedoch durch die maximale Schaltfrequenz des LSCs limitiert, erfordert eine komplexe Stromregelstruktur und kann zur Anregung von Resonanzen führen sowie zusätzliche Verzerrungen der Netzspannungen hervorrufen [22].

### 1.2.6 Kurzschlussemulatoren

Zur Verifizierung der LVRT-Fähigkeit im Rahmen der „Zertifizierung der Kraftwerkseigenschaften“ [23] einer WKA vom Typ E-66/20.70 mit einer Nennleistung  $S_N = 2 \text{ MW}$  führt der WKA-Hersteller ENERCON im Jahre 2003 die weltweit ersten Kurzschlussversuche mit einer Freifeldprüfeinrichtung durch [24]. Die Freifeldprüfeinrichtung setzt sich aus der WKA, einem KSE sowie der erforderlichen Messtechnik zusammen. Als KSE wird ein induktiver Spannungsteiler, bestehend aus einer jeweils schaltbaren Längs- und Querimpedanz, verwendet. Durch den KSE werden mittelspannungsseitig dreiphasige Kurzschlüsse dargestellt, um das Verhalten der EZE bei symmetrischen Spannungseinbrüchen entsprechend den Anforderungen der „Ergänzende[n] Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen“ [25] nachzuweisen.

Asymmetrische Kurzschlussversuche, die zur Zertifizierung nach IEC 61400-21 [26] sowie der „Technischen Richtlinie für Erzeugungseinheiten und -anlagen Teil 3“ [27] (FGW-TR 3) gegenwärtig ebenfalls durchzuführen sind, können mittels eines impedanzbasierten KSEs durch den Kurzschluss von lediglich zwei Phasen über die Querimpedanz realisiert werden, sodass dieses Konzept eines KSEs als Bestandteil einer mobilen Freifeldprüfeinrichtung aktuell nahezu ausschließlich zur Zertifizierung verwendet wird wie auch in [28].

Die derzeit gültigen Normen und Richtlinien definieren jedoch explizit kein konkretes KSE-Konzept zur Zertifizierung, sondern spezifizieren in [26], Kap. 6.5 und 7.5 sowie [27] Kap. 4.7 lediglich die elektrischen Anforderungen an eine Prüfeinrichtung. Diese umfassen die Energieversorgung, die Energieabnahme, die Spannungsversorgung als Eingangsinformation des Prüflings und die erforderliche Dynamik des Spannungseinbruchs. In [29] wird daher bspw. ein impedanzbasierter KSE als Teil einer mobilen Freifeldprüfeinrichtung diskutiert, der im Gegensatz zu jenem Konzept in [23] sowie [28] die Kurzschlüsse auf der Unterspannungsseite des WKA-Transformators generiert, sodass diese Prüfeinrichtung unabhängig von potentiell unterschiedlichen Mittelspannungsleveln an

<sup>31</sup>vgl. Instantaneous Active Reactive Control

<sup>32</sup>vgl. Instantaneously Controlled Positive Sequence

verschiedenen Standorten einsetzbar ist. Um trotz Kurzschluss auf der Niederspannungsseite den Schaltgruppeneffekt, hervorgerufen durch den  $\Delta/\Delta$ -Transformator der WKA im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs nachzubilden, ist ein zusätzlicher 690 V/690 V  $\Delta/\Delta$ -Transformator zwischen KSE und WKA im Prüfstand inbegriffen.

Neben der Spezifikation der Anforderungen werden in [27], Anh. F und [30], Kap. 3 alternative Prüfeinrichtungen wie Netzemulatoren, Kombinationen aus Netzemulatoren und impedanzbasierten KSEs sowie transformatorbasierte Prüfeinrichtungen beschrieben, da Prüfstände grundsätzlich sowie zur „Komponentenzertifizierung oder Nachzertifizierung geänderter Eigenschaften einer bereits zertifizierten EZE verwendet werden [können], wenn äquivalente Rahmenbedingungen bzgl. aller zu zertifizierenden Eigenschaften auf dem Teststand nachgebildet werden.“ [30]. Diese alternativen Prüfeinrichtungen respektive konzeptionell vergleichbare Laborprüfstände, die zumeist hinsichtlich des Spannungs- und Leistungsbereichs skaliert sind, werden häufig mit dem 30 kW-Laborprüfstand auf Grundlage eines transformatorbasierten KSEs in [31] können bspw. symmetrische und asymmetrische Spannungseinbrüche mit 80 %, 62,5 %, 37,5 % und 12,5 % Restspannung bzgl. der sekundärseitigen Nennspannung von 400 V dargestellt werden. Der Spannungseinbruch wird emuliert, indem sich das Übersetzungsverhältnis des Transformators respektive die Ausgangsspannung durch den Wechsel zwischen zwei der gestuften Abgriffe des Transformators unter Verwendung von bidirektionalen Schalteinrichtungen auf Basis von IGBTs<sup>33</sup> schlagartig ändert. In [32] werden zum Schalten zwischen den gestuften Abgriffen eines transformatorbasierten KSEs als Bestandteil eines 10 kW-Laborprüfstands mit einer Nennspannung von 220 V thyristorbasierte Halbleiterrelais<sup>34</sup> anstelle der IGBTs in [31] verwendet.

Zur Evaluierung von Netzqualitätskompensatoren sowie von WKAs hinsichtlich der LVRT-Fähigkeit wird in [33] eine gesteuerte, hochdynamische Spannungsquelle (DVR)<sup>35</sup> zweckentfremdet. Auf Basis des DVR-basierten KSEs werden an einem 150 kW-Laborprüfstand Spannungseinbrüche emuliert, indem die ungestörte Netzspannung mit einer Störspannung überlagert wird, sodass aus der Summe beider Spannungen der gewünschte Spannungsverlauf während eines Spannungseinbruchs resultiert. Umrichterbasierte KSEs mit unterschiedlichen Nennleistungen von 15 kW in [34], 30 kW in [35] und 1,8 MW in [36] werden als back-to-back Topologie bestehend aus einer netzseitigen Einspeisepfeileinrichtung (AFE)<sup>36</sup> sowie einem Umrichter zur Netzemulation realisiert. Der netzseitige AFE bestimmt die Richtung des Leistungsflusses durch Regelung der Zwischenkreisspannung, während der Netzemulator das erforderliche Spannungssystem respektive die Spannungseinbrüche generiert. Ein Vergleich der zuvor genannten KSE-Konzepte hinsichtlich spezifischer Eigenschaften wie bspw. des Kostenaufwands, der Größe und des Gewichts, der Regelbarkeit sowie der Steuerung der Spannungscharakteristik eines Spannungseinbruchs erfolgt in [37]. Demzufolge sind impedanzbasierte sowie transformatorbasierte KSEs vergleichsweise günstige Lösungen für Laborprüfstände, da keine kostenintensive Bauteile oder aufwendige Regelungen erforderlich sind. Die Spannungscharakteristik eines Spannungseinbruchs kann jedoch abgesehen von der Tiefe und Dauer nicht beeinflusst werden, außerdem können nicht alle potentiell auftretenden Arten eines Netzfehlers dargestellt werden. Zusätzlich wird das Netz während der Kurzschlussversuche mittels shuntimpedanzbasierter KSEs durch Netzrückwirkungen belastet, die zu Einschränkungen der Tests durch den Netzbetreiber führen können. Im Gegensatz dazu sind umrichterbasierte KSEs aufgrund der anspruchsvollen und komplexen Regelstruktur kostenintensive, gleichzeitig jedoch im Vergleich die leistungsfähigsten Lösungen, da alle Arten von Netzfehlern, verschiedene Netzspannungsprofile sowie Frequenzvariationen und Phasensprünge in der Netzspannung emuliert werden können. Nach [37] ist die Darstellbarkeit der erforderlichen Dynamik eines Spannungseinbruchs, d. h. die Flankensteilheit zu Beginn des

<sup>33</sup>vgl. Insulated Gate Bipolar Transistor

<sup>34</sup>vgl. Solid State Relay

<sup>35</sup>vgl. Dynamic Voltage Restorer

<sup>36</sup>vgl. Active Front End

Netzfehlers sowie bei Spannungsrückkehr in Abhängigkeit der Regelstruktur allerdings fraglich. Laut [35] und [36] ist eine ausreichende Flankensteilheit, sodass der Spannungseinbruch sowie die Spannungsrückkehr innerhalb einer Millisekunde erfolgt, durch eine entsprechende Steuerung bzw. Regelung der Phasenspannungen jedoch realisierbar.

### 1.2.7 Regelstrukturen umrichterbasierter KSEs

Zur Emulation von Spannungseinbrüchen mit hoher Dynamik wird der KSE in [36] als gesteuerte Spannungsquelle mit offenem Regelkreis implementiert. Die pulsweitenmodulierte Ausgangsspannung an den Leistungsmodulklemmen wird als überspannungsseitige Netzspannung des WKA-Transformator interpretiert, sodass die Leistungsmodulklemmen als Anschlusspunkt (PCC)<sup>37</sup> mit dem WKA-seitigen PCC bei Verwendung der impedanzbasierten Freifeldprüfeinrichtung in [23] und [28] korrespondieren. Da innerhalb des Laborprüfstands kein Transformator zwischen KSE und Prüfling installiert ist, wird die KSE-seitige Filterinduktivität des LCL-Filters zwischen KSE und Prüfling entsprechend der Kurzschlussreaktanz des WKA-Transformators gewählt, um den Einfluss des Spannungsfalleffekts an den Induktivitäten des WKA-Transformators auf die Klemmenspannung des Prüflings während eines Netzfehlers zu emulieren. Auf eine darüber hinausgehende Netznachbildung zur Emulation des Spannungsabfalls an den Längselementen des Netzes wird verzichtet.

Der Schaltgruppeneffekt, der die Ausbreitung von asymmetrischen Spannungseinbrüchen durch  $\Delta\text{-}$ Transformatoren beschreibt, wird durch den RSG nachgebildet. Aus den drei asymmetrischen Netzfehlerarten, 1-phasig mit Erdschluss und 2-phasig mit/ohne Erdschluss sowie einem symmetrischen 3-phasigen Netzfehler resultieren in Abhängigkeit der  $\Delta\text{-}$ Transformatorenanzahl zwischen Fehlerstelle im Netz und PCC der WKA fünf unterschiedliche charakteristische Netzspannungsverläufe am LSC der WKA. Mittels RSG sind diese mit Bezug auf den WKA-Transformator sekundärseitigen Spannungsprofile parametrierbar. Darüber hinaus können Phasensprünge der Netzspannung durch eine Phasenverschiebung des Referenzspannungsraumzeigers emuliert werden.

Zur Evaluierung der darstellbaren Dynamik eines Netzfehlers wird ein symmetrischer Spannungseinbruch mit 20 % Restspannung im Leerlauf durchgeführt. Der Spannungseinbruch sowie die Spannungsrückkehr erfolgen in weniger als einer Millisekunde, der stationäre Zustand der Netzspannungen wird in beiden Fällen innerhalb einer halben Netzperiode erreicht. Zum Nachweis der Funktionalität des KSEs bei 25 % Teilleistungseinspeisung eines 1,5 MW LSCs sowie bei annähernder Vollleistungseinspeisung werden symmetrische und asymmetrische Netzfehler mit 50 % und 0 % Restspannung für 250 ms respektive 3000 ms durchgeführt.

Im Gegensatz zur gesteuerten Spannungsquelle mit offenem Regelkreis in [36] basiert die Emulation von Spannungseinbrüchen in [34] auf einem mit kaskadierten Spannungs- und Stromreglern geschlossenen Regelkreis. Die Regelgröße der Spannungsregelung ist die primärseitige Transformatorspannung des Prüflings, der aus dem  $\Delta\text{-}$ Transformator und einem DASG besteht. In Analogie zum Prüfstand in [36] erfolgt die Emulation des Spannungsfalleffekts lediglich bzgl. der Klemmenspannung des DASGs durch die Kurzschlussreaktanz des Transformators, eine Netznachbildung existiert nicht.

Die Regelung der Mit- und Gegensystemspannungen und -ströme erfolgt im SRF des Mitsystems. Da die Gegensystemgrößen die Mitsystemgrößen im SRF des Mitsystems als Harmonische mit der doppelten Netzfrequenz überlagern, wird neben einem PI-Glied ein resonanter Regler, dessen Resonanzfrequenz der doppelten Netzfrequenz entspricht, zur Regelung der Gegensystemgrößen im SRF des Mitsystems verwendet. Die Nullsystemspannung, die während asymmetrischer Netzfehler mit Erdschluss primärseitig am WKA-Transformator auftreten kann, durch einen  $\Delta\text{-}$ Transformator je-

<sup>37</sup>vgl. Point of Common Coupling

doch nicht auf die Sekundärseite übertragen wird, wird mittels einer Phasenspannungsvorsteuerung als Bestandteil des RSGs kompensiert. Daher können mit dem RSG vier unterschiedliche Netzfehlertypen parametrisiert werden, 1-phasige Spannungseinbrüche mit Erdschluss, 2-phasige Spannungseinbrüche mit und ohne Erdschluss sowie symmetrische 3-phasige Netzfehler. Schaltgruppeneffekte und die daraus resultierenden Spannungsprofile, die durch die mehrfache Übertragung von Netzfehlern mittels  $\Delta/\Delta$ -Transformator entstehen, können nicht emuliert werden.

Zur Evaluierung der Funktionalität des KSEs wird ein 1-phasiger Spannungseinbruch mit 35 % Restspannung sowie ein symmetrischer Netzfehler mit 20 % Restspannung dargestellt. Die Netzspannung wird trotz gravierender Laständerungen und Einschwingvorgängen des DASGs präzise emuliert. Insbesondere die Dynamik des Spannungseinbruchs sowie die der Spannungsrückkehr ist jedoch im Vergleich zu jener in [36] mit einer Dauer von ungefähr einer Netzperiode  $T_N = 20$  ms deutlich geringer.

Um im Vergleich zu einer kaskadierten Regelung mit Ausgangsrückführung wie in [34] die Güte des geschlossenen Regelkreises eines KSEs im transienten Betriebsbereich hinsichtlich der Dynamik und Stabilität zu optimieren, wird in [35] eine Zustandsraumregelung implementiert. Zwischen KSE und Prüfling wird in Analogie zum Prüfstand in [36] anstelle eines Transformators ein LC-Filter zur Reduzierung des Spannungswelligkeit auf unter ein Prozent sowie eine weitere, prüflingsseitige Induktivität zur Emulation des Spannungsfalleffekts über den Längsimpedanzen des Netzes verwendet. Auf Basis der Zustandsraumregelung werden die jeweiligen Phasenspannungen über den im Stern verschalteten Kapazitäten des LC-Filters unter Berücksichtigung der drei weiteren Zustandsgrößen der offenen Regelstrecke, der Klemmenspannung des KSEs, des Ausgangstroms des KSEs und des Laststroms des Prüflings auf deren Sollwerte ausgeregelt. Die Regelparameter werden durch Polvorgabe der offenen und geschlossenen Regelstrecke optimiert, sodass eine größtmögliche Dynamik bei gleichzeitiger Stabilität und Robustheit der Regelung bspw. hinsichtlich der Resonanz des LC-Filters oder bzgl. Parametervariationen durch Temperaturänderungen gewährleistet ist.

Zur Evaluierung der Funktionalität des KSEs werden zwei symmetrische Spannungseinbrüche mit 50 % und 0 % Restspannung für 50 ms bei Belastung mit einer ohmschen Last von 22 kW emuliert. In Analogie zum KSE-Konzept in [36] erfolgt der Spannungseinbruch sowie die Spannungsrückkehr in weniger als einer Millisekunde, eine stationäre Regelabweichung der Netzspannungen ist nahezu nicht vorhanden.

### 1.3 Aufgabenstellung

Auf Grundlage der bestehenden Regelstruktur eines netzseitigen Vollastumrichters zur Einspeisung der Leistung einer drehzahlvariablen WKA auf Basis eines SGs soll die LVRT-Fähigkeit des LSCs entsprechend den Anforderungen der in Deutschland gültigen NARs entwickelt und implementiert werden.

Hierzu ist zunächst die Erarbeitung der LVRT-Anforderungen der in Deutschland gültigen NARs an WKAs erforderlich. Im Anschluss soll die Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit durch Modifikationen und Ergänzungen der bestehenden, etablierten Regelstruktur respektive der Softwaremodule erfolgen.

Zur Verifizierung der LVRT-Fähigkeit ist eine Laborprüfeinrichtung, mittels derer Spannungseinbruchstests durchgeführt werden können, zu entwickeln. Diesbezüglich sind zunächst die Anforderungen an eine Prüfeinrichtung zu ermitteln sowie die Realisierbarkeit eines der in der Literatur thematisierten KSE-Konzepte als Bestandteil des erforderlichen Laborprüfstands zu analysieren. Anschließend soll eine Entwicklungsumgebung konzipiert und dessen Regelstruktur zur Emulation von Spannungseinbrüchen entwickelt und implementiert werden.

Zuletzt soll eine Konformitätsbewertung durch Spannungseinbruchstests sowie die Auswertung der

resultierenden Messergebnisse gem. den entsprechenden Richtlinien die LVRT-Fähigkeit des LSCs belegen.

## 1.4 Gliederung der Arbeit

Zur Spezifikation der Problemstellung erfolgt in Kap. 2 zunächst eine Klassifizierung der zu erwartenden charakteristischen Verläufe der Netzspannungen während symmetrischer und asymmetrischer Spannungseinbrüche sowie in Kap. 3 eine detaillierte Aufstellung der Anforderungen und Spezifikationen aktuell gültiger NARs bzgl. der LVRT-Fähigkeit von WKAs.

Im Anschluss werden in Kap. 4 zwei grundlegenden Konzepte drehzahlvariabler WKAs, das elektrische Konzept der in dieser Arbeit thematisierten WKA sowie die Anforderungen an den LSC im Falle von Netzfehlern in Abhängigkeit der jeweiligen WKA-Topologie, zusammengefasst.

Hinsichtlich der Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit werden in Kap. 5 zunächst die einzelnen Module der etablierten und bereits softwareseitig existierenden LSC-Regelstruktur wie bspw. die Netzsynchronisierung oder die Stromregelung bzgl. ihres Modifikationsbedarfs analysiert. Im Anschluss wird in Kap. 6 die Modifikation bestehender sowie die Entwicklung neuer Softwaremodule zur Implementierung der LVRT-Fähigkeit diskutiert.

Um die Funktionalität der einzelnen Softwaremodule respektive die LVRT-Fähigkeit des LSCs zu verifizieren, wird der in Kap. 7 thematisierte, umrichterbasierte KSE als Bestandteil des Laborprüfstands als Entwicklungsumgebung konzipiert. In Kap. 8 erfolgt im Anschluss die Konformitätsbewertung des LSCs bzgl. der LVRT-Fähigkeit auf Basis von Messdaten, die aus Kurzschlussversuchen unter Verwendung des Laborprüfstands resultieren.

Abschließend werden in Kap. 9 Messergebnisse von Kurzschluss tests unter Verwendung einer Freifeldprüfeinrichtung analysiert und in Kap. 10 die Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst.

## 2 Definiton und Klassifizierung von Netzfehlern

Als Grundlage zur Entwicklung der LVRT-Fähigkeit erfolgt in Kap. 2.1 zunächst die Definition eines kurzschlussartigen Netzfehlers. Im Anschluss werden unterschiedliche Netzfehlerarten in Kap. 2.2 klassifiziert, um eine systematische Übersicht über den charakteristischen Verlauf der Phasenspannung während verschiedener Netzfehler zu erhalten.

### 2.1 Definition und Ursache von Netzfehlern

Die teils divergierenden Definitionen von Netzfehlern erfolgen in Normen, die die Spannungs- respektive Netzqualität beschreiben, anhand des Effektivwerts der Residualspannung  $U_r$  und der Dauer  $t_2 - t_1$  eines Spannungseinbruchs. Während die englischsprachige Fassung der europäischen Norm EN 50160 gem. [38] in Tab. 2.1 zwischen Spannungseinbrüchen, Kurzzeitunterbrechungen und Langzeitunterbrechungen unterscheidet, wird im IEEE Standard 1159-2009 [39] hingegen zwischen unmittelbaren, kurzzeitigen und temporären Spannungseinbrüchen und -unterbrechungen differenziert.

Als Netzfehler respektive Spannungseinbruch wird für diese Arbeit, äquivalent zur Spezifikation

**Tabelle 2.1:** Definitionen von Spannungseinbrüchen

Bezeichnung	$U_r$	$t_2 - t_1$
EN 50160 [38]		
„Voltage Dip“	0,01 pu - 0,9 pu	10 ms - 60 s
„Short Interruption“	<0,01 pu	$\leq 3$ min
„Long Interruption“	<0,01 pu	> 3 min
IEEE 1159-2009 [39]		
„Instantaneous Sag“	0,01 pu - 0,9 pu	0,5 - 30 Perioden
„Momentary Interruption“	<0,01 pu	0,5 Perioden - 3 s
„Momentary Sag“	0,01 pu - 0,9 pu	30 Perioden - 3 s
„Temporary Interruption“	<0,01 pu	> 3 s - 1 min
„Temporary Sag“	0,01 pu - 0,9 pu	> 3 s - 1 min

der SDLWindV [2], eine signifikante Spannungsabweichung  $U_s > 0$  pu der Netzspannung von der Nennspannung  $U_N$  definiert. Eine signifikante Spannungsabweichung ist die Abweichung der Effektivwerte einer oder mehrerer Phasenspannungen  $U_{123}$  von der Nennspannung  $U_N$ , die größer als das Spannungstotband  $U_t$  ist. Für das Spannungstotband gilt in der Regel bzgl. der Netzspannung  $U_t = 0,1$  pu.

Die Ursachen von Spannungseinbrüchen sind vielfältig, sie werden durch unterschiedliche Ereignisse wie dem Einschalten von großen Lasten, durch Kurzschlüsse im Versorgungsnetz oder auch durch Schalthandlungen an Netzwerkkomponenten wie z. B. Transformatoren hervorgerufen [40]. Die Charakteristik eines Spannungseinbruchs, der Verlauf der Phasenspannungen während eines Netzfehlers, ist von dessen Ursache abhängig und wird darüber hinaus durch folgende Faktoren beeinflusst [41].

- Distanz zwischen Fehlerstelle und Messpunkt
- Querschnitt der Freileitungen und Kabel zwischen Fehlerstelle und Messpunkt

- Verbindungsart der Transformatoren zwischen Fehlerstelle und Messpunkt
- Aufbau des Netzes
- Kurzschlussimpedanz des Netzes

## 2.2 Klassifizierung von Spannungseinbrüchen

Die Klassifizierung von Netzfehlern erfolgt auf Basis eines systematischen Ansatzes zur Berechnung eines fehlerbehafteten Spannungssystems unter Verwendung der Methode der symmetrischen Komponenten nach Fortescue [9], welcher in [42] wie folgt beschrieben wird.

1. Formulierung der Fehlerbedingung im dreiphasigen System
2. Transformation durch die Methode der symmetrischen Komponenten in das Mit-Gegen-Null-System
3. Aufstellung des einphasigen Komponentennetzwerks
4. Ermittlung der Strom-Spannungs-Beziehung an der Fehlerstelle
5. Aufstellung des Gleichungssystems, bestehend aus der Strom-Spannungs-Beziehung und den Fehlerbedingungen, jeweils an der Fehlerstelle
6. Lösung des Gleichungssystems durch geeignete Zusammenschaltung der Komponentennetze
7. Rücktransformation der Ergebnisse in das dreiphasige System

In [22] wird dieser Ansatz beispielhaft für den in Abb. 2.1 dargestellten, zweiphasigen Netzfehler ohne Erdschluss unter Berücksichtigung der Definition folgender Randbedingungen angewendet. Die Spannungsquellen liefern sinusförmige, um  $120^\circ$  zueinander phasenverschobene, symmetrische Spannungen  $\underline{u}_{1,Qu}$ ,  $\underline{u}_{2,Qu}$  und  $\underline{u}_{3,Qu}$ . Die Quellenimpedanzen  $\underline{Z}_{Qu}$  sowie die Impedanzen  $\underline{Z}_F$  zwischen PCC und Fehlerstelle seien für jede Phase gleich. Der Spannungseinbruch wird durch einen Kurzschluss zwischen den Phasen L2 und L3 verursacht. Nach Substitution der resultierenden Fehlerbedingungen

$$\underline{u}_{2,F} = \underline{u}_{3,F} \quad \underline{i}_{2,F} = -\underline{i}_{3,F} \quad \underline{i}_{1,F} = 0 \quad (2.1)$$

und Anwendung der Fortescue-Transformation

$$[T_{+-0}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \underline{\alpha} & \underline{\alpha}^2 \\ 1 & \underline{\alpha}^2 & \underline{\alpha} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} \underline{\alpha} &= e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \underline{\alpha}^2 &= e^{-j120^\circ} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

folgen die Spannungsphasoren

$$\underline{\mathbf{u}}_F^{+-0} = \begin{bmatrix} \underline{u}_F^+ \\ \underline{u}_F^- \\ \underline{u}_F^0 \end{bmatrix} = [T_{+-0}] \begin{bmatrix} \underline{u}_{1,F} \\ \underline{u}_{2,F} \\ \underline{u}_{3,F} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \underline{u}_{1,F} - \underline{u}_{2,F} \\ \underline{u}_{1,F} - \underline{u}_{2,F} \\ \underline{u}_{1,F} + 2\underline{u}_{2,F} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

sowie die Stromphasoren

$$\mathbf{i}_F^{+-0} = \begin{bmatrix} \underline{i}_F^+ \\ \underline{i}_F^- \\ \underline{i}_F^0 \end{bmatrix} = [T_{+-0}] \begin{bmatrix} \underline{i}_{1,F} \\ \underline{i}_{2,F} \\ \underline{i}_{3,F} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} j\underline{i}_{2,F} \\ -j\underline{i}_{2,F} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

an der Fehlerstelle im System der symmetrischen Komponenten. Durch den in Gl. (2.3) ermittelten

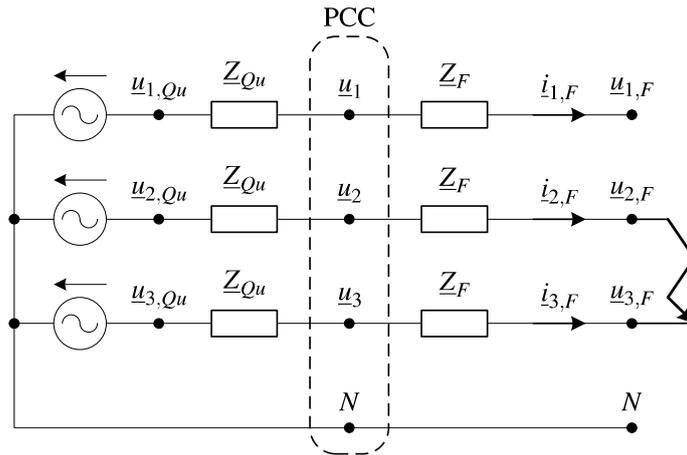


Abbildung 2.1: 3-phasiges ESB eines 2-phasigen Netzfehlers ohne Erdschluss

Zusammenhang der Mit- und Gegensystemspannungen  $\underline{u}_F^+ = \underline{u}_F^-$  sowie jenem in Gl. (2.4) hinsichtlich der Ströme im Mit-, Gegen- und Nullsystem  $\underline{i}_F^0 = 0$  an der Fehlerstelle resultiert das ESB der symmetrischen Komponenten in Abb. 2.2.

Die Mit-, Gegen- und Nullsystemspannungen  $\underline{u}^+$ ,  $\underline{u}^-$  und  $\underline{u}^0$  am Netzverknüpfungspunkt (PCC)<sup>38</sup>

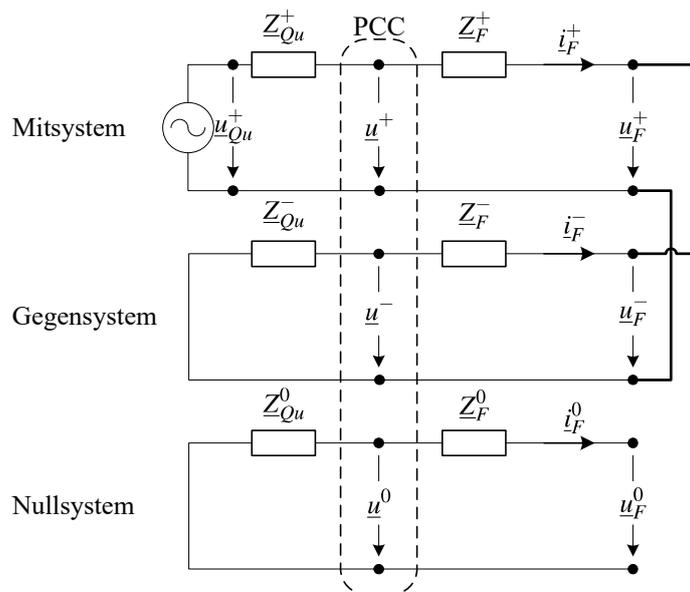


Abbildung 2.2: ESB der symmetrischen Komponenten eines 2-phasigen Netzfehlers ohne Erdschluss

<sup>38</sup>vgl. Point of Common Coupling

in Abb. 2.2 folgt nach Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze in Abhängigkeit der Quellenspannung im Mitsystem  $\underline{u}_{Qu}^+$ , der Quellenimpedanzen  $\underline{Z}_{Qu}$  sowie der netzfehlerseitigen Impedanzen  $\underline{Z}_F^+$ ,  $\underline{Z}_F^-$  und  $\underline{Z}_F^0$  in Gl. (2.5), vorausgesetzt für die Impedanzen auf der Quellenspannungsseite gilt  $\underline{Z}_{Qu} = \underline{Z}_{Qu}^+ = \underline{Z}_{Qu}^- = \underline{Z}_{Qu}^0$ . Für die Quellenspannung im Gegensystem und Nullsystem gilt im Falle eines symmetrischen, 3-phasigen Quellenspannungssystems  $\underline{u}_{Qu}^- = \underline{u}_{Qu}^0 = 0$ .

$$\begin{aligned}\underline{u}^+ &= \frac{\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-}{2\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-} \underline{u}_{Qu}^+ \\ \underline{u}^- &= \frac{\underline{Z}_{Qu}}{2\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-} \underline{u}_{Qu}^+ \\ \underline{u}^0 &= 0\end{aligned}\quad (2.5)$$

Durch die Definition des Parameters  $\underline{D}$  wird das Verhältnis der netzfehlerseitigen Impedanzen zu den quellenspannungsseitigen Impedanzen für diesen Netzfehlerartyp, ausgehend vom PCC in Gl. (2.6) beschrieben.

$$\underline{D} = \frac{\underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-}{2\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-} \quad (2.6)$$

Ist das X/R-Verhältnis der quellenspannungs- und netzfehlerseitigen Impedanzen vor und während des Netzfehlers konstant, entsteht durch den Netzfehler kein zusätzlicher Phasensprung in den Phasenspannungen.

Nach Substitution von Gl. (2.6) in Gl. (2.5) folgen in Gl. (2.7) die Mit-, Gegen- und Nullsystemspannungen am PCC in Abhängigkeit des Parameters  $\underline{D}$  sowie der Vorfelerspannung im Mitsystem  $\underline{u}_{Qu}^+$ .

$$\underline{\mathbf{u}}^{+-0} = \begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(1 + \underline{D}) \\ \frac{1}{2}(1 - \underline{D}) \\ 0 \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+ \quad (2.7)$$

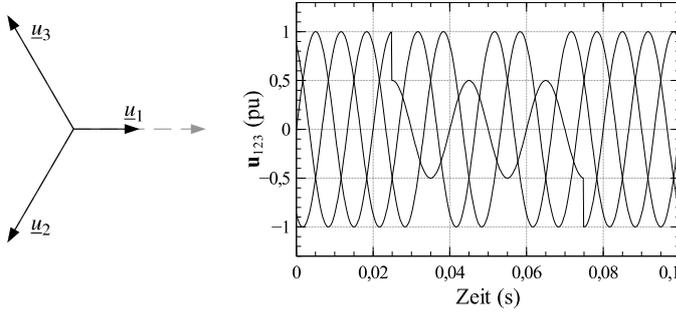
Zuletzt erfolgt in Gl. (2.8) die Rücktransformation der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannungen mittels der inversen Fortescue-Transformationsmatrix  $[T_{+-0}]^{-1}$ , sodass die Phasenspannungen am Netzverknüpfungspunkt in Abhängigkeit des Parameters  $\underline{D}$  sowie der Vorfelerspannung  $\underline{u}_{Qu}^+$  resultieren.

$$\underline{\mathbf{u}}_{123} = \begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+ \quad \text{mit} \quad [T_{+-0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \underline{\alpha}^2 & \underline{\alpha} & 1 \\ \underline{\alpha} & \underline{\alpha}^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Nach [22] ist das Produkt  $\underline{D}\underline{u}_{Qu}^+$  die charakteristische Spannung eines Netzfehlers und beschreibt bei einem Netzfehler mit Erdschluss die Strangspannung, bei einem Netzfehler ohne Erdschluss die verkettete Spannung. Der Phasenwinkel des Parameters  $\underline{D}$  wird in [22] als charakteristischer Phasenwinkelsprung des Netzfehlers definiert.

Basierend auf dem Parameter  $\underline{D}$  und der Quellenspannung  $\underline{u}_{Qu}^+$  erfolgt mittels Abb. 2.3 eine Klassifizierung der unterschiedlichen Netzfehler. Prinzipiell wird zwischen vier Netzfehlerarten unterschieden, einphasige Netzfehler mit Erdschluss vom Typ A, zweiphasige Netzfehler mit Erdschluss vom Typ B, zweiphasige Netzfehler ohne Erdschluss vom Typ C und dreiphasige Netzfehler mit bzw. ohne Erdschluss vom Typ D. Eine Unterscheidung zwischen symmetrischen Netzfehlern vom Typ D mit oder ohne Erdschluss ist nicht erforderlich, da der Verlauf der Phasenspannungen in beiden Fällen identisch ist. Für jeden Netzfehlerartyp sind die drei Sternspannungen  $\underline{\mathbf{u}}_{123}$  als Zeigerdiagramm sowie

## Typ A: 1-phasiger Spannungseinbruch mit Erdschluss

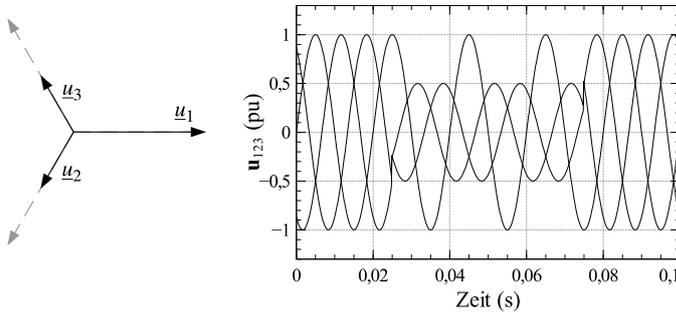


$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{D} \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(2 + \underline{D}) \\ -\frac{1}{3}(1 - \underline{D}) \\ -\frac{1}{3}(1 - \underline{D}) \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\underline{D} = \frac{\underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^- + \underline{Z}_F^0}{3\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^- + \underline{Z}_F^0}$$

## Typ B: 2-phasiger Spannungseinbruch mit Erdschluss

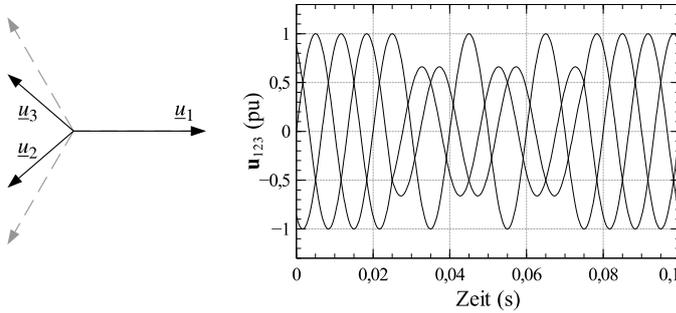


$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2}\underline{D} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \\ -\frac{1}{2}\underline{D} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2\underline{D}) \\ \frac{1}{3}(1 - \underline{D}) \\ \frac{1}{3}(1 - \underline{D}) \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\underline{D} = \frac{\underline{Z}_F}{\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F}$$

## Typ C: 2-phasiger Spannungseinbruch ohne Erdschluss

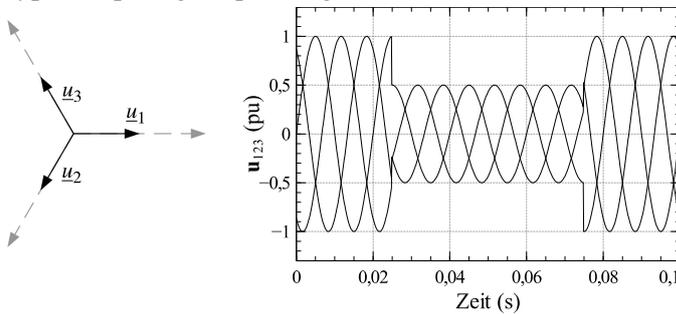


$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(1 + \underline{D}) \\ \frac{1}{2}(1 - \underline{D}) \\ 0 \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\underline{D} = \frac{\underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-}{2\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+ + \underline{Z}_F^-}$$

## Typ D: 3-phasiger Spannungseinbruch mit/ohne Erdschluss



$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \underline{D} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \underline{D} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\underline{D} = \frac{\underline{Z}_F^+}{\underline{Z}_{Qu} + \underline{Z}_F^+}$$

Abbildung 2.3: Netzfehler vom Typ A, B, C und D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  [22]

deren charakteristische Verlauf  $\underline{u}_{123}$  in einem Spannungs-Zeit-Diagramm mit jeweils konstantem  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  dargestellt.

Ist das X/R-Verhältnis der Impedanzen vor und während des Netzfehlers hingegen nicht konstant,

ändert sich der charakteristische Verlauf der Phasenspannungen, wie beispielhaft in Abb. 2.4 für einen zweiphasigen Netzfehler ohne Erdschluss vom Typ C mit  $\underline{D} = 0,5e^{j15^\circ}$  dargestellt. Neben den zuvor beschriebenen Netzfehlertypen und dem Einfluss des X/R-Verhältnis der Impedanzen

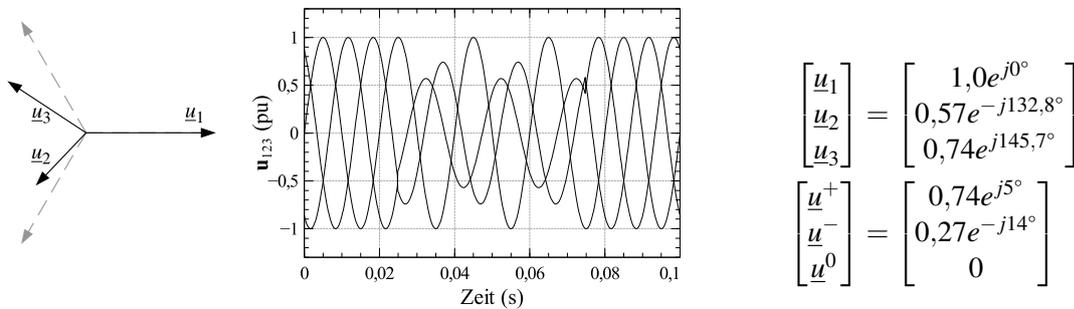


Abbildung 2.4: Netzfehler vom Typ C mit  $\underline{D} = 0,5e^{j15^\circ}$

vor und während des Netzfehlers, ist die Anzahl von  $\Delta\lambda$ -Transformatoren zwischen der Fehlerstelle und dem PCC für den Verlauf der Netzspannungen am PCC im Fehlerfall relevant. Grundsätzlich wird die Nullsystemspannung als Gleichspannungskomponente, die während asymmetrischer Netzfehler mit Erdschluss auftritt, nicht übertragen. Darüber hinaus erfolgt durch  $\Delta\lambda$ -Transformatoren eine Rotation der Mit- und Gegensystemspannungszeiger in entgegengesetzter Richtung, wie beispielhaft für einen überspannungsseitigen, zweiphasigen Netzfehler mit Erdschluss zwischen den Phasen L2 und L3 mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  vom Typ B bei Übertragung durch einen Dy1-Transformator im Zeigerdiagramm in Abb. 2.5 dargestellt.

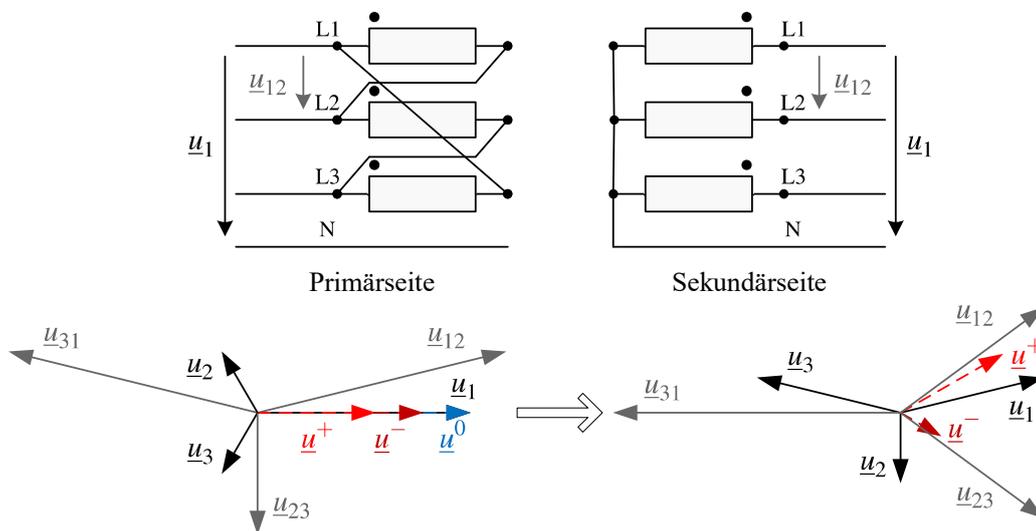
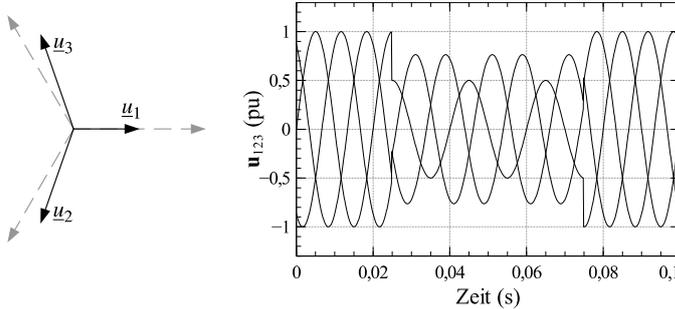


Abbildung 2.5: Übertragung eines Typ B Netzfehlers durch einen Dy1-Transformator

Daraus resultierend existieren neben den zuvor genannten asymmetrischen Netzfehlerarten drei weitere, in Abb. 2.6 dargestellte, Netzfehlertypen.

Die Veranschaulichung der Ausbreitung von Netzfehlern durch ein Verteilnetz erfolgt anhand des beispielhaften Netzausschnitts in Abb. 2.7, in dem vier Netzverknüpfungspunkte ( $PCC_1 - PCC_4$ ) durch  $\Delta\lambda$ -Transformatoren miteinander verbunden sind. Tritt am  $PCC_1$  ein Netzfehler vom Typ A, B, C oder D auf, resultieren am  $PCC_2$ ,  $PCC_3$  und  $PCC_4$  die charakteristischen Spannungsverläufe der

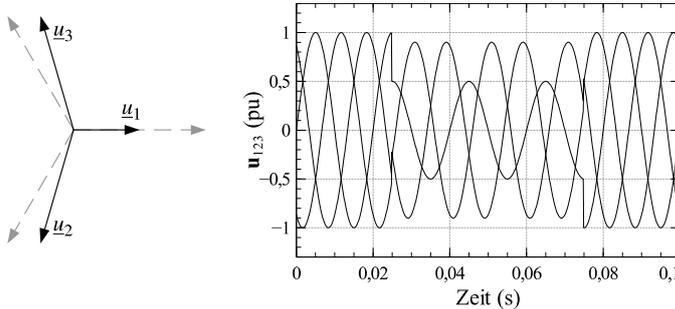
Typ E: Übertragung des Spannungseinbruchs vom Typ B



$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{D} \\ -\frac{1}{2}\underline{D} - j\frac{2+\underline{D}}{\sqrt{12}} \\ -\frac{1}{2}\underline{D} + j\frac{2+\underline{D}}{\sqrt{12}} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2\underline{D}) \\ -\frac{1}{3}(1-\underline{D}) \\ 0 \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

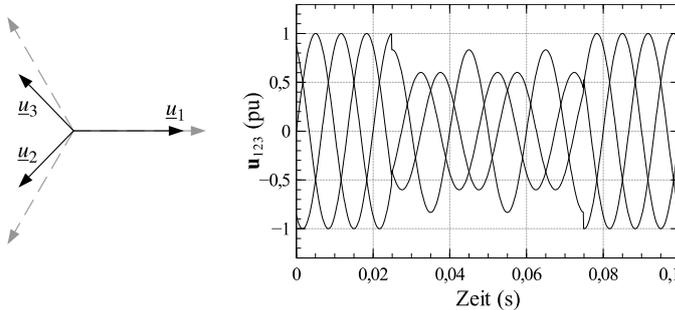
Typ F: Übertragung des Spannungseinbruchs vom Typ C



$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{D} \\ -\frac{1}{2}\underline{D} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2}\underline{D} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(1+\underline{D}) \\ -\frac{1}{2}(1-\underline{D}) \\ 0 \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

Typ G: Übertragung des Spannungseinbruchs vom Typ E



$$\begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(2+\underline{D}) \\ -\frac{2+\underline{D}}{6} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \\ -\frac{2+\underline{D}}{6} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\underline{D} \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

$$\begin{bmatrix} \underline{u}^+ \\ \underline{u}^- \\ \underline{u}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1+2\underline{D}) \\ \frac{1}{3}(1-\underline{D}) \\ 0 \end{bmatrix} \underline{u}_{Qu}^+$$

Abbildung 2.6: Netzfehler vom Typ E, F und G mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  [22]

unterschiedlichen Netzfehlertypen gem. Tab. 2.2.

Bei der Transformation eines einphasigen Netzfehlers mit Erdschluss vom Typ A durch einen  $\Delta\lambda$ -

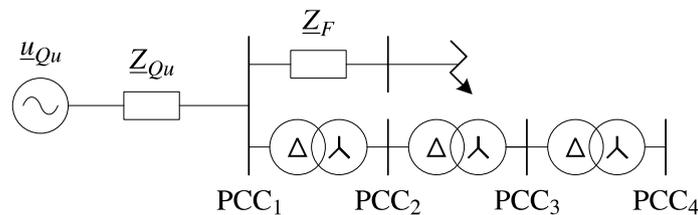


Abbildung 2.7: Fehlerausbreitung entlang vier, durch  $\Delta\lambda$ -Transformatoren verbundene PCCs

Transformator vom PCC<sub>1</sub> zum PCC<sub>2</sub> wird die Nullsystemspannung nicht übertragen, sodass dieser Spannungseinbruch am PCC<sub>2</sub> den charakteristischen Verlauf eines zweiphasigen Netzfehlers ohne Erdschluss vom Typ C aufweist. Durch weitere Übertragungen zum PCC<sub>3</sub> und PCC<sub>4</sub> alterniert der charakteristischen Verlauf der Phasenspannungen in Analogie zum zweiphasigen Netzfehlers ohne

Erdschluss vom Typ C zwischen den charakteristischen Verläufen vom Typ C und Typ F. Bei der Transformation eines zweiphasigen Netzfehlers mit Erdschluss vom Typ B durch einen  $\Delta\lambda$ -Transformator vom PCC<sub>1</sub> zum PCC<sub>2</sub> wird die Nullsystemspannung ebenfalls nicht übertragen, sodass dieser Spannungseinbruch am PCC<sub>2</sub> den charakteristischen Verlauf der Phasenspannungen vom Typ E aufweist. Durch anschließende Transformationen zum PCC<sub>3</sub> und PCC<sub>4</sub> alterniert der charakteristische Verlauf der Phasenspannungen zwischen denen vom Typ E und G. Zusammenfassend sind für WKA mit  $\Delta\lambda$ -Transformatoren als Maschinentransformatoren niederspan-

**Tabelle 2.2:** Übertragung von Netzfehlern durch PCCs

Netzfehlertyp	Netzverknüpfungspunkt			
	PCC <sub>1</sub>	PCC <sub>2</sub>	PCC <sub>3</sub>	PCC <sub>4</sub>
Einphasig mit Erdschluss	A	C	F	C
Zweiphasig mit Erdschluss	B	E	G	E
Zweiphasig ohne Erdschluss	C	F	C	F
Dreiphasig mit/ohne Erdschluss	D	D	D	D

nungsseitig nur symmetrische sowie asymmetrische Spannungseinbrüche, bei denen die Strangspannungszeiger Linearkombinationen aus Mit- und Gegensystemspannungszeigern sind, zu erwarten. Darüber hinaus unterscheiden sich die asymmetrischen Netzfehler lediglich durch unterschiedliche Beträge der Mit- und Gegensystemspannungskomponenten sowie der relativen Phasenlagen der Spannungszeiger zueinander.

### 3 Netzanschlussrichtlinien

Aufgrund der fortschreitenden Dezentralisierung der Energieeinspeisung durch die Integration erneuerbarer Energien im Zuge der Liberalisierung der Strommärkte sind NARs essentiell, um die Systemstabilität und Versorgungssicherheit zu garantieren. Gleichzeitig gewährleisten NARs die Planungssicherheit für Anlagenbetreiber wie auch für Netzbetreiber, da diese objektive und transparente Bedingungen für den Netzanschluss von EZE zur Nutzung regenerativer Energien spezifizieren.

Die Spezifikationen der NARs bzgl. der zum Netzanschluss erforderlichen, elektrischen Eigenschaften von EZE umfassen bspw. die Wirkleistungsabgabe, die Blindleistungsbereitstellung, zulässige NetZRückwirkungen wie Flicker und Oberschwingungen, Zuschalt- und Trennungsbedingungen der EZE vom Netz sowie mittlerweile auch Anforderung bzgl. der LVRT-Fähigkeit.

Grundsätzlich richten sich die Anforderungen einer NAR nach dem spezifischen Bedarf sowie dem Zustand des lokalen Stromnetzes. Zu berücksichtigende Aspekte sind bspw. der vorhandene und zukünftig geplante Anteil installierter Leistung aus erneuerbaren Energien im Netz sowie die geographische Verteilung dieser innerhalb des Netzes. Diesbezüglich ist die vorhandene Regelleistung aus konventionellen Kraftwerken zum Ausgleich der Differenz zwischen der variablen Leistungseinspeisung aus erneuerbaren Energien und dem Leistungsbedarf ein relevanter Faktor. Gleichzeitig ist in diesem Zusammenhang die Verflechtung des lokalen Stromnetzes mit benachbarten Stromnetzen, um ggf. Leistungsspitzen in der Erzeugung und dem Verbrauch decken zu können, zu berücksichtigen. Neben dem netzspezifischen Bedarf ist die technische Realisierbarkeit der Anforderungen ebenfalls relevant, da zu hohe Anforderungen ggf. einzelne Bewerber ausschließen oder einen politisch geforderten Ausbau erneuerbarer Energien bremsen können.

#### 3.1 Entwicklungsgeschichte der deutschen Netzanschlussrichtlinien

Die teils erheblichen Unterschiede zwischen regionalen NARs sind nicht alleine auf den spezifischen Bedarf des lokalen Stromnetzes zurückzuführen, sondern auch in der Entwicklungsgeschichte von EZE zur Nutzung regenerativer Energien und den assoziierten NARs begründet. Pioniere der Integration erneuerbarer Energien in den Stromnetze wie bspw. Dänemark entwickelten bereits in den 1980 Jahren erste NARs mit Bezug auf diese EZE.

In Deutschland fordert der Netzbetreiber E.On erstmals im Jahre 2001 die LVRT-Fähigkeit von WKAs in den „Ergänzenden Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen“ [43], um die Systemstabilität des europäischen Verbundnetzes trotz gestiegenem Integrationsniveau erneuerbarer Energien im Netzgebiet der E.On Netz GmbH zu gewährleisten.

Aus der Revision der allgemeinen Netzanschlussregeln [44] sowie den ergänzenden Netzanschlussregeln [43] resultieren im Jahre 2003 die „Netzanschlussregeln Hoch- und Höchstspannung“ [45] der E.On Netz GmbH. Die Revision dieser Netzanschlussregeln im Jahre 2006 [46] wird unter der Bezeichnung „E.On Grid Code“ häufig als Grundlage zur Entwicklung neuer, regionaler NARs genutzt.

Um die Systemstabilität des europäischen Verbundnetzes zu gewährleisten sowie Voraussetzungen für den Netzanschluss von EZE mit regenerativen Energiequellen im gesamtdeutschen Netzgebiet zu schaffen, wird im Jahre 2003 der „TransmissionCode 2003 Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber“ (VDN-TC 2003) vom Verband der Netzbetreiber (VDN) spezifiziert, in dem erstmalig LVRT-Anforderungen für EZE mit regenerativen Energiequellen enthalten sind. Die Revision des VDN-TC 2003 im Jahre 2007 [47] (VDN-TC 2007) präzisiert die LVRT-Anforderungen unter Berücksichtigung der Leitfadens „EEG-Erzeugungsanlagen am Hoch- und Höchstspannungsnetz“ [48] derart, dass sie denen des E.On Grid Codes entsprechen.

Ergänzend zu den NARs für EZE am Hoch- und Höchstspannungsnetz werden aufgrund des spezifischen Bedarfs der jeweiligen Spannungsebenen LVRT-Anforderungen an EZE mit Anschluss am Mittelspannungsnetz im Jahre 2008 in der „Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz“[49] (BDEW-MR) vom Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e. V. (BDEW) als dritte überarbeitete Fassung der Richtlinie „Eigenerzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz“[50] des „Verbands der Elektrizitätswirtschaft e. V.“ (VDEW) spezifiziert. Die Ergänzungen der BDEW-MR im Jahre 2011 [51] sowie im Jahre 2013 [52] definieren insb., dass, im Gegensatz zur ursprünglichen Fassung, die Vermessung der EZE nach der FGW-TR 3 der „Fördergesellschaft Windenergie und andere Erneuerbare Energien e. V.“ (FGW) sowie der Nachweis des richtlinienkonformen Verhaltens nach der „Technischen Richtlinie für Erzeugungseinheiten und -anlagen Teil 8“[53] (FGW-TR 8) der FGW erfolgt.

„Die Erarbeitung der Technischen Richtlinien für Windenergieanlagen (seit 1998 auch FGW-Richtlinien genannt) begann 1992 mit dem Ziel, Messverfahren anzugeben, mit denen verlässliche und vergleichbare Daten über Windenergieanlagen (WEA) nach dem neusten Stand der Technik ermittelt werden können.“[27]. Die Technischen Richtlinien sind mittlerweile in neun Teile gegliedert, von denen insb. die FGW-TR 3 mit dem Untertitel „Bestimmung der elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen am Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz“, die „Technische Richtlinie für Erzeugungseinheiten und -anlagen Teil 4“ (FGW-TR 4) mit dem Untertitel „Anforderungen an Modellierung und Validierung von Simulationsmodellen der elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen“ sowie die FGW-TR 8 mit dem Untertitel „Zertifizierung der Elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen am Mittel-, Hoch und Höchstspannungsnetz“ zum Nachweis der LVRT-Fähigkeit anzuwenden sind.

Auf der politischen Ebene wird im Jahre 2000 das EEG[1] beschlossen, um „[...]im Interesse des Klima- und Umweltschutzes eine nachhaltige Entwicklung der Energieversorgung zu ermöglichen und den Beitrag Erneuerbarer Energien an der Stromversorgung deutlich zu erhöhen[...]“ (§ 1 EEG<sup>1</sup>). Zur Realisierung der Zielsetzung verfügt das EEG „den vorrangigen Anschluss von Anlagen zur Erzeugung von Strom aus Erneuerbaren Energien [...] an die Netze für die allgemeine Versorgung mit Elektrizität“ (§ 2 Nr. 1 EEG[1]<sup>2</sup>) sowie „die vorrangigen Abnahme, Übertragung, Verteilung und Vergütung dieses Stroms durch die Netzbetreiber[...]“ (§ 2 Nr. 2 EEG[1]<sup>2</sup>). Nach § 64 Abs.1 EEG[1]<sup>2</sup> wird die Bundesregierung ermächtigt, ohne Zustimmung des Bundesrats Rechtsverordnungen zu erlassen, die Anforderungen an Windenergieanlagen zur Verbesserung der Netzintegration stellen. Zusätzlich werden zur verbesserten Integration des Stroms aus Erneuerbaren Energien finanzielle Anreize einschließlich deren Anspruchsvoraussetzung gestellt (§ 64 Abs.1 Nr.6 EEG[1]<sup>2</sup>).

Auf Grundlage von § 64 Abs.1 EEG[1]<sup>2</sup> wird im Jahre 2009 die SDLWindV[2] erlassen, um die technischen und betrieblichen Vorgaben des EEGs sowie die Anforderungen an den Systemdienstleistungsbonus und die Nachweisführung zu regeln. Als Bestandteil des EEGs ist die SDLWindV in Deutschland zur Erlangung eines Anspruchs auf vorrangigen Anschluss der EZE verbindlich.

Da die deutschen NARs aufgrund der fortlaufenden Revisionierung sowie der diesbezüglichen Anpassung an den variablen Bedarf und Zustand der Stromnetze als die differenziertesten und anspruchsvollsten im internationalen Vergleich gelten ([54]), wird die LVRT-Fähigkeit des in dieser Arbeit thematisierten LSCs gem. den Spezifikationen der SDLWindV entwickelt. Potentiell erforderliche Modifizierungen zur Gewährleistung der LVRT-Fähigkeit bzgl. den Spezifikationen anderer Netzbetreiber respektive Staaten, würden demnach mit geringfügigem Aufwand realisierbar sein.

<sup>1</sup> in der Fassung (i. d. F.) vom 29. März 2000, Bundesgesetzblatt (BGBl.) Teil I Nr.13 S.305

<sup>2</sup> i. d. F. vom 25. Oktober 2008, BGBl. Teil I Nr.49 S.2074

## 3.2 Anforderungen der SDLWindV an Neuanlagen am Mittelspannungsnetz

Das Ziel der SDLWindV ist „die Sicherheit und Stabilität der Stromnetze auch bei hohen Anteilen von Windenergie im Netz zu erhöhen [...]“[2], indem EZEs zum Durchfahren von Spannungseinbrüchen zur Vermeidung eines Wirkleistungsdefizits nach Fehlerklärung sowie zur Spannungsstützung durch Blindstromeinspeisung während eines Netzfehlers, verpflichtet werden.

Zur technischen Realisierung der Anforderungen schreibt die SDLWindV ausdrücklich keine spezifische Technologie vor. Um die Technologieoffenheit zu erhalten, definiert die SDLWindV bspw. bzgl. der Spannungsstützung lediglich die Charakteristik der Stromeinspeisung am Netzverknüpfungspunkt, jedoch nicht deren technische Umsetzung. Der Nachweis des richtlinienkonformen Verhaltens der EZE muss durch ein Einheitenzertifikat als Gutachten eines akkreditierten Zertifizierers erbracht werden.

Die Spezifikationen der SDLWindV variieren in Abhängigkeit des Spannungslevels am Netzanschlusspunkt sowie im Bezug auf Bestandsanlagen und Neuanlagen, die ab dem 30. Juni 2010 in Betrieb genommen werden. Neuanlagen, die an das Hoch- und Höchstspannungsnetz angeschlossen werden, müssen gem. Tl. 2 § 3 der SDLWindV die Anforderungen des VDN-TC 2007 unter Berücksichtigung von Anl. 1 der SDLWindV erfüllen. Für den Anschluss von Neuanlagen an das Mittelspannungsnetz sind gem. Tl. 2 § 2 Abs. 1 der SDLWindV die Spezifikationen der BDEW-MR mit der Einschränkung in Tl. 2 § 2 Abs. 2 der SDLWindV, der die in Abschn. 2.5.1.2 der BDEW-MR spezifizierte dynamische Netzstützung gem. Anl. 1 Nr. II.12.d und Nr. II.12.e der SDLWindV fordert, maßgeblich.

Neben den elektrischen Anforderungen spezifiziert die SDLWindV<sup>39</sup> in Tl. 4 § 6 Abs. 1 das Zertifizierungsverfahren zunächst auf Grundlage von Kap. 6 „Nachweis der elektrischen Eigenschaften“ der BDEW-MR. Infolge der „Zweiten Verordnung zur Änderung der SDLWindV“ werden die Anforderungen an das Zertifizierungsverfahren modifiziert, sodass die Vermessung der EZEs nach FGW-TR 3 sowie den Nachweis der elektrischen Eigenschaften nach FGW-TR 8, gem. der SDLWindV<sup>40</sup> mit Bezug auf die Ergänzung der BDEW-MR vom 15. Februar 2011 [51], erfolgen muss.

Neben der vollständigen Dokumentation der Typprüfung nach FGW-TR 3 fordert die FGW-TR 8 zusätzlich ein Simulationsmodell der EZEs nach FGW-TR 4, welches jedoch nicht Bestandteil dieser Arbeit ist.

## 3.3 Verhalten von EZEs bei kurzzeitigen Spannungseinbrüchen

Aus den Spezifikationen der SDLWindV, des VDN-TC 2007, der BDEW-MR, der FGW-TR 3 sowie der FGW-TR 8 resultieren bzgl. kurzzeitiger Spannungseinbrüche folgende Anforderungen an EZEs vom Typ 2, die an das Mittelspannungsnetz angeschlossen sind. Als Typ 2-EZE werden alle EZE-Konzepte, die nicht auf einem direktgekoppelten oder auf einem, über einen Maschinentransformator mit dem Netz gekoppelten SG basieren, definiert.

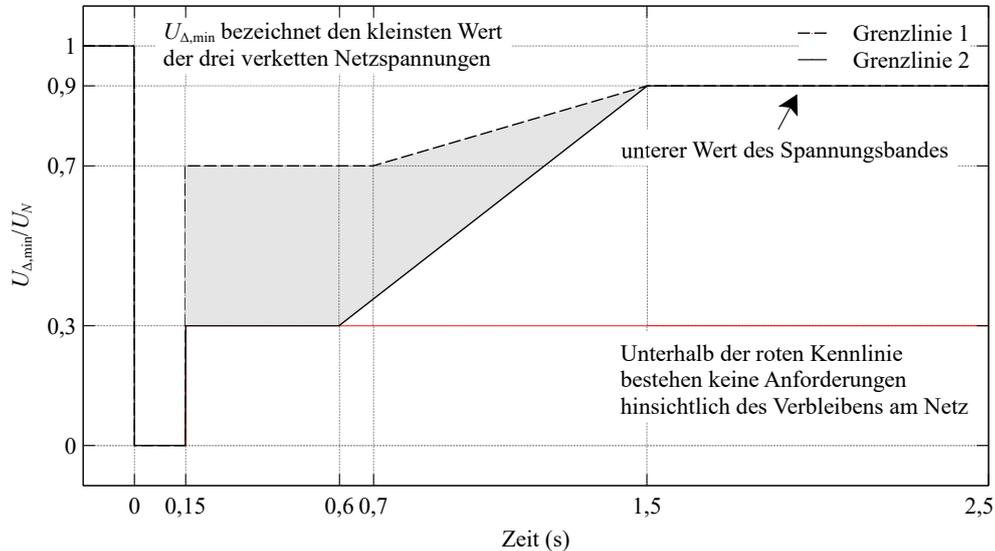
### 3.3.1 Durchfahren von Netzfehlern

Gemäß der BDEW-MR Kap. 2.5.1.2 dürfen EZEs während symmetrischer und asymmetrischer Netzfehler nicht instabil werden oder sich vom Netz trennen, wenn der kleinste Effektivwert der drei verketteten Netzspannung am Netzanschlusspunkt  $U_{\Delta, \min}$  oberhalb der Grenzkurve 1 im Spannungs-Zeit-Diagramm in Abb. 3.1 verläuft. Verläuft der kleinste Effektivwert unterhalb der Grenzkurve 1 und oberhalb der Grenzkurve 2, „sollen Erzeugungsanlagen den Fehler durchfahren, [...] in Abstimmung

<sup>39</sup>i. d. F. vom 3. Juli 2009, BGBl. Teil I Nr.39 S.1734

<sup>40</sup>i. d. F. vom 15. April 2011, BGBl. Teil I Nr.17 S.638

mit dem Netzbetreiber ist eine kurzzeitige Trennung vom Netz erlaubt, falls die Erzeugungsanlage spätestens 2 s nach Beginn der Kurzzeittrennung resynchronisiert werden kann“ [49]. Bei einem



**Abbildung 3.1:** Mittelspannungsseitiger Grenzspannungsverlauf am PCC für Typ 2-EZE [49]

Verlauf des kleinsten Effektivwerts der drei verketteten Netzspannungen unterhalb der Grenzlinie 2 darf in jedem Fall eine Trennung der EZE vom Netz erfolgen.

### 3.3.2 Dynamische Netzstützung der EZE

„Unter dynamischer Netzstützung ist die Spannungshaltung bei Spannungseinbrüchen im Hoch- und Höchstspannungsnetz zu verstehen, um eine ungewollte Abschaltung großer Einspeiseleistungen und damit Netzzusammenbrüche zu verhindern.“[49]. Aufgrund des steigenden Integrationsniveaus von EZE im Mittelspannungsnetz wird durch die BDEW-MR ebenfalls die dynamische Stützung des Mittelspannungsnetzes gefordert, sodass EZE am Mittelspannungsnetz „technisch [...] in der Lage sein müssen: [...]

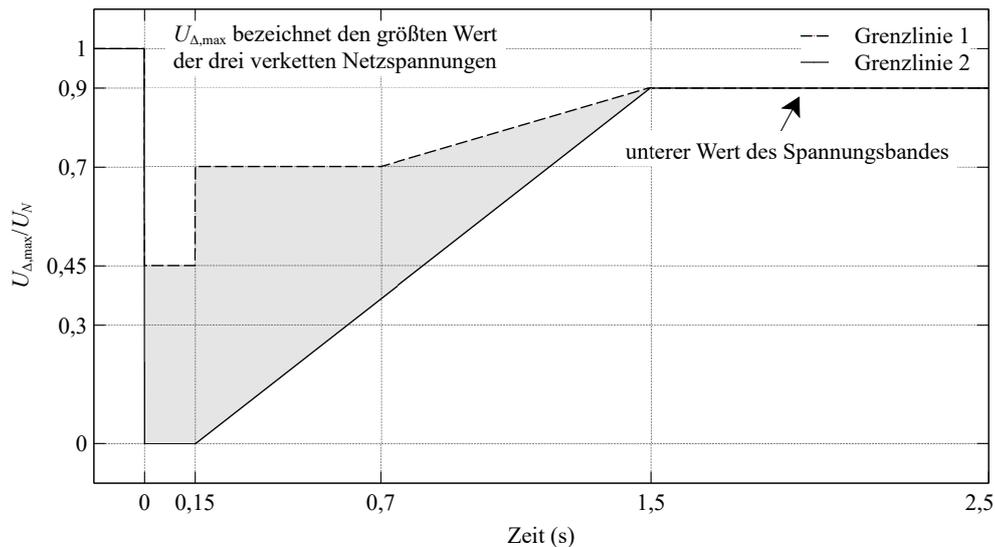
- während eines Netzfehlers die Netzspannung durch Einspeisung eines Blindstroms in das Netz zu stützen,
- nach Fehlerklärung dem Mittelspannungsnetz nicht mehr induktive Blindleistung zu entnehmen als vor dem Fehler.“[49]

Dabei ist zu beachten, dass während 1- und 2-phasiger, asymmetrischer Netzfehler keine Blindströme in das Mittelspannungsnetz eingespeist werden dürfen, die in den nicht fehlerbehafteten Phasen am Netzanschlusspunkt Spannungen hervorrufen, für die bzgl. der Nennspannung  $U_{123} > 1,1 \text{ pu}$  gilt [49]. Da die BDEW-MR zur Spezifikation des einzuspeisenden Blindstroms auf den VDN-TC 2007 verweist, die SDLWindV die Spezifikationen des VDN-TC 2007 in Anl. 1 jedoch nachträglich präzisiert, muss die dynamische Netzstützung nach Tl. 2 § 2 Abs. 2 der SDLWindV auf der Mittelspannungsebene abweichend von den Spezifikationen der BDEW-MR gem. Anl. 1 Nr. II.12.d und Anl. 1 Nr. II.12.e der SDLWindV erfolgen.

Nach SDLWindV Anl. 1 Nr. II.12.d.a sind bei einem Verlauf des größten Effektivwerts der drei verketteten Netzspannungen  $U_{\Delta, \max}$  oberhalb der Grenzlinie 1 im Spannungs-Zeit-Diagramm in Abb. 3.2,

die Anforderungen an die Spannungsstützung bei Netzfehlern durch Blindstromeinspeisung gem. SDLWindV Anl. 1 Nr. II.12.d.b und Anl. 1 Nr. II.12.d.c zu erbringen. Verläuft der größte Effektivwert der drei verketteten Netzspannungen unterhalb der Grenzlinie 1 und oberhalb der Grenzlinie 2 darf von den Anforderungen an die Spannungsstützung abgewichen werden, falls das Netzanschlusskonzept der EZE die dynamische Netzstützung nicht ermöglicht oder die EZE während der Netzfehlers instabil wird. Bei einem Verlauf des größten Effektivwerts unterhalb der Grenzlinie 2 besteht keine Anforderung hinsichtlich der dynamischen Netzstützung.

In SDLWindV Anl. 1 Nr. II.12.d.b wird der Betrag des einzuspeisenden Blindstroms sowie in SDL-



**Abbildung 3.2:** Hoch- und höchstspannungsseitiger Grenzspannungsverlauf für Typ 2-EZE [47]

WindV Anl. 1 Nr. II.12.d.c die An- und Einregelzeit mit Bezug auf die Definitionen in SDLWindV Anl. 1 Nr. III wie folgt spezifiziert.

Grundsätzlich muss eine EZE die Netzspannung im Falle einer signifikanten Spannungsabweichung  $U_s$  durch Erhöhung oder Absenkung des Mitsystemblindstroms  $I_B^+$  stützen ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.i). Eine signifikante Spannungsabweichung  $U_s$  ist eine Spannungsabweichung  $\Delta U$  vom 1-Minuten Mittelwert der auf der Niederspannungsseite des Maschinentransformators aus den Mitsystemkomponenten des Grundschwingungsanteils der Spannungen und Ströme ermittelten Spannung  $U^+$ , deren Betrag größer als das auf die Nennspannung  $U_N$  normierte Spannungstotband  $U_t = 0,1$  pu ist ([2] Anl. 1 Nr. III). Der Blindstrom  $I_B^+$  ist der gesamte, auf der Niederspannungsseite des Maschinentransformators aus den Mitsystemkomponenten des Grundschwingungsanteils der Spannungen und Ströme ermittelte Blindstrom ([2] Anl. 1 Nr. III).

Die Anpassung des Blindstroms respektive die erforderliche Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+$  muss im eingeschwungenen Zustand gem. Gl. (3.1) und Abb. 3.3 proportional zur relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  sein ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.ii)

$$\frac{\Delta I_B^+}{I_N} = k \cdot \frac{\Delta U_r}{U_N} \quad (3.1)$$

und hat gleichzeitig relativ zum 1-Minuten-Mittelwert des Blindstroms vor Eintritt des Netzfehlers, dem Vorfehlerblindstrom  $I_{B,0}^+$ , zu erfolgen, sodass für den einzuspeisenden Blindstrom

$$I_B^+ = I_{B,0}^+ + \Delta I_B^+ \quad (3.2)$$

gilt.

Die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  ist der Anteil der Spannungsabweichung  $\Delta U$ , mit dem die Spannung im Mitsystem  $U^+$  über die Grenze des Spannungstotbands  $U_t$  abweicht, sodass die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  durch die Fallunterscheidung

$$\Delta U_r = \begin{cases} \Delta U - U_t & \text{wenn } \Delta U > U_t \\ \Delta U + U_t & \text{wenn } \Delta U < -U_t \\ 0 & \text{wenn } -U_t < \Delta U < U_t \end{cases} \quad (3.3a)$$

$$\Delta U_r = \begin{cases} \Delta U - U_t & \text{wenn } \Delta U > U_t \\ \Delta U + U_t & \text{wenn } \Delta U < -U_t \\ 0 & \text{wenn } -U_t < \Delta U < U_t \end{cases} \quad (3.3b)$$

$$0 \quad \text{wenn } -U_t < \Delta U < U_t \quad (3.3c)$$

definiert wird ([2] Anl. 1 Nr. III). Die Proportionalitätskonstante  $k$  in Gl. (3.1) respektive der k-Faktor muss innerhalb des Wertebereichs  $0 \leq k \leq 10$  parametrierbar sein ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.iii), sodass dieser mit dem Netzbetreiber auf die jeweilige Netzsituation abgestimmt oder die Netzstützung deaktiviert ( $k = 0$ ) werden kann. Existiert seitens des Netzbetreibers keine Vorgabe für den k-Faktor, gilt gem. der SDLWindV mit Bezug auf den VDN-TC 2007 Abschn. 3.3.13.5 Abs. 17 der Wertebereich  $2 \leq k \leq 10$ .

Die Blindstrom-Spannungscharakteristik in Abb. 3.3 wird auf Grundlage des Verbraucherzählpfeil-

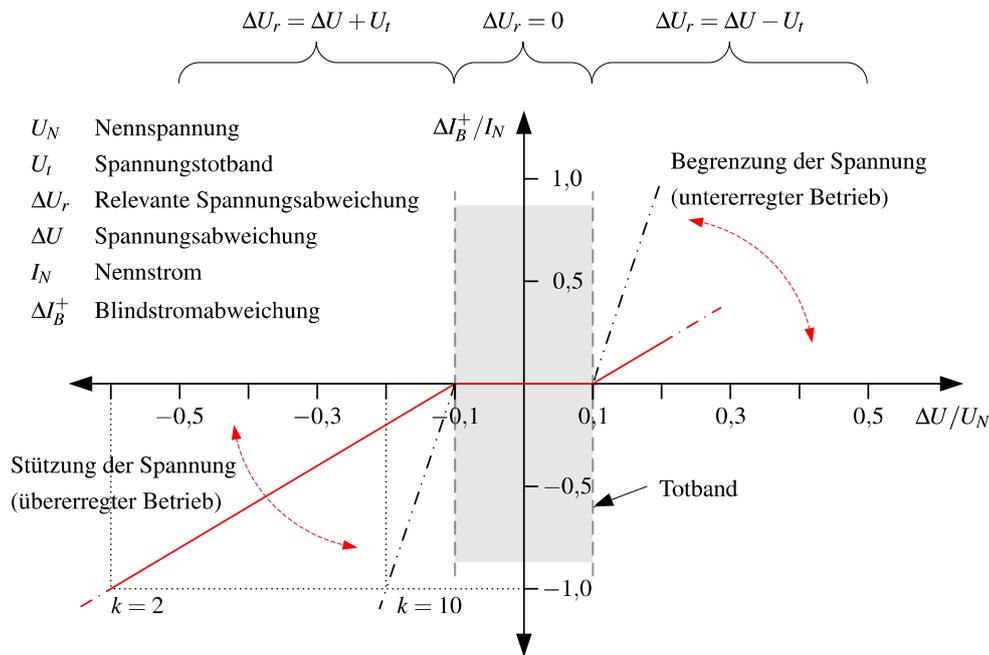


Abbildung 3.3: Blindstrom-Spannungscharakteristik zur dynamischen Netzstützung [2]

systems (VZSS) ([2] Abb. 5) definiert, sodass eine EZE das Netz während eines Spannungseinbruchs durch Einspeisung eines spannungshebenden Blindstroms, dies entspricht einem Blindstrom mit positivem Vorzeichen im Erzeugerzählpeilsystem (EZS), stützen muss.

Die zulässige Schwankungsbreite des gemessenen Blindstroms wird durch ein Toleranzband definiert. Ausgehend von dem einzuspeisenden Blindstrom  $I_B^+$  beträgt die untere Grenze des Toleranzbands  $I_{B, \text{Lim}^-}^+ = I_B^+ - 0,1 I_N$  und dessen obere Grenze  $I_{B, \text{Lim}^+}^+ = I_B^+ + 0,2 I_N$  ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.iv).

Darüber hinaus kann der einzuspeisende Blindstrom  $I_B^+$  bzgl. des Nennstroms  $I_N$  der EZE im Falle eines 3-phasigen, symmetrischen Spannungseinbruchs auf  $I_B^+ = 1 \text{ pu}$  sowie im Falle eines 1- und 2-phasigen, asymmetrischen Spannungseinbruchs auf  $I_B^+ = 0,4 \text{ pu}$  begrenzt werden ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v), um eine Überlastung der EZE zu vermeiden.

Da die NAR die dynamische Netzstützung priorisiert, ist der Wirkstrom zugunsten der Blindstrom-einspeisung ausreichend abzusenken ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v). Eine detaillierte Spezifikation der

Wirkleistungseinspeisung während eines Netzfehlers erfolgt nicht.

Die Dynamik der Netzstützung wird durch zwei charakteristischen Größen der Sprungantwort des

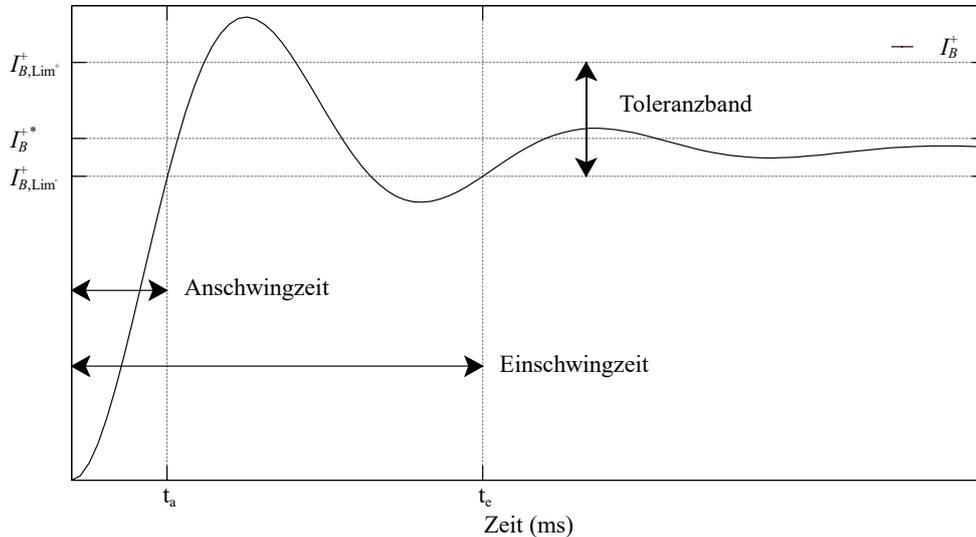


Abbildung 3.4: Blindstromsprungantwort und deren charakteristische Größen [2]

Blindstroms  $I_B^+$ , die An- und Einschwingzeit  $t_a$  und  $t_e$ , spezifiziert ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.i). Die Anschwingzeit  $t_a$  ist gem. Abb. 3.4 jene Zeit zwischen dem sprunghaften Eintritt einer signifikanten Spannungsabweichung  $U_s$  und dem Zeitpunkt, an dem der Blindstrom  $I_B^+$  erstmalig die untere Toleranzbandgrenze  $I_{B, Lim}^-$  erreicht respektive passiert. Infolge dessen umfasst die Einschwingzeit die Dauer der Detektion einer signifikanten Spannungsabweichung  $U_s$  sowie die Anregelzeit des Blindstroms  $I_B^+$  ([2] Anl. 1 Nr. III). Die Einschwingzeit  $t_e$  ist jene Zeit zwischen dem sprunghaften Eintritt einer signifikanten Spannungsabweichung  $U_s$  und dem Zeitpunkt, an dem die Einschwingvorgänge des Blindstroms  $I_B^+$  soweit abgeklungen sind, dass dieser dauerhaft im Toleranzband verbleibt ([2] Anl. 1 Nr. III). Für die Anschwingzeit gilt  $t_a \leq 30 \text{ ms}$  sowie für die Einschwingzeit  $t_e \leq 60 \text{ ms}$  ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.ii). Da der Zeitpunkt des Fehlereintritts in Abhängigkeit der Momentanwerte ermittelt wird (vgl. Kap. 3.3.5), der Effektivwert des Mitsystemblindstroms hingegen über den 20 ms Mittelwert des gleitenden Integrals berechnet wird, sind von der resultierenden Anschwing- und Einschwingzeit jeweils 20 ms abzuziehen. Gemäß [53] Kap. 5.1.7.2 sind „die so ermittelten Werte [...] akzeptabel“, wenn für die Anschwingzeit  $-20 \text{ ms} \leq t_a \leq 30 \text{ ms}$  und die Einschwingzeit  $-20 \text{ ms} \leq t_e \leq 60 \text{ ms}$  gilt.

Darüber hinaus darf der Blindstrom  $I_B^+$  bei stetigem Spannungsverlauf keine Unstetigkeiten aufweisen, die insb. bei Spannungsrückkehr die Netzqualität negativ beeinflussen ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.iii).

### 3.3.3 Kurzschlussstrombeitrag der EZE

Durch den Kurzschlussstrombeitrag einer EZE wird insb. in der Umgebung des PCCs der Kurzschlussstrom des Netzes erhöht. Um die Kurzschlussfestigkeit der aus Sicht der EZE nachgelagerten Betriebsmittel wie bspw. Umspannwerke bzgl. des veränderten Kurzschlussstroms zu überprüfen, wird von EZE mit Vollastwechselrichtern überschlägig der Bemessungsstroms als Kurzschlussstrombeitrag angenommen. Für DASGs wird bspw. im Vergleich das 8-fache des Bemessungsstroms als Kurzschlussstrombeitrag erwartet.

Bei Erhöhung des Kurzschlussstroms im Mittelspannungsnetz über den Bemessungsstrom hinaus, sind

mit dem Netzbetreiber geeignete Maßnahmen zur Begrenzung des Kurzschlussstroms zu vereinbaren.

### 3.3.4 Wirkleistungssteigerung nach Fehlerklärung

Erfolgt in Abstimmung mit dem Netzbetreiber während eines Netzfehlers eine Kurzzeittrennung der EZE vom Netz, muss die Wirkleistung nach erfolgter Resynchronisierung gem. BDEW-MR Abschn. 2.5.1.2 mit Verweis auf den VDN-TC 2007 Abschn. 3.3.13.5 Abs. 14 mit einem Gradienten  $\Delta \frac{P}{P_N} \geq 0,1 \text{ pu s}^{-1}$  gesteigert werden.

Im Gegensatz zur Spezifikation des VDN-TC 2007 Abschn. 3.3.13.5 Abs. 16, in dem für EZE, die sich während eines Netzfehlers nicht vom Netz trennen, eine Wirkleistungssteigerung nach Fehlerklärung von  $\Delta \frac{P}{P_N} \geq 0,2 \text{ pu s}^{-1}$  gefordert wird, enthält die BDEW-MR keine entsprechende Anforderung.

### 3.3.5 Vermessung und Nachweis der elektrischen Eigenschaften

Zur Evaluierung des richtlinienkonformen Verhaltens von Typ 2-EZE bei Netzfehlern sind gem. FGW-TR 3 Kap. 4.7 jeweils zwei aufeinanderfolgende, 3- und 2-phasige Spannungseinbruchstests ohne Erdschluss entsprechend der IEC 61400-21 Kap. 7.5 im Teillastbereich ( $0,1P_N \leq P_0 \leq 0,3P_N$ ) sowie im Volllastbereich ( $0,9P_N \leq P_0$ ) mit der jeweiligen, in Tab. 3.1 spezifizierten Einbruchstiefe und Einbruchsdauer, unter Verwendung einer Freifeldprüfeinrichtung, erfolgreich durchzuführen. Der Vergleich des Spannungs-Zeit-Diagramms in Abb. 3.1 mit der jeweiligen Einbruchstiefe und

**Tabelle 3.1:** Spannungseinbruchstests für Typ 2-EZE [27]

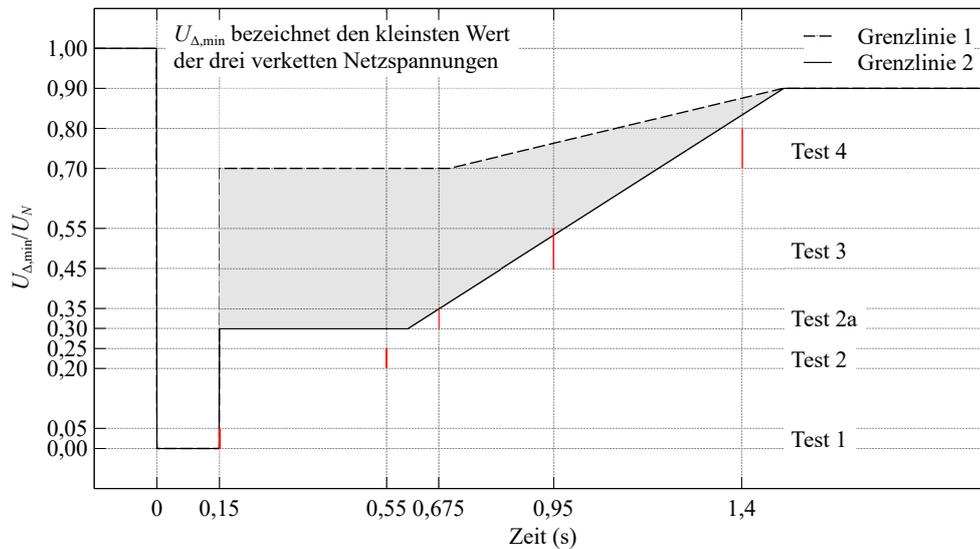
Testnummer	Einbruchstiefe der verketteten Spannung $U/U_0^+$	Fehlerdauer in ms
1	$\leq 0,05$	$\geq 150$
2	0,20 - 0,25	$\geq 550$
2a alternativ zu Test 2	0,30 - 0,35	$\geq 675$
3	0,45 - 0,55	$\geq 950$
4	0,70 - 0,80	$\geq 1400$

-dauer der durchzuführenden Spannungseinbruchstests in Abb. 3.5 zeigt, dass nach BDEW-MR Kap. 2.5.1.2 für Spannungseinbrüche gem. Testnummer 2 in Tab. 3.1 keine Anforderungen hinsichtlich des Verbleibs der EZE am Netz bestehen, sodass alternativ Spannungseinbrüche gem. Testnummer 2a durchgeführt werden können.

Bezüglich der dynamischen Netzstützung ist das Spannungstotband während der Tests mit  $U_t = 0,1 \text{ pu}$  konstant zu halten, die Proportionalitätskonstante muss gem. SDLWindV mindestens  $k = 2$  betragen ([27] Kap. 4.7)

Bei variabel einstellbarem k-Faktor sind zusätzlich 3-phasige Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 3 und 4 in Tab. 3.1 im Teillastbereich  $P_0 > 0,1P_N$  durchzuführen. Hierbei muss sich der eingestellte k-Faktor mindestens um den Wert 1 von dem zuvor verwendeten k-Faktor unterscheiden und gleichzeitig  $k > 2$  gelten. Darüber hinaus ist ein 3-phasiger Spannungseinbruchstest gem. Testnummer 3 in Tab. 3.1 mit  $k = 0$  im Teillastbereich  $P_0 > 0,1P_N$  durchzuführen, mittels dessen die Deaktivierung der dynamischen Netzstützung überprüft wird.

Um die richtlinienkonforme Anpassung des Blindstroms relativ zum Vorfehlerblindstrom zu ve-



**Abbildung 3.5:** Vergleich des Grenzspannungsverlaufs in Abb. 3.1 mit dem, aus den durchzuführenden Spannungseinbruchstests in Tab. 3.1, resultierenden Grenzspannungsverlauf

rifizieren, soll der 3-phasige Spannungseinbruchstest gem. Testnummer 3 in Tab. 3.1 im Teillastbereich ( $0,1P_N \leq P_0 \leq 0,3P_N$ ) bei hinreichend untererregter, spannungssenkender Fahrweise sowie der 3-phasige Spannungseinbruchstest gem. Testnummer 4 in Tab. 3.1 im Teillastbereich ( $0,1P_N \leq P_0 \leq 0,3P_N$ ) bei hinreichend übererregter, spannungshebender Fahrweise durchgeführt werden. Als hinreichende Vorfehlerblindleistung wird eine induktive bzw. kapazitive Blindleistungseinspeisung von  $Q_0 = 0,1$  pu bzgl. der Anlagennennleistung bei Tests nach BDEW-MR empfohlen. Der k-Faktor soll während beider Versuche bei Einspeisung einer Vorfehlerblindleistung im linearen Regelbereich der dynamischen Netzstützung liegen, sodass eine Proportionalitätskonstante  $k = 2$  empfohlen wird. Hinsichtlich einer Zertifizierung ist der jeweils resultierende k-Faktor gem. FGW-TR 8 Kap. 5.1.7.2 aus allen 2- und 3-phasigen Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 3 und 4 in Tab. 3.1 zu ermitteln.

Während der Spannungseinbruchstests müssen alle Phasenspannungen und -ströme, falls die EZE über einen Einspeisetransformator mit dem Netz verbunden ist, überspannungsseitig gemessen werden, die zusätzliche Erfassung der unterspannungsseitigen Größen wird empfohlen. Die relevanten Messgrößen sind für einen Zeitraum von mindestens 10 s vor Fehlereintritt und mindestens 6 s nach Fehlerklärung mit einer Abtastfrequenz  $f_a \geq 10$  kHz aufzuzeichnen.

Die Dokumentation der Messergebnisse wird in Kap. 5.6 der FGW-TR 3 mit Bezug auf die IEC 61400-21 Kap. 6.5 spezifiziert. Gemäß der Norm IEC 61400-21 Kap. 6.5 muss der Prüfbericht „Zeitreihen der Wirkleistung, der Blindleistung, des Wirkstroms, des Blindstroms und der Spannungen an den Anschlüssen der WEA für die Zeit kurz vor dem Spannungseinbruch bis zu dem Zeitpunkt, an dem die Wirkung des Spannungseinbruchs abgeklungen ist“, enthalten. Dementsprechend sind die Momentanwerte der Phasenspannungen sowie die Spannungs-, Strom- und Leistungswerte als gleitende Mittelwerte über 20 ms darzustellen ([27] Kap. 5.6).

Zur Auswertung des Kurzschlussstrombeitrags der EZE sind ebenfalls die 1-Perioden-Effektivwerte sowie die Momentanwerte der Phasenströme abzubilden. Zusätzlich sind die Halbschwingungseffektivwerte und Scheitelwerte der Phasenströme bei Fehlereintritt zum Zeitpunkt  $t_1$  sowie die 1-Perioden-Effektivwerte der Ströme im Mit- und Gegensystem 150 ms nach Fehlereintritt ( $t_1 + 150$  ms) und 20 ms vor Spannungsrückkehr ( $t_2 - 20$  ms) zu ermitteln und anzugeben.

Der Zeitpunkt des Fehlereintritts  $t_1$  und der Fehlerklärung  $t_2$  ist entweder anhand der Momentanwerte

der Phasenspannungen am PCC der EZE oder aus den Momentanwerten der Phasenströme im Kurzschlusszweig der Prüfeinrichtung zu bestimmen. Ergeben sich hierbei divergierende Zeitpunkte, gilt der jeweils letzte als Fehlereintritts- respektive Fehleraustrittszeitpunkt.

Zur Validierung der dynamischen Netzstützung werden die Toleranzbandgrenzen bzgl. des einzuspeisenden Blindstroms in Abhängigkeit des parametrisierten k-Faktors, des Vorfehlerblindstroms  $I_{B,0}^+$  sowie der relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  ermittelt. Die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  wird aus der Mitsystemspannung  $U^+$  über einen Zeitraum von 100 ms nach Fehlereintritt bis 20 ms vor Fehlerklärung im Bezug auf den 1-Minuten-Mittelwert der Spannung vor Fehlereintritt bestimmt. Der Vorfehlerblindstrom soll in Analogie aus dem 1-Minuten-Mittelwert des Blindstroms vor Fehlereintritt bestimmt werden. Die Anschlagzeit  $t_a$  des Mitsystemblindstroms folgt aus der Differenz des Zeitpunkts des ersten Eintritts des Mitsystemblindstroms in das Toleranzband und des Zeitpunkts  $t_1$  des Fehlereintritts. Die Einschwingzeit  $t_e$  folgt aus der Differenz des Zeitpunkts, nach welchem sich der Mitsystemblindstrom dauerhaft innerhalb des Toleranzbands befindet und des Zeitpunkts  $t_1$  des Fehlereintritts.

Da bei Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 1 in Tab. 3.1 aufgrund der geringen verbleibenden Restspannung eine Ermittlung des Phasenwinkels nicht möglich ist, ist anstelle des Blindstroms der Scheinstrom auszuwerten. Darüber hinaus entfällt für diese Spannungseinbruchstests die Ermittlung der An- und Einschwingzeit.

Zur Analyse der richtlinienkonformen Wirkleistungssteigerung nach Fehlerklärung ist als Referenzwert der 2 s-Mittelwert der Wirkleistung sowie jener der verfügbaren Primärenergie vor Fehlereintritt, der 5 s-Mittelwert der Wirkleistung nach Fehlerklärung sowie der 1 s-Mittelwert der Wirkleistung und jener der verfügbaren Primärenergie ab 5 s nach Fehlerklärung zu bestimmen.

### 3.4 Vergleich der LVRT-Anforderungen ausgewählter NARs

Zur Einordnung der LVRT-Anforderungen der in Deutschland gültigen NARs in den Kontext jener, der weltweit unterschiedlichen und regional gültigen NARs, werden in Kap. 3.4.1 zunächst die für einen Vergleich relevanten LVRT-Anforderungen in den NARs der Netzbetreiber in Alberta (Kanada)[55], Indien[56], Südafrika[57] und Spanien[58], die ein breites Spektrum an unterschiedlichen Spezifikationen repräsentieren, zusammengefasst.

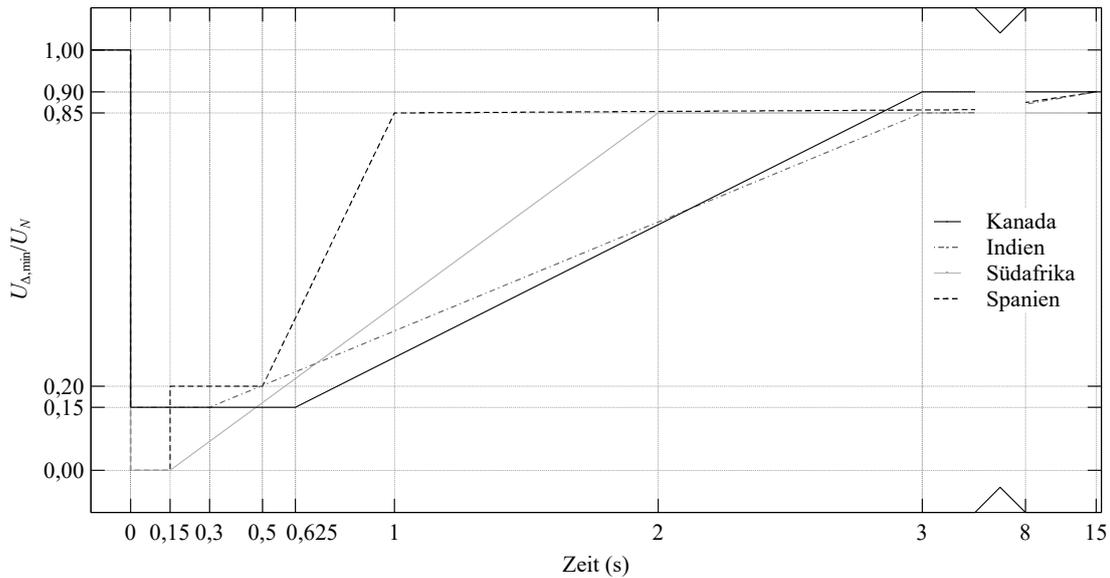
Im Anschluss wird in Kap. 3.5 der Einfluss verschiedener Faktoren wie bspw. das jeweilige Integrationsniveau erneuerbarer Energien oder der spezifischen Bedarf und Zustand der assoziierten Versorgungsnetze auf die divergierenden LVRT-Anforderungen der NARs diskutiert.

#### 3.4.1 Zusammenfassung relevanter LVRT-Anforderungen unterschiedlicher NARs

Die jeweiligen NARs beinhalten in Analogie zu den deutschen NARs die in Abb. 3.6 zusammengefassten Spannungs-Zeit-Diagramme respektive Grenzl意思 des Spannungsverlaufs am PCC, mittels derer die zu durchfahrenden Netzfehler spezifiziert werden. Darüber hinaus variieren die folgenden LVRT-Anforderungen der jeweiligen NARs erheblich.

##### NAR Alberta (Kanada)

Die in Alberta gültige NAR fordert lediglich das Durchfahren von Netzfehlern für Einzelanlagen oder Windparks mit einer Nennleistung  $P_N \geq 5 \text{ MW}$ , wenn die Effektivwerte der verketteten Spannungen oberhalb der entsprechenden Grenzlinie in Abb. 3.6 verlaufen. Während eines Netzfehlers mit einer Residualspannung  $U_r < 0,15 \text{ pu}$  kann eine Trennung der WKA immer erfolgen.



**Abbildung 3.6:** Vergleich der Grenzspannungsverläufe regionaler NARs

Eine Leistungseinspeisung während Spannungseinbrüchen wird nicht gefordert respektive spezifiziert.

### NAR Indien

Die indische NAR fordert das Durchfahren von WKAs oder Windparks, die an einem PCC mit einer Nennspannung  $U_N \geq 66 \text{ kV}$  angeschlossen sind, wenn die Effektivwerte der verketteten Spannungen oberhalb der Grenzlinie in Abb. 3.6 verlaufen [56]. Zukünftig sollen die Anforderungen unabhängig vom Spannungslevel am PCC gelten [59]. Für Spannungseinbrüche mit einer Residualspannung  $U_r < 0,15 \text{ pu}$  besteht keine Anforderung hinsichtlich des Verbleibs der WKA am Netz.

Im Gegensatz zur SDLWindV priorisiert die indische NAR die Einspeisung von Wirkstrom. Während eines Spannungseinbruchs wird eine, zur Residualspannung proportionale Wirkleistungseinspeisung in Abhängigkeit der Vorfehlerwirkleistung gefordert, sodass der eingespeiste Wirkstrom während des Spannungseinbruchs dem Vorfehlerwirkstrom entspricht. Die Reduzierung der Wirkleistung muss schnellstmöglich erfolgen.

Zusätzlich wird die Netzstützung durch Einspeisung von spannungsstützendem Blindstrom bis zur Rückkehr der Netzspannung, jedoch maximal für 300 ms, gefordert. Eine exakte Spezifikation des Blindstrombetrags sowie der charakteristischen Größen der Blindstromsprungantwort erfolgt nicht.

### NAR Südafrika

Die südafrikanische NAR fordert in Analogie zur SDLWindV ebenfalls das Durchfahren von Netzfehlern mit einer Residualspannung  $U_r = 0 \text{ pu}$  für 150 ms.

Die Netzspannung ist im Falle einer signifikanten Abweichung der „Spannung  $U$  am PCC“ [57] von der Nennspannung durch Einspeisung von spannungshebendem, zur relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  proportionalem Blindstrom  $I_B$ , sodass

$$\frac{\Delta I_B}{I_N} = k \cdot \frac{\Delta U_r}{U_N} \quad (3.4)$$

gilt, zu stützen.

Für die Proportionalitätskonstante soll  $k = 2$  gelten, sodass die grafisch veranschaulichte Blindstro-

manforderung in Abb. 3.7 resultiert.

Abweichend von der SDLWindV ist der Vorfehlerblindstrom  $I_{B,0}^+$  nach Abb. 3.7 nicht zu berücksichti-

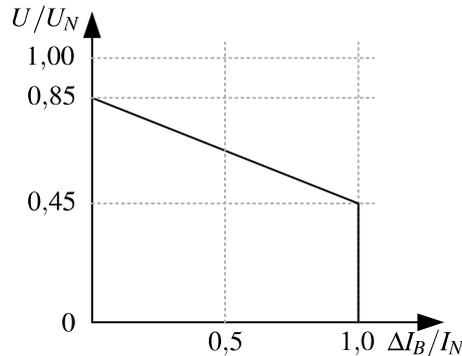


Abbildung 3.7: Blindstromanforderung der südafrikanischen NAR

gen, darüber hinaus erfolgt keine Spezifikation der charakteristischen Größen der Blindstromsprungantwort. Anforderungen hinsichtlich einer Wirkleistungs- respektive Wirkstromeinspeisung während eines Spannungseinbruchs bestehen nicht.

### NAR Spanien

Die spanische NAR fordert in Analogie zur SDLWindV und der südafrikanischen NAR das Durchfahren von Spannungseinbrüchen mit einer Residualspannung  $U_r = 0 \text{ pu}$  für 150 ms.

Während eines Netzfehlers und während des Spannungserholungsvorgangs nach Fehlerklärung darf die WKA prinzipiell keine Wirk- und Blindleistung, mit Ausnahme einer kurzzeitigen, auf  $P < 0,6 \text{ pu}$  und  $Q < 0,6 \text{ pu}$  begrenzten Leistungsaufnahme innerhalb der ersten 40 ms nach Fehlereintritt und 80 ms nach Fehlerklärung während symmetrischer sowie einer kurzzeitigen, auf  $P < 0,4 \text{ pu}$  und  $Q < 0,4 \text{ pu}$  begrenzten Leistungsaufnahme innerhalb der ersten 80 ms nach Fehlereintritt und 80 ms nach Fehlerklärung während asymmetrischer Netzfehler, beziehen.

Unabhängig von den zuvor genannten Spezifikationen fordert die spanische NAR lediglich während

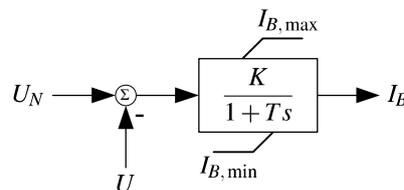


Abbildung 3.8: Blockschaltbild der Spannungsregelung

symmetrischer Netzfehler eine „automatische Spannungsregelung“ [58] gem. des Blockschaltbilds in Abb. 3.8, die laut der NAR jener eines konventionellen Kraftwerks auf Basis eines direktgekoppelten SGs entspricht. Sobald für „die Effektivspannung“ [58]  $U < 0,85 \text{ pu}$  gilt, wird die Spannungsregelung aktiviert, nach Fehlerklärung bleibt die Spannungsregelung für weitere 30 s aktiv.

Die Regelabweichung ist die Differenz aus der Nennspannung  $U_N$  und der aktuellen „Effektivspannung  $U$ “ [58]. Die Ausgangsgröße des Spannungsreglers ist der einzuspeisende Blindstrom  $I_B$  [58], der durch eine untere und obere Grenze  $I_{B,\min}$  und  $I_{B,\max}$  begrenzt wird. Die untere Grenzwert  $I_{B,\min}$  wird durch den Polygonzug A-E der Strom-Spannungskennlinie in Abb. 3.9 spezifiziert.

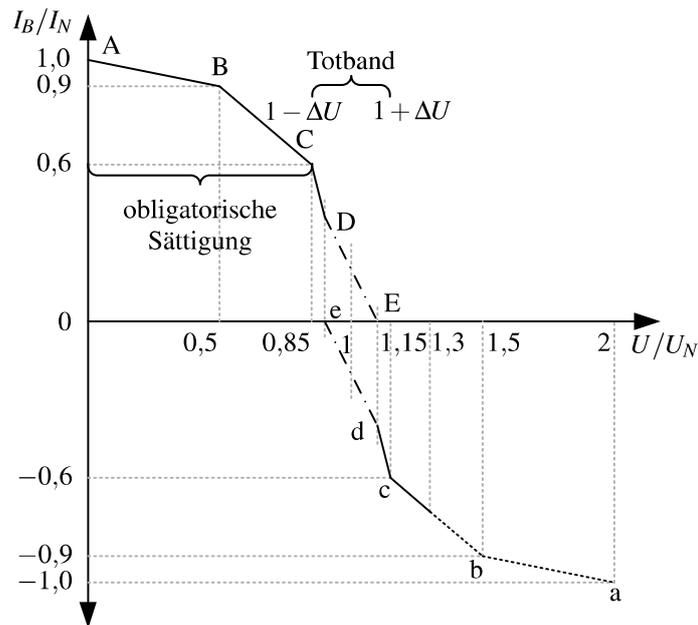


Abbildung 3.9: Blindstromanforderung der spanischen NAR

Die Übertragungsfunktion des  $PT_1$ -Glieds

$$H_{PT_1}(s) = \frac{K}{1 + Ts} \tag{3.5}$$

wird in [58] durch die Zeitkonstante  $T$  sowie den Verstärkungsfaktor  $K$  spezifiziert.  $T$  und  $K$  sind derart zu wählen, dass für die Anschlagzeit der Sprungantwort des Blindstroms  $t_a < 40$  ms gilt. Darüber hinaus fordert die spanische NAR während eines symmetrischen Spannungseinbruchs die

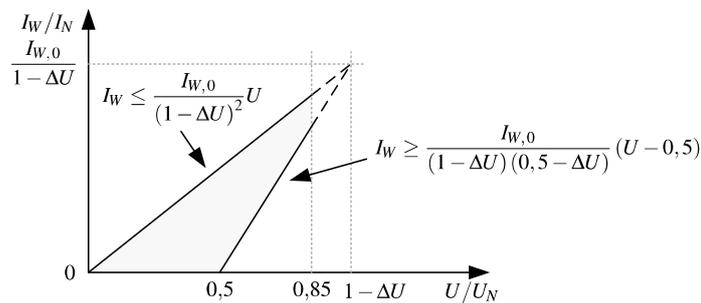


Abbildung 3.10: Wirkstromanforderung der spanischen NAR

Einspeisung von Wirkstrom in Abhängigkeit des Vorfehlerwirkstroms  $I_{W,0}$  sowie der Residualspannung gem. Abb. 3.10. Eine von den Spezifikationen in Abb. 3.10 abweichende Wirkstromeinspeisung ist innerhalb von 40ms zu korregieren.

Im Falle einer Wirk- und Blindstromanforderung gem. der  $I > 1$  pu gilt, wird die Blindstromeinspeisung priorisiert.

### 3.5 Analyse und Diskussion der LVRT-Anforderungen

Die Zusammenfassung der Spezifikationen bzgl. der LVRT-Fähigkeit verschiedener NARs in Kap. 3.4.1 im Vergleich zu jenen der in Deutschland gültigen NARs in Kap. 3.3 zeigt, dass die deutschen NARs sowie die spanische NAR die komplexesten und differenziertesten Anforderungen beinhalten. Neben dem grundsätzlichen Durchfahren von Netzfehlern mit einer Residualspannung von bis zu  $U_r = 0$  pu wird unabhängig von der jeweils geforderten Leistungseinspeisung während des Netzfehlers, bspw. das WKA-Verhalten im transienten Betriebsbereich nach Fehlereinleitung sowie nach Fehlerklärung spezifiziert. Darüber hinaus erfolgt die Spezifikation von Wirk- und Blindstromgrenzwerten sowie die der charakteristischen Größen der Blindstromsprungantwort.

Im Vergleich dazu fordert die südafrikanische und indische NAR zwar ebenfalls das Durchfahren von Netzfehlern mit einer Residualspannung von bis zu  $U_r = 0$  pu respektive  $U_r = 0,15$  pu in Kombination mit einer Blind- bzw. priorisierten Wirkleistungseinspeisung, weitere Spezifikationen wie bspw. hinsichtlich der zulässigen Leistungsaufnahme im transienten Betriebsbereich, der charakteristischen Größen der Wirk- und Blindstromsprungantwort oder der Leistungssteigerung nach Fehlerklärung erfolgen nicht. Die Anforderungen der in Alberta gültigen NAR umfassen im Vergleich lediglich das Durchfahren von Spannungseinbrüchen mit einer Residualspannung von bis zu  $U_r = 0,15$  pu, eine Leistungseinspeisung während eines Netzfehlers ist nicht erforderlich.

Um zunächst einen Bezug der LVRT-Anforderungen zum Integrationsniveau der Windenergie herzustellen, sind in Tab. 3.2 die installierte Windkraftleistung, die installierte Gesamtleistung sowie die eingespeiste Windenergie und die eingespeiste Gesamtenergie für den Geltungsbereich der jeweiligen NAR zusammengefasst. Mit 21,76 % bzw. 23,79 % ist die installierte Windkraftleistung

**Tabelle 3.2:** Vergleich der installierten Windkraftleistung und eingespeisten Windenergie zur installierten Gesamtleistung und eingespeisten Gesamtenergie in 2016<sup>1,2</sup>

	Alberta	Indien	Südafrika	Spanien	Deutschland
inst. Windkraftleistung (GW)	1,47	28,73	1,47	22,99	49,59
inst. Gesamtleistung (GW)	16,61	366,07	50,13	105,67	208,50
Anteil in %	8,85	7,85	2,93	21,76	23,79
eing. Windenergie (TW h)	5,7	44,7	3,7	47,7	78,2
eing. Gesamtenergie (TW h)	82,3	1367,5	234,5	258,6	614,6
Anteil in %	6,89	3,27	1,58	18,45	12,72

<sup>1</sup> Daten für Alberta: <https://www.cer-rec.gc.ca>

<sup>2</sup> Daten für Indien, Südafrika, Spanien und Deutschland: <https://www.eia.gov>

bezogen auf die gesamte installierte Leistung in Spanien und Deutschland ebenso wie die Komplexität und Differenziertheit der Spezifikationen innerhalb der jeweiligen NAR vergleichbar. Die jeweils anteilig eingespeiste Windenergie im Bezug auf die eingespeiste Gesamtenergie divergiert hingegen. In Indien ist das Integrationsniveau durch die installierte Windkraftleistung von 7,85 % im Bezug auf die installierte Gesamtleistung sowie die eingespeiste Windenergie von 3,27 % bzgl. der eingespeisten Gesamtenergie in Analogie zur Komplexität und Differenziertheit der LVRT-Anforderungen deutlich geringer als in Spanien und Deutschland. Im Gegensatz dazu ist das Integrationsniveau der Windkraft in Alberta mit einer installierten Windkraftleistung von 8,83 % vergleichbar mit dem in Indien, die anteilig eingespeiste Windenergie ist im Vergleich sogar mit 6,89 % signifikant größer, die LVRT-Anforderungen hingegen sind auf ein Minimum reduziert, sodass lediglich ein großflächiges Abschalten und ein daraus resultierendes Leistungsdefizit nach Fehlerklärung vermieden werden soll. Ebenso divergieren die LVRT-Anforderung und das Integrationsniveau der Windkraft mit einer anteil-

lig installierten Windkraftleistung von lediglich 2,93 % und einer anteilig eingespeisten Windenergie von 1,58 % in Südafrika, sodass das aktuelle Integrationsniveau der Windkraft separat betrachtet, keinen Rückschluss auf die Komplexität und Differenziertheit der Spezifikationen innerhalb der jeweiligen NAR zulässt.

Das Beispiel der südafrikanischen NAR veranschaulicht, dass neben dem aktuellen auch das zukünftig geplante Integrationsniveau erneuerbarer Energien respektive der Windkraft einen Einfluss auf die aktuell gültige NAR hat. So sieht der Ressourcenplan für Elektrizität [60] aus dem Jahr 2011 den Ausbau der installierten Windkraftleistung, ausgehend von 0,01 GW in 2010 um 8,4 GW auf 8,5 GW, dies entspricht 17,0 % bzgl. der installierten Gesamtleistung in Tab. 3.2, bis zum Jahr 2030 in Südafrika vor [61]. Um die Netzstabilität auch zukünftig zu gewährleisten, sind daher bereits in der NAR aus dem Jahre 2010 LVRT-Anforderungen enthalten, die von Projektentwicklern „mitunter als die strengsten“ [61] betrachtet werden. Aufgrund der kurzen Entwicklungsgeschichte der südafrikanischen NAR werden die Anforderungen im Gegensatz zu denen der deutschen oder spanischen NAR jedoch nicht präzisiert, sodass eine Revisionierung dieser zukünftig zu erwarten ist. Neben dem Integrationsniveau der Windkraft sowie der Entwicklungsgeschichte der jeweiligen NARs sind insb. netzspezifische Aspekte ursächlich für das breite Spektrum an unterschiedlichen LVRT-Anforderungen. Der Zustands des lokalen Stromnetzes und dessen Verflechtung mit dem Verbundnetz hat bspw. einen Einfluss auf die erforderlichen Wirkstromeinspeisung von WKAs während sowie unmittelbar nach einem Spannungseinbruch, um eine signifikante Abweichung der Netzfrequenz über das Toleranzband hinaus zu verhindern.

Im Hinblick auf die Frequenzhaltung während und nach einem Spannungseinbruch ist zunächst der Beitrag konventioneller Kraftwerke zu betrachten. Grundsätzlich erfolgt die primäre Frequenzregelung konventioneller Kraftwerke im Sekundenbereich, sodass deren Beitrag zur Frequenzhaltung während eines kurzzeitigen Spannungseinbruchs zu vernachlässigen ist. Daher wird die Änderungsrate der Netzfrequenz während und nach einem Spannungseinbruch lediglich vom Verhältnis der Systemträgheit, in Abhängigkeit der rotierenden Masse der SGs, zum Leistungsungleichgewicht, bestimmt. Die Systemträgheit wird wiederum von der Größe sowie der Verflechtung des Verbundnetzes beeinflusst, sodass diese in kleinen Verbundnetzen grundsätzlich geringer ist.

Hinsichtlich der Verflechtung mit dem Verbundnetz, ist das Stromnetz der iberischen Halbinsel bspw., im Gegensatz zum deutschen Stromnetz, dass aufgrund der zentralen Lage im europäischen Verbundnetz über eine ausgezeichnete Verflechtung verfügt, nahezu elektrisch isoliert, da zum Energieaustausch mit Frankreich bzw. dem Verbundnetz lediglich drei Übertragungsleitungen verfügbar sind [54]. Die aus der elektrischen Isolierung resultierende Systemträgheit ist unter Berücksichtigung des hohen Integrationsniveaus der Windkraft, separat betrachtet nicht ausreichend, um die Frequenzhaltung während eines kurzzeitigen Spannungseinbruchs zu gewährleisten. Daher fordert die spanische NAR neben der dynamischen Netzstützung die Einspeisung von Wirkstrom in Abhängigkeit der verbleibenden Restspannung sowie der Vorfehlerwirkleistungseinspeisung während eines Spannungseinbruchs. Im Gegensatz dazu ist die Wirkleistungseinspeisung während eines Netzfehlers in Deutschland nicht erforderlich, da die Systemträgheit aufgrund der ausgezeichneten Verflechtung ausreichend ist, um ein Absinken der Netzfrequenz zu unterbinden.

In Indien ist die Systemträgheit bspw. aufgrund des desolaten Zustands des Stromnetzes mit veralteten Kraftwerkparcs und hohen Übertragungsverlusten durch veraltete Übertragungsleitungen [62] gering, sodass die indische NAR die Wirkstromeinspeisung während eines Netzfehlers gegenüber der dynamischen Netzstützung durch Blindstromeinspeisung priorisiert.

Zusammenfassend variieren die Spezifikationen der NAR aufgrund unterschiedlicher Aspekte wie dem Integrationsniveau der Windkraft, der Entwicklungsgeschichte der jeweiligen NAR sowie insb. dem spezifischen Bedarf der einzelnen Versorgungsnetze. Infolge der fortlaufende Revisionierung der NARs und dem Bestreben, diese zu vereinheitlichen wie bspw. durch das „European

Network of Transmission System Operators for Electricity“ (ENTSO-E) in Europa, sind zukünftig Basisanforderungen zu erwarten, die zumindest für das jeweilige Verbundnetz einheitlich sind.

## 4 Elektrische Konzepte von WKAs

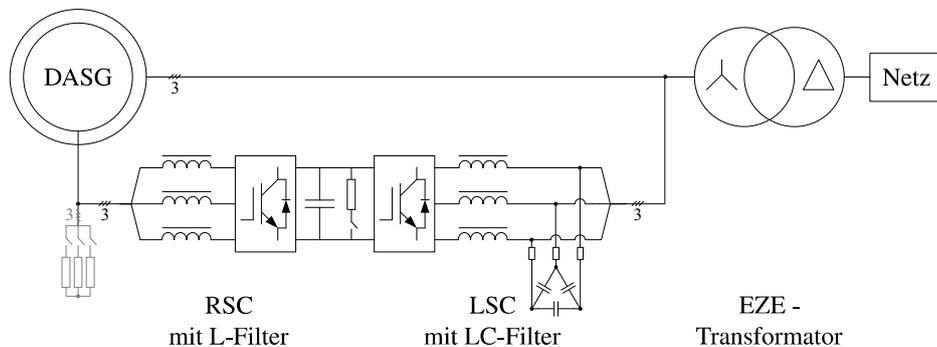
In Abhängigkeit des elektrischen Konzepts respektive der Topologie einer WKA werden unterschiedliche Anforderungen an den LSC während des Betriebs am ungestörten Spannungsnetz sowie während eines Spannungseinbruchs hinsichtlich der LVRT-Fähigkeit der gesamten WKA gestellt. Daher wird im Folgenden zunächst die Funktionalität zweier drehzahlvariabler WKA-Topologien sowie die resultierenden Anforderungen an den jeweiligen LSC im stationären Betriebsbereich zusammengefasst. Im Anschluss wird das elektrische Konzept der in dieser Arbeit thematisierten WKA dargestellt und zuletzt der Einfluss der jeweiligen WKA-Topologie auf die LVRT-Anforderungen an den LSC diskutiert.

### 4.1 Grundlegende Topologien drehzahlvariabler WKAs

Die relevanten elektrischen Konzepte drehzahlvariabler WKAs sind durch zwei konkurrierende Topologien gekennzeichnet, die entweder auf einem DASG in Verbindung mit Teillastumrichtern oder auf einem fremd- bzw. permanenterregten SG respektive SCIG in Verbindung mit Vollastumrichtern basieren.

Der DASG in Abb. 4.1 verfügt über zwei Strompfade. Statorseitig ist der DASG direkt sowie rotorseitig über eine back-to-back Topologie, bestehend aus RSC und LSC, mit dem Netz gekoppelt. Die Spezifizierung der erforderlichen Nennleistung der back-to-back Topologie richtet sich nach der rotorseitigen Schlupfleistung, die proportional zum Schlupf sowie der Statorwirkleistung ist. In Abhängigkeit der spezifizierten Drehzahlvariabilität des DASGs um die synchrone Drehzahl beträgt die Nennleistung der back-to-back Topologie ca. 30% der Nennleistung der WKA.

Die Regelung der statorseitigen Wirk- und Blindleistungseinspeisung erfolgt indirekt mittels RSC-



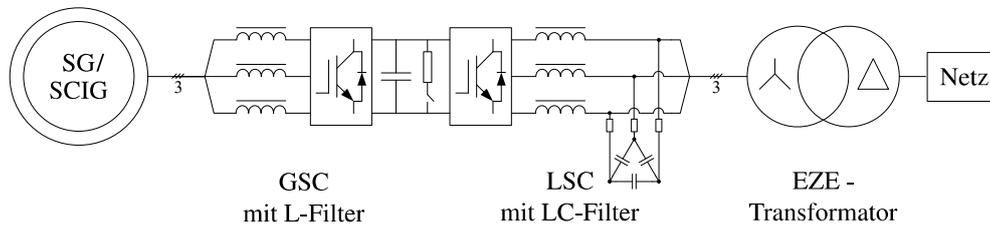
**Abbildung 4.1:** Elektrisches Konzept einer WKA auf Basis eines DASGs

Regelung der Rotorströme nach Betrag und Phase. Da die Schlupfleistung proportional zum Schlupf und der Statorwirkleistung ist, ist die Richtung des Schlupfleistungsfusses abhängig vom Betriebspunkt des DASGs. Im übersynchronen Betriebsbereich speist der RSC die Schlupfleistung in den Zwischenkreis, im untersynchronen Betriebsbereich entnimmt er diese dem Zwischenkreis.

Der LSC hält das Leistungsgleichgewicht zwischen aufgenommener und abgegebener Wirkleistung des Zwischenkreises konstant, indem die netzseitige Wirkleistungsaufnahme bzw. -einspeisung unter Verwendung einer Regelkaskade, bestehend aus einem Zwischenkreisspannungsregler sowie einem unterlagerten Stromregler geregelt wird. Zusätzlich ist die Regelung der netzseitigen Blindleistungsaufnahme bzw. -einspeisung des LSCs möglich.

Im Gegensatz zum DASG ist der Stator des fremd- bzw. permanenterregten SGs oder SCIGs in Abb. 4.2 durch die back-to-back Topologie, bestehend aus GSC und LSC vollständig vom Netz

getrennt. Da die gesamte Leistung des SGs über die back-to-back Topologie fließt, richtet sich die



**Abbildung 4.2:** Elektrisches Konzept einer WKA auf Basis eines SGs oder SCIGs

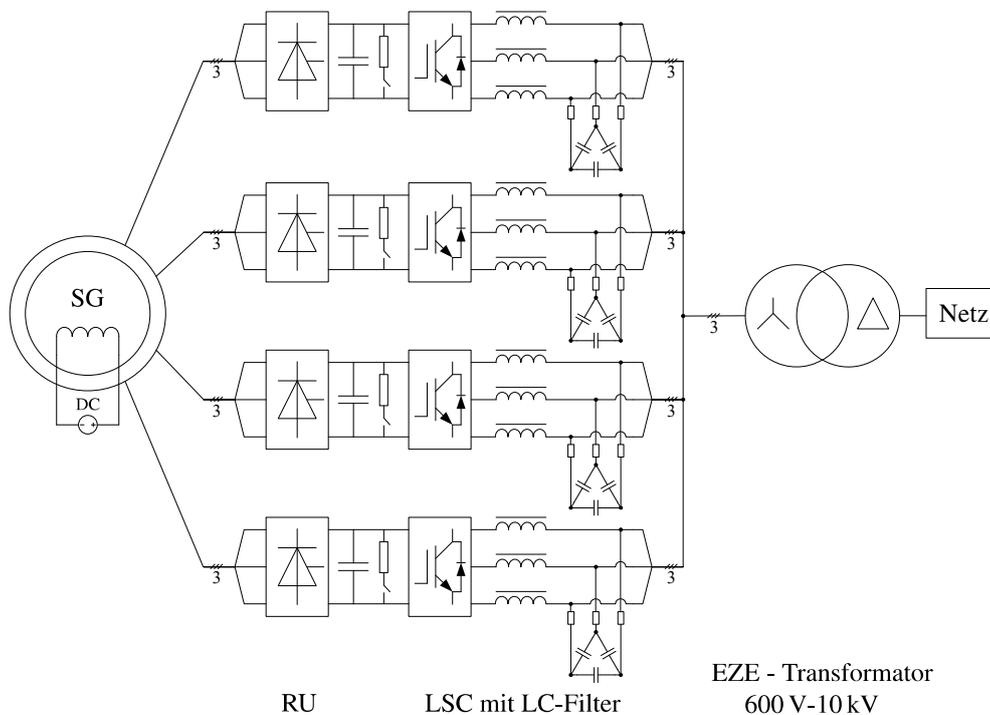
Spezifizierung der Nennleistung der back-to-back Topologie nach der Nennleistung des SGs respektive der des SCIGs.

Der GSC wird als aktiver Gleichrichter betrieben, sodass dieser die statorseitige Wirkleistung in den Zwischenkreis einspeist. Alternativ kann der GSC durch einen passiven Gleichrichter, in Abhängigkeit der Nennspannung des SGs auch in Kombination mit einem Hochsetzsteller, ersetzt werden.

Der LSC regelt in Analogie zum LSC des DASGs die netzseitige Wirk- und Blindleistungseinspeisung mittels der Regelkaskade, bestehend aus Zwischenkreisspannungs- und unterlagertem Stromregler.

## 4.2 Elektrisches Konzept der thematisierten WKA

Der in dieser Arbeit thematisierte LSC ist Bestandteil einer WKA auf Basis eines SGs mit einer Nennleistung  $P_N = 2,5 \text{ MW}$  des Herstellers Leroy-Somer. Der SG verfügt über vier, voneinander isolierte, dreiphasige Wicklungssysteme, auf deren Grundlage das elektrische Konzept der WKA in Abb. 4.3 basiert. Die Leistung des SGs wird mittels vier äquivalenter back-to-back Topologien, bestehend aus

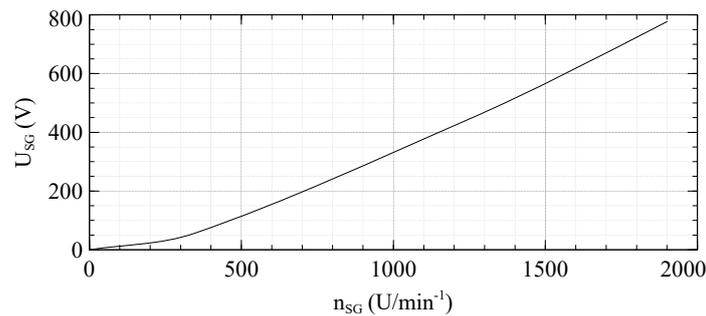


**Abbildung 4.3:** Elektrisches Konzept der WKA

jeweils einem aktiven 6-Puls-Gleichrichter (RU) und einem LSC, der als Teillastumrichter mit einer

Nennleistung von jeweils  $P_N = 625 \text{ kW}$  spezifiziert ist, über einen 600 V/10 kV EZE-Transformator in das Mittelspannungsnetz eingespeist. Die Schaltharmonischen der LSCs werden hardwareseitig durch jeweils einen LC-TP als Netzfilter gedämpft.

Der SG mit einer Polpaarzahl von drei, wird in einem Drehzahlbereich von  $n_{SG} = 990 \text{ Umin}^{-1}$  bis  $n_{SG} = 1650 \text{ Umin}^{-1}$  betrieben. Die Erregung erfolgt mittels einer Kombination aus bürstenloser Fremderregung und magnetischer Permanenterregung, um die Schwarzstartfähigkeit der WKA zu realisieren. Durch die Permanenterregung ergibt sich für den Drehzahlbereich ein Spannungsbereich der unbelasteten Statorspannung von  $U_{SG} = 310 \text{ V}$  bis  $U_{SG} = 645 \text{ V}$ , wie in Abb. 4.4 dargestellt. Unter Verwendung der zusätzlichen Fremderregung wird eine Regelung der Statorspannung auf

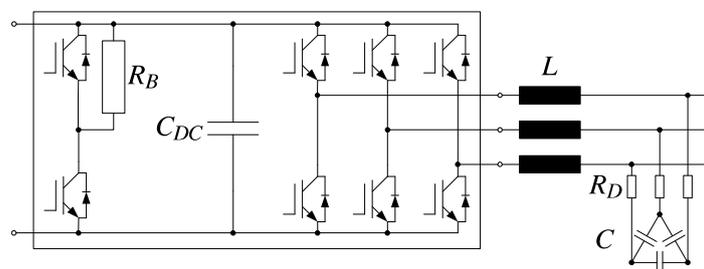


**Abbildung 4.4:** Unbelastete Statorspannung infolge der permanentmagnetischen Erregung

einen Wert im Bereich von  $U_{SG} = 640 \text{ V}$  bis  $U_{SG} = 840 \text{ V}$  realisiert. Die Fremderregung besteht aus einer statorseitigen Gleichstromerregung in Kombination mit einer rotierenden Erregermaschine, deren Ausgangswechselgrößen mittels rotierendem Gleichrichter gleichgerichtet werden und die Rotorwicklungen speisen. Über die Regelung der statorseitigen Gleichstromerregung erfolgt die Statorspannungsregelung.

Aufgrund der vergleichsweise hohen Statorspannung in Verbindung mit der Netzspannung von  $U_N = 600 \text{ V}$  ist anstelle des GSCs in Abb. 4.2 lediglich eine RU pro Strang notwendig. Die RU ist thyristorbasiert, damit die Vorladung des Zwischenkreises mittels Phasenanschnittsteuerung ermöglicht wird. Nach Abschluss der Vorladung werden die Thyristoren voll durchgesteuert, sodass Schaltverluste vermieden werden und die Funktionsweise der RU der eines passiven Gleichrichters entspricht.

Als LSC wird ein standardisierter VSI auf Basis dreier IGBT-Halbbrücken, dessen ESB in Abb. 4.5 dargestellt ist, verwendet. Der VSI ist modular konstruiert, sodass die Leistung des LSCs skalierbar



**Abbildung 4.5:** ESB des LSCs

ist. Die Halbbrücken des in dieser Arbeit thematisierten LSCs, dessen elektrischen Eigenschaften in Tab. 4.1 zusammengefasst sind, bestehen aus Infineon PrimePack Module mit einer Nennspannung von  $U_N = 1200 \text{ V}$ , einem Nennstrom von  $I_N = 740 \text{ A}$  und einer maximalen Schaltfrequenz von  $f_s = 3 \text{ kHz}$ . Die Ansteuerung der Halbbrücken erfolgt mittels eines IGBT-Treibers mit integrierter Si-

**Tabelle 4.1:** Elektrische Eigenschaften des LSCs

Hersteller	Delta Energy Systems
Topologie	B6-Inverter
Nennscheinleistung	625 kVA
Nennspannung	600 V
Nennstrom	601 A
Zwischenkreiskapazität	3400 $\mu$ F
Bremswiderstand	1 $\Omega$
Filterinduktivität	100 $\mu$ H
Filterkapazität	720 $\mu$ F

cherheitsarchitektur wie „Active Clamping“, „Shoot-Through-Schutz“ sowie einer hardwarebasierten Überstromdetektion und -abschaltung.

Im Falle einer Überspannung im Zwischenkreis wird dieser über den Bremswiderstand  $R_B$  kurzgeschlossen. Da die IGBTs einer Halbbrücke in einem Gehäuse zusammengefasst sind, wird zur Ansteuerung des Bremswiderstands eine Halbbrücke verwendet. Zur Aktivierung des Bremswiderstands wird lediglich der Low-Side-IGBT angesteuert, der High-Side-IGBT bleibt dauerhaft verriegelt. Daher wird lediglich die Freilaufdiode des High-Side-IGBT genutzt, auf die der Strom kommutiert, sobald der Low-Side-IGBT sperrt.

### 4.3 Einfluss der WKA-Topologien auf die LSC-LVRT-Anforderungen

Die Anforderungen an die Regelstruktur des LSCs in Verbindung mit einem DASG oder einem SG sind im Betrieb am ungestörten Netz vergleichbar. Während eines netzseitigen Spannungseinbruchs hingegen divergieren diese Anforderungen in Abhängigkeit des elektrischen Konzepts der WKA sowie der Spezifikationen der NARs hinsichtlich der LVRT-Fähigkeit der WKA.

Im Falle eines Spannungseinbruchs wie auch während des Betriebs am ungestörten Netz muss eine WKA auf Basis eines DASGs den größten Anteil der erforderlichen Wirk- und Blindströme statorseitig einprägen. Da die Regelung der statorseitigen Wirk- und Blindleistungseinspeisung indirekt mittels Rotorstromregelung des RSCs erfolgt, müssen die LVRT-Anforderungen der NARs hauptsächlich durch die Regelstruktur des RSCs erfüllt werden.

Die primäre Aufgabe des LSCs in Verbindung mit einem DASG besteht während eines Spannungseinbruchs hingegen darin, die Zwischenkreisspannung derart zu regeln, dass der RSC über ausreichende Regelreserve verfügt, um die richtlinienkonforme Einspeisung der geforderten Wirk- und Blindströme statorseitig zu ermöglichen. Zusätzlich, falls Stromreserve verfügbar ist, kann der LSC die Differenz zwischen dem Referenzwert des erforderlichen Blindstroms hinsichtlich der dynamischen Netzstützung und dem Istwert des statorseitig eingespeisten Blindstroms ausgleichen.

Im Gegensatz dazu hat der Generator einer WKA auf Basis eines SGs einen zu vernachlässigenden Einfluss auf die LVRT-Fähigkeit der WKA, da er durch die back-to-back Topologie des GSCs bzw. der RU und des LSCs vom Netz entkoppelt ist. Die richtlinienkonforme Einspeisung der Wirk- und Blindströme erfolgt daher einzig auf Grundlage der Regelstruktur des LSCs. Unter Berücksichtigung der LVRT-Anforderungen der SDLWindV besteht die primäre Aufgabe des LSCs darin, den gesamten, erforderlichen Blindstrom zur dynamischen Netzstützung einzuspeisen. Unter Annahme einer nahezu konstanten Wirkleistungsabgabe des SGs während eines Spannungseinbruchs muss der LSC gleichzeitig eine Überspannung im Zwischenkreis verhindern. Falls Stromreserve verfügbar ist, kann die Regelung der Zwischenkreisspannung durch Wirkleistungseinspeisung erfolgen. Falls der

erforderliche Blindstrom zur dynamischen Netzstützung dem Nennstrom des LSCs entspricht, muss der LSC die Zwischenkreisspannung über einen alternativen Strom- respektive Wirkleistungspfad regeln.

Zusammenfassend sind die Anforderungen an die Regelstruktur des LSCs unabhängig vom verwendeten Generator ähnlich, im Bezug auf die LVRT-Anforderungen ist jedoch das elektrische Konzept der WKA zu berücksichtigen.

## 5 Grundlagen der LSC-Regelstruktur

Der Anwendungsbereich eines LSCs erstreckt sich von der Verwendung zur Einspeisung der Leistung aus regenerativen Energien wie Windkraft und Photovoltaik, über den Einsatz als Einspeise-/Rückspeiseeinheit <sup>41</sup> in Verbindung mit drehzahlvariablen Antrieben bis hin zur aktiven Blindleistungskompensationseinrichtung <sup>42</sup>. Unabhängig vom Einsatzbereich wird an die Regelstruktur des LSCs grundsätzlich die Anforderung gestellt, das Leistungsgleichgewicht zwischen aufgenommener und abgegebener Wirkleistung des LSCs konstant zu halten. Zusätzlich muss der LSC die netzseitige Blindleistungsaufnahme bzw. Blindleistungsabgabe regeln.

Zur Realisierung dieser Anforderungen ist die kaskadierte Regelstruktur als Standard etabliert [20]. Die Kaskadenregelung bietet die Möglichkeit, den inneren Regelkreis und den äußeren, überlagerten Regelkreis mit unterschiedlichen Regelfrequenzen auszuführen, sodass die Regelaufgabe durch die Entkopplung der Regelkreise voneinander linearisiert wird.

Durch die Verwendung eines VSI als LSC wird die Regelung der Wirk- und Blindleistung nicht direkt, sondern indirekt über einen Zwischenkreisspannungsregler in Kombination mit einem unterlagerten Stromregler, wie in Abb. 5.1 dargestellt, realisiert.

Der zur richtlinienkonformen Leistungseinspeisung erforderliche, aktuelle Phasenwinkel der Netz-

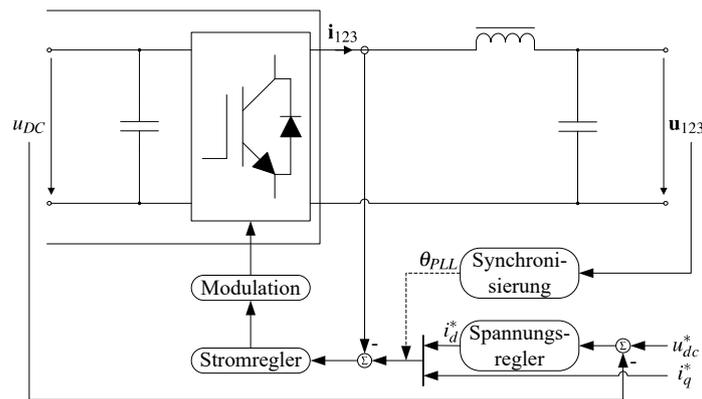


Abbildung 5.1: Kaskadierte Regelstruktur des LSCs

spannung wird mittels Netzsynchronisierung ermittelt. Die Schaltimpulse der drei Halbbrücken zur Stellung der erforderlichen Ausgangsspannung des LSCs werden über ein geeignetes Modulationsverfahren aus den Ausgangsgrößen des Stromreglers berechnet.

Da die Regelstruktur des LSCs einer WKA auf Basis eines SGs maßgeblich für die LVRT-Fähigkeit der WKA ist, werden die einzelnen Komponenten der standardisierten Regelstruktur in Abb. 5.1 im Folgenden hinsichtlich ihrer Verwendbarkeit bzgl. der LVRT-Fähigkeit analysiert.

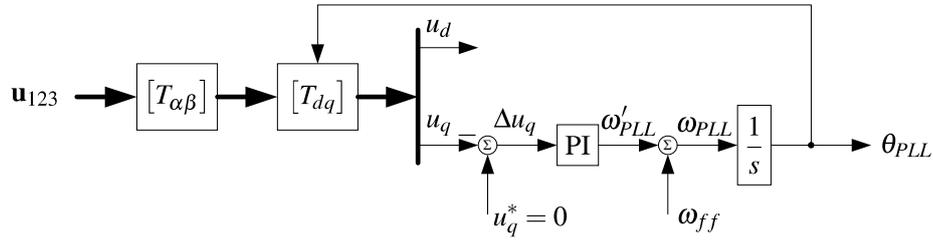
### 5.1 Netzsynchronisierung

Zur Synchronisierung des LSCs mit der dreiphasigen Netzspannung sind verschiedene Verfahren wie die Detektion des Spannungsnulldurchgangs, die *Wavelet Analyse* oder die PLL anwendbar. Aufgrund ihrer Funktionalität in Kombination mit der vergleichsweise geringen Komplexität, ist die PLL grundsätzlich sowie die SRF-PLL für dreiphasige, symmetrische Spannungssysteme speziell, das etablierte Verfahren zur Netzsynchronisierung.

<sup>41</sup>vgl. Active Front End (AFE)

<sup>42</sup>vgl. Static Synchronous Compensator (STATCOM)

Gemäß des Strukturdiagramms in Abb. 5.2 werden zur SRF-PLL basierten Netzsynchrosierung



**Abbildung 5.2:** Strukturdiagramm der SRF-PLL basierte Netzsynchrosierung

zunächst die Strangspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  mittels Clarke-Transformation

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad [T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

im STRF abgebildet und die resultierenden Spannungskomponenten  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  anschließend durch die Park-Transformation

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = [T_{dq}] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad [T_{dq}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{PLL}) & \sin(\theta_{PLL}) \\ -\sin(\theta_{PLL}) & \cos(\theta_{PLL}) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

in das, mit der Kreisfrequenz  $\omega = \omega_{PLL}$  rotierende SRF, transformiert. Indem die, aus der Park-Transformation resultierende Spannungskomponente  $u_q$  mittels PI-Regler zu null geregelt und die Kreisfrequenz  $\omega_{PLL}$  respektive der PLL-Winkel  $\theta_{PLL}$  als Integral der Kreisfrequenz  $\omega_{PLL}$  rückgekoppelt wird, wird die PLL geschlossen und die aktuelle Phasenlage des SRFs im Bezug auf das STRF geregelt. Zur Entlastung des PI-Reglers wird die Nennwinkelgeschwindigkeit der Netzspannung  $\omega_N$  als Vorsteuerwert  $\omega_{ff}$  zum Ausgang des Reglers addiert.

Infolge der Phasenregelung entspricht die Spannungskomponente  $u_d$  im SRF exakt dem Spitzenwert  $\hat{u}^+$  sowie der PLL-Winkel  $\theta_{PLL}$  dem Phasenwinkel  $\theta^+$  der Mitsystemspannung, vorausgesetzt die Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  sind symmetrisch.

Da die SRF-PLL zur Synchronisierung mit einem symmetrischen Spannungssystem konzipiert ist und eine Filterung der Eingangsgrößen unterbleibt, können folgende, potentielle Störgrößen insb. zu einer Abweichung des Phasenwinkels  $\theta_{PLL}$  von dem aktuellen Phasenwinkel  $\theta^+$  der Mitsystemspannung führen.

- Hochfrequentes Rauschen, verursacht durch die Stromsteilheit  $\frac{di}{dt}$  der schaltenden IGBTs
- Fehlkalibrierung der Spannungsmessung bspw. aufgrund von Temperaturdrifts oder Bauteiltoleranzen
- Niederfrequente, harmonische Verzerrungen der Netzspannung
- Symmetrische und asymmetrische Spannungseinbrüche mit potentiellen Phasensprüngen

Während hochfrequentes Rauschen und niederfrequente, harmonische Verzerrungen der Netzspannungen ebenso wie eine Fehlkalibrierung der Spannungsmessung mit einer maximalen Amplitude im einstelligen Prozentbereich der Netzennspannung zu erwarten sind, ist die Funktionalität der SRF-PLL insb. im Falle asymmetrischer Spannungseinbrüche zu verifizieren. Dabei muss die Analyse

der Netzsynchronisierung mittels SRF-PLL zwingend im Bezug auf die Bandbreite des PI-Reglers erfolgen.

Grundsätzlich ist eine große Bandbreite zur Gewährleistung einer hohen Synchronisierungsgeschwindigkeit erforderlich. In Analogie muss die Bandbreite des PI-Reglers ausreichend sein, um die Regelabweichung, hervorgerufen durch eine Phasensprung im Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$  bei Fehlereintritt und -austritt wie während des symmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  in Abb. 5.3a, präzise und mit hoher Dynamik auszuregeln. Begrenzt wird die Bandbreite des Reglers durch die Forderung, dass das hochfrequente, die Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  überlagernde Rauschen, möglichst nicht auf den PLL-Winkel  $\theta_{PLL}$  übertragen wird. Die resultierenden Spannungskomponenten im SRF  $u_d$  und  $u_q$  sind hingegen aufgrund einer unterbleibenden Filterung der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  verrauscht, der Gleichanteil  $\bar{u}_d$  der Spannungskomponenten  $u_d$  entspricht jedoch dem Spitzenwert der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+ = \sqrt{2}U^+$ .

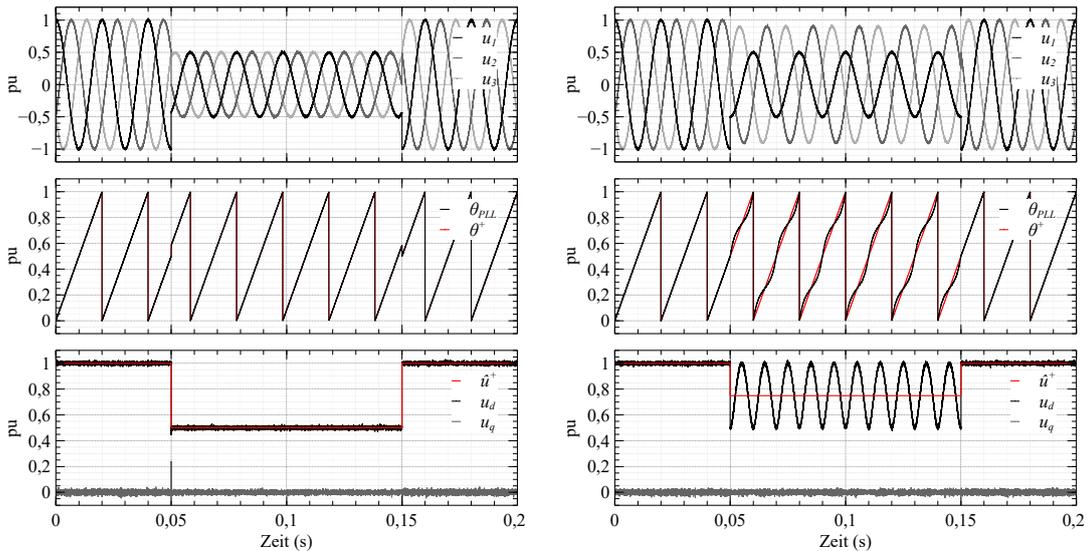
Im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs ist eine große Bandbreite des PI-Reglers jedoch kontraproduktiv. Angenommen für die Spannungskomponenten  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  im STRF gilt nach Clarke-Transformation der asymmetrischen Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  respektive der Mit- und Gegensystemspannungen während eines asymmetrischen Netzfehlers

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \hat{u}^+ \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t) \\ \sin(\omega_n t) \end{bmatrix} + \hat{u}^- \begin{bmatrix} \cos(-\omega_n t) \\ \sin(-\omega_n t) \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

so folgt nach anschließender Park-Transformation mit dem Winkel  $\theta_{PLL} = \theta^+ = \omega_n t$  für die Spannungskomponenten  $u_d$  und  $u_q$  im SRF

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \underbrace{\hat{u}^+ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\bar{u}_{d,q}} + \underbrace{\hat{u}^- \begin{bmatrix} \cos(-2\omega_n t) \\ \sin(-2\omega_n t) \end{bmatrix}}_{\tilde{u}_{d,q}}. \quad (5.4)$$

Während die projizierte Mitsystemspannung im SRF gem. Gl. (5.4) als Gleichgrößen  $\bar{u}_{d,q}$  resultiert,



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3

(b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  ge. Abb. 2.6

**Abbildung 5.3:** Verlauf der charakteristischer Größen der Netzsynchronisierung bei Verwendung der SRF-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler

wird die Gegensystemspannung durch die Transformation in das SRF der Mitsystemspannung als Wechselgröße  $\tilde{u}_{d,q}$ , die mit  $\omega = -2\omega_n$  oszilliert und die Gleichgrößen  $\bar{u}_{d,q}$  überlagert, abgebildet. Wird die oszillierende Spannungskomponente  $u_q$  nun durch einen breitbandigen PI-Regler zu null geregelt, oszilliert der ermittelte Phasenwinkel  $\theta_{PLL}$  um den aktuellen Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$ , wie in Abb. 5.3b während des asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  dargestellt.

Durch Verwendung eines entsprechend schmalbandigen PI-Reglers, sodass lediglich der Gleichanteil  $\bar{u}_q$  zu null geregelt wird, würde die Abweichung des Phasenwinkel  $\theta_{PLL}$  vom Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$  zwar minimiert werden, gleichzeitig würde jedoch die Synchronisierungsgeschwindigkeit sowie die An- und Einschwingzeit infolge einer Regelabweichung, bspw. hervorgerufen durch einen Phasensprung in der Netzspannung, signifikant reduziert werden.

Um eine robuste und gleichzeitig schnelle Netzsynchronisierung zu gewährleisten ist daher eine Modifizierung der SRF-PLL, wie in Kap. 6.1 beschrieben, zwingend erforderlich. Darüber hinaus muss für eine potentielle Leistungseinspeisung im Gegensystem während asymmetrischer Spannungseinbrüche die zusätzliche Ermittlung des Phasenwinkels der Gegensystemspannung erfolgen.

## 5.2 Zwischenkreisspannungsregelung

Der Zwischenkreisspannungsregler erhält das Leistungsgleichgewicht zwischen der generatorseitig aufgenommenen Wirkleistung und der netzseitig eingespeisten Wirkleistung, indem er die Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  auf den Referenzwert  $u_{DC}^*$  regelt. Zur Regelung der Zwischenkreisspannung hat sich der PI-Regler, der prinzipiell zur Regelung von Gleichgrößen verwendet werden kann, bewährt. Aus der Übertragungsfunktion des PI-Reglers im kontinuierlichen Zeitbereich in Gl. (5.5) ergibt sich die Stellgröße des proportionalen Anteils aus der Multiplikation der Regelabweichung mit dem Verstärkungsfaktor  $k_{p,u_{DC}}$ .

$$H_{PI,u_{DC}}(s) = k_{p,u_{DC}} + \frac{k_{i,u_{DC}}}{s} \quad (5.5)$$

Da eine bleibende Regelabweichung mittels proportionalem Anteil nicht ausgeregelt werden kann, wird ein integraler Anteil ergänzt. Die Integration erfolgt durch Summation der Regelabweichung über die Zeit. Anschließend wird der Ausgang des Integrators mit dem Verstärkungsfaktor  $k_{i,u_{DC}}$  multipliziert und zu der Stellgröße des proportionalen Anteils addiert.

Der Ausgang des Zwischenkreisspannungsreglers ist der Sollwert des Wirkstroms, der im *SRF* die

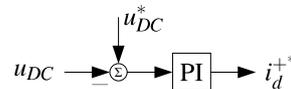


Abbildung 5.4: Zwischenkreisspannungsregler des LSCs

d-Stromkomponente  $i_d^*$  darstellt. Unter Berücksichtigung der externen Vorgabe des Leistungsfaktors  $\cos \phi$  wird der Sollwert des Blindstroms, der im *SRF* die q-Stromkomponente  $i_q^*$  darstellt, aus dem Sollwert des Wirkstroms gebildet. Die resultierenden Stromsollwerte werden anschließend als Referenzströme in der unterlagerten Stromregelung genutzt.

Da im Falle eines Netzfehlers die Wirkleistungseinspeisung zugunsten der dynamischen Netzstützung durch Blindstromeinspeisung reduziert oder gänzlich gestoppt werden muss, kann das Leistungsgleichgewicht zwischen aufgenommener und eingespeister Wirkleistung nicht konstant gehalten werden, sodass der Zwischenkreisspannungsregler die Zwischenkreisspannung nicht auf den Referenzwert ausregeln kann.

Die Regelung der Zwischenkreisspannung während eines Netzfehlers wird daher wie in Kap. 6.2 beschrieben, modifiziert.

### 5.3 Stromregelung

Die unterlagerte Stromregelung regelt indirekt die Einspeisung der Wirk- und Blindleistung, indem sie die, aus dem jeweiligen Soll- und Istwertvergleich des Wirk- und Blindstroms resultierenden Regelabweichungen  $\Delta i_d$  und  $\Delta i_q$ , zu null regelt. Grundsätzlich ist eine richtlinienkonforme, sinusförmige Stromspeisung zwingend erforderlich, um die THD-Grenzwerten der eingespeisten Ströme zu unterschreiten.

Zur voneinander unabhängigen Regelung der Wirk- und Blindströme wird standardisiert die PI-Regelung im SRF des Mitsystems ( $dq^+$ -System) verwendet, sodass aus der kaskadierten Regelstruktur in Abb. 5.1 die Regelstruktur auf Basis der SRF-CC in Abb. 5.5 resultiert.

Die Regelung des Wirk- und Blindstroms  $i_d$  und  $i_q$  mittels SRF-CC erfolgt nach Clarke- und

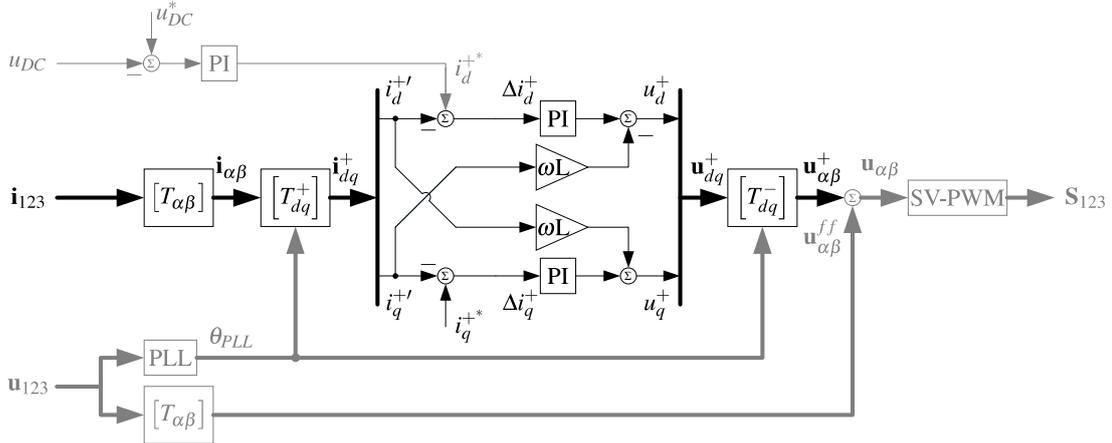


Abbildung 5.5: Regelstruktur des LSCs basierend auf PI-Reglern im SRF

Park-Transformation der Phasenströme  $i_{123}$  gem. Gl. (5.1) und Gl. (5.2) im  $dq^+$ -System. Der Referenzwirkstrom  $i_d^*$  resultiert aus der Zwischenkreisspannungsregelung, der Referenzblindstrom  $i_q^*$  wird in Abhängigkeit der Blindleistungsanforderung des Netzbetreibers ermittelt.

Zur Entlastung des Stromreglers werden die Phasenspannungen als Vorsteuerwerte auf den Reglerausgang addiert. Die Summen aus den jeweiligen Reglerausgangs- und Vorsteuerwerten werden als Referenz Ausgangsspannungen mittels inverser Park- und Clarke-Transformationen in Gl. (5.6) und Gl. (5.7) rücktransformiert und durch die SV-PWM in Schaltimpulse zur Ansteuerung der drei Halbbrücken gewandelt.

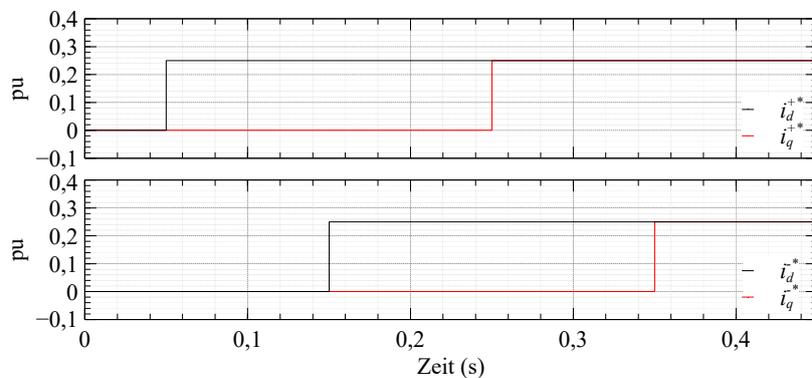
$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = [T_{dq}]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad [T_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} y_u \\ y_v \\ y_w \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad [T_{\alpha\beta}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Die SRF-CC ist grundsätzlich zur Einspeisung symmetrischer Mitsystemwirk- und -blindströme in ein symmetrisches Spannungsnetz konzipiert, da sich die PI-Regler lediglich zur Regelung von Gleichgrößen eignen.

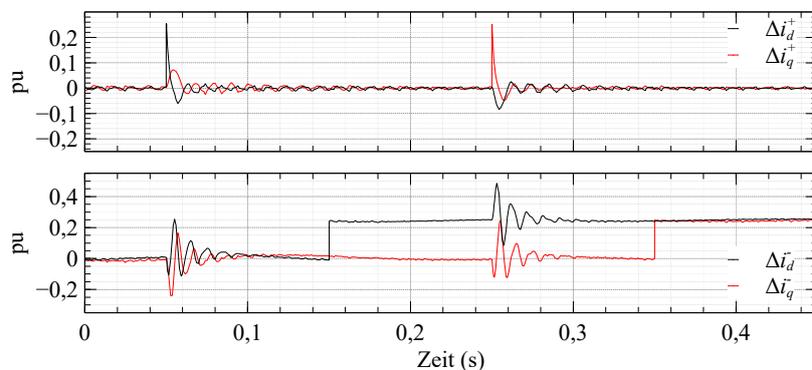
**Gegensystemstromregelung:** Hinsichtlich der dynamischen Netzstützung durch Einspeisung asymmetrischer Blindströme im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs ist zusätzlich die Regelung eines Blindstroms im Gegensystem erforderlich, die aufgrund eines fehlenden, speziellen Gegensystemregelkreises innerhalb der SRF-CC nicht gegeben ist. In Analogie zu den Spannungskomponenten im dq-System der SRF-PLL in Gl. (5.4) überlagern die Gegensystemströme die Gleichanteile der dq-Ströme nach Transformation in das SRF als sinusförmige, mit  $\omega = 2\omega_{PLL}$  oszillierende Stromkomponenten, deren adäquate Regelung mittels PI-Regler nicht gewährleistet ist.

Zur Veranschaulichung der Gegensystemregelfähigkeit der SRF-CC wird die Einspeisung eines



**Abbildung 5.6:** Referenzströme  $i_d^{+*}$  und  $i_q^{+*}$  sowie  $i_d^{-*}$ ,  $i_q^{-*}$  im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems

LSCs, dessen Mitsystemreferenzströme  $i_d^{+*}$  und  $i_q^{+*}$  sowie dessen Gegensystemreferenzströme  $i_d^{-*}$  und  $i_q^{-*}$  in Abb. 5.6 dargestellt sind, in ein symmetrisches Spannungssystem simuliert. Die resultierenden Regelabweichungen im SRF des Mitsystems  $\Delta i_d^+$  und  $\Delta i_q^+$  sowie im Gegen-

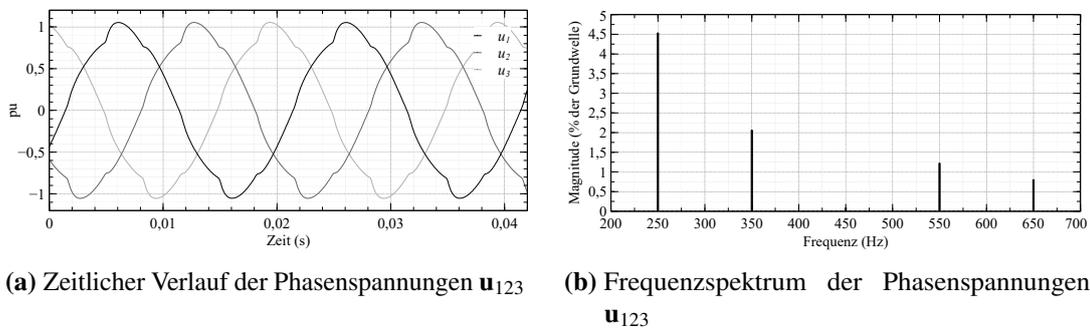


**Abbildung 5.7:** Regelabweichung der SRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems bei Regelung der Referenzströme  $i_d^{+*}$  und  $i_q^{+*}$  sowie  $i_d^{-*}$ ,  $i_q^{-*}$  in Abb. 5.6

system  $\Delta i_d^-$  und  $\Delta i_q^-$  in Abb. 5.7 zeigen, dass insb. die Gegensystemreferenzströme aufgrund des fehlenden Gegensystemregelkreises nicht ausgeregelt werden.

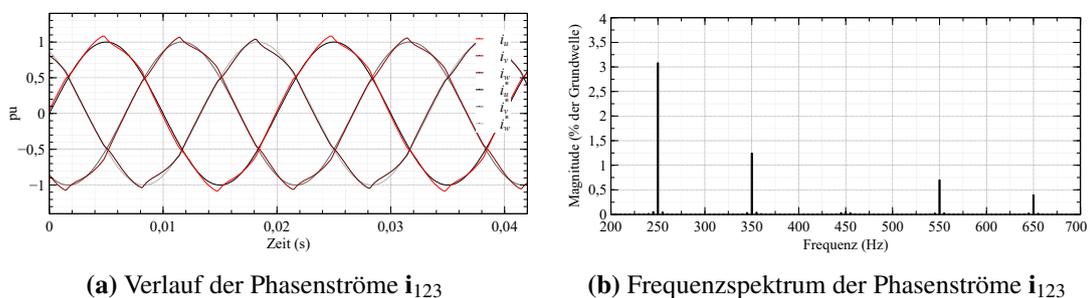
**Kompensation harmonischer Stromüberschwingungen:** Die Kompensation harmonischer Stromüberschwingungen kann mittels SRF-CC ebenfalls nicht mit der notwendigen Güte erfolgen, da die Stromharmonischen die Gleichgrößen im  $dq^+$ -System nach Transformation als Oberschwingungen überlagern und diese mittels der PI-Regler im  $dq^+$ -System nicht ausgeregelt werden können.

Hinsichtlich der richtlinienkonformen, überschwingungsfreien Stromeinspeisung wird zur Veranschaulichung der Notwendigkeit der Kompensation harmonischer Oberschwingungen die Einspeisung eines LSCs in das überschwingungsbehaftetes Spannungssystem in Abb. 5.8a simuliert. Die Verzerrung der Phasenspannungen resultiert aus dem Anschluss eines passiven Diodengleichrichters parallel zum LSC. Das entsprechende Frequenzspektrum für den Frequenzbereich 200 Hz-700 Hz in Abb. 5.8b zeigt eine signifikante Überlagerung der Grundwelle der Phasenspannungen durch die 5., 7., 9. und 11. harmonische Oberschwingung. Aufgrund der harmonischen Verzerrung der Phasenspannungen in Kombination mit der Strom-



**Abbildung 5.8:** Simulation eines überschwingungsbehafteten Spannungssystems zur Analyse der Kompensation harmonischer Oberschwingungen in den Phasenströmen

regelung auf Basis der SRF-CC in Abb. 5.5 zur Regelung der Referenzströme  $i_{123}$  enthalten die Phasenströme  $i_{123}$  in Abb. 5.9a ebenfalls harmonische Oberschwingungen. Das resultierende Frequenzspektrum der Phasenströme für den Frequenzbereich 200 Hz-700 Hz in Abb. 5.9b zeigt äquivalent zum Frequenzspektrum der Phasenspannungen in Abb. 5.8b eine signifikante Überlagerung der Grundwelle der Phasenströme durch die 5., 7., 9. und 11. harmonische Oberschwingung.



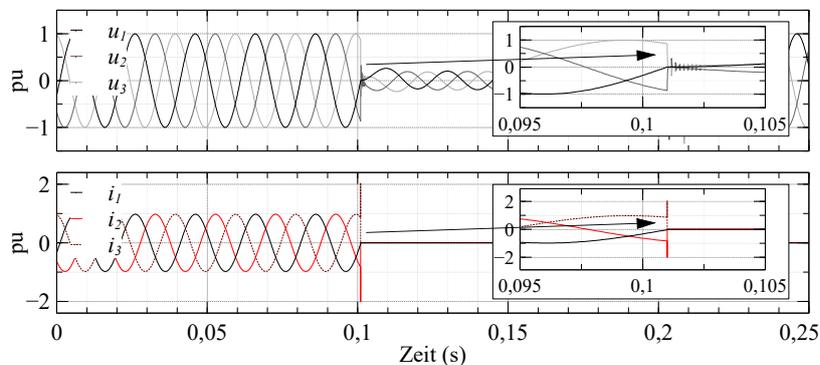
**Abbildung 5.9:** Verlauf und Frequenzspektrum der Phasenströme bei Einspeisung in ein harmonisch verzerrte Spannungssystem mittels SRF-CC

**Überstromabschaltung infolge sprunghafter Netzspannungsänderungen:** Zum Schutz des LSCs vor Beschädigungen durch den Betrieb außerhalb des Nennbereichs werden die Amplituden der einzelnen Phasenströme überwacht. Falls ein Phasenstrom einen definierten Grenzwert

überschreitet, wird die Leistungseinspeisung des LSCs gestoppt, eine Fehlermeldung an die übergeordnete Anlagensteuerung gesendet und die WKA aufgrund der Überstromabschaltung unverzüglich vom Netz getrennt.

Im Falle einer sprunghaften Netzspannungsänderung aufgrund eines Netzfehlers wird die pulsweitenmodulierte Zwischenkreisspannung als Ausgangsspannung des LSCs mittels SRF-CC in Kombination mit der Vorsteuerung der Phasenspannungen nicht mit ausreichender Dynamik abgesenkt oder erhöht, da die überwiegend integrale Charakteristik der PI-Regler basierten SRF-CC die sprunghafte Änderungen des Ausgangssignal ausschließt und die Vorsteuerung sowie die Stromregelung mit einer Totzeit von einem Regelungstakt behaftet ist.

Unter der Voraussetzung, dass der Spannungsabfall über die Netzimpedanz im Verhältnis zur Änderung der Netzspannung zu Beginn sowie während der Auflösung des Netzfehlers nur geringfügig variiert, ist die Ausgangsspannung des LSCs zu Beginn eines Netzfehlers im Verhältnis zur Netzspannung derart überhöht, dass, wie die Simulation eines symmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 5.10 zeigt, ein Überstrom ins Netz eingepreßt wird. Im Moment



**Abbildung 5.10:** Überstromabschaltung des LSCs infolge eines symmetrischen Spannungseinbruchs

der Spannungsrückkehr ist die Ausgangsspannung des LSCs im Verhältnis zur Netzspannung zu gering, sodass der LSC kurzzeitig als Hochsetzsteller arbeitet und einen Überstrom in den Zwischenkreis einspeist. Infolgedessen wird nach Detektion eines Überstroms eine Fehlermeldung generiert und die WKA unverzüglich durch Öffnen der Leistungsschalter vom Netz trennt.

Um die erforderliche Blindstromeinspeisung im Mit- und Gegensystem während eines Netzfehlers sowie die richtlinienkonforme Stromeinspeisung hinsichtlich der harmonischen Stromoberwellen zu garantieren und eine dauerhafte Trennung der WKA vom Netz aufgrund einer Überstromabschaltung zu Beginn oder während der Auflösung eines Netzfehlers zu verhindern, wird die Stromregelung wie in Kap. 6.3 sowie die Überstromabschaltung wie in Kap. 6.6 beschrieben, modifiziert.

## 5.4 Modulationsverfahren

Ein dreiphasiger Zweipunktwechselrichter kann mittels der drei Ventile im ESB in Abb. 5.11 grundsätzlich  $2^3 = 8$  unterschiedliche Schaltzustände generieren, um die erforderlichen Strangspannungen entsprechend der Referenzspannung zu stellen. In Abhängigkeit der einzelnen Ventilstellungen  $S_{123}$  beträgt die jeweilige Wechselrichterausgangsspannungen im Bezug auf den Mittelpunkt M des Zwischenkreises in Abb. 5.12  $u_{123,M} = \pm \frac{u_{DC}}{2}$  [63]. Aus der Summe der Wechselrichterausgangsspan-

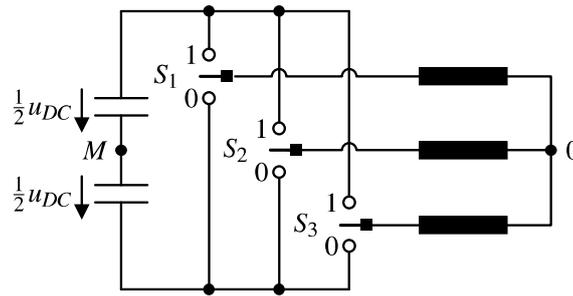


Abbildung 5.11: ESB eines dreiphasigen Zweipunktwechselrichters

nungen  $\mathbf{u}_{123,M}$  folgt die Nullsystemspannung

$$u_{0,M} = \frac{1}{3} (u_{1,M} + u_{2,M} + u_{3,M}) \quad (5.8)$$

zwischen dem Sternpunkt 0 und dem Mittelpunkt M des Zwischenkreises. Die einzelnen Strangspannungen

$$\mathbf{u}_{123} = \mathbf{u}_{123,M} - u_{0,M} \quad (5.9)$$

in Abb. 5.12 resultieren aus der Differenz der Wechselrichterausgangsspannungen und der Nullsystemspannung bzgl. des Sternpunkts 0 in Abb. 5.11.

Bei Verwendung der Grundfrequenz- oder Vollblocktaktung als Modulationsverfahren wird die Schaltfolge in Abb. 5.12, mit Ausnahme der Schaltzustände  $\mathbf{S}_{123} = 000$  und  $\mathbf{S}_{123} = 111$ , einmal innerhalb der Periodendauer  $T_1$  der Grundschnwingungsfrequenz  $f_1$  durchlaufen. Die resultierenden Grundschnwingungseffektivwerte der Wechselrichterausgangsspannungen

$$\mathbf{U}_{123,M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{u_{DC}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} u_{DC} \quad (5.10)$$

folgen aus der Fourierreihe einer  $2\pi$ -periodischen Rechteckschwingung in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$ . Die Grundschnwingungseffektivwerte der Strangspannungen

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{123} &= \frac{1}{\sqrt{2}} b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cos(x) dx \quad \text{mit} \quad a_0 = a_1 = 0 \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} u_{DC} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} u_{DC} \end{aligned} \quad (5.11)$$

entsprechen gem. der Fourierreihe für abschnittsweise definierte Funktionen, ebenfalls in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$ , denen der Wechselrichterausgangsspannungen. Daher ist eine Steuerung der Strangspannungseffektivwerte  $\mathbf{U}_{123}$  bei Verwendung der Grundfrequenz- oder Vollblocktaktung nur über die Regelung der Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  gegeben.

Um abweichend von der Grundfrequenztaktung insb. eine Steuerung der Strangspannungseffektivwerte bei konstanter Zwischenkreisspannung und bestmöglicher Ausnutzung dieser zu realisieren, wird die im Folgenden diskutierte und als Modulationsverfahren etablierte SV-PWM verwendet.

Werden die Strangspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  während der einzelnen Schaltzustände in Abb. 5.12 entsprechend der Raumzeigermodulationstheorie mittels der Clarke-Transformation Gl. (5.1) in das STRF transformiert und die resultierenden Spannungen nach Betrag und Phase aufgetragen, folgt in Abb. 5.13 ein Spannungsraum, der durch die sechs aktiven Spannungsraumzeiger  $\underline{U}_1$ - $\underline{U}_6$  mit dem Betrag

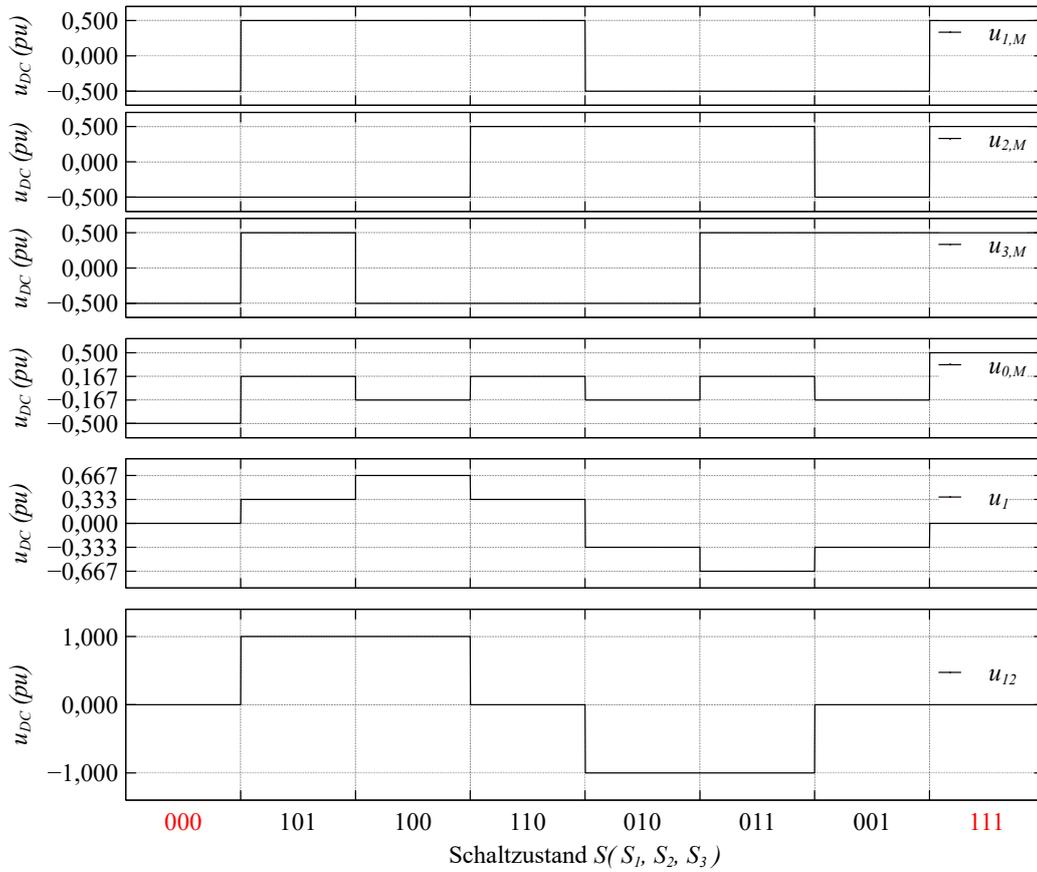


Abbildung 5.12: Wechselrichterausgangs-, Nullsystem-, Strang- und verkettete Spannungen in Abhängigkeit der Wechselrichterschaltzustände

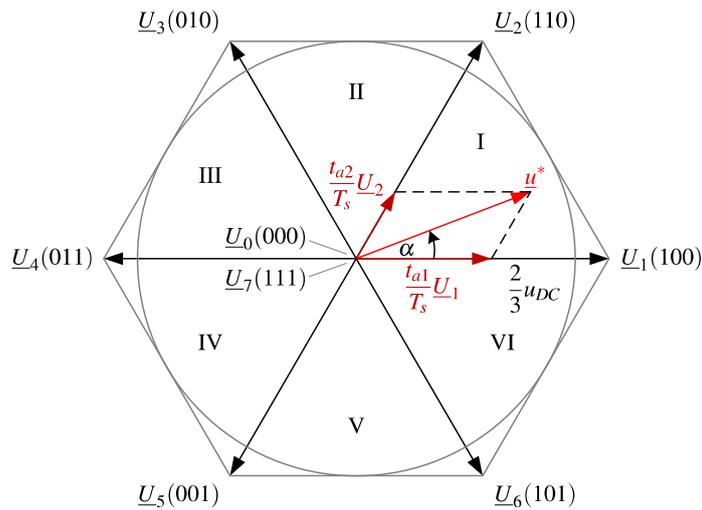


Abbildung 5.13: Raumzeiger und resultierender Spannungsraum im SRF

$|\underline{U}_{1,\dots,6}| = \frac{2}{3}u_{DC}$  und einer um jeweils  $\Delta\Phi_{U_k,U_{k+1}} = \frac{\pi}{3}$  voneinander abweichenden Phasenlage in die sechs Sektoren I-VI unterteilt wird. Die Nullzeiger  $\underline{U}_0$  und  $\underline{U}_7$  entsprechen den Schaltzuständen  $\mathbf{S}_{123} = 000$  und  $\mathbf{S}_{123} = 111$ , während dessen für alle Wechselrichterausgangsspannungen in Abb. 5.12

entweder  $\mathbf{u}_{123,M} = \frac{1}{2}u_{DC}$  oder  $\mathbf{u}_{123,M} = -\frac{1}{2}u_{DC}$  und dementsprechend für  $\mathbf{u}_{123} = u_\alpha = u_\beta = 0$  gilt. Ziel der SV-PWM ist es, den beispielhaften, nach Clarke-Transformation ebenfalls im STRF abgebildeten Referenzspannungszeiger  $\underline{u}^*$  in Abb. 5.13 durch die Linearkombination der jeweils benachbarten, mit dem Tastgrad  $D_{a1} = \frac{t_{a1}}{T_s}$  und  $D_{a2} = \frac{t_{a2}}{T_s}$  skalierten, aktiven Spannungsraumzeiger  $\underline{U}_1$  und  $\underline{U}_2$ , nachzubilden. Über die Aufteilung der Nullzeiger  $\underline{U}_0$  und  $\underline{U}_7$  kann insb. der Oberwellengehalt der resultierenden Ausgangsspannung respektive der Ausgangsströme sowie die Anzahl der Schalthandlungen optimiert werden [64]. Wird das Zeitintervall  $t_i$  zu gleichen Teilen auf beide Nullzeiger aufgeteilt, sodass  $t_{\underline{U}_0} = t_{\underline{U}_7} = \frac{t_i}{2}$  gilt und werden die Nullzeiger  $\underline{U}_0$  und  $\underline{U}_7$  zusätzlich jeweils am Anfang und Ende bzgl. einer halben Schaltperiode gem. Abb. 5.14 geschaltet, werden die erforderlichen Schaltzustände zur Stellung der Ausgangsspannung nacheinander durch das Schalten in nur einer Halbbrücke erzielt.

Der jeweilige Tastgrad  $D_{a1} = \frac{t_{a1}}{T_s}$  und  $D_{a2} = \frac{t_{a2}}{T_s}$  der aktiven Spannungsraumzeiger folgt, vorausgesetzt

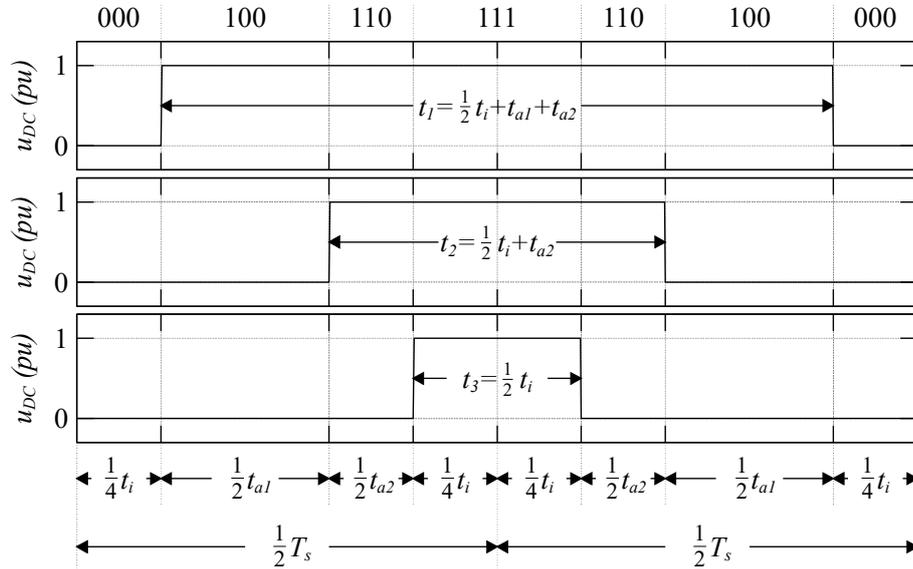


Abbildung 5.14: Beispielhafte Schaltabfolge im Sektor I

der Sektor I-VI in dem sich der Referenzspannungsraumzeiger  $\underline{u}^*$  befindet ist bekannt, aus den trigonometrischen Beziehungen

$$\begin{aligned} D_{a1} &= \frac{t_{a1}}{T_s} = \sqrt{3} \frac{|\underline{u}^*|}{u_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) & \text{mit } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ D_{a2} &= \frac{t_{a2}}{T_s} = \sqrt{3} \frac{|\underline{u}^*|}{u_{DC}} \sin(\alpha) & \text{mit } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \end{aligned} \quad (5.12)$$

in Abhängigkeit des Winkels  $\alpha$ . Der Winkel  $\alpha$  beschreibt gem. Abb. 5.13 in jedem einzelnen Sektor die Winkeldifferenz zwischen dem Referenzspannungsraumzeiger  $\underline{u}^*$  und dem bzgl. des Referenzspannungsraumzeigers rechten, aktiven Spannungsraumzeiger.

Die maximal verfügbare Strangspannung ohne Übermodulation wird durch die Linearkombination der aktiven Spannungsraumzeiger für  $\alpha = \frac{\pi}{6}$  sowie  $D_i = 0$  und  $D_{a1} = D_{a2} = \frac{1}{2}$  auf

$$|\mathbf{u}_{123}|_{\max} = \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \frac{2}{3} u_{DC} = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{DC} \quad (5.13)$$

begrenzt. Diese entspricht dem Innenkreisradius des Sechsecks in Abb. 5.13. Aus dem Verhältnis des maximalen Effektivwerts der Strangspannungen

$$|\mathbf{U}_{123}|_{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} |\mathbf{u}_{123}|_{\max} = \frac{1}{\sqrt{6}} u_{DC} \quad (5.14)$$

zum Effektivwert der Strangspannung bei Grundfrequenztaktung in Gl. (5.11), folgt der Modulationsindex

$$m_i = \frac{\frac{1}{\sqrt{6}} u_{DC}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} u_{DC}} = \frac{\pi}{\sqrt{12}} \approx 0,907. \quad (5.15)$$

Demnach beträgt die maximale, raumzeigermodulierte Strangspannung 90,7 % jener Strangspannung, die durch Anwendung der Grundfrequenztaktung bei identischer Zwischenkreisspannung erzielbar ist.

Die im Vergleich zu anderen Modulationsverfahren wie bspw. der Sinus-Dreieck-Modulation mit  $m_i \approx 0,785$  gute Ausnutzung der Zwischenkreisspannung resultiert aus der Nullsystemsteuerung der SV-PWM. Durch die Nullsystemsteuerung wird der Zeitpunkt des maximalen Aussteuergrads innerhalb des Sollwertverlaufs gem. des Verlaufs der Wechselrichter Ausgangsspannungen bzgl. des Zwischenkreismittelpunkts  $\mathbf{u}_{123,M}$  für Strangspannungssollwerte  $|u_{123}^*| = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{DC}$  in Abb. 5.15 verlagert. Infolgedessen wird der freie Sternpunkt gegenüber dem Mittelpunkt des Zwischenkreises um

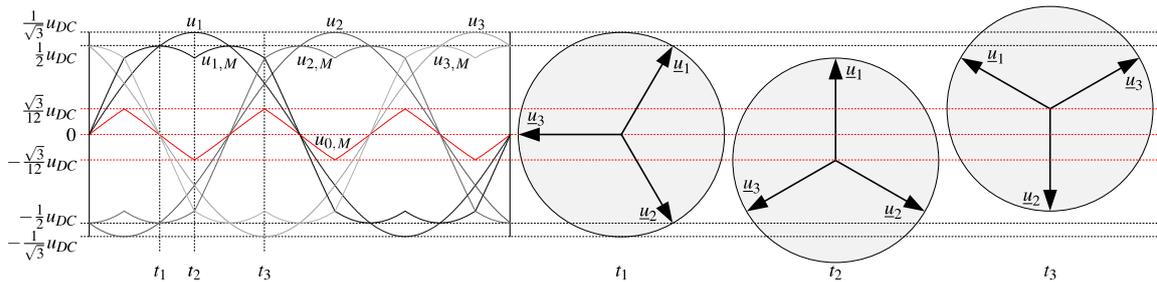


Abbildung 5.15: Sternpunktverschiebung durch Nullsystemsteuerung der SV-PWM

die Nullsystemspannung  $u_{0,M}$  verschoben, sodass gem. Gl. (5.9) für die Spitzenwerte der Strangspannungen  $\hat{u}_{123} = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{DC}$ , anstatt  $\hat{u}_{123} = \frac{1}{2} u_{DC}$  wie bei der Sinus-Dreieck-Modulation, folgt. Auf den zeitlichen Verlauf der Strang- und Außenleiterspannungen hat die Spannung im Nullsystem aufgrund des freien Sternpunkts keine weiteren Auswirkungen.

Die Implementierung der SV-PWM erfolgt auf Basis der Gleichungen in Tab. 5.1, um die ggf. rechenintensive Ermittlung des Winkels  $\alpha$  in Gl. (5.12), zu vermeiden. Durch einen Vergleich der Sollspannungen  $u_{123}^*$ , die aus der Transformation der auf  $\frac{u_{DC}}{\sqrt{3}}$  normierten Ausgangsgrößen des Stromreglers  $u_{\alpha}^*$  und  $u_{\beta}^*$  in Kap. 5.3 resultieren, folgt gem. Tab. 5.1 zunächst jener Sektor I-VI, in dem sich der Referenzspannungsraumzeiger  $\underline{u}^*$  befindet. In Abhängigkeit des zuvor ermittelten Sektors wird der jeweilige Tastgrad  $D_{a1}$  und  $D_{a2}$  der aktiven Spannungszeiger sowie jener der inaktiven Nullzeiger

$$D_i = D_{U_0} = D_{U_7} = \frac{1}{2} \frac{t_i}{T_s} = \frac{1}{2} (1 - (D_{a1} + D_{a2})) \quad (5.16)$$

berechnet. Der Tastgrad der einzelnen Ventile  $D_1$ ,  $D_2$  und  $D_3$  folgt letztlich aus dem jeweiligen Tastgrad der aktiven Spannungszeiger  $D_{a1}$  und  $D_{a2}$  sowie dem der Nullzeiger  $D_i$ .

Hinsichtlich der LVRT-Fähigkeit des LSCs besteht keine Notwendigkeit dieses Modulationsverfahren zu modifizieren, sodass die SV-PWM auch weiterhin verwendet wird.

**Tabelle 5.1:** Berechnung der einzelnen Wechselrichtertastgrade

Sektor	$D_{a1}$	$D_{a2}$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	
I	$\begin{matrix} u_1^* \geq u_2^* \\ u_2^* \geq u_3^* \end{matrix}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* - \frac{1}{2}u_\beta^*$	$u_\beta^*$	$D_{a1}+D_{a2}+D_i$	$D_{a1}+D_i$	$D_i$
II	$\begin{matrix} u_2^* \geq u_1^* \\ u_1^* \geq u_3^* \end{matrix}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* + \frac{1}{2}u_\beta^*$	$\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* + \frac{1}{2}u_\beta^*$	$D_{a2}+D_i$	$D_{a1}+D_{a2}+D_i$	$D_i$
III	$\begin{matrix} u_2^* \geq u_3^* \\ u_3^* \geq u_1^* \end{matrix}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* - \frac{1}{2}u_\beta^*$	$u_\beta^*$	$D_i$	$D_{a1}+D_{a2}+D_i$	$D_{a1}+D_i$
IV	$\begin{matrix} u_3^* \geq u_2^* \\ u_2^* \geq u_1^* \end{matrix}$	$-u_\beta^*$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* + \frac{1}{2}u_\beta^*$	$D_i$	$D_{a2}+D_i$	$D_{a1}+D_{a2}+D_i$
V	$\begin{matrix} u_3^* \geq u_1^* \\ u_1^* \geq u_2^* \end{matrix}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* - \frac{1}{2}u_\beta^*$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* - \frac{1}{2}u_\beta^*$	$D_{a1}+D_i$	$D_i$	$D_{a1}+D_{a2}+D_i$
VI	$\begin{matrix} u_1^* \geq u_3^* \\ u_3^* \geq u_2^* \end{matrix}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha^* + \frac{1}{2}u_\beta^*$	$-u_\beta^*$	$D_{a1}+D_{a2}+D_i$	$D_i$	$D_{a2}+D_i$

## 6 Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit

Die Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit des LSCs richtet sich nach den LVRT-Anforderungen, der im jeweiligen Anschlussbereich der WKA gültigen Netznormen bzw. NARs. Um die LVRT-Anforderungen der SDLWindV [2] zu erfüllen, wird die Regelstruktur aus Abb. 5.1 daher, wie in Abb. 6.1 dargestellt, verändert bzw. ergänzt.

Zur qualitativ hochwertigen Netzsynchonisierung des LSCs wird die SRF-PLL in Kap. 5.1 unter Be-

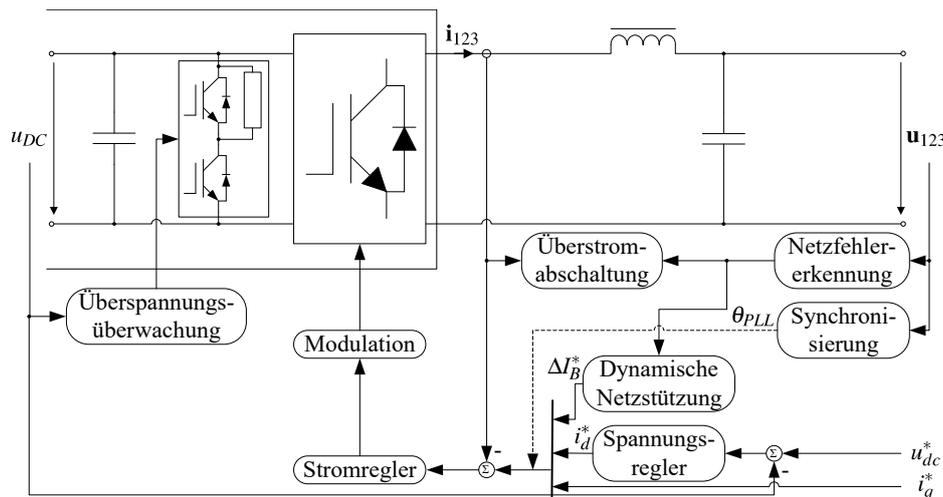


Abbildung 6.1: Modifikation der kaskadierten Regelstruktur des LSCs

rücksichtigung der potentiellen Störgrößen, die auf das Spannungssystem wirken können in Kap. 6.1 modifiziert.

Die Zwischenkreisspannung kann während eines Netzfehlers nicht mittels der Zwischenkreisspannungsregelung in Kap. 5.2 geregelt werden, da die Wirkleistungseinspeisung während eines Netzfehlers nur bedingt möglich ist und somit das Leistungsgleichgewicht zwischen aufgenommener und abgegebener Wirkleistung des LSCs nicht konstant gehalten werden kann. Daher wird die Zwischenkreisspannungsregelung in Kap. 6.2 derart modifiziert, dass der PI-Regler zwischenzeitlich deaktiviert und die Zwischenkreisspannung unter Verwendung des Bremswiderstands geregelt wird.

Die Stromregelung in Kap. 5.3 wird hinsichtlich zweier Aspekte in Kap. 6.3 optimiert. Unabhängig von der LVRT-Fähigkeit ist die Kompensation harmonischer Oberwellen erforderlich, um die harmonische Verzerrung der sinusförmigen Ströme zu reduzieren und somit die Einhaltung der entsprechenden Grenzwerte zu gewährleisten. Hinsichtlich der LVRT-Fähigkeit wird die Stromregelung derart modifiziert, dass die Einspeisung asymmetrischer Ströme während eines Netzfehlers durch die Regelung der Ströme im Mit- und Gegensystem ermöglicht wird.

Das geforderte Einspeiseverhalten des LSCs ist nach SDLWindV [2] abhängig vom aktuellen Zustand des Netzes. Daher ist die Implementierung einer Netzspannungsüberwachung bzw. Netzfehlerdetektion gem. Kap. 6.4 erforderlich.

Um auf die unterschiedlichen Netzzustände gem. den Anforderungen der SDLWindV [2] reagieren zu können, wird ein Zustandsautomat für die LVRT-Routine, wie in Kap. 6.5 beschrieben, implementiert. Im Falle eines tiefen Spannungseinbruchs tendiert der LSC insb. während des Fehlereintritts zu einer Überstromabschaltung, da die Dynamik des Stromregelkreises in Kombination mit der Vorsteuerung der Phasenspannungen aufgrund der hauptsächlich integralen Prägung sowie der Totzeit von einem Regelungstakt nicht ausreichend ist, um auf die sprunghafte Spannungsänderung der Netzspannung zu reagieren. Um den LSC einerseits vor Beschädigungen durch Überströme zu schützen sowie

andererseits eine Trennung der WKA vom Netz zu verhindern, wird anstelle der Stromregelung die Überstromabschaltung in Kombination mit der Generierung der Fehlermeldung an die übergeordnete Anlagensteuerung gem. Kap. 6.6 modifiziert.

Die Implementierung der dynamischen Netzstützung durch Blindstromeinspeisung zur Minimierung des resultierenden Spannungstrichters wird in Kap. 6.7 für symmetrische und asymmetrische Netzfehler diskutiert.

## 6.1 Modifizierung der Netzsynchrosierung

Die Analyse der SRF-PLL in Kap. 5.1 zeigt, dass der Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$  im Falle potentieller Störgrößen in Abhängigkeit der Bandbreite des PI-Reglers nicht mit ausreichender Präzision und Dynamik detektiert wird. Die grundlegende Funktionalität der Netzsynchrosierung ist jedoch gegeben, sodass die nach Modifizierungen der SRF-PLL resultierenden PLL wie bspw. die DDSRF-PLL [8], das Prinzip der Phasenregelung auf Basis des SRFs unverändert erhalten. Die Modifizierungen der SRF-PLL beschränken sich daher lediglich auf die Extraktion der Mitsystemspannung aus den Phasenspannungen, sodass die resultierende Spannungskomponente  $u_q$  respektive  $u_q^+$  im SRF frei von Störgrößen ist.

### 6.1.1 DDSRF-PLL

Anstatt einer einfachen TP-Filterung der Spannungskomponente  $u_q^+$ , um bspw. die durch die Gegensystemspannung im SRF des Mitsystems hervorgerufenen Wechselanteile  $\tilde{u}_{d,q}^+$  zu unterdrücken, wird die Mitsystemspannung mittels der DDSRF-PLL in Abb. 6.2 durch die Entkopplung des Mit- und Gegensystems auf Basis zweier SRFs, die mit positiver und negativer Kreisfrequenz rotieren, extrahiert.

Unter der Annahme, dass für die Spannungskomponenten  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  im STRF nach Clarke-Transformor-

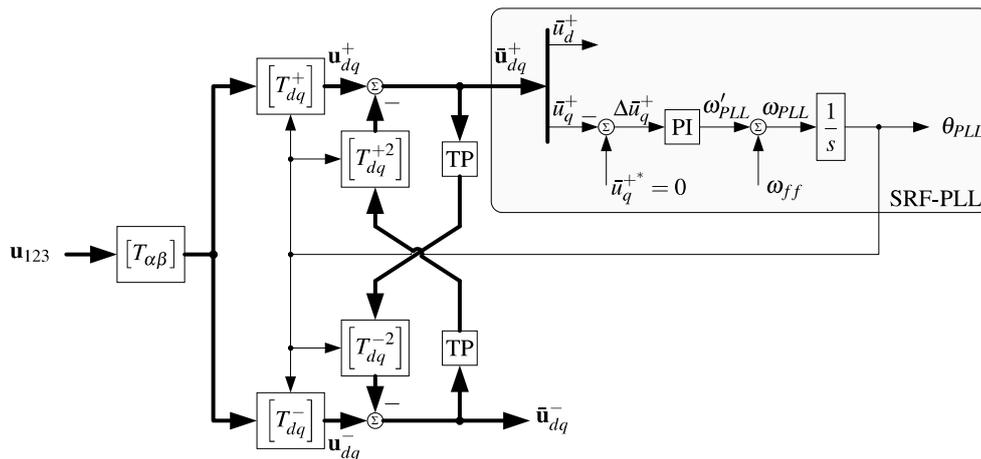


Abbildung 6.2: Strukturdiagramm der DDSRF-PLL

mation der asymmetrischen Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  respektive der Mit- und Gegensystemspannungen während eines asymmetrischen Netzfehlers

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \hat{u}^+ \begin{bmatrix} \cos(\omega_n t + \Theta^+) \\ \sin(\omega_n t + \Theta^+) \end{bmatrix} + \hat{u}^- \begin{bmatrix} \cos(-\omega_n t + \Theta^-) \\ \sin(-\omega_n t + \Theta^-) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

gilt, folgt nach anschließender Park-Transformation mit dem Winkel  $\theta_{PLL} = \theta^+ = \omega_n t + \Theta^+$  für die Spannungskomponenten  $u_d^+$  und  $u_q^+$  im SRF des Mitsystems

$$\begin{bmatrix} u_d^+ \\ u_q^+ \end{bmatrix} = [T_{dq}] \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\hat{u}^+ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{u}_{d,q}^+} + \underbrace{\hat{u}^- \begin{bmatrix} \cos(-2\omega_n t) & -\sin(-2\omega_n t) \\ \sin(-2\omega_n t) & \cos(-2\omega_n t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(-\Theta^+ + \Theta^-) \\ \sin(-\Theta^+ + \Theta^-) \end{bmatrix}}_{\tilde{u}_{d,q}^+} \quad (6.2)$$

sowie nach Anwendung der inversen Park-Transformation mit dem Winkel  $\theta_{PLL} = \theta^+ = \omega_n t + \Theta^+$  für die Spannungskomponenten  $u_d^-$  und  $u_q^-$  im SRF des Gegensystems

$$\begin{bmatrix} u_d^- \\ u_q^- \end{bmatrix} = [T_{dq}]^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\hat{u}^- \begin{bmatrix} \cos(\Theta^+ + \Theta^-) \\ \sin(\Theta^+ + \Theta^-) \end{bmatrix}}_{\tilde{u}_{d,q}^-} + \underbrace{\hat{u}^+ \begin{bmatrix} \cos(2\omega_n t) & -\sin(2\omega_n t) \\ \sin(2\omega_n t) & \cos(2\omega_n t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(2\Theta^+) \\ \sin(2\Theta^+) \end{bmatrix}}_{\tilde{u}_{d,q}^-}. \quad (6.3)$$

Wie zuvor in Kap. 5.1 gezeigt, werden die Gleichanteile  $\tilde{u}_{d,q}^+$  und  $\tilde{u}_{d,q}^-$  im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems durch die Transformation der Mit- und Gegensystemspannung in das jeweils entgegengesetzt rotierende SRF mit den Wechselanteilen  $\tilde{u}_{d,q}^+$  und  $\tilde{u}_{d,q}^-$  überlagert. Da jedoch für den Wechselanteil im SRF des Mitsystems  $\tilde{u}_{d,q}^+$  nach Transformation des Gleichanteils  $\tilde{u}_{d,q}^-$  in das SRF des Mitsystems

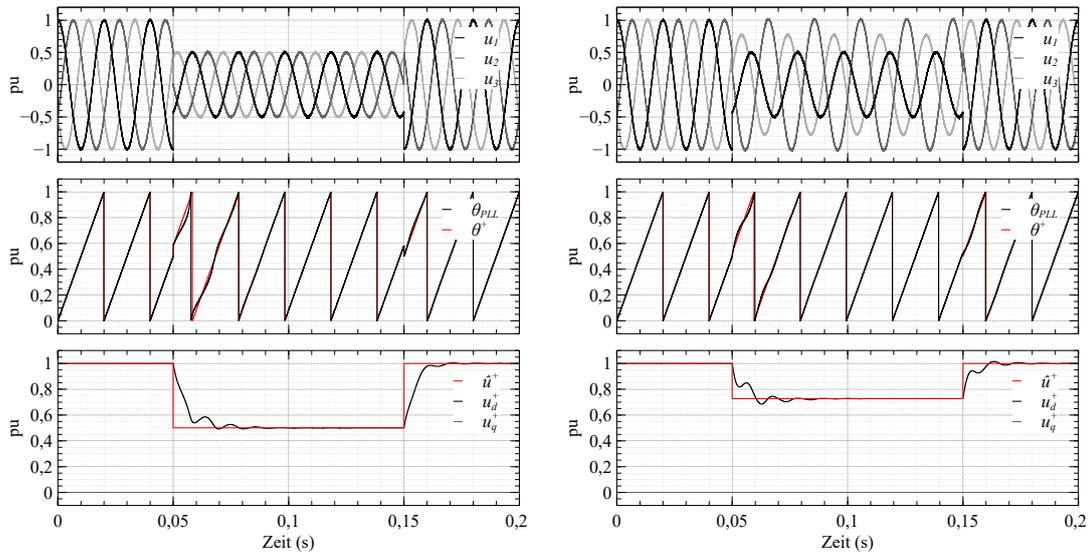
$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d^+ \\ \tilde{u}_q^+ \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+2}] \begin{bmatrix} \tilde{u}_d^- \\ \tilde{u}_q^- \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad [T_{dq}^{+2}] = \begin{bmatrix} \cos(2\omega_n t + \Theta^+) & \sin(2\omega_n t + \Theta^+) \\ -\sin(2\omega_n t + \Theta^+) & \cos(2\omega_n t + \Theta^+) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

gilt und in Analogie für den Wechselanteil im SRF des Gegensystems  $\tilde{u}_{d,q}^-$  nach Transformation des Gleichanteils  $\tilde{u}_{d,q}^+$  in das SRF des Gegensystems

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d^- \\ \tilde{u}_q^- \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-2}] \begin{bmatrix} \tilde{u}_d^+ \\ \tilde{u}_q^+ \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad [T_{dq}^{-2}] = [T_{dq}^{+2}]^{-1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega_n t + \Theta^+) & -\sin(2\omega_n t + \Theta^+) \\ \sin(2\omega_n t + \Theta^+) & \cos(2\omega_n t + \Theta^+) \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

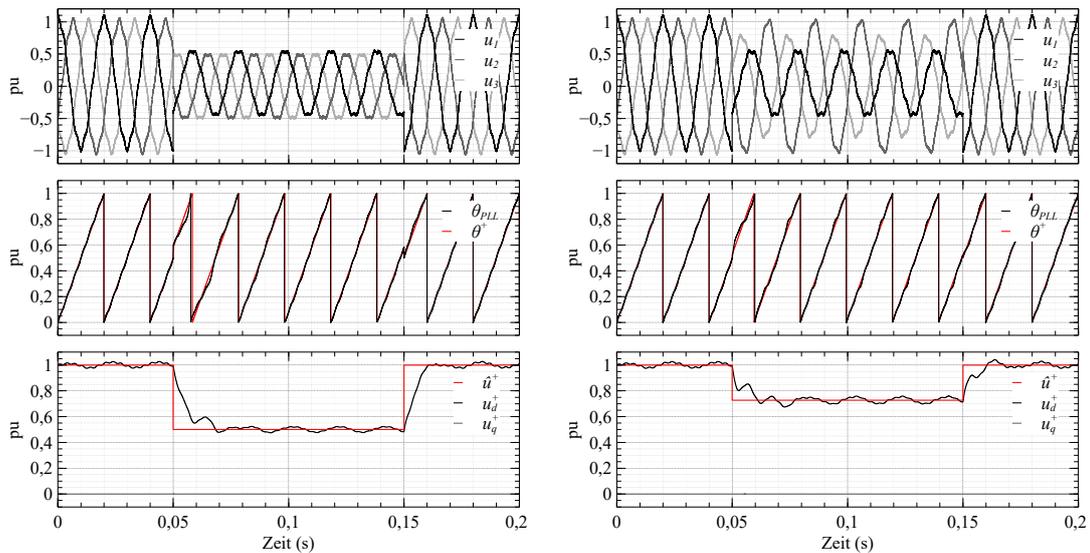
gilt, werden die entgegengesetzt rotierenden SRFs durch die kreuzweise Rückkopplung und Subtraktion der transformierten Gleichanteile  $\tilde{u}_{d,q}^+$  und  $\tilde{u}_{d,q}^-$  entkoppelt, sodass für  $\tilde{u}_{d,q}^+ = 0$  und  $\tilde{u}_{d,q}^- = 0$  folgt. Die zur Entkopplung der SRFs erforderlichen Gleichanteile  $\tilde{u}_{d,q}^+$  und  $\tilde{u}_{d,q}^-$  werden unter Verwendung des in Abb. 6.2 eingezeichneten TP-Filters separiert. Um einen Kompromiss zwischen ausreichender Dynamik und Dämpfung der Sprungantwort der DDSRF-PLL zu erzielen, gilt für die Grenzfrequenz  $\omega_c$  des TP-Filters  $\omega_c = \omega_N / \sqrt{2}$  [22]. Der aktuelle Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$  wird letztlich in Analogie zur Netzsynchrosierung in Kap. 5.1 auf Basis der SRF-PLL ermittelt, indem die resultierende Spannungskomponente  $u_q^+$  im SRF des Mitsystems zu null geregelt wird. Zur Verifizierung der Funktionalität ist in Abb. 6.3 der Verlauf der charakteristischen Größen der DDSRF-PLL im Falle eines symmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ D sowie bzgl. eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  dargestellt. Im Gegensatz zur SRF-PLL in Kap. 5.1 bildet der detektierte Phasenwinkel  $\theta_{PLL}$  den Phasenwinkel  $\theta^+$  der Mitsystemspannung sowie die Spannungskomponente  $u_d^+$  den Spitzenwert der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+$ , nach einer transienten Periode, insb. während des asymmetrischen Spannungseinbruchs trotz breitbandigem PI-Regler, exakt ab.

Wirken jedoch weitere, der in Kap. 5.1 zusammengefassten, potentiellen Störgrößen auf die Netzspannung, wird der Phasenwinkel  $\theta^+$  sowie der Spitzenwert der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+$  nicht exakt mittels DDSRF-PLL detektiert. In Abb. 6.4 ist der Verlauf der charakteristischen Größen der DDSRF-PLL wiederum für einen symmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ D sowie während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  dargestellt. Zur Simulation weiterer



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3 (b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

**Abbildung 6.3:** Verlauf der charakteristischer Größen der Netzsynchronisierung bei Verwendung der DDSRF-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3 (b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

**Abbildung 6.4:** Verlauf der charakteristischer Größen der Netzsynchronisierung bei Verwendung der DDSRF-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler im Falle harmonisch verzerrter Phasenspannungen sowie einer Spannungskomponente im Nullsystem

Störgrößen werden die Phasenspannungen mit der siebten harmonischen Oberschwungung im Mitsystem ( $\hat{u}^{+7} = 0,05 \text{ pu}$ ) überlagert. Außerdem wird eine Fehlkalibrierung der Spannungsmessung angenommen, sodass der Nullpunkt der Phasenspannung  $u_1$  um einen Offset ( $u_1^0 = 0,05 \text{ pu}$ ) in positiver Richtung verschoben wird.

Da die DDSRF-PLL speziell zur Unterdrückung der in das SRF des Mitsystems transformierten Gegensystemspannung durch Entkopplung der entgegengesetzt drehenden Referenzsysteme konzipiert ist, eine weitere Filterung der Spannungskomponenten  $u_d^+$  und  $u_q^+$  jedoch unterbleibt, werden diese nach Transformation der harmonischen Oberschwingungen sowie der Nullsystemspannung in das SRF des Mitsystems durch zusätzliche Wechselanteile, die nicht unterdrückt werden, überlagert. Infolgedessen wird die überlagerte Wechselgröße, wie in Kap. 5.1 beschrieben, in Abhängigkeit der Bandbreite des PI-Reglers zu null geregelt sodass der detektierte Phasenwinkel  $\theta_{PLL}$  in Abb. 6.4 sowie die ermittelte Mitsystemspannung  $u_d^+$  oszillieren.

Da insb. Oszillationen des Phasenwinkels die Qualität der Netzeinspeisung negativ beeinflussen, wird anstatt der DDSRF-PLL die DSOGI-PLL zur Synchronisierung des LSCs mit der Netzspannung verwendet.

### 6.1.2 DSOGI-PLL

Im Gegensatz zur DDSRF-PLL, mittels derer die zur Netzsynchronisierung relevante Spannungskomponente  $u_q^+$  der Mitsystemspannung im SRF extrahiert wird, werden durch die DSOGI-PLL in Abb. 6.5 die Mitsystemspannungskomponenten  $u_\alpha^+$  und  $u_\beta^+$  im STRF separiert. Nach anschließender

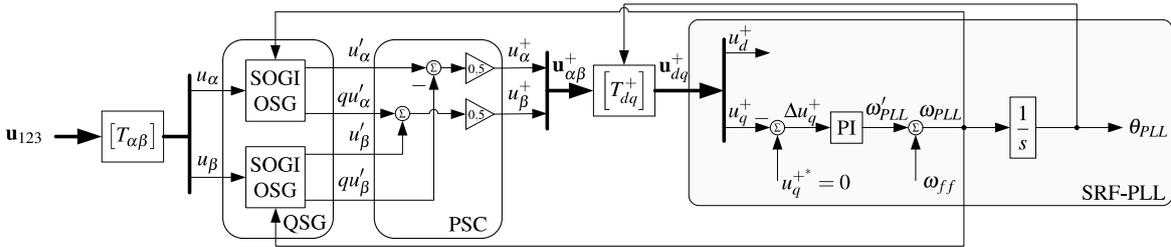


Abbildung 6.5: Strukturdiagramm der DSOGI-PLL

Transformation von  $u_\alpha^+$  und  $u_\beta^+$  in das entsprechende SRF folgt die Spannungskomponente  $u_q^+$  zur Phasenregelung mittels SRF-PLL.

Die Separierung der Mitsystemspannungskomponenten  $u_\alpha^+$  und  $u_\beta^+$  erfolgt auf Grundlage der ISC-Theorie<sup>43</sup>[7] nach Fortescue, indem zunächst die Phasoren der Mitsystemphasenspannungen  $\underline{\mathbf{u}}_{123}^+$  aus den Phasoren der Phasenspannungen  $\underline{\mathbf{u}}_{123}$  unter Verwendung der Transformationsmatrix

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ \underline{\alpha}^2 \\ \underline{\alpha} \end{bmatrix} [1 \quad \underline{\alpha} \quad \underline{\alpha}^2] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \underline{\alpha} & \underline{\alpha}^2 \\ \underline{\alpha}^2 & 1 & \underline{\alpha} \\ \underline{\alpha} & \underline{\alpha}^2 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{mit } \underline{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (6.6)$$

und dem Drehoperator  $\underline{\alpha}$  ermittelt werden. Durch die Multiplikation der Phasenspannungsphasoren  $\underline{\mathbf{u}}_{123}$  mit der ersten Zeile der Transformationsmatrix  $[T_{+-0}]$  in Gl. (2.2) respektive mit dem äquivalenten Zeilenvektor in Gl. (6.6), wird der Mitsystemphasenspannungsphasor  $\underline{u}_1^+$  berechnet. Aus der anschließende Rotation von  $\underline{u}_1^+$  durch Multiplikation mit  $\underline{\alpha}^2$  und  $\underline{\alpha}$  bzw. mit dem Spaltenvektor in Gl. (6.6), folgen die übrigen Phasoren der Mitsystemphasenspannungen  $\underline{u}_2^+$  und  $\underline{u}_3^+$ , sodass zusammengefasst

$$\underline{\mathbf{u}}_{123}^+ = [T_+] \underline{\mathbf{u}}_{123} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \underline{u}_1^+ \\ \underline{u}_2^+ \\ \underline{u}_3^+ \end{bmatrix} = [T_+] \begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ \underline{u}_2 \\ \underline{u}_2 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

<sup>43</sup>vgl. Instantaneous Symmetrical Components Theory

gilt. Nach anschließender Transformation der Mitsystemphasenspannungsphasoren  $\underline{\mathbf{u}}_{123}^+$  in das STRF

$$\underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] \underline{\mathbf{u}}_{123}^+ \quad (6.8)$$

sowie nach Substitution von  $\underline{\mathbf{u}}_{123}^+$  in Gl. (6.8) durch  $[T_+] \underline{\mathbf{u}}_{123}$  entsprechend Gl. (6.7)

$$\underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] \underline{\mathbf{u}}_{123} \quad (6.9)$$

und Substitution von  $\underline{\mathbf{u}}_{123}$  in Gl. (6.9) durch

$$\underline{\mathbf{u}}_{123} = [T_{\alpha\beta}]^{-1} \underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta} \quad (6.10)$$

folgen die Phasoren der Mitsystemspannung  $\underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}^+$  im STRF

$$\underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} \underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta} \quad (6.11)$$

in Abhängigkeit der Phasenspannungsphasoren  $\underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}$  im STRF. Das Produkt der Transformationsmatrizen

$$[T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} = [T_{\alpha\beta}^+] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \quad \text{mit } \underline{q} = e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (6.12)$$

zeigt, dass der Phasor der Mitsystemspannungskomponente  $\underline{u}_{\alpha}^+$  im STRF

$$\underline{u}_{\alpha}^+ = \frac{1}{2} (\underline{u}_{\alpha} - \underline{q}\underline{u}_{\beta}) \quad (6.13)$$

aus der Differenz des Spannungsphasors  $\underline{u}_{\alpha}$  und dem zu  $\underline{u}_{\beta}$  orthogonalen Spannungsphasor  $\underline{q}\underline{u}_{\beta}$  folgt. Der Phasor der Mitsystemspannungskomponente  $\underline{u}_{\beta}^+$  im STRF

$$\underline{u}_{\beta}^+ = \frac{1}{2} (\underline{q}\underline{u}_{\alpha} + \underline{u}_{\beta}) \quad (6.14)$$

wird aus der Summe des zu  $\underline{u}_{\alpha}$  orthogonalen Spannungsphasors  $\underline{q}\underline{u}_{\alpha}$  und des Spannungsphasors  $\underline{u}_{\beta}$  ermittelt.

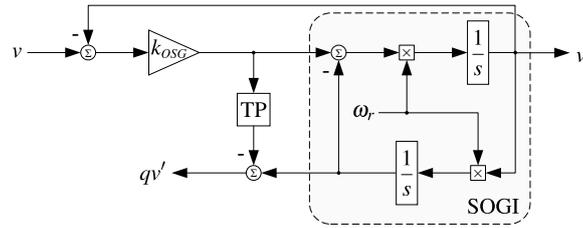
Die Berechnung der Gegensystemspannungskomponenten im STRF

$$\underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}^-] \underline{\mathbf{u}}_{\alpha\beta} \quad \text{mit } [T_{\alpha\beta}^-] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

erfolgt in Analogie zur Ermittlung der Mitsystemspannungskomponenten auf Basis der ISC-Theorie mit der Transformationsmatrix  $[T_{\alpha\beta}^-] = [T_{\alpha\beta}^+]^T$ .

Während die Spannungskomponenten  $u_{\alpha}$  und  $u_{\beta}$  nach Clarke-Transformation der Strangspannungen  $\underline{\mathbf{u}}_{123}$  vorliegen, ist zur Ermittlung der jeweiligen orthogonalen Spannungskomponente  $qu_{\alpha} = \Re\{\underline{q}\underline{u}_{\alpha}\}$  und  $qu_{\beta} = \Re\{\underline{q}\underline{u}_{\beta}\}$  ein geeignetes Verfahren auf Basis eines OSGs<sup>44</sup> erforderlich.

In [10] werden bzgl. einer PLL für einphasige Spannungssysteme verschiedene OSGs diskutiert, die bspw. auf einem Verzögerungsglied, der Hilbert Transformation, der inversen Park Transformation oder einem TP- bzw. Allpassfilter basieren. Unter Berücksichtigung der in Kap. 5.1 zusammengefassten, potentiellen Störgrößen sind diese OSGs nach [10] ungeeignet, da sie sensitiv gegenüber Frequenzabweichungen sowie Offsets sind, über keine oder lediglich geringe Filtereigenschaften verfügen und die Dynamik der Netzsynchronisierung negativ beeinflussen. Stattdessen wird in [10] der OSG auf Basis des SOGIs in Abb. 6.6 präferiert.



**Abbildung 6.6:** Strukturdiagramm des SOGI-basierten OSGs

Das Strukturdiagramm in Abb. 6.6 zeigt, dass der SOGI-basierte OSG prinzipiell aus einem Eingangssignal  $v$  zwei Ausgangssignale  $v'$  und  $qv'$ , deren Verhältnis zum Eingangssignal durch die jeweilige Übertragungsfunktion  $H_{v'}(s)$  und  $H_{qv'}(s)$  beschrieben wird, generiert. Wird der in Abb. 6.6 eingezeichnete TP-Filter zunächst vernachlässigt, veranschaulicht die resultierende Übertragungsfunktion

$$H_{v'}(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k_{OSG}\omega_r s}{s^2 + k_{OSG}\omega_r s + \omega_r^2}, \quad (6.16)$$

die Bandpasscharakteristik sowie die Übertragungsfunktion

$$H_{qv'}(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k_{OSG}\omega_r^2}{s^2 + k_{OSG}\omega_r s + \omega_r^2} \quad (6.17)$$

die TP-Charakteristik der jeweils assoziierten Filterstruktur.

Gilt für die ungedämpfte Eigen- respektive Resonanzkreisfrequenz der Übertragungsfunktionen  $\omega_r = \omega_{PLL}$ , so wird diese durch die PLL, vorausgesetzt es gilt  $\omega_{PLL} = \omega_n$ , an die Kreisfrequenz der Netzspannung adaptiert und es folgt  $\omega_r = \omega_n$ . Über den Verstärkungsfaktor  $k_{OSG}$ , für den im Bezug auf den Dämpfungsgrad  $k_{OSG} = 2\zeta$  gilt, wird die Bandbreite der jeweiligen Filtercharakteristik, wie der Amplitudengang  $|H_{v'}(j\omega)|$  und  $|H_{qv'}(j\omega)|$  in Abb. 6.7 für  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$  und variable Verstärkungsfaktoren  $k_{OSG}$  zeigt, spezifiziert.

Hinsichtlich der Anforderung an den OSG, eine zum Eingangssignal  $v$  orthogonale Spannungskomponente  $qv'$  zu generieren, veranschaulicht der Phasengang der Übertragungsfunktion  $H_{qv'}(s)$  in Abb. 6.7b, dass für  $\arg(H_{qv'}(j\omega))|_{\omega=\omega_r} = -90^\circ$  gilt. Die Phasenlage des Ausgangssignals  $v'$  im Bezug auf die des Eingangssignals  $v$  wird durch die Filterstruktur im relevanten Frequenzbereich entsprechend des Phasengangs der Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  in Abb. 6.7a hingegen nicht verändert, sodass  $\arg(H_{v'}(j\omega))|_{\omega=\omega_r} = 0^\circ$  gilt.

Da das tiefpassgefilterte Ausgangssignal  $qv'$  im Gegensatz zum bandpassgefilterten Ausgangssignal  $v'$  in Abhängigkeit des Eingangssignals  $v$  sowie des Dämpfungsgrads  $\zeta$  gem. des jeweiligen Amplitudengangs  $|H_{qv'}(j\omega)|$  und  $|H_{v'}(j\omega)|$  in Abb. 6.7 ggf. nicht gleichanteilsfrei ist, wird der im Strukturdiagramm des SOGI-OSGs dargestellte TP-Filter 1. Ordnung mit der ungedämpften Eigenfrequenz  $\omega_r = \omega_{PLL}$  und der Übertragungsfunktion

$$H_{TP_{OSG}}(s) = \frac{\omega_r}{s + \omega_r} \quad (6.18)$$

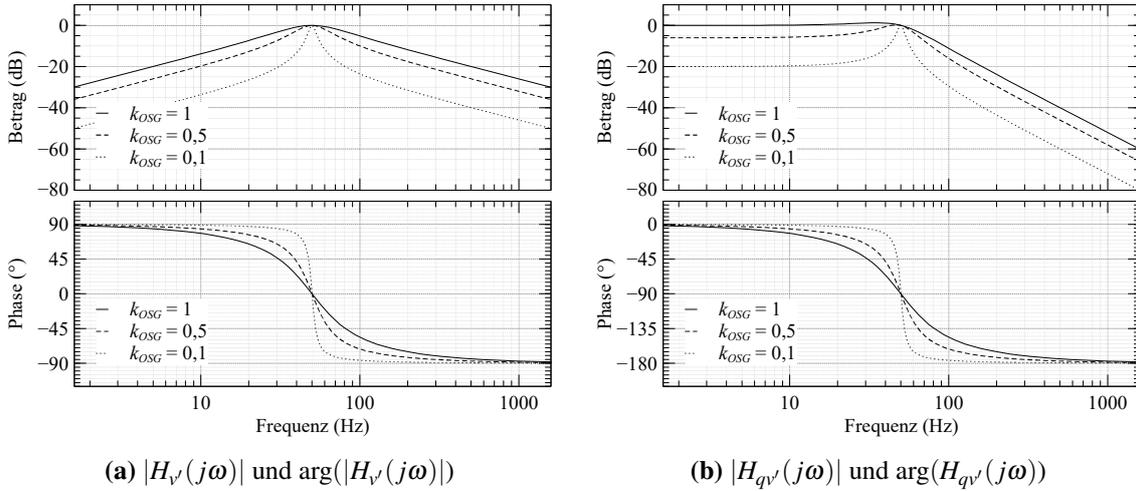
ergänzt, um bzgl. der in Kap. 5.1 zusammengefassten Störgrößen, einen potentiellen Gleichanteil im Eingangssignals  $v$  zu dämpfen. Aus der Synthese der Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  in Gl. (6.17) und  $H_{TP_{OSG}}(s)$  in Gl. (6.18) resultiert die Übertragungsfunktion

$$H_{qv'_{TP}}(s) = \frac{qv'}{v}(s) = H_{qv'}(s) + k_{OSG}H_{TP_{OSG}}(s)(H_{v'}(s) - 1) \quad (6.19)$$

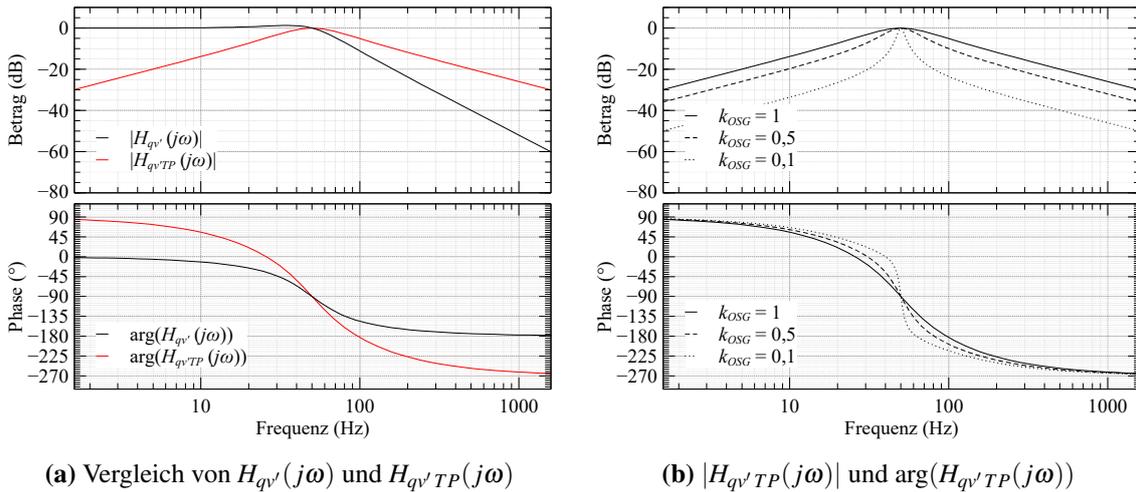
des Ausgangssignals  $qv'$  unter Berücksichtigung des TP-Filters.

Der Vergleich der Amplitudengänge  $|H_{qv'}(j\omega)|$  und  $|H_{qv'_{TP}}(j\omega)|$  in Abb. 6.8a zeigt, dass aus der

<sup>44</sup>vgl. Orthogonal Signal Generator



**Abbildung 6.7:** Bode-Diagramme der Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  und  $H_{qv'}(s)$  für  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$  und variable Verstärkungsfaktoren  $k_{OSG}$



**Abbildung 6.8:** (a): Bode-Diagramme der Übertragungsfunktionen  $H_{qv'}(s)$  und  $H_{qv'TP}(s)$  für  $k_{OSG} = 1$  und  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$   
 (b): Bode-Diagramme der Übertragungsfunktionen  $H_{qv'TP}(s)$  für variable Verstärkungsfaktoren  $k_{OSG}$  und  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$

TP-Charakteristik der Übertragungsfunktionen  $H_{qv'}(s)$  durch die Integration des TP-Filters in die Filterstruktur eine Bandpasscharakteristik entstanden ist, sodass das Ausgangssignal  $qv'$  in Analogie zum Ausgangssignal  $v'$  ebenfalls gleichanteilsfrei ist.

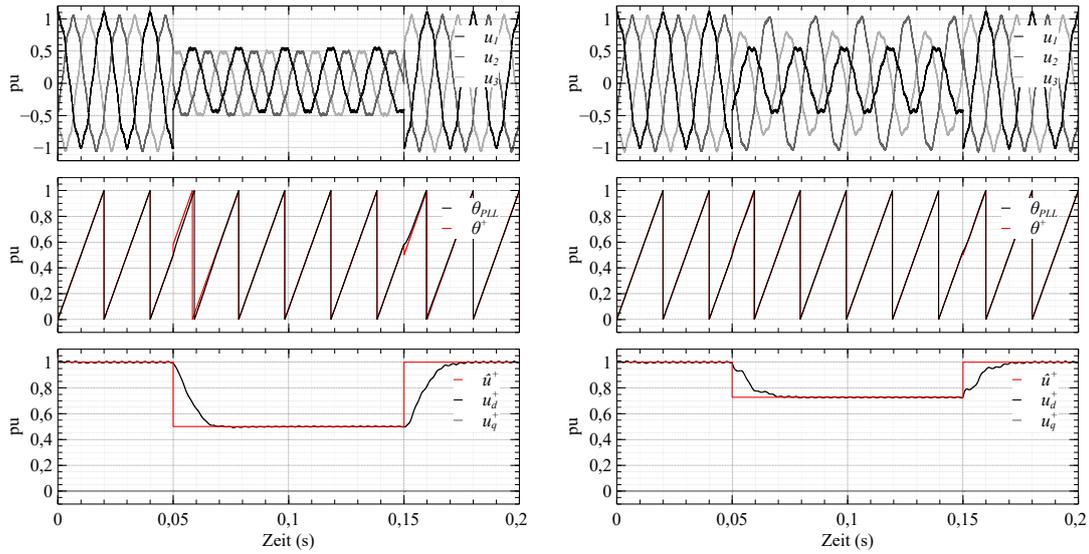
Über den Verstärkungsfaktor  $k_{OSG}$  wird nach wie vor gem. der Amplitudengänge  $|H_{qv'TP}(j\omega)|$  für variable  $k_{OSG}$  in Abb. 6.8b die Bandbreite des Bandpassfilters spezifiziert. Um einen Kompromiss zwischen einer ausreichenden Dämpfung der Störgrößen und einer hinreichend kleinen Einschwingzeit des OSGs bei sprunghafter Amplitudenänderung des sinusförmigen Eingangssignals in Abhängigkeit der Bandbreite des SOGI zu erzielen, wird in [22] ein Verstärkungsfaktor  $k_{OSG} = \sqrt{2}$  empfohlen, sodass für die Einschwingzeit

$$t_e = \frac{9,2}{k_{OSG}\omega_r} = 20 \text{ ms} \quad (6.20)$$

mit  $\omega_r = \omega_n = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$  und den Dämpfungsgrad  $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$  gilt.

Zusammenfassend erfüllt der SOGI basierte OSG mit zusätzlichem TP-Filter die Anforderungen der ISC-Theorie, aus einem Eingangssignal zwei zueinander orthogonale Ausgangssignale zu generieren. Darüber hinaus ist die Filterstruktur im Falle einer Abweichung der Netzfrequenz von der Nennfrequenz frequenzadaptiv und filtert die Ausgangssignale mit einem Bandpassfilter, sodass jegliche potentielle Störgrößen im Eingangssignal unterdrückt werden.

Letztlich wird mit Bezug auf das Strukturdiagramm der DSOGI-PLL in Abb. 6.5 jeweils ein SOGI



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5 \cdot e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3

(b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,5 \cdot e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

**Abbildung 6.9:** Verlauf der charakteristischer Größen der Netzsynchronisierung bei Verwendung der DSOGISRF-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler im Falle harmonisch verzerrter Phasenspannungen sowie einer Spannungskomponente im Nullsystem

basierter OSG zur Filterung der Spannungskomponenten  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  verwendet, um die bandpassgefilterten Ausgangssignale  $u'_\alpha$  und  $u'_\beta$  sowie die zu diesen Ausgangssignalen orthogonalen, bandpassgefilterten Ausgangsgrößen  $qu'_\alpha$  und  $qu'_\beta$  aus den Eingangsgrößen  $u_\alpha$  und  $u_\beta$ , zu generieren. Zusammengefasst zu einer Einheit bilden die OSGs nach [7] den Quadratursignalgenerator (QSG<sup>45</sup>). Im Anschluss wird aus den Ausgangssignalen des QSGs entsprechend Gl. (6.13) und Gl. (6.14) mittels PSC<sup>46</sup> die Mitsystemspannung  $u_\alpha^+$  und  $u_\beta^+$  sowie nach Transformation dieser in das SRF auf Basis der SRF-PLL die Kreisfrequenz  $\omega_{PLL}$  und der Phasenwinkel  $\theta_{PLL}$  ermittelt.

Um die Funktionalität der DSOGI-PLL zu verifizieren und die resultierenden Ergebnisse mit denen bei Verwendung der DDSRF-PLL zu vergleichen, ist in Abb. 6.9 der Verlauf der charakteristischen Größen der DSOGI-PLL wiederum im Falle eines symmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ D sowie bzgl. eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,5 \cdot e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6 dargestellt. Trotz Überlagerung der Netzspannung mit der siebten harmonischen Oberschwingung im Mitsystem ( $\hat{u}^{+7} = 0,05 \text{ pu}$ ) sowie einer angenommenen Fehlkalibrierung der Spannungsmessung, sodass der Nullpunkt der Phasenspannung  $u_1$  um einen Offset ( $u_1^0 = 0,05 \text{ pu}$ ) in positiver Richtung verschoben wird, bildet der detektierte Phasenwinkel  $\theta_{PLL}$  den Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$  exakt ab. Im Vergleich zum Verlauf der charakteristischen Größen der DDSRF-PLL in Abb. 6.4

<sup>45</sup>vgl. Quadrature Signals Generator

<sup>46</sup>vgl. Positiv System Calculator

werden die Oszillation des Phasenwinkels  $\theta_{PLL}$  in Abb. 6.9 minimiert, sodass eine qualitativ hochwertige Stromspeisung im Mitsystem durch die Netzsynchrosierung auf Basis der DSOGI-PLL ermöglicht wird.

### Diskretisierung des SOGI-OSGs

Zur Implementierung des SOGI-OSGs in einem Mikrocontroller ist die Transformation der Filterstruktur vom kontinuierlichen in den diskreten Zeitbereich erforderlich. Die Güte der approximierten Filterstruktur, bezogen auf den Grad der Abweichungen zwischen den Amplituden- und Phasengängen der Filterstrukturen im diskreten und kontinuierlichen Zeitbereich wie auch der erforderliche Rechenaufwand zur Ausführung der Filterung im Mikrocontroller, variiert dabei in Abhängigkeit der verwendeten Transformationsvorschrift.

Grundsätzlich kann die Diskretisierung der Filterstruktur gem. [10] entweder mittels Substitution der einzelnen Integratoren des SOGI-OSGs durch ein numerisches Integrationsverfahren oder durch die voneinander getrennte Transformation der einzelnen Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  und  $H_{qv'}(s)$  mit anschließender Synthese der resultierenden Filterstrukturen zur Minimierung des erforderlichen Rechenaufwands erfolgen. Die Diskretisierung durch Substitution der einzelnen Integratoren ist jedoch nur dann realisierbar, wenn die Eingangsgröße des Integrators in Abhängigkeit des numerischen Integrationsverfahrens keinen zeitgleichen Einfluss respektive Durchgriff auf die Ausgangsgröße des Integrators hat.

Um den Einfluss unterschiedlicher Diskretisierungsverfahren wie den etablierten Euler-Verfahren, der Tustin-Approximation oder eines linearen Mehrschrittverfahrens auf die Güte der Netzsynchrosierung zu analysieren, wird in Abb. 6.13 der Verlauf des jeweils ermittelten Mitsystemspannungsspitzenwerts  $\hat{u}^+$  sowie jener der Phasenwinkeldifferenz im Bezug auf die Referenzmitsystemspannung  $\Delta\theta^+ = \theta^{+*} - \theta^+$  im Falle eines 2-phasigen Spannungseinbruchs dargestellt. Die Ermittlung der charakteristischen Größen  $\hat{u}^+$  und  $\Delta\theta^+$  erfolgt, indem die jeweils resultierenden Mitsystemspannungskomponenten im STRF  $u_\alpha^+$  und  $u_\beta^+$  mit dem Phasenwinkel der Referenzmitsystemspannung  $\theta^{+*} = \omega t = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$  in das SRF transformiert werden. Aus den jeweiligen Mitsystemspannungskomponenten im SRF folgen mit

$$\hat{u}^+ = \sqrt{u_d^{+2} + u_q^{+2}} \quad (6.21)$$

und

$$\theta^+ = \text{atan}_2(u_q^+, u_d^+) \quad (6.22)$$

die relevanten Größen.

### Implizites Euler-Verfahren

Erfolgt die Diskretisierung durch die Transformationsvorschrift des impliziten Euler-Verfahrens

$$\frac{1}{s} : T_s \frac{1}{1-z^{-1}} \Rightarrow y_n = y_{n-1} + T_s u_n, \quad (6.23)$$

ist zur Vermeidung einer algebraischen Schleife die voneinander getrennte Transformation der einzelnen Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  und  $H_{qv'}(s)$  erforderlich, da die Eingangsgröße  $u_n$  in Gl. (6.23) einen zeitgleichen Einfluss auf die Ausgangsgröße  $y_n$  hat.

Der Phasengang des Integrators im diskreten Zeitbereich weicht jedoch nach Transformation mittels implizitem Euler-Verfahren in Abb. 6.10 signifikant von dem eines idealen Integrators im kontinuierlichen Zeitbereich ( $\arg(H_I(j\omega)) = -90^\circ$ ) ab. Infolgedessen weicht der ermittelte Spitzenwert der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+$  sowie der Phasenwinkel  $\theta^+$  in Abb. 6.13a ebenfalls signifikant von dem jeweiligen Referenzwert ab.

### Explizites Euler-Verfahren

Im Gegensatz zur Transformation mittels implizitem Euler-Verfahren entsteht durch die Substitution der einzelnen Integratoren des SOGI-OSGs durch die Transformationsvorschrift des expliziten Euler-Verfahrens

$$\frac{1}{s} : T_s \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \Rightarrow y_n = y_{n-1} + T_s u_{n-1} \quad (6.24)$$

keine algebraische Schleife, da die Eingangsgröße  $u_{n-1}$  in Gl. (6.24) keinen zeitgleichen Einfluss auf die Ausgangsgröße  $y_n$  hat.

In Analogie zum Phasengang des Integrators im diskreten Zeitbereich nach Transformation mittels implizitem Euler-Verfahren weicht auch jener des Integrators im diskreten Zeitbereich nach Transformation mittels explizitem Euler-Verfahren signifikant von dem eines idealen Integrators im kontinuierlichen Zeitbereich gem. Abb. 6.10 ab, sodass der resultierende Spitzenwert der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+$  sowie der Phasenwinkel  $\theta^+$  in Abb. 6.13a ebenfalls signifikant von dem jeweiligen Referenzwert abweicht.

### Explizites/Implizites Euler-Verfahren

Werden hingegen beide Euler-Verfahren gem. [10] kombiniert, sodass der Integrator mit dem Ausgangssignal  $v'$  durch die Transformationsvorschrift des expliziten Euler-Verfahrens und der Integrator mit dem Ausgangssignal  $qv'$  durch jene des impliziten Euler-Verfahrens substituiert wird, wird eine algebraische Schleife vermieden und darüber hinaus die Abweichung des ermittelten Spitzenwerts der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+$  vom Referenzwert in Abb. 6.13a erheblich reduziert. Die Abweichung des detektierten Phasenwinkels  $\Delta\theta^+$  von dem der Referenzspannung ist jedoch vergleichbar mit jener bei Diskretisierung mittels implizitem Euler-Verfahren.

### Tustin-Approximation

Im Gegensatz zum Phasengang der zeitdiskreten Integratoren nach Diskretisierung durch eines der Euler-Verfahren, zeigt der Phasengang eines zeitdiskreten Integrators nach Anwendung der Tustin-Approximation

$$\frac{1}{s} : \frac{T_s}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \Rightarrow y_n = y_{n-1} + \frac{T_s}{2} (u_n + u_{n-1}) \quad (6.25)$$

in Abb. 6.10, dass für das gesamte Frequenzband  $\arg(H_I(e^{j\omega})) = -90^\circ$  gilt. Dementsprechend ist

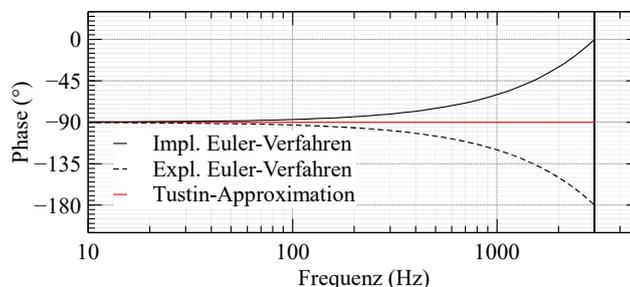


Abbildung 6.10: Phasengang diskreter Integratoren für  $f_s = 6 \text{ kHz}$

eine exaktere Abbildung des jeweiligen Amplituden- und Phasengangs der zeitkontinuierlichen Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  und  $H_{qv'}(s)$  im Frequenzbereich der zeitdiskreten Systeme gegeben, sodass die Abweichungen des ermittelten Spitzenwerts der Mitsystemspannung  $\hat{u}^+$  und die des detektierten Phasenwinkels vom jeweiligen Referenzwert in Abb. 6.13b im Vergleich zu jenen in Abb. 6.13a

minimiert werden.

Da die Eingangsgröße  $u_n$  in Gl. (6.25) bei Diskretisierung mittels Tustin-Approximation einen zeitgleichen Einfluss auf die Ausgangsgröße  $y_n$  hat, ist zur Vermeidung einer algebraischen Schleife die Transformation der einzelnen Übertragungsfunktionen  $H_{v'}(s)$  und  $H_{qv'}(s)$  erforderlich. Die Nennerpolynome der resultierenden Übertragungsfunktionen

$$H_{v'}(z) = \frac{\left(\frac{x}{x+y+4}\right) + \left(\frac{-x}{x+y+4}\right)z^{-2}}{1 - \left(\frac{2(4-y)}{x+y+4}\right)z^{-1} - \left(\frac{x-y-4}{x+y+4}\right)z^{-2}} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} x = 2k_{OSG}\omega_r T_s \\ y = (\omega_r T_s)^2 \end{cases} \quad (6.26)$$

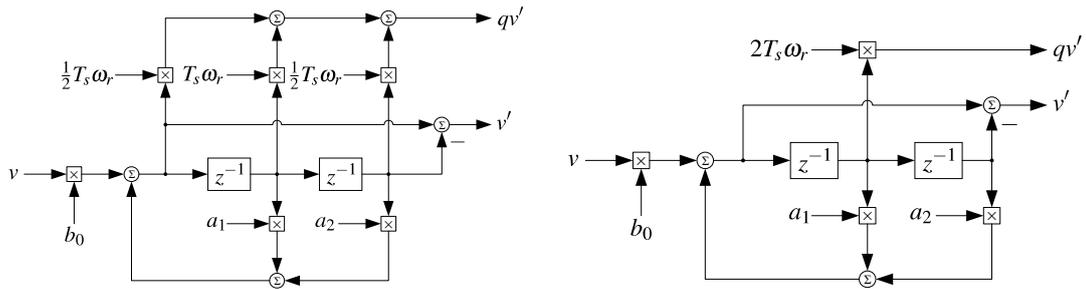
und

$$H_{qv'}(z) = \frac{\left(\frac{\frac{1}{2}\omega_r T_s x}{x+y+4}\right) + \left(\frac{\omega_r T_s x}{x+y+4}\right)z^{-1} + \left(\frac{\frac{1}{2}\omega_r T_s x}{x+y+4}\right)z^{-2}}{1 - \left(\frac{2(4-y)}{x+y+4}\right)z^{-1} - \left(\frac{x-y-4}{x+y+4}\right)z^{-2}} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} x = 2k_{OSG}\omega_r T_s \\ y = (\omega_r T_s)^2 \end{cases} \quad (6.27)$$

sind jedoch identisch, sodass diese zwecks einer effizienten Implementierung mit

$$\begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = \frac{2(4-y)}{x+y+4} \\ a_2 = \frac{x-y-4}{x+y+4} \end{cases} \quad \begin{cases} b_{0v'} = \frac{x}{x+y+4} = b_0 \\ b_{1v'} = 0 \\ b_{2v'} = \frac{-x}{x+y+4} = -b_0 \end{cases} \quad \begin{cases} b_{0qv'} = \frac{\frac{1}{2}\omega_r T_s x}{x+y+4} = \frac{1}{2}\omega_r T_s b_0 \\ b_{1qv'} = \frac{\omega_r T_s x}{x+y+4} = \omega_r T_s b_0 \\ b_{2qv'} = \frac{\frac{1}{2}\omega_r T_s x}{x+y+4} = \frac{1}{2}\omega_r T_s b_0 \end{cases} \quad (6.28)$$

zu der resultierenden Filterstruktur in Abb. 6.11a zusammengefasst werden können. Eine zusätzliche



(a) Implementierung der Filterstruktur nach Gl. (6.26), Gl. (6.27) und Gl. (6.28)

(b) Reduzierung der Filterstruktur nach [10]

**Abbildung 6.11:** Filterstruktur des SOGI-OSGs nach bilinearer Transformation

Minimierung des Rechenaufwands wird in [10] erzielt, indem für kleine Abtastzeiten eine Mittelung über das Zählerpolynom der Übertragungsfunktionen  $H_{qv'}(z)$  erfolgt und die Filterstruktur gem. Abb. 6.11b vereinfacht werden kann.

### Adams-Bashforth-Verfahren

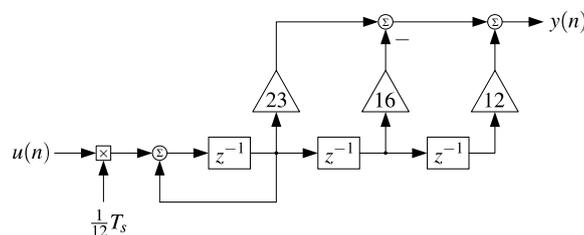
Um die Abweichungen des ermittelten Spitzenwerts und des Phasenwinkels der Mitsystemspannung von dem jeweiligen Referenzwert im Vergleich zu jenen nach Diskretisierung der Filterstruktur mittels

Tustin-Approximation zu minimieren, ist die Anwendung numerische Verfahren höherer Ordnung zur Transformation der Übertragungsfunktionen in den diskreten Zeitbereich erforderlich. Wird darüber hinaus ein explizites, lineares Mehrschrittverfahren wie das Adams-Bashforth-Verfahren 3. Ordnung

$$\frac{1}{s} : \frac{T_s \frac{23z^{-1} - 16z^{-2} + 5z^{-3}}{1 - z^{-1}}}{12} \quad (6.29)$$

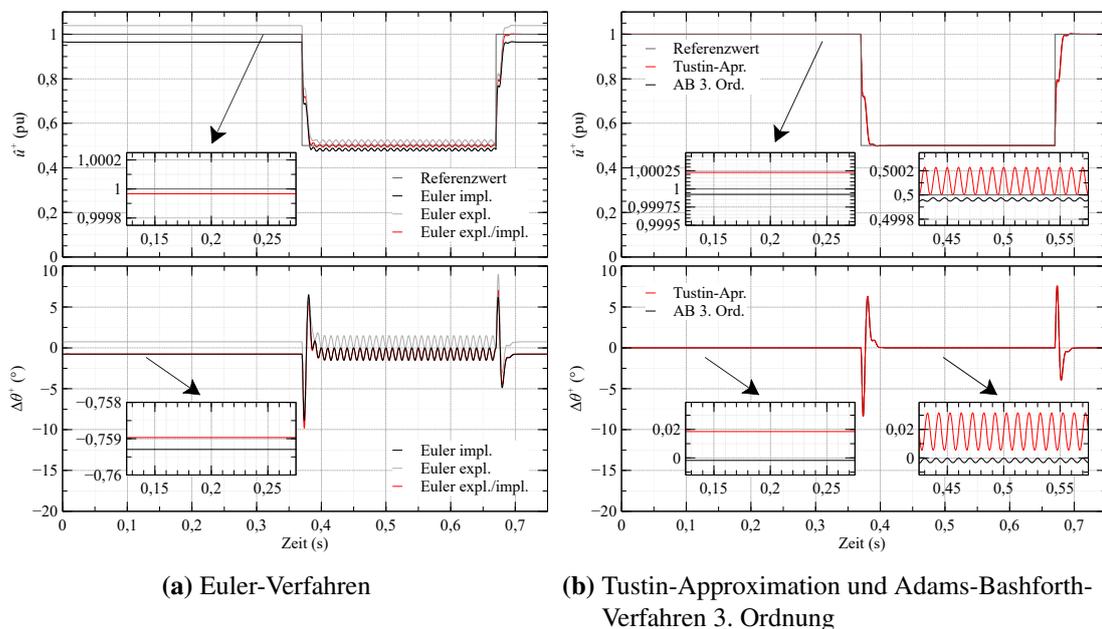
$$\Rightarrow y_n = y_{n-1} + \frac{T_s}{12} (23u_{n-1} - 16u_{n-2} + 5u_{n-3})$$

verwendet, wird eine algebraische Schleife bei Substitution der einzelnen Integratoren in der Filterstruktur des SOGI-OSGs mit Gl. (6.29) vermieden, da die Eingangsgröße  $u_n$  keinen zeitgleichen Einfluss auf die Ausgangsgröße  $y_n$  hat. Gleichzeitig steigt jedoch der Rechenaufwand zur Berechnung der



**Abbildung 6.12:** Kanonische Struktur eines zeitdiskreten Integrators nach Transformation mittels Adams-Bashforth-Verfahren 3. Ordnung ( $n=3$ )

Ausgangswerte des jeweiligen SOGI-OSGs mit steigender Ordnung des Adams-Bashforth-Verfahrens. Wird daher hinsichtlich eines Kompromisses zwischen dem Rechenaufwand und der Güte des appro-



**Abbildung 6.13:** Verlauf des approximierten Mitsystemspannungsspitzenwerts  $\hat{u}^+$  und der Phasenwinkeldifferenz  $\Delta\theta^+$  während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0 \cdot e^{j0^\circ}$  gem. Abb. 2.6 in Abhängigkeit unterschiedlicher Diskretisierungsverfahren

ximierten Übertragungsverhaltens des zeitdiskreten SOGI-OSGs jeder Integrator in Abb. 6.6 durch die

kanonische Struktur in Abb. 6.12 substituiert, ist mit der resultierenden Filterstruktur eine optimierte Detektion der zur Netzsynchronisierung relevanten Größen gem. Abb. 6.13b gegeben.

### 6.1.3 Ermittlung des Gegensystemphasenwinkels

Um während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs einen Strom im Gegensystem einzuspeisen, ist die zusätzliche Ermittlung des Phasenwinkels der Gegensystemspannung  $\theta^-$  essentiell.

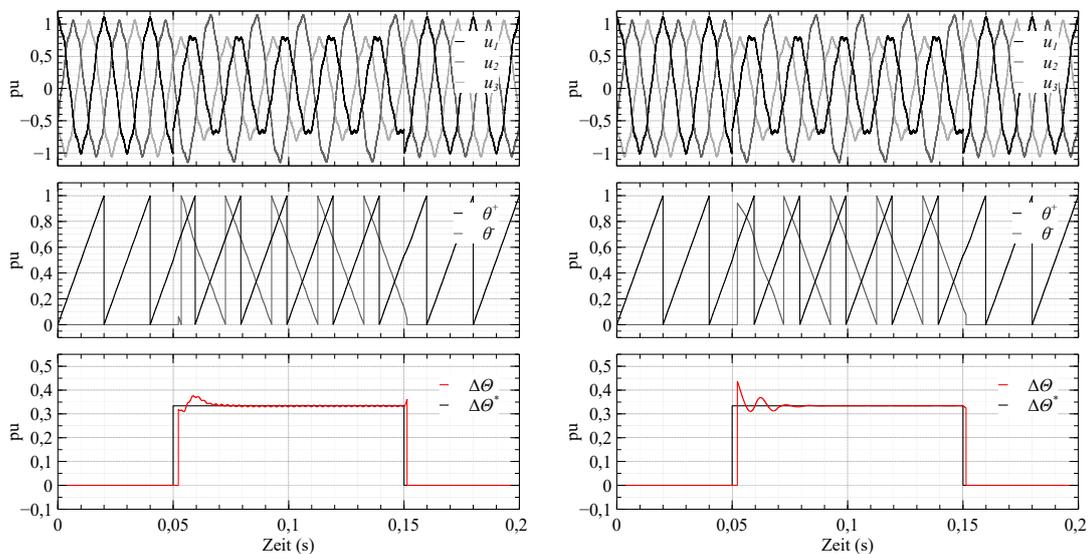
Wird der Phasenwinkel  $\theta^-$  auf Basis der Gegensystemkomponenten im STRF  $u_{\alpha}^-$  und  $u_{\beta}^-$  durch

$$\theta^- = \pi + \text{atan}_2(-u_{\beta}^-, -u_{\alpha}^-) \quad (6.30)$$

berechnet, so wird dieser in Abb. 6.14a im Gegensatz zum Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\theta^+$  durch Oszillationen überlagert. Insbesondere die resultierende, relative Phasenlage der Gegensystemspannung im Bezug auf die Mitsystemspannung  $\Delta\Theta$  nach Gl. (6.31) zeigt im Vergleich zur Referenzphasenlage  $\Delta\Theta^*$  die überlagerte Schwingung.

$$\Delta\Theta = \Theta^+ - \Theta^- = 2\pi - (\theta^+ - (2\pi - \theta^-) \bmod 2\pi) \quad (6.31)$$

Ursächlich für diese Oszillation ist die limitierte Filterung der Oberschwingungen durch die, vom Verstärkungsfaktor  $k_{OSG}$  abhängige Bandpasscharakteristik des SOGI basierten QSGs, sodass in den Ausgangssignalen  $u'_{\alpha}$ ,  $u'_{\beta}$ ,  $qu'_{\alpha}$  und  $qu'_{\beta}$  ein Restanteil der Oberwellen enthalten ist. Im Gegensatz zur



(a) Phasenwinkel  $\theta^-$  und relative Phasenlage  $\Delta\Theta$  basierend auf den Spannungskomponenten im STRF

(b) Phasenwinkel  $\theta^-$  und relative Phasenlage  $\Delta\Theta$  basierend auf den Spannungsvektorkomponenten

**Abbildung 6.14:** Vergleich des approximated Phasenwinkels  $\theta^-$  und der relativen Phasenlage  $\Delta\Theta$  in Abhängigkeit des Verfahrens auf Basis der Spannungskomponenten im STRF und der Spannungsvektorkomponenten während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,75 \cdot e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

harmonischen Verzerrung (THD)<sup>47</sup> der berechneten Mitsystemspannung, steigt der THD der ermittelten Gegensystemspannung für kleine Einbruchstiefen ( $|\underline{D}| \rightarrow 1$ ). Je größer jedoch die harmonische

<sup>47</sup>vgl. Total Harmonic Distortion

Verzerrung der Gegensystemkomponenten  $u_{\alpha}^{-}$  und  $u_{\beta}^{-}$  ist, umso stärker wird der resultierende Phasenwinkel der Gegensystemspannung mit Oberschwingungen bei der Berechnung mittels Gl. (6.30) überlagert.

Daher wird der Phasenwinkel der Gegensystemspannung auf Basis der Spannungsvektorkomponenten zur Berechnung der Effektivwerte der einzelnen Phasenspannungen sowie der Mit- und Gegensystemspannung zur Netzfehlerdetektion in Kap. 6.4 ermittelt.

Die relative Phasenlage der Gegensystemspannung im Bezug auf die Mitsystemspannung folgt in Abhängigkeit der Spannungsvektorkomponenten  $u_{\mathfrak{S}}^{+}$ ,  $u_{\mathfrak{S}}^{-}$ ,  $u_{\mathfrak{R}}^{+}$  und  $u_{\mathfrak{R}}^{-}$  aus Gl. (6.64) und Gl. (6.65) sowie Gl. (6.67) und Gl. (6.68) in Gl. (6.32).

$$\Delta\Theta = \Theta^{+} - \Theta^{-} = \text{atan}_2(u_{\mathfrak{S}}^{+}, u_{\mathfrak{R}}^{+}) - \text{atan}_2(u_{\mathfrak{S}}^{-}, u_{\mathfrak{R}}^{-}) \quad (6.32)$$

Der Phasenwinkel der Gegensystemspannung folgt in Gl. (6.33).

$$\theta^{-} = 2\pi - \theta^{+} + \Delta\Theta \text{ mod } 2\pi \quad (6.33)$$

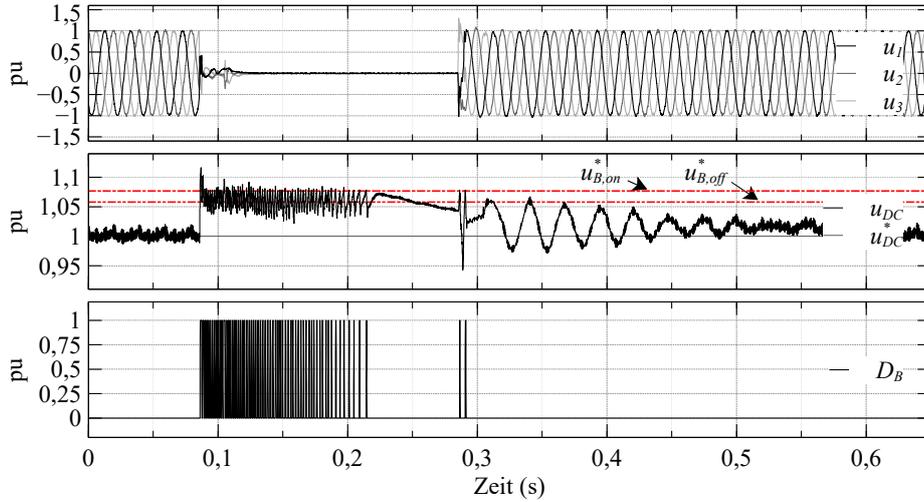
Durch die Ermittlung des Phasenwinkel  $\theta^{-}$  auf Basis der Spannungsvektorkomponenten ist dieser sowie die relative Phasenlage der Gegensystemspannung im Bezug auf die Mitsystemspannung in Abb. 6.14b frei von Oszillationen.

## 6.2 Zwischenkreisspannungsregelung im Netzfehlerfall

Die Wirkleistungsabgabe des SGs wird grundsätzlich über die Erregung sowie den Pitchwinkel der Rotorblätter geregelt. Allerdings findet diese Regelung im Sekundenbereich statt, sodass eine Reduzierung der generatorseitige Wirkleistungsabgabe durch Anpassung der Erregung oder des Pitchwinkel während eines kurzzeitigen Spannungseinbruchs nicht mit ausreichender Dynamik erfolgt. Zusätzlich muss der LSC die Netzspannung gem. Kap. 6.7 während eines Netzfehlers mit bis zu 100 % des Nennstroms als Blindstrom stützen, sodass die Summe des einzuspeisenden Wirk- und Blindstroms ggf. den Nennstrom des LSCs übersteigt. Infolgedessen ist die in Kap. 5.2 beschriebene Zwischenkreisspannungsregelung bzgl. Abb. 5.1 während eines Netzfehlers nicht gegeben und wird unter Verwendung des Bremswiderstands erweitert.

Gilt für die Phasenströme in Abhängigkeit der einzuspeisenden Blindströme im Mit- und Gegensystem zur dynamischen Netzstützung  $\mathbf{I}_{123} < 1 \text{ pu}$ , kann grundsätzlich eine zusätzliche Wirkleistungseinspeisung erfolgen. Um Phasenströme  $\mathbf{I}_{123} > 1 \text{ pu}$  zu vermeiden, ist jedoch eine Begrenzung des Zwischenkreisspannungsreglers gem. der Leistungs- und Phasenstrombegrenzung in Kap. 6.7.2 erforderlich. Um die Zwischenkreisspannung trotz begrenztem Regler auf einen Wert innerhalb der Toleranzgrenzen zu regeln, wird diese unter Verwendung des Bremswiderstands limitiert. Durch die Ansteuerung des in Abb. 4.3 dargestellten IGBTs wird ein alternativer Strompfad aktiviert und der Zwischenkreis über den Bremswiderstand kurzgeschlossen, sodass die nicht einspeisbare Wirkleistung im Widerstand in Wärme umgesetzt wird.

Die Steuersignale des IGBTs werden durch einen, zum ursprünglichen Zwischenkreisspannungsregelkreis parallelen Regelkreis auf Basis eines 2-Punkt-Reglers generiert. In Abhängigkeit der maximal sowie der minimal zulässigen Zwischenkreisspannung im Fehlerfall wird eine obere sowie eine untere Spannungsgrenze respektive Ein- und Abschaltschwelle  $u_{B,on}^{*}$  und  $u_{B,off}^{*}$  definiert. Sobald die Zwischenkreisspannung die obere Spannungsgrenze in Abb. 6.15 erreicht  $u_{DC} > u_{B,on}^{*}$ , wird der Zwischenkreis dauerhaft über den Bremswiderstand kurzgeschlossen. Fällt die Zwischenkreisspannung unter die untere Spannungsgrenze  $u_{DC} < u_{B,off}^{*}$ , wird dieser Strompfad gem. des Tastgrads  $D_B$  des IGBTs deaktiviert.



**Abbildung 6.15:** Zwischenkreisspannungsregelung basierend auf einem 2-Punkt-Regler mit der Ein- und Abschaltschwelle  $u_{B,on}^*$  und  $u_{B,off}^*$  sowie dem resultierenden Tastgrad  $D_B$  während eines symmetrischen Spannungseinbruchs

### 6.3 Modifizierung und Optimierung der Stromregelung

Die Analyse der Stromregelung auf Basis der SRF-CC in Kap. 5.3 zeigt, dass eine Modifizierung und Optimierung der etablierten, PI-Regler basierten Regelstruktur im SRF des Mitsystems hinsichtlich einer Einspeisung von Gegensystemströmen während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs sowie zur Kompensation harmonischer Oberschwingungen in den Phasenströmen erforderlich ist. Aufgrund der extensiven Verbreitung der SRF-CC in industriellen Anwendungen wie bspw. zur feldorientierten Regelung von Drehfeldmaschinen sowie zur Regelung der netzseitigen Ströme in AFEs, werden seit dem Ende der 1990er Jahren verschiedene Ansätze hinsichtlich einer Ergänzung der SRF-CC um einen Gegensystemregelkreis zur Regelung asymmetrischer Ströme verfolgt [15], welche in Kap. 6.3.1 diskutiert werden. Ebenso ist die Kompensation harmonischer Oberschwingungen durch eine Modifizierung der SRF-CC möglich, die in Kap. 6.3.2 erörtert wird.

Als Alternative zur Stromregelung mittels PI-Reglern auf Basis des SRFs wird in [65] die Regelung der Phasenströme mittels resonanten Reglern im STRF thematisiert, deren Entwicklung sowie Funktionalität hinsichtlich der Einspeisung asymmetrischer Ströme und der Kompensation harmonischer Oberschwingungen in Kap. 6.3.4 und Kap. 6.3.5 analysiert wird.

#### 6.3.1 Regelstrukturen auf Basis von PI-Reglern in SRFs

Um die Mit- und Gegensystemstromeinspeisung unter Verwendung von PI-Reglern zu ermöglichen, wird die SRF-CC in [13], [14] und [15] durch einen zweiten Regelkreis, durch den die Regelung der Ströme im Gegensystem ermöglicht wird, ergänzt. Da jedoch bei Einspeisung der Phasenströme

$$\mathbf{i}_{123} = \hat{\mathbf{i}}^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \Theta^+) \\ \sin(\omega t + \Theta^+ - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \Theta^+ + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \hat{\mathbf{i}}^- \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \Theta^-) \\ \sin(\omega t + \Theta^- + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \Theta^- - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

die Gleichanteile  $\tilde{i}_{d,q}^+$  durch die Transformation der Gegensystemgrößen in das SRF des Mitsystems mit den Wechselanteilen  $\tilde{i}_{d,q}^+$  überlagert werden, sodass für die Stromkomponenten im SRF des

Mitsystems

$$\begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} = \underbrace{\hat{I}^+ \begin{bmatrix} \cos(\Theta^+) \\ \sin(\Theta^+) \end{bmatrix}}_{\tilde{i}_{d,q}^+} + \underbrace{\hat{I}^- \cos(\Theta^-) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} + \hat{I}^- \sin(\Theta^-) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}}_{\tilde{i}_{d,q}^+} \quad (6.35)$$

gilt und die Gleichanteile  $\tilde{i}_{d,q}^-$  durch die Transformation der Mitsystemgrößen in das SRF des Gegen- systems mit dem Wechselanteilen  $\tilde{i}_{d,q}^-$  überlagert werden, sodass für die Stromkomponenten im SRF des Gegensystems

$$\begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} = \underbrace{\hat{I}^- \begin{bmatrix} \cos(\Theta^-) \\ \sin(\Theta^-) \end{bmatrix}}_{\tilde{i}_{d,q}^-} + \underbrace{\hat{I}^+ \cos(\Theta^+) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + \hat{I}^+ \sin(\Theta^+) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}}_{\tilde{i}_{d,q}^-} \quad (6.36)$$

gilt, ist eine adäquate Regelung der jeweiligen Stromkomponenten mittels PI-Reglern, die nur zur Regelung von Gleichgrößen geeignet sind, nicht gegeben.

#### DSRF-CC

Auf Basis der DSRF-CC werden daher in [13] die Stromkomponenten  $i_{d,q}^+$  und  $i_{d,q}^-$  nach Transformati- on der gemessenen Phasenströme in das jeweilige SRF mittels eines Kerbfilters bzw. eines BS-Filters gem. Abb. 6.16 gefiltert, sodass die Wechselanteile in dem entsprechenden Signal in Abhängigkeit des verwendeten Filters reduziert oder ausgelöscht werden.

Zur Veranschaulichung der Funktionalität der DSRF-CC wird wiederum die Einspeisung eines LSCs,

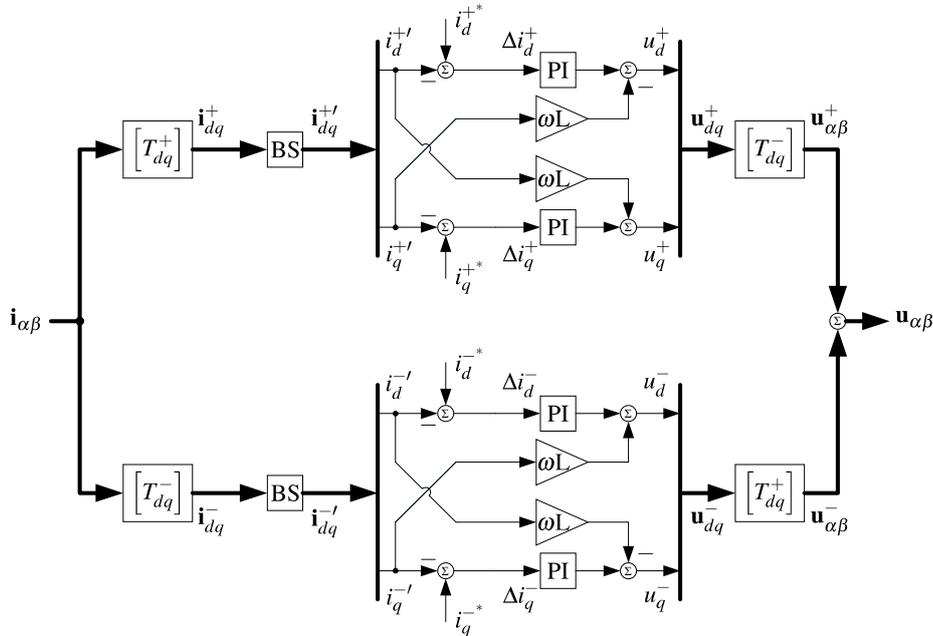
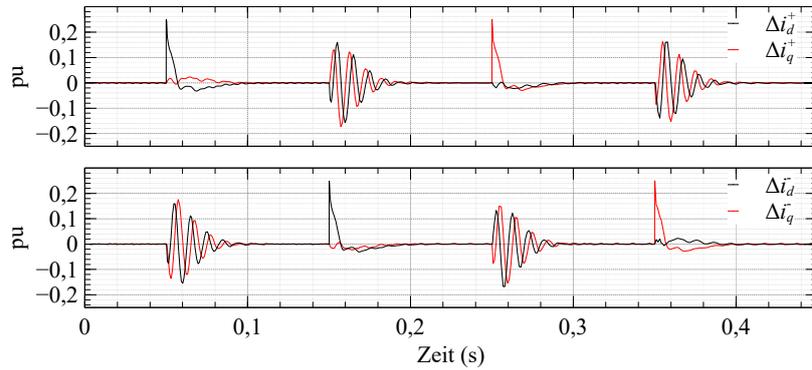


Abbildung 6.16: Strukturdiagramm der DSRF-CC

dessen Referenzströme  $i_d^{+*}$  und  $i_q^{+*}$  sowie  $i_d^{-*}$  und  $i_q^{-*}$  in Abb. 5.6 dargestellt sind, in ein symmetrisches Spannungssystem simuliert.

Die resultierenden Regelabweichungen im SRF des Mitsystems  $\Delta i_d^+$  und  $\Delta i_q^+$  sowie im SRF des

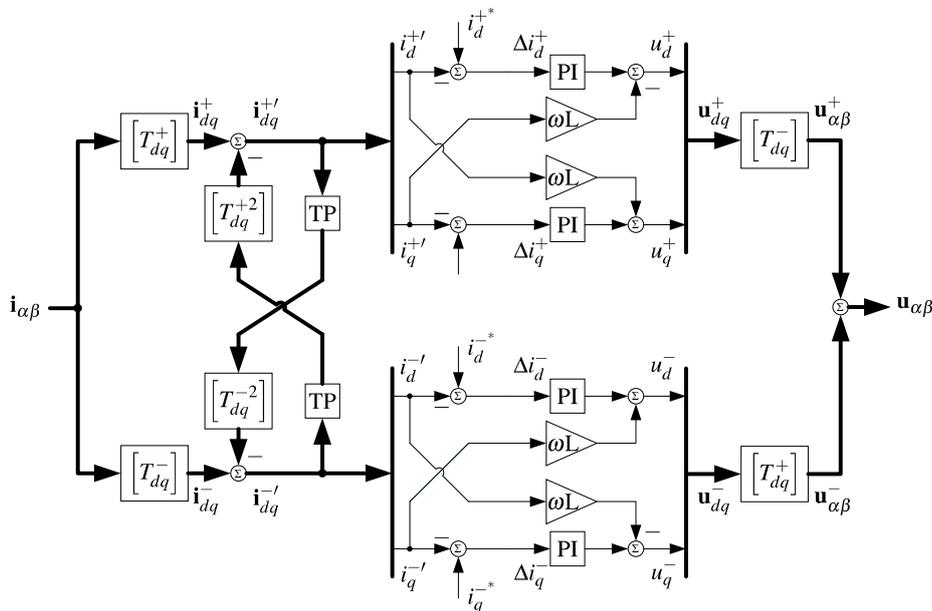


**Abbildung 6.17:** Regelabweichung der DSRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems bei Regelung der Referenzströme  $i_d^+$  und  $i_q^+$  sowie  $i_d^-$  und  $i_q^-$  in Abb. 5.6

Gegensystems  $\Delta i_d^-$  und  $\Delta i_q^-$  in Abb. 6.17 zeigen, dass die Funktionalität der Regelstruktur grundsätzlich gegeben ist, die Dynamik der Stromregelkreise jedoch stark reduziert wird, sodass zwar eine ausreichende Regelgüte im stationären, jedoch nicht im transienten Betriebszustand erzielt wird.

### DDSRF-CC

Im Gegensatz zur reinen Filterung der einzelnen Regelgrößen in dem jeweiligen SRF wird in [14] die Eigenschaft genutzt, dass nach Transformation der Phasenströme in das jeweilige SRF des Mit- und Gegensystems die Beträge der Wechselanteile  $\tilde{i}_{d,q}^+$  und  $\tilde{i}_{d,q}^-$  den Gleichgrößen  $\bar{i}_{d,q}^+$  und  $\bar{i}_{d,q}^-$  entsprechen. Indem die jeweiligen Gleichgrößen mittels eines TP-Filters erster Ordnung mit der Grenzfrequenz

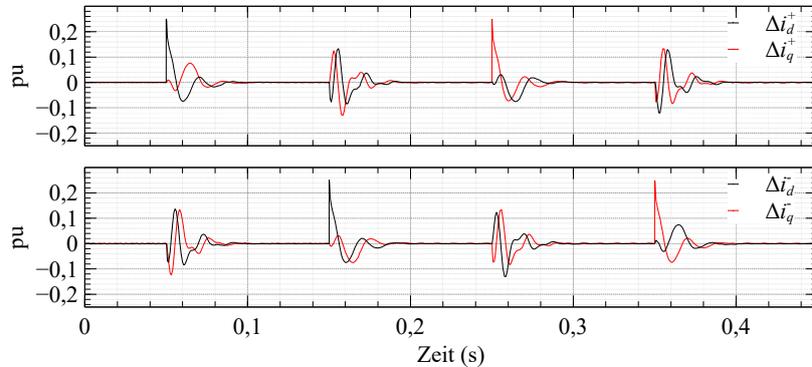


**Abbildung 6.18:** Strukturdiagramm der DDSRF-CC

$\omega_c = \frac{\omega_r}{\sqrt{2}}$  gem. Abb. 6.18 extrahiert und nach Transformation in das jeweils entgegengesetzt drehende SRF kreuzweise rückgekoppelt werden, wird eine Entkopplung der SRFs voneinander erzielt. Durch die resultierende DDSRF-CC<sup>48</sup> werden die Oberschwingungen vollständig ausgelöscht und die

<sup>48</sup>Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Control (DDSRF-CC)

Regelgüte wird im Vergleich zur DSRF-CC gem. Abb. 6.19 im transienten Betriebszustand verbessert. Da bei Verwendung der DDSRF-CC die Regelgüte im transienten Betriebszustand maßgeblich von

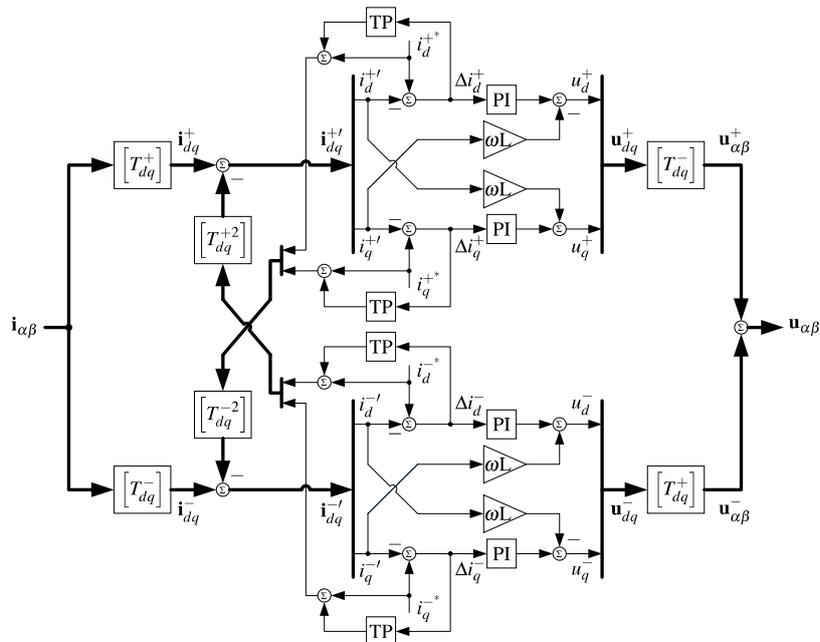


**Abbildung 6.19:** Regelabweichung der DDSRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems bei Regelung der Referenzströme  $i_d^*$  und  $i_q^*$  sowie  $i_d^-*$  und  $i_q^-*$  in Abb. 5.6

den Filtereigenschaften der Tiefpassfilter abhängig ist, wird in [15] durch Modifizierung der DDSRF-CC eine weitere Optimierung der Regelgüte erzielt, indem durch die resultierende EDDSRF-CC<sup>49</sup> die TP-Filter entlastet werden.

### EDDSRF-CC

Unter der Annahme, dass die PI-Regler die Referenzwerte im jeweiligen SRF exakt ausregeln, wäre eine Entkopplung der SRFs voneinander möglich, indem die Sollwerte als Vorsteuerwerte zur Auslöschung der Wechselanteile im jeweils entgegengesetzt drehenden SRF genutzt werden.

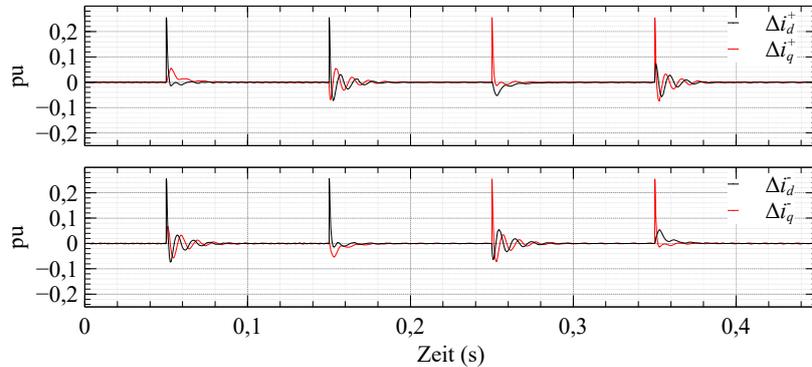


**Abbildung 6.20:** Strukturdiagramm der EDDSRF-CC mit einem Entkopplungsnetzwerk basierend auf den Referenzsignalen und den Regelabweichungen

<sup>49</sup>Enhanced Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Control (EDDSRF-CC)

Da eine ideale Regelung jedoch nicht vorausgesetzt werden kann, würde jede Regelabweichung zu einer fehlerhaften Kompensation der Wechselanteile führen. Daher wird der Gleichanteil der Regelabweichung mittels eines TP-Filters gem. Abb. 6.20 extrahiert und zur Korrektur des Vorsteuerwerts genutzt.

Im Vergleich zur DSRF-CC sowie zur DDSRF-CC wird die Regelgüte insb. im transienten Betriebs-

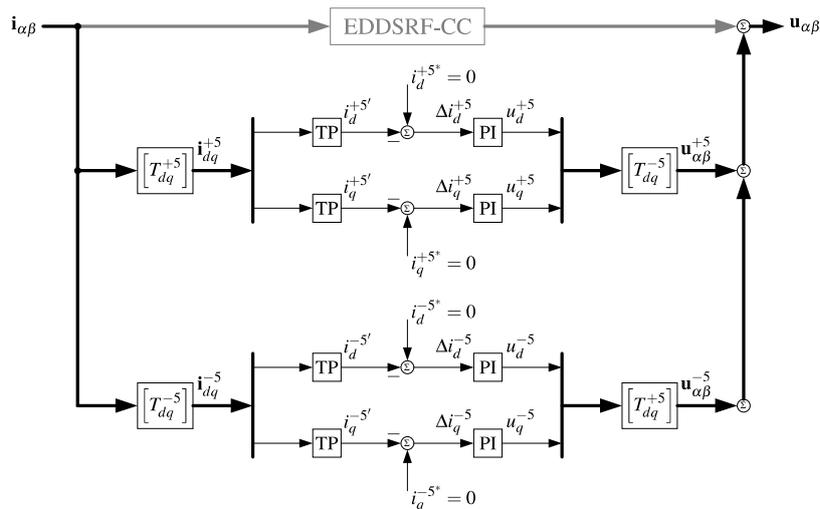


**Abbildung 6.21:** Regelabweichung der EDDSRF-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems bei Regelung der Referenzströme  $i_d^{+*}$  und  $i_q^{+*}$  sowie  $i_d^{-*}$  und  $i_q^{-*}$  in Abb. 5.6

zustand mittels EDDSRF-CC in Abb. 6.21 optimiert, sodass die resultierenden Regelabweichungen in den jeweiligen SRFs minimiert werden.

### 6.3.2 Kompensation harmonischer Stromberschwingungen mittels PI-Reglern

Durch Verwendung der EDDSRF-CC wird eine adäquate Regelung der Grundwellenströme im Mit- und Gegensystem erzielt, eine überschwingungsfreie Stromspeisung auf Basis dieser Regelstruktur ist jedoch nicht garantiert. Da die harmonischen Oberschwingungen in den Phasenströmen die Grund-



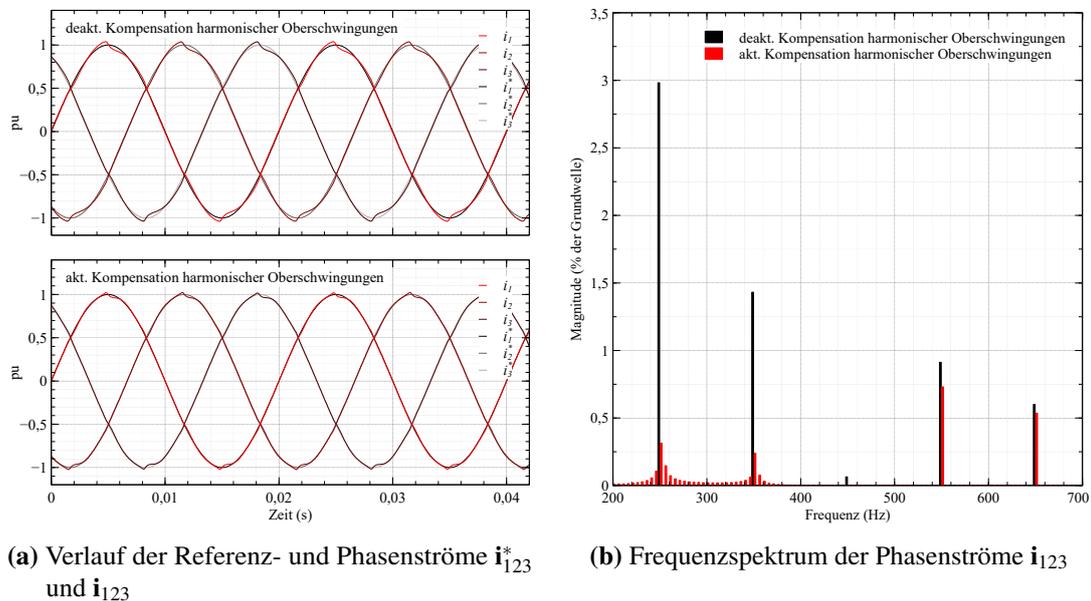
**Abbildung 6.22:** Strukturdiagramm der EDDSRF-CC mit parallelen Regelpfaden zur Kompensation der 5. harmonischen Oberschwingung im Mit- und Gegensystem basierend auf PI-Reglern im  $dq^{+5}$ - und  $dq^{-5}$ -System

wellenströme nach Transformation in das jeweilige SRF weiterhin als Wechselgrößen überlagern, ist

eine ausreichende Minimierung dieser auf Basis der PI-Regler der EDDSRF-CC in Abb. 6.20 nicht realisierbar. Eine Kompensation der harmonischen Oberschwingungen mittels PI-Reglern kann nur im jeweiligen SRF jeder einzelnen Oberschwingung erfolgen, sodass eine Modifikation der EDDSRF-CC notwendig ist.

Da die Dynamik der Regelstruktur zur Kompensation der harmonischen Oberschwingungen vernachlässigbar ist, erfolgt die Regelung jeder einzelnen harmonischen Oberschwingung durch jeweils einen, parallel zur EDDSRF-CC verlaufenden Regelpfad, wie in Abb. 6.22 beispielhaft für die fünfte harmonische Oberschwingung des Mit- sowie des Gegensystems dargestellt ist [20]. Nach Transformation der gemessenen Phasenströme in das jeweilige SRF wird die harmonische Oberschwingung, die aufgrund der Frequenztransformation nun als Gleichgröße vorliegt, unter Verwendung jeweils eines TP-Filters aus den einzelnen Komponenten der Phasenströme extrahiert und anschließend mittels PI-Reglern zu Null geregelt.

Zur Veranschaulichung der Notwendigkeit sowie der Funktionalität der Kompensation harmonischer



**Abbildung 6.23:** Vergleich des Phasenstromverlaufs sowie des Frequenzspektrum der Phasenströme bei aktiver und inaktiver Kompensation harmonischer Oberschwingungen auf Basis der EDDSRF-CC

Oberschwingungen wird die Einspeisung eines LSCs in das überschwingungsbehaftete Spannungssystem in Abb. 5.8a simuliert. Die Verzerrung der Phasenspannungen resultiert aus dem Anschluss eines passiven Diodengleichrichters parallel zum LSC. Das entsprechende Frequenzspektrum für den Frequenzbereich 200 Hz-700 Hz in Abb. 5.8b zeigt eine signifikante Überlagerung der Grundwelle der Phasenspannungen durch die 5., 7., 9. und 11. harmonische Oberschwingung.

Aufgrund der harmonischen Verzerrung der Phasenspannungen enthalten die Phasenströme  $i_{123}$  in Abb. 6.23a, bei Verwendung der in Abb. 6.22 dargestellten EDDSRF-CC zur Regelung der Referenzströme  $i_{123}^*$ , ohne zusätzliche Kompensation harmonischer Oberschwingungen, ebenfalls harmonische Oberschwingungen. Das resultierende Frequenzspektrum der Phasenströme für den Frequenzbereich 200 Hz-700 Hz in Abb. 6.23b zeigt äquivalent zum Frequenzspektrum der Phasenspannungen in Abb. 5.8b eine signifikante Überlagerung der Grundwelle der Phasenströme, wiederum durch die 5., 7., 9. und 11. harmonische Oberschwingung.

Im Gegensatz dazu wird durch Verwendung der modifizierten EDDSRF-CC in Abb. 6.23, mit insgesamt vier parallelen Regelpfaden zur Kompensation der 5. und 7. harmonischen Oberschwingung

im Mit- und Gegensystem, eine erhebliche Reduzierung des Oberschwingungsgehalts erzielt. Das Frequenzspektrum in Abb. 6.23b zeigt, dass die 5. und 7. harmonische Oberschwingung nahezu vollständig kompensiert wird, die Phasenströme werden nun jedoch zusätzlich mit Zwischenharmonischen überlagert. Da in der Regelstruktur kein expliziter Pfad zur Regelung der 9. und 11. harmonische Oberschwingung implementiert ist, sind diese nahezu unkompensiert.

### 6.3.3 Bewertung der Regelstrukturen auf Basis SRFs

Zusammenfassend ist eine richtlinienkonforme Einspeisung der Phasenströme bzgl. der Grundwelle wie auch der harmonischen Oberschwingungen mit PI-Reglern, die die Regelabweichungen in unterschiedlichen SRFs ausregeln, realisierbar. Da die Park-Transformation der Phasenströme in die jeweiligen SRFs jedoch lediglich eine Frequenztransformation der einzelnen Frequenzkomponenten der Phasenströme darstellt, muss eine anschließende Filterung der resultierenden Größen erfolgen, um eine frequenzselektive Regelung mittels PI-Reglern zu erzielen.

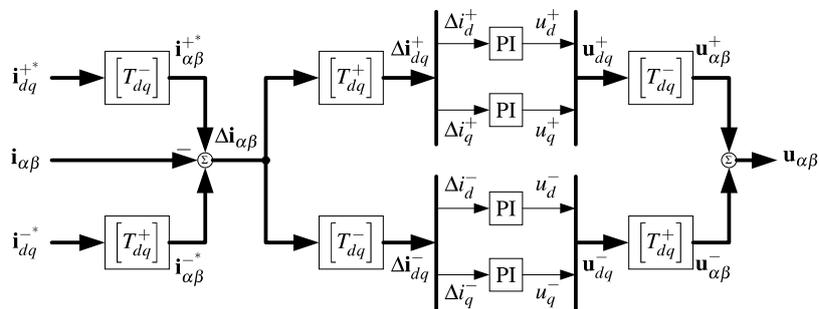
Aufgrund des Dynamikverlusts der Regelstruktur bei Verwendung von TP-Filtern zur Extraktion der einzelnen Frequenzkomponenten ist insb. zur Regelung der Grundwellenströme eine kreuzweise Entkopplung der Referenzsysteme voneinander notwendig. Durch die zusätzliche Kompensation harmonischer Oberschwingungen mit jeweils zwei parallelen Regelpfaden zur Kompensation jeder einzelnen Oberschwingung im Mit- und Gegensystem erhält die Regelstruktur eine enorme Komplexität.

Zur Reduzierung der Komplexität der Regelstruktur wird daher im Folgenden, anstatt der Frequenzselektion auf Basis von Frequenztransformation in Kombination mit anschließender Filterung bzw. Entkopplung, die Entwicklung und Funktionalität eines frequenzselektiven Reglers im STRF diskutiert.

### 6.3.4 Regelstruktur auf Basis von PR-Reglern im STRF

Die Entwicklung des frequenzselektiven PR-Reglers basiert auf der Transformation der PI-Regler aus dem Mit- und Gegensystemregelkreis der DSRF-CC in Kap. 6.3.1 in das STRF und erfolgt unter Verwendung des modifizierten Strukturdiagramms der DSRF-CC in Abb. 6.24.

Unter der Annahme, die Mit- und Gegensystemregelabweichungen seien voneinander entkoppelt, re-



**Abbildung 6.24:** Modifiziertes Strukturdiagramm der DSRF-CC mit Referenz- und Istwert-Vergleich im STRF sowie ohne BSF (vgl. Abb. 6.16)

sultiert aus dem Strukturdiagramm in Abb. 6.24 das mathematische Modell des Mitsystemregelkreises

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}^{+}(t) \\ u_{\beta}^{+}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq}^{-} \end{bmatrix} \left\{ h_{dq}^{PI}(t) * \left( \begin{bmatrix} T_{dq}^{+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha}^{+}(t) \\ \Delta i_{\beta}^{+}(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \quad (6.37)$$

mit der Regelabweichung  $\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^+(t)$  als Eingangswert, der Ausgangsspannung  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^+(t)$ , dem Faltungsoperator  $*$ , der Übertragungsfunktion  $h_{dq}^{PI}(t)$  der PI-Regler im SRF sowie der Transformationsmatrizen  $\begin{bmatrix} T_{dq}^+ \\ T_{dq}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq} \\ T_{dq} \end{bmatrix}$  und  $\begin{bmatrix} T_{dq}^+ \\ T_{dq}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq} \\ T_{dq} \end{bmatrix}^T$ .

Wird im Gegensatz zum Prinzip der DSRF-CC anstatt der Transformation und PI-Regelung der Regelabweichung  $\Delta \mathbf{i}_{\alpha\beta}^+(t)$  respektive  $\Delta \mathbf{i}_{dq}^+(t)$  sowie der Rücktransformation des Reglerausgangs  $\mathbf{u}_{dq}^+(t)$ , die Übertragungsfunktion  $h_{dq}^{PI}(t)$  des PI-Reglers mittels Park- und inverser Park-Transformation gem. Anh. A transformiert, folgt entsprechend Gl. (A.11) die Laplace-Transformierte des PI-Reglers des Mitsystemregelkreises  $H_{\alpha\beta+}^{PI}(s)$  im STRF in Gl. (6.38).

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha}^+(s) \\ U_{\beta}^+(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s) & j(H_{dq-}^{PI}(s) - H_{dq+}^{PI}(s)) \\ j(-H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s)) & H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s) \end{bmatrix}}_{H_{\alpha\beta+}^{PI}(s) = \mathcal{L}\{h_{\alpha\beta+}^{PI}(t)\}} \begin{bmatrix} \Delta I_{\alpha}^+(s) \\ \Delta I_{\beta}^+(s) \end{bmatrix} \quad (6.38)$$

In Analogie zum Mitsystemregelkreis folgt unter Berücksichtigung der Regelstruktur in Abb. 6.24, aus dem mathematischen Modell des Gegensystemregelkreises

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}^-(t) \\ u_{\beta}^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq}^+ \\ T_{dq}^- \end{bmatrix} \left\{ h_{dq}^{PI}(t) * \left( \begin{bmatrix} T_{dq}^- \\ T_{dq}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha}^-(t) \\ \Delta i_{\beta}^-(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \quad (6.39)$$

die Laplace-Transformierte des PI-Reglers des Gegensystemregelkreises  $H_{\alpha\beta-}^{PI}(s)$  im STRF in Gl. (6.40).

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha}^-(s) \\ U_{\beta}^-(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s) & j(-H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s)) \\ j(H_{dq-}^{PI}(s) - H_{dq+}^{PI}(s)) & H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s) \end{bmatrix}}_{H_{\alpha\beta-}^{PI}(s) = \mathcal{L}\{h_{\alpha\beta-}^{PI}(t)\}} \begin{bmatrix} \Delta I_{\alpha}^-(s) \\ \Delta I_{\beta}^-(s) \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

Der Vergleich der partiellen Übertragungsfunktionen  $H_{\alpha\beta+}^{PI}(s)$  in Gl. (6.38) und  $H_{\alpha\beta-}^{PI}(s)$  in Gl. (6.40) zeigt die Äquivalenz der Elemente der Hauptdiagonalen. Die Elemente der Gegendiagonalen weisen hingegen aufgrund der entgegengesetzten Drehrichtung des Mit- und Gegensystems eine entgegengesetzte Polarität auf, sodass nach Addition von Gl. (6.38) und Gl. (6.40) zur Kopplung der Regelabweichungen im Mit- und Gegensystem entsprechend des Strukturdiagramms in Abb. 6.24 die Elemente der Gegendiagonalen der resultierenden Übertragungsfunktion  $H_{\alpha\beta}^{PI}(s)$  in Gl. (6.41) gleich null sind.

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha}(s) \\ U_{\beta}(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s) & 0 \\ 0 & H_{dq-}^{PI}(s) + H_{dq+}^{PI}(s) \end{bmatrix}}_{H_{\alpha\beta}^{PI}(s) = \mathcal{L}\{h_{\alpha\beta}^{PI}(t)\} = H_{\alpha\beta+}^{PI}(s) + H_{\alpha\beta-}^{PI}(s)} \begin{bmatrix} \Delta I_{\alpha}(s) \\ \Delta I_{\beta}(s) \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

Nach Substitution der Summe der partiellen Übertragungsfunktionen  $H_{dq+}^{PI}(s)$  und  $H_{dq-}^{PI}(s)$  in Gl. (6.41) durch die Übertragungsfunktion des PR-Reglers

$$H_{\alpha\beta}^{PR}(s) = H_{dq+}^{PI}(s) + H_{dq-}^{PI}(s) \quad (6.42)$$

und anschließender Laplace-Rücktransformation folgt das mathematische Modell des PR-Reglerbasierten Stromregelkreises (PR-CC<sup>50</sup>) im STRF in Gl. (6.43).

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{\alpha\beta}^{PR}(t) & 0 \\ 0 & h_{\alpha\beta}^{PR}(t) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha}(t) \\ \Delta i_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (6.43)$$

<sup>50</sup>Proportional Resonant Current Control

Aus dem mathematische Modell in Gl. (6.43) resultiert in Analogie zum Strukturdiagramm der DSRF-CC in Abb. 6.24 das Strukturdiagramm der PR-CC in Abb. 6.25.

Die Äquivalenzumformung der mathematischen Modelle des Mit- und Gegensystemregelkreises der

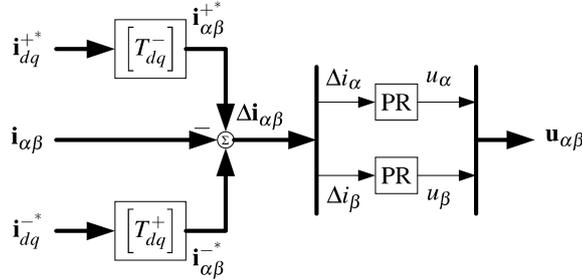


Abbildung 6.25: Strukturdiagramm der PR-CC im STRF

DSRF-CC in Gl. (6.37) und Gl. (6.39) in das mathematische Modell der PR-CC in Gl. (6.43) sowie der Vergleich der Strukturdiagramme zeigen, dass mittels PR-CC eine simultane Regelung der Mit- und Gegensystemkomponenten ohne kreuzweise Entkopplung dieser voneinander mit jeweils nur einem PR-Regler für die  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponente im STRF gegeben ist.

Da die DSRF-CC auf synchron zum Mit- und Gegensystem rotierenden PI-Reglern basiert, sind die fundamentalen Größen der DSRF-CC die zur Transformation in das jeweilige SRF relevanten Phasenwinkel des Mit- und Gegensystems. Da diese Phasenwinkel nicht korrelieren, sind zur Regelung asymmetrischer Phasenströme zwei synchrone Regelkreise notwendig, einer synchron zu den Mit- sowie einer synchron zu den Gegensystemkomponenten, die zusätzlich voneinander entkoppelt werden müssen.

Im Gegensatz dazu basiert die PR-CC auf PR-Reglern im STRF, deren fundamentale Größe, wie die Übertragungsfunktion des PR-Reglers in Gl. (6.47) und das Bode-Diagramm des resonanten Anteils in Abb. 6.26 zeigen, die Netzfrequenz ist. Da die Winkelfrequenzen des Mit- und Gegensystems im Gegensatz zu deren Phasenwinkeln korrelieren, ist eine simultane Regelung der Mit- und Gegensystemkomponenten gegeben.

Die Übertragungsfunktion des in Gl. (6.42) verwendeten PR-Reglers  $H_{\alpha\beta}^{PR}(s)$  folgt nach Substitution der partiellen Übertragungsfunktionen  $H_{dq+}^{PI}(s)$  in Gl. (6.45) und  $H_{dq-}^{PI}(s)$  in Gl. (6.46) durch die Übertragungsfunktionen des mittels Park-Transformation transformierten PI-Reglers  $H_{dq}^{PI}(s)$  gem. Gl. (A.10) und Gl. (A.9) in Gl. (6.44)

$$H_{dq}^{PI}(s) = k_{p,PI} + \frac{k_{i,PI}}{s} \quad (6.44)$$

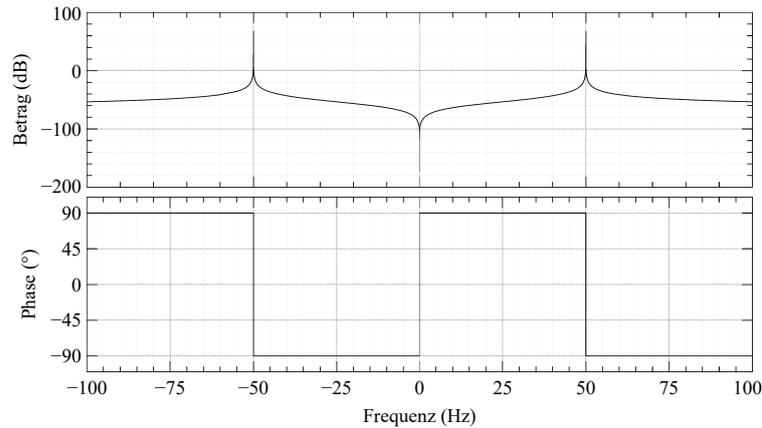
$$H_{dq+}^{PI}(s) = H_{dq}^{PI}(s + j\omega_r) = k_{p,PI} + \frac{k_{i,PI}}{s + j\omega_r} \quad (6.45)$$

$$H_{dq-}^{PI}(s) = H_{dq}^{PI}(s - j\omega_r) = k_{p,PI} + \frac{k_{i,PI}}{s - j\omega_r} \quad (6.46)$$

und anschließender Summation der Ergebnisse in Gl. (6.47).

$$H_{\alpha\beta}^{PR}(s) = H_{dq+}^{PI}(s) + H_{dq-}^{PI}(s) = 2 \left( k_{p,PI} + \frac{k_{i,PI}}{s^2 + \omega_r^2} \right) \quad (6.47)$$

Die Resonanzkreisfrequenz  $\omega_r = \omega_n = 2\pi \frac{d}{dt} \theta_{PLL}$  in Gl. (6.45), Gl. (6.46) und Gl. (6.47) ist gleich der Netzfrequenz sowie gleich der Ableitung des Transformationswinkels, der zur Transformation der Regelabweichung in die SRFs der DSRF-CC genutzt wird.

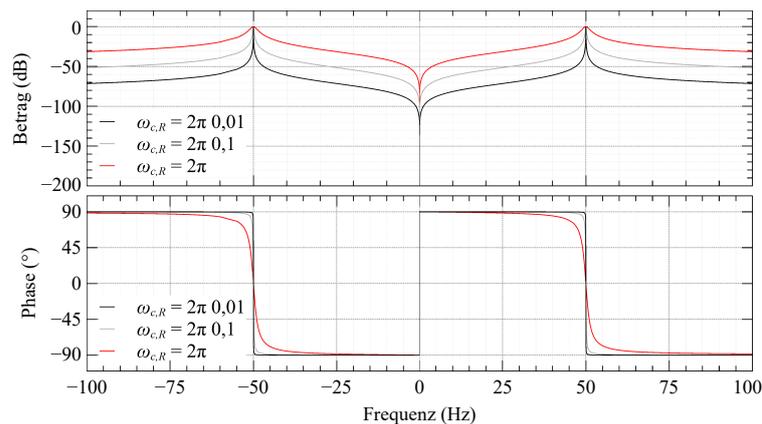


**Abbildung 6.26:** Bode-Diagramm des idealen resonanten Anteils des PR-Reglers  $H_{\alpha\beta}^{PR}(s)$  in Gl. (6.47)

Hinsichtlich der Funktionalität der PR-Regler basierten Stromregelung eines realen Systems folgt jedoch aus der Stabilitätsanalyse des PR-Reglers in Gl. (6.47), dass der resonante Anteil grenzstabil ist, da der Realteil der Pole  $p_{1,2} = \pm j\omega_r$  gleich null ist. Wird stattdessen anstelle des idealen PR-Reglers mit der Übertragungsfunktion in Gl. (6.47) der resonante Anteil mit der Übertragungsfunktion

$$H_R(s) = \frac{2k_{i,R}\omega_{c,R}s}{s^2 + 2\omega_{c,R}s + \omega_r^2} \quad \text{mit } \omega_{c,R} \ll \omega_r \quad (6.48)$$

verwendet, resultiert ein asymptotisch stabiler PR-Regler. Der resonante Anteil des PR-Reglers ist asymptotisch stabil, da der Realteil der Pole  $p_{1,2} = -\omega_{c,R} \pm j\sqrt{\omega_r^2 - \omega_{c,R}^2}$  negativ ist. Im Vergleich zum Bode-Diagramm des idealen PR-Reglers in Abb. 6.26 wird durch die modifizierte Übertragungsfunktion des resonanten Anteils in Gl. (6.48) der maximale Pegel des Amplitudengangs für  $\omega = \omega_r$  in Abb. 6.27 auf einen endlichen Wertebereich begrenzt. Zusätzlich wird die Bandbreite



**Abbildung 6.27:** Bode-Diagramm des resonanten Anteils  $H_R(s)$  in Gl. (6.48) für variable  $\omega_{c,R}$

der Bandpasscharakteristik gem. Abb. 6.27 durch die Grenzfrequenz  $\omega_{c,R} \ll \omega_r$  skalierbar, sodass die Sensibilität des resonanten Anteils bzgl. kleinster Variationen der Netzfrequenz reduziert wird. Um eine stationäre Regelgenauigkeit zu erzielen, ist der maximale Pegel des Amplitudengangs für  $\omega = \omega_r$  gem. Abb. 6.28 über den Verstärkungsfaktor  $k_{i,R}$  skalierbar, sodass die reduzierte Verstärkung des resonanten Anteils für  $\omega = \omega_r$  ausreichend kompensiert wird [65].

Weicht die Netzfrequenz  $\omega_n$  jedoch signifikant von der Resonanzfrequenz  $\omega_r$  ab, nach SDL-Wind

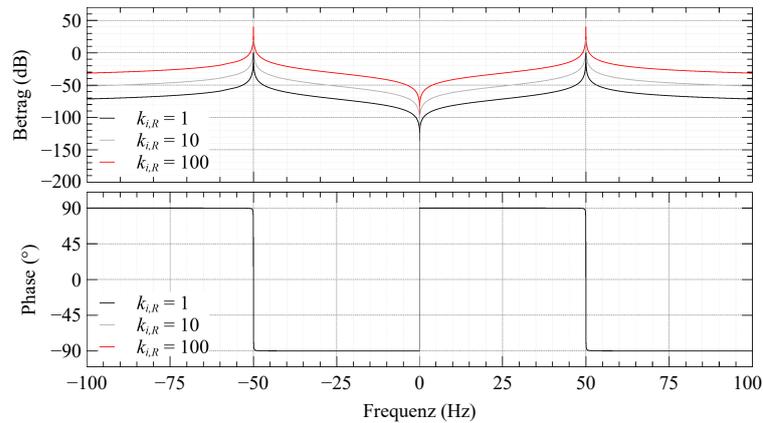


Abbildung 6.28: Bode-Diagramm des resonanten Anteils  $H_R(s)$  in Gl. (6.48) für variable  $k_{i,R}$

[2] ist der Verbleib der WKA am Netz für das Frequenzband  $47,5\text{ Hz} \leq \omega_n \leq 51,5\text{ Hz}$  gefordert, ist eine adäquate Regelung der Phasenströme mittels PR-CC auf Basis resonanter Anteile mit der Resonanzfrequenz  $\omega_r = 2\pi 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  sowie  $\omega_{c,R} \ll \omega_r$  nicht gegeben, da sich die fundamentale Größe der PR-Regler signifikant ändert. Daher muss die Resonanzfrequenz des resonanten Anteils  $\omega_r$  an die aktuelle Netzfrequenz  $\omega_n$  adaptiert werden. Dies kann zum einen durch eine zyklische Neuberechnung der Filterparameter des resonanten Anteils oder durch eine von der Nennabstastfrequenz  $f_{s,N}$  abweichende Abtast- bzw. Regelungsfrequenz  $f_s$  in Kombination mit konstanten Filterparametern erfolgen. Das Verhältnis der Abtastfrequenz  $f_s$  zur Nennabstastfrequenz  $f_{s,N}$  muss dabei jenem der Netzfrequenz  $\omega_n$  zur Nennnetzfrequenz  $\omega_N$  entsprechen. Infolgedessen wird durch die Anpassung der Nennabstastfrequenz von  $f_{s,N} = \frac{1}{T_{s,N}} = 6\text{ kHz}$  an eine beispielhafte Netzfrequenz von  $\omega_n = 2\pi 48 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ , die Abtastfrequenz auf  $f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{48}{50} \frac{1}{T_{s,N}} = 5,76\text{ kHz}$  sowie die Resonanzfrequenz des resonanten Anteils der Grundwelle ohne Anpassung der Filterparameter in Abb. 6.29 auf  $\omega_r = 2\pi 48 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  reduziert, sodass eine adäquate Regelung der Phasenströme auch bei signifikanter Abweichung der Netzfrequenz von der Nennnetzfrequenz gegeben ist.

Zur Veranschaulichung der Funktionalität der PR-CC wird wiederum die Einspeisung eines LSCs

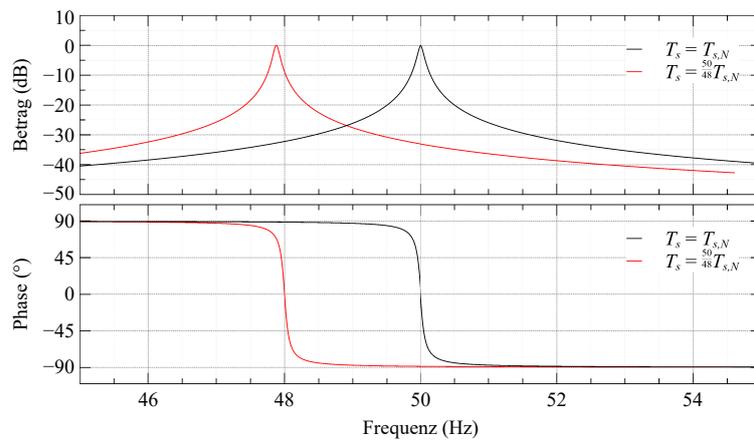
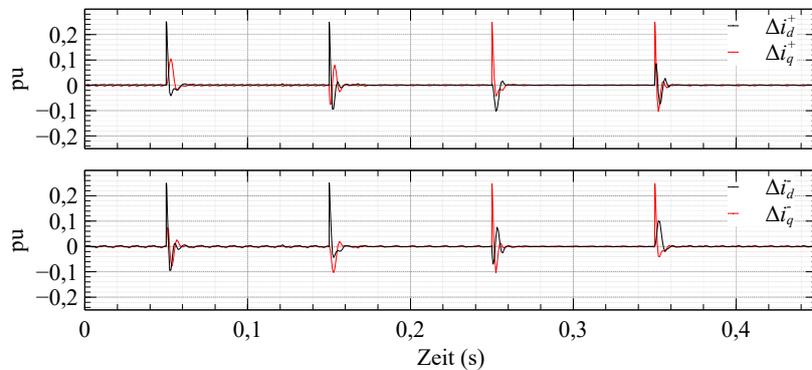


Abbildung 6.29: Bode-Diagramm des frequenzadaptiven resonanten Anteils  $H_R(s)$  in Gl. (6.48) für  $\omega_r = 2\pi 48\text{ rad s}^{-1}$  und  $\omega_r = 2\pi 50\text{ rad s}^{-1}$

simuliert, dessen Referenzströme  $i_d^{+*}$  und  $i_q^{+*}$  sowie  $i_d^{-*}$  und  $i_q^{-*}$  in Abb. 5.6 dargestellt sind. Die resultierenden Regelabweichungen im STRF, transformiert in das jeweilige SRF des Mit- und Ge-

gensystems, um eine Vergleichbarkeit zwischen der PR-CC der DSRF-CC, der DDSRF-CC und der EDDSRF-CC in Kap. 6.3.1 herzustellen, sind in Abb. 6.30 abgebildet.

Hinsichtlich der Regelgenauigkeit zeigt der Vergleich des frequenzselektiven PR-Reglers mit dem

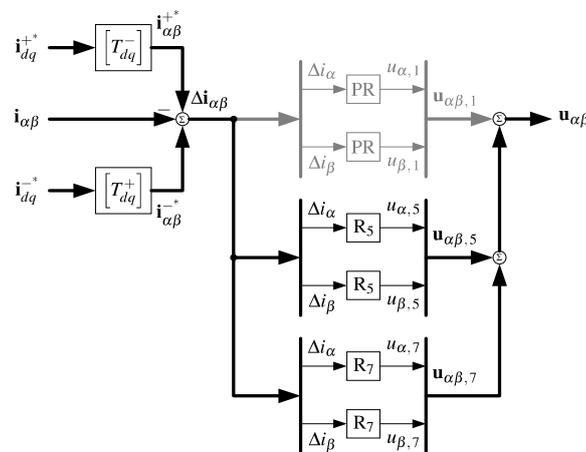


**Abbildung 6.30:** Regelabweichung der PR-CC im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems bei Regelung der Referenzströme  $i_d^+$  und  $i_q^+$  sowie  $i_d^-$  und  $i_q^-$  in Abb. 5.6

PI-Regler der Stromregelung auf Basis STRFs, dass in Analogie zum PI-Regler die transiente Regelgenauigkeit der PR-CC durch den proportionalen Anteil des PR-Reglers erzielt wird. Die stationäre Regelgenauigkeit des PR-Reglers resultiert aus der theoretisch unendlichen Verstärkung der mit  $\pm j\omega_r$  oszillierenden Frequenzanteile durch den resonanten Anteil des PR-Reglers. Die theoretisch unendliche Verstärkung der mit  $\pm j\omega_r$  oszillierenden Frequenzanteile, ist vergleichbar mit der unendlichen Verstärkung der Gleichanteile durch die, in den SRFs rotierenden, integralen Anteile der PI-Regler innerhalb der Stromregelungen auf Basis SRFs.

### 6.3.5 Kompensation harmonischer Stromüberschwingungen mittels PR-Reglern

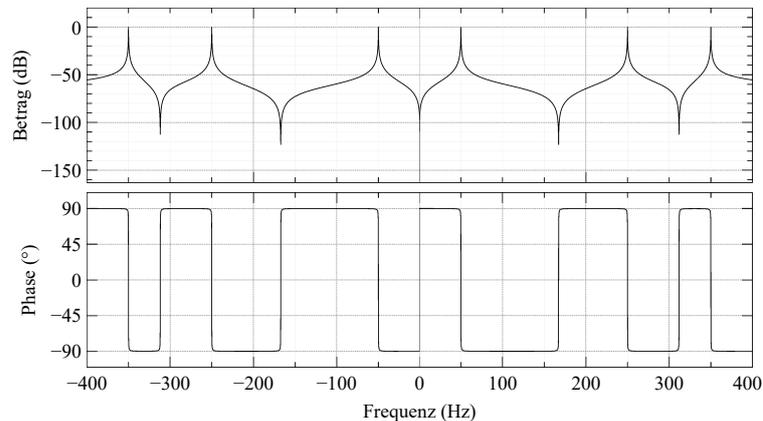
In Analogie zur EDDSRF-CC in Kap. 6.3.1 wird mittels PR-CC in Kap. 6.3.4 eine adäquate Regelung der Grundwellenströme im Mit- und Gegensystem erzielt, eine überschwingungsfreie Stromeinspeisung ist jedoch auf Basis dieser Regelstruktur ebenfalls nicht garantiert.



**Abbildung 6.31:** Strukturdiagramm der PR-CC mit parallelen Regelpfaden zur Kompensation der 5. und 7. harmonischen Oberschwingung im Mit- und Gegensystem basierend auf PR-Reglern im STRF

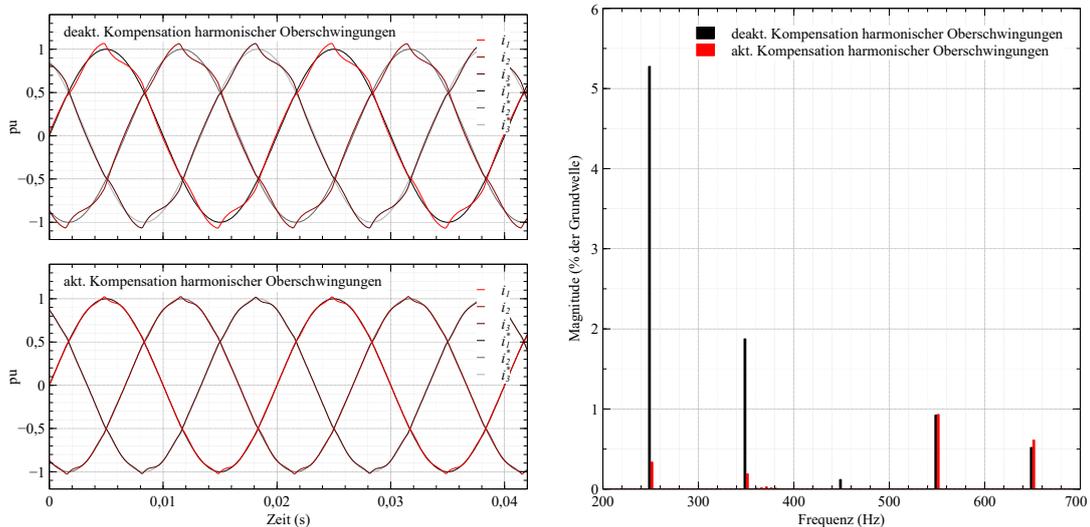
Daher wird die PR-CC in Abb. 6.25 zur Kompensation einzelner, harmonischer Stromüberschwingungen durch die Parallelschaltung weiterer resonanter Anteile mit der jeweiligen Resonanzfrequenz  $\omega_r = \omega_{r,h}$ , wobei  $\omega_{r,h}$  die Frequenz der jeweils zu kompensierenden harmonischen Oberschwingung ist, gem. Abb. 6.31 ergänzt.

Aufgrund der bzgl. des resonanten Anteils zur Regelung der Grundwelle in Kap. 6.3.4 äquivalenten



**Abbildung 6.32:** Bode-Diagramm der parallelen resonanten Anteile gem. Abb. 6.31 zur Regelung der Fundamentalfrequenz sowie der harmonischen Oberschwingungen

Entwicklung und Implementierung jedes einzelnen, resonanten Anteils zur Kompensation harmonischer Oberschwingungen, verfügen diese, mit Ausnahme der jeweiligen Resonanzfrequenz, über äquivalente Eigenschaften. Daher ist mittels eines resonanten Anteils gem. des Bode-Diagramms in Abb. 6.32 die simultane Regelung einzelner, harmonischer Oberschwingungen im Mit- und Gegensystem gegeben. Ebenso zeigt der Frequenzgang der resonanten Anteile in Abb. 6.32, dass das



**(a)** Verlauf der Referenz- und Phasenströme  $i_{123}^*$  und  $i_{123}$

**(b)** Frequenzspektrum der Phasenströme  $i_{123}$

**Abbildung 6.33:** Vergleich des Phasenstromverlaufs sowie des Frequenzspektrum der Phasenströme bei aktiver und inaktiver Kompensation harmonischer Oberschwingungen auf Basis der PR-CC

Regelverhalten der einzelnen Regelungsglieder durch die Frequenzselektivität jedes einzelnen reso-

nanten Anteils voneinander entkoppelt ist.

Zum Nachweis der Funktionalität der PR-Regler basierten Kompensation harmonischer Oberschwingungen wird wiederum die Einspeisung eines LSCs in das Oberschwingungsbehaftete Spannungssystem in Abb. 5.8 simuliert.

Bei deaktivierter Kompensation der harmonischen Oberschwingungen zeigt das resultierende Frequenzspektrum der Phasenströme für den Frequenzbereich 200 Hz-700 Hz in Abb. 6.33b äquivalent zum Frequenzspektrum der Phasenspannungen in Abb. 5.8b eine signifikante Überlagerung der Grundwellenströme durch die 5., 7., 9. und 11. harmonische Oberschwingung.

Durch Aktivierung der resonanten Anteile zur Kompensation der 5. und 7. harmonischen Oberschwingungen werden diese Frequenzkomponenten gem. des Frequenzspektrum der Phasenströme in Abb. 6.33b signifikant reduziert. Darüber hinaus treten im Gegensatz zum Frequenzspektrum in Abb. 6.23b nach Kompensation der harmonischen Oberschwingungen mittels der PI-Regler basierten Regelstruktur im Frequenzspektrum in Abb. 6.33b keine zwischenharmonische Oberschwingungen im Bereich der 5. und 7. harmonischen Oberschwingung auf.

### 6.3.6 Bewertung der Regelstruktur auf Basis von PR-Reglern im STRF

Zusammenfassend ist eine richtlinienkonforme Einspeisung der Phasenströme hinsichtlich der Grundwelle sowie der harmonischen Oberschwingungen auf Basis der PR-CC realisierbar. Aufgrund der frequenzselektiven Bandpasscharakteristik des resonanten Anteils ist die fundamentale Größe des PR-Reglers die Netzfrequenz. Da diese für das Mit- und Gegensystem gleich ist, ist eine simultane Regelung der Mit- und Gegensystemgrößen durch jeweils einen resonanten Anteil pro Stromkomponente im STRF insbesondere im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs, jedoch auch hinsichtlich der simultanen Kompensation harmonischer Oberschwingungen im Mit- und Gegensystem, gegeben. Da die EDDSRF-CC zur Regelung einer Frequenzkomponente im Mit- und Gegensystem zwei separate Regelpfade benötigt, wird die Komplexität der Stromregelstruktur durch Verwendung der PR-CC im Vergleich zur EDDSRF-CC signifikant reduziert. Zur Adaption der Resonanzfrequenz der resonanten Anteile der PR-Regler an die Netzfrequenz ist jedoch eine zyklische Neuberechnung der Filterparameter oder eine Anpassung der Schalt- respektive Abtastfrequenz in Abhängigkeit der prozentualen Abweichung der Netzfrequenz von der Nennfrequenz notwendig.

### 6.3.7 Implementierung des resonanten Anteils des PR-Reglers

Die Diskretisierung der Übertragungsfunktion des resonanten Anteils in Gl. (6.48) zur Implementierung des PR-Reglers in einem Mikrocontroller erfolgt auf Basis der Tustin-Approximation

$$s : \frac{2z-1}{T_s z+1}. \quad (6.49)$$

Da die Tustin-Approximation den Amplituden- und Phasengang einer zeitkontinuierlichen Übertragungsfunktionen hinreichend genau mittels konformer Abbildung in der zeitdiskreten z-Ebene abbildet, wird ein stabiles Filter in der zeitkontinuierlichen s-Ebene in ein stabiles Filter in der zeitdiskreten z-Ebene transformiert. Die Tustin-Approximation ist jedoch eine nichtlineare Transformation, da sie die Frequenzachse ( $j\omega$ -Achse) der s-Ebene auf den Einheitskreis, die linke s-Halbebene auf das Innere des Einheitskreises sowie die rechte s-Halbebene auf den Bereich außerhalb des Einheitskreises in der z-Ebene abbildet. Durch die Abbildung des unendlichen Wertebereichs  $-\infty \dots \infty$  der  $j\omega$ -Achse auf den endlichen Wertebereich  $-\pi/T_s \dots \pi/T_s$  des Einheitskreises wird die Frequenzachse komprimiert, sodass die Abbildung der Frequenzachse für kleine Frequenzen im Verhältnis zur Abtastzeit

nahezu linear ist, für steigende Frequenzen im Verhältnis zur Abtastzeit hingegen nichtlinear verzerrt wird [66].

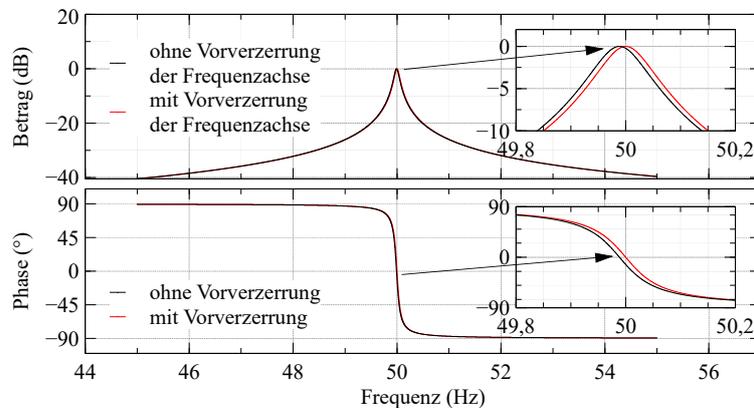
Bezogen auf die zu transformierende Übertragungsfunktion des resonanten Anteils folgt aus der nichtlinearen Verzerrung der Frequenzachse die Frequenzverschiebung des Amplituden- und Phasengangs in Abb. 6.34. Für die Frequenzbänder  $\omega \ll \omega_r$  und  $\omega \gg \omega_r$  der Bandpasscharakteristik ist die Frequenzverschiebung aufgrund der großen Dämpfung des Amplitudengang bedeutungslos. Für  $\omega = \omega_r$  hingegen hat insb. die Frequenzverschiebung des Phasengangs eine Phasenverschiebung der Ausgangsgröße des resonanten Anteils zur Folge, die sich negativ auf die Qualität der Stromregelung auswirkt.

Wird hingegen anstelle der standardisierten Tustin-Approximation in Gl. (6.49) die Approximation

$$s : \frac{\omega_{pf}}{\tan\left(\omega_{pf} \frac{T_s}{2}\right)} \frac{z-1}{z+1} \quad (6.50)$$

mit einer Vorverzerrung der Frequenzachse<sup>51</sup> verwendet, sind die Amplituden- und Phasengänge der zeitkontinuierlichen und der zeitdiskreten Übertragungsfunktionen für jene Frequenz, die der Vorverzerrungsfrequenz<sup>52</sup>  $\omega_{pf}$  entspricht, identisch. Unter der Voraussetzung, dass für die Vorverzerrungsfrequenz bzgl. der Resonanzfrequenz  $\omega_{pf} = \omega_r$  gilt, ist somit die Phasenverschiebung für die Resonanzfrequenz  $\omega_r$  in Abb. 6.34 gleich null. Für von der Vorverzerrungsfrequenz abweichende Frequenzen divergieren die Amplituden- und Phasengänge der zeitkontinuierlichen und der zeitdiskreten Übertragungsfunktionen.

Unabhängig von der Verwendung der Tustin-Approximation mit oder ohne Vorverzerrung der Fre-



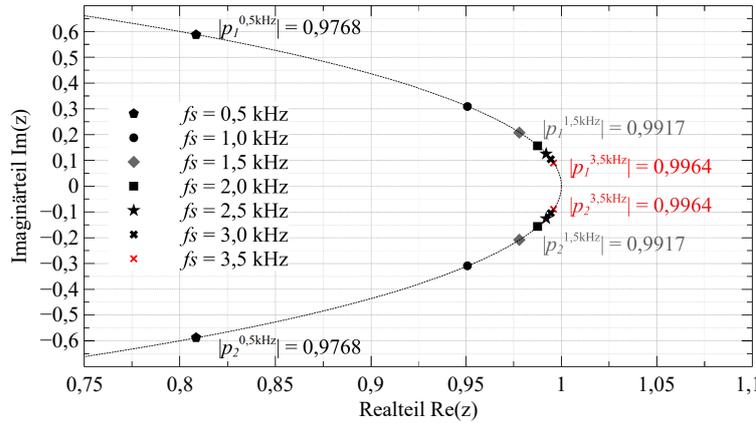
**Abbildung 6.34:** Vergleich der Bode-Diagramme des resonanten Anteils  $H_R(z)$  bei Transformation mit und ohne Vorverzerrung der Frequenzachse für  $\omega_{c,R} = 2\pi 0,05 \text{ rad s}^{-1}$ ,  $T_s = 1/6000 \text{ s}$  und  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$

quenzachse konvergieren jedoch die Zählerkoeffizienten  $b_0 \dots b_n$  der resultierenden Filterstruktur aufgrund der auf dem Shift-Operator  $q_z$  basierenden Approximation mit steigender Abtastfrequenz gegen null sowie die Nennerkoeffizienten  $a_0 \dots a_n$  gegen die Binomialkoeffizienten [67]. Aus der Konvergenz der Nennerkoeffizienten gegen die Binomialkoeffizienten folgt die Konvergenz der Pole der Übertragungsfunktion gegen  $z = 1$ , sodass die Pole in Abb. 6.35 mit steigender Abtastfrequenz an den Rand des Einheitskreises in der  $z$ -Ebene verschoben werden.

Durch die Kombination einer hohen Abtastfrequenz mit potentiellen Quantisierungs- oder Run-

<sup>51</sup>vgl. frequency prewarping

<sup>52</sup>vgl. prewarp frequency



**Abbildung 6.35:** Pol-Nullstellen-Diagramm des resonanten Anteils  $H_R(z)$  für variable Abtastfrequenzen

dingsfehlern in den resultierenden Filterparametern aufgrund der endlichen Genauigkeit infolge der Implementierung der Regelstruktur in einem Mikrocontroller und der Konvergenz der Nennerkoeffizienten gegen die Binomialkoeffizienten können einzelne Pole auf den Bereich außerhalb des Einheitskreises abgebildet werden. Da somit das Stabilitätskriterium für die asymptotische Stabilität eines Reglers in der zeitdiskreten  $z$ -Ebene, alle Pole der Übertragungsfunktion müssen innerhalb des Einheitskreises liegen, verletzt wird, würde ein instabiler Regler resultieren. Darüber hinaus kann der Amplituden- und Phasengang der implementierten Übertragungsfunktion infolge der Konvergenz der Zähler- und Nennerkoeffizienten in Kombination mit Quantisierungs- oder Rundungsfehler für große Abtastfrequenzen vom Amplituden- und Phasengang der Übertragungsfunktion des resonanten Anteils in der zeitkontinuierlichen  $s$ -Ebene abweichen.

Um die Stabilität des Reglers sowie die Konvergenz der Amplituden- und Phasengänge im kontinuierlichen und diskreten Frequenzbereich auch für hohe Abtastfrequenzen zu garantieren, wird daher anstelle der auf dem Schiebeoperator  $q_z$  basierenden bilinearen Transformation, die  $\delta_\gamma$ -Transformation auf Basis des Differenzoperators  $\delta_\gamma$ , die die Übertragungsfunktion aus der  $s$ -Ebene auf die  $\gamma$ -Ebene abbildet, zur Diskretisierung des resonanten Anteils angewendet [67] [68]. Da sich die Tustin-Approximation und die  $\delta_\gamma$ -Transformation durch die Art der Implementierung, jedoch nicht durch das zugrunde liegende Entwurfsverfahren unterscheiden [69], wird die  $\delta_\gamma$ -Transformation im Folgenden auf Basis der Tustin-Approximation entwickelt [70].

Wird der Differenzoperator  $\delta_\gamma$  auf einen abgetasteten Signalwert  $x_n$  angewendet, gilt per Definition

$$\delta_\gamma x_n = \frac{x_{n+1} - x_n}{\Delta_\gamma} \quad (6.51)$$

mit dem freien Optimierungsparameter  $\Delta_\gamma$ , der zunächst als Abtastzeit definiert wird. In Analogie gilt für die Anwendung des Schiebeoperators  $q_z$  auf einen abgetasteten Signalwert  $x_n$  per Definition

$$q_z x_n = x_{n+1}, \quad (6.52)$$

sodass das Verhältnis der Operatoren

$$\delta_\gamma = \frac{q_z - 1}{\Delta_\gamma} \quad (6.53)$$

folgt. Unter der Voraussetzung, dass das Verhältnis des Schiebeoperators  $q_z$  zum Differenzoperators  $\delta_\gamma$  gleich dem Verhältnis der assoziierten, komplexen Variablen in der  $z$ -Ebene und  $\gamma$ -Ebene ist, wird

die Transformationsvorschrift

$$\delta_\gamma^{-1} = \frac{\Delta_\gamma q_z^{-1}}{1 - q_z^{-1}} \rightarrow \gamma^{-1} = \frac{\Delta_\gamma z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (6.54)$$

zur Abbildung eines Systems aus der  $z$ -Ebene auf die  $\gamma$ -Ebene in [68] definiert.

Die Berechnung der Koeffizienten der Übertragungsfunktion in der  $\gamma$ -Ebene erfolgt in Gl. (6.55) durch einen Koeffizientenvergleich der gleichgesetzten Übertragungsfunktionen  $H_{\delta_\gamma}(\gamma)$  und  $H_{q_z}(z)$ , da durch die Anwendung des Differenzoperators  $\delta_\gamma$  auf eine zeitdiskrete Übertragungsfunktion in der  $z$ -Ebene eine äquivalente Übertragungsfunktion in der  $\gamma$ -Ebene mit einem Zähler- und Nennerpolynom gleichen Grads resultiert [68].

$$H_{q_z}(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = H_{\delta_\gamma}(\gamma) = \frac{\beta_0 + \beta_1 \gamma^{-1} + \beta_2 \gamma^{-2}}{\alpha_0 + \alpha_1 \gamma^{-1} + \alpha_2 \gamma^{-2}} \quad (6.55)$$

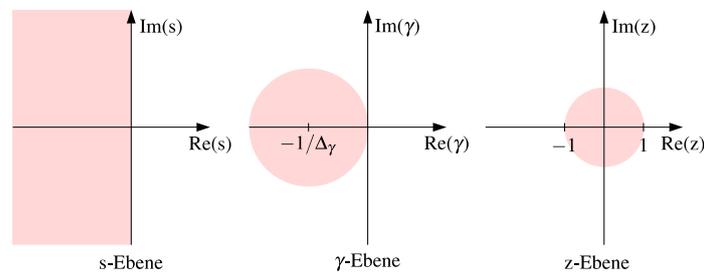
Nach Substitution der komplexen Variablen  $z^{-1} = \frac{\gamma^{-1}}{\Delta_\gamma + \gamma^{-1}}$  in Gl. (6.55) und anschließendem Koeffizientenvergleich folgt in Tab. 6.1 die Vorschrift zur Koeffiziententransformation. Die Analyse

**Tabelle 6.1:** Koeffiziententransformation aus der  $z$ -Ebene in die  $\gamma$ -Ebene

$\beta_0 = b_0$	$\alpha_0 = a_0$
$\beta_1 = \frac{2b_0 + b_1}{\Delta_\gamma}$	$\alpha_1 = \frac{2a_0 + a_1}{\Delta_\gamma}$
$\beta_2 = \frac{b_0 + b_1 + b_2}{\Delta_\gamma^2}$	$\alpha_2 = \frac{a_0 + a_1 + a_2}{\Delta_\gamma^2}$

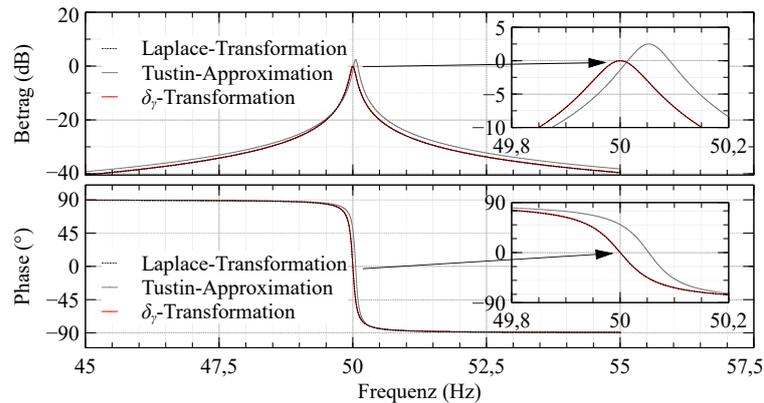
der  $\delta_\gamma$ -Transformation in [67], [68] und [69] zeigt, dass nach Anwendung der  $\delta_\gamma$ -Transformation anstatt der Tustin-Approximation, die Übertragungsfunktion in der zeitdiskreten  $\gamma$ -Ebene für die Abtastzeit  $\Delta_\gamma \rightarrow 0$  gegen die zugrunde liegende, kontinuierliche Übertragungsfunktion nach Laplace-Transformation konvergiert. Anschaulich wird der Unterschied zwischen der  $\delta_\gamma$ -Transformation und der Tustin-Approximation durch die Stabilitätsbereiche in den unterschiedlichen Ebenen in Abb. 6.36. Während sich der Stabilitätsbereich der Tustin-Approximation auf den Einheitskreis in der  $z$ -Ebene beschränkt, konvergiert der Stabilitätsbereich der  $\delta_\gamma$ -Transformation in der  $\gamma$ -Ebene für  $\Delta_\gamma \rightarrow 0$  gegen den der Laplace-Transformation in der  $s$ -Ebene.

Bezogen auf die Implementierung des resonanten Anteils in Gl. (6.48) resultiert aus der Konvergenz



**Abbildung 6.36:** Vergleich der Stabilitätsbereiche in der  $s$ -, der  $\gamma$ - und der  $z$ -Ebene

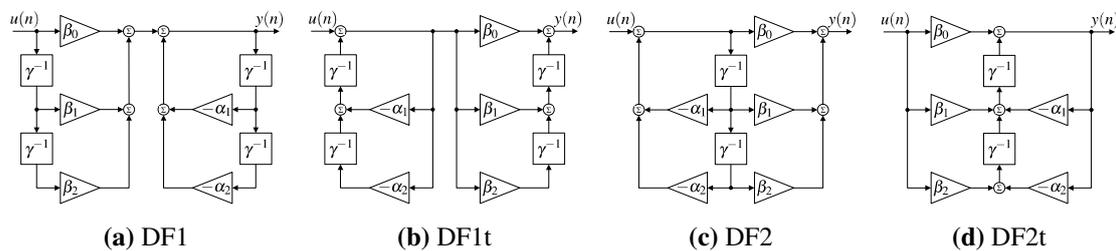
der Zähler- und Nennerkoeffizienten für  $T_s \rightarrow 0$  aufgrund der Tustin-Approximation in Kombination mit einer 16-Bit Quantisierung nach [71], bereits für die Abtastfrequenz von  $f_a = 6$  kHz eine gravierende Abweichung des Amplituden- und Phasengangs in Abb. 6.37 von dem zugrunde liegenden Frequenzgang der kontinuierlichen Übertragungsfunktion. Im Gegensatz dazu konvergiert der



**Abbildung 6.37:** Vergleich der Bode-Diagramme des resonanten Anteils  $H_R(s)$ ,  $H_R(z)$  und  $H_R(\gamma)$  für  $\Delta\gamma = \frac{1}{32}$ ,  $\omega_{c,R} = 2\pi 0,05 \text{ rad s}^{-1}$ ,  $T_s = 1/6000 \text{ s}$  und  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$

Amplituden- und Phasengang des resonanten Anteils nach  $\delta_\gamma$ -Transformation mit dem Frequenzgang der kontinuierlichen Übertragungsfunktion, sodass die Abweichung  $-4,9 \cdot 10^{-3} \text{ dB}$  zwischen den Amplitudengängen sowie  $0,389 \text{ Hz}$  zwischen den Phasengängen für  $\omega = \omega_r$  beträgt.

Die Implementierung des resonanten Anteils erfolgt als IIR-Filter<sup>53</sup> in Form einer BiQuad-Kaskade<sup>54</sup>, deren schematische Ableitung als Direkt-Form 1 (DF1) in Abb. 6.38a direkt aus der Übertragungsfunktion  $H_{\delta_\gamma}(\gamma)$  in Gl. (6.55) und der assoziierten Differenzgleichung resultiert. Da jedoch innerhalb



**Abbildung 6.38:** Blockstrukturen digitaler IIR-Filter (DF: Direkt-Form t: transponierte) [69]

der DF1-Struktur der instabile Pol  $p_1 = 1$  der inversen  $\gamma$ -Transformation in Gl. (6.54) nicht vor den inversen  $\gamma$ -Transformationen im Transversalanteil des Filters kompensiert wird, ist dieser Teil des IIR-Filters instabil [69], sodass die DF1-Struktur nicht zur Implementierung eines  $\delta_\gamma$ -Operator basierten IIR-Filters geeignet ist [72]. Im Gegensatz dazu werden die instabilen Pole der inversen  $\gamma$ -Transformation in der transponierten DF1- (DF1t), der Direkt-Form 2- (DF2) sowie der transponierten DF2-Struktur (DF2t) vor den Summationen kompensiert, sodass ein Überlauf verhindert wird [72]. Da die transponierte DF1t-Struktur intern eine Arithmetik mit doppelter Genauigkeit sowie im Vergleich zur DF2- respektive DF2t-Struktur die doppelte Anzahl von Verzögerungsgliedern in Form von  $\gamma^{-1}$ -Gliedern erfordert, sind insb. die DF2-Strukturen zur Implementierung des  $\delta_\gamma$ -Operator basierten IIR-Filters geeignet [69].

Die Quantisierung der Filterkoeffizienten erfolgt nach [71] mit der maximal zur Verfügung stehenden Auflösung aller Filterparameter. Mittels der initial als Abtastzeit definierten und nun als freier Optimierungsparameter verwendeten Variablen  $\Delta\gamma$  wird das Verhältnis zwischen der Auflösung der Filterkoeffizienten bzw. deren Rundungsfehler und dem Stabilitätsbereich in der  $\gamma$ -Ebene optimiert [67]. Um die zusätzlichen Multiplikationen innerhalb der  $\gamma^{-1}$ -Glieder durch Schiebeoperationen zu

<sup>53</sup>vgl. Infinite Impulse Response Filter

<sup>54</sup>vgl. biquadratic: die Übertragungsfunktion der Filterstruktur beschreibt das Verhältnis zweier Funktionen 2. Ordnung

ersetzen, wird  $\Delta_\gamma$  als Zweierpotenz, z. B.  $\Delta_\gamma = \frac{1}{32}$ , implementiert [69].

#### 6.4 Spannungseinbruchs- und Asymmetriedetektion

Die Detektion eines Spannungseinbruchs richtet sich nach dem Verlauf der Grenzlinien im Spannungs-Zeit-Diagramm in Abb. 3.1 der BDEW-MR [49], nach denen ein Netzfehler vorliegt, wenn für den kleinsten Effektivwert der verketteten Phasenspannungen  $\min(\mathbf{U}_{\Delta 123}) < 0,9U_{\Delta N}$  gilt. Da für den kleinsten Effektivwert der Strangspannungen während eines Netzfehlers ebenfalls  $\min(\mathbf{U}_{\lambda 123}) < 0,9U_{\lambda N}$  gilt, führt die Detektion von Netzfehlern anhand der Effektivwerte der Strangspannungen zu äquivalenten Ergebnissen.

Darüber hinaus erfolgt neben der Netzfehlererkennung eine Fallunterscheidung mittels Asymmetriedetektion, basierend auf den Effektivwerten der Mit- und Gegensystemspannung, um die divergierenden Anforderungen der dynamischen Netzstützung hinsichtlich eines symmetrischen oder asymmetrischen Spannungseinbruchs zu erfüllen. Ein symmetrischer Spannungseinbruch liegt vor, wenn für den Effektivwert der Mitsystemspannung  $U^+ < 0,9U_N$  sowie für den Effektivwert der Gegensystemspannung gleichzeitig  $0U_N \leq U^- \leq 0,1U_N$  gilt. Für  $U^+ < 0,9U_N$  und  $U^- > 0,1U_N$  befinden sich beide Effektivwerte außerhalb des jeweiligen Toleranzbands, sodass ein asymmetrischer Spannungseinbruch vorliegt.

Erfolgt die Berechnung der Strangspannungseffektivwerte  $\mathbf{U}_{\lambda 123} = \mathbf{U}_{123}$  auf Basis der Ausgangssignale des QSGs in Kap. 6.1.2 gem. Gl. (6.56)-(6.58)

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{u'_\alpha{}^2 + qu'_\alpha{}^2} \quad (6.56)$$

$$U_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(-\frac{1}{2}u'_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u'_\beta\right)^2 + \left(-\frac{1}{2}qu'_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}qu'_\beta\right)^2} \quad (6.57)$$

$$U_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(-\frac{1}{2}u'_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u'_\beta\right)^2 + \left(-\frac{1}{2}qu'_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}qu'_\beta\right)^2} \quad (6.58)$$

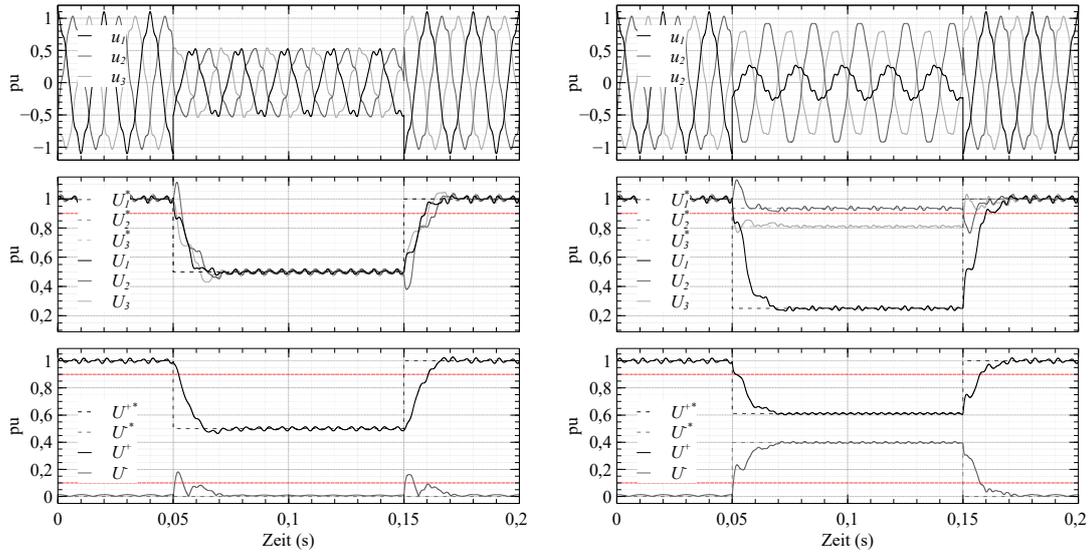
sowie die Ermittlung der Mit- und Gegensystemspannungseffektivwerte basierend auf den Ausgangssignalen des QSGs gem. Gl. (6.59) und Gl. (6.60)

$$U^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{2}(u'_\alpha - qu'_\beta)\right)^2 + \left(\frac{1}{2}(qu'_\alpha + u'_\beta)\right)^2} \quad (6.59)$$

$$U^- = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{2}(u'_\alpha + qu'_\beta)\right)^2 + \left(\frac{1}{2}(-qu'_\alpha + u'_\beta)\right)^2}, \quad (6.60)$$

so ist in Abhängigkeit von der durch den Verstärkungsfaktor  $k_{OSG}$  bestimmten Bandpasscharakteristik des SOGI basierten QSGs sowie in Abhängigkeit der harmonischen Verzerrung der Phasenspannungen eine Restwelligkeit in den resultierenden Effektivwerten während eines symmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 6.39a und während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 6.39b enthalten. Eine Reduzierung der Restwelligkeit wäre für  $k_{OSG} \rightarrow 0$  gegeben, jedoch würde gleichzeitig die Geschwindigkeit der Netzfehler- und Asymmetriedetektion reduziert, sodass die ermittelten Effektivwerte zu Beginn des Spannungseinbruchs sowie nach Spannungsrückkehr stärker von den Sollwerten abweichen würden.

Um eine vom Dämpfungsfaktors  $k_{OSG}$  der DSOGI-PLL in Gl. (6.20) unabhängige Netzfehler- und



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3 (b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,25e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

**Abbildung 6.39:** Verlauf der Strangspannungs- sowie der Mit- und Gegensystemspannungseffektivwerte in Abhängigkeit der Ausgangssignale der QSGs der DSOGI-PLL in Kombination mit einem breitbandigen PI-Regler und einem Dämpfungsfaktor  $k = \sqrt{2}$

Asymmetriedetektion höherer Güte zu erhalten, erfolgt die redundante Berechnung der Strangspannungs- sowie der Mit- und Gegensystemspannungseffektivwerte daher gem. IEC 61400-21 [26] auf Basis der Fourierkoeffizienten der Grundschwingung für eine Grundschwingungsperiode  $T_1$  in Gl. (6.61) und Gl. (6.62) mit der Frequenz der Grundschwingung  $f_1$ . Die Ermittlung der Fourierkoeffizienten ist beispielhaft für die Strangspannung in der Phase L1 angegeben und erfolgt für die weiteren Strangspannungen äquivalent.

$$u_{1,\cos} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t u_1(t) \cos(2\pi f_1 t) dt \quad (6.61)$$

$$u_{1,\sin} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t u_1(t) \sin(2\pi f_1 t) dt \quad (6.62)$$

Unter Verwendung der Fourierkoeffizienten in Gl. (6.61) und Gl. (6.62) resultiert in Gl. (6.63) der Effektivwert der Grundphasenspannung respektive der Strangspannung  $u_1$ .

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{u_{1,\cos}^2 + u_{1,\sin}^2} \quad (6.63)$$

Um eine signifikante Spannungsabweichung frühzeitig zu detektieren, erfolgt die Berechnung der Fourierkoeffizienten anstelle der Auswertung des Integrals einmal pro Grundschwingungsperiode fortlaufend auf Basis eines gleitenden Integrals, sodass die Effektivwerte der Strangspannungen in jedem Regelungstakt ermittelt werden. Die Anzahl der Stützstellen des gleitenden Integrals entspricht dem Verhältnis der Regelungsfrequenz zur Frequenz der Grundschwingung  $f_1$ , sodass für die Grundschwingungsfrequenz von  $f_1 = 50\text{Hz}$  sowie einer Regelungsfrequenz von  $f_s = 6\text{kHz}$  120 Stützstellen zur Auswertung des gleitenden Integrals genutzt werden. Da aufgrund der Adaption der

Resonanzfrequenzen der PR-Regler an die aktuelle Netzfrequenz in Kap. 6.3.4 eine Adaption der Schaltfrequenz respektive Regelungsfrequenz an die aktuellen Netzfrequenz erfolgt, ist die Anzahl der Stützstellen zur Auswertung des gleitenden Integrals konstant.

Die Berechnung der Mitsystemspannung unter Verwendung der Fourierkoeffizienten erfolgt auf Basis der Vektorkomponenten  $u_{\mathfrak{S}}^+$  und  $u_{\mathfrak{R}}^+$  der Mitsystemspannung in Gl. (6.64) und Gl. (6.65).

$$u_{\mathfrak{R}}^+ = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\cos} - u_{2,\cos} - u_{3,\cos} - \sqrt{3}(u_{3,\sin} - u_{2,\sin}) \right] \quad (6.64)$$

$$u_{\mathfrak{S}}^+ = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\sin} - u_{2,\sin} - u_{3,\sin} - \sqrt{3}(u_{2,\cos} - u_{3,\cos}) \right] \quad (6.65)$$

Der Effektivwert der Spannungen zwischen den Phasen der Mitkomponente resultiert in Gl. (6.66).

$$U_{\Delta}^+ = \sqrt{\frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^{+2} + u_{\mathfrak{S}}^{+2})} \quad (6.66)$$

Im Gegensatz zur Ermittlung der Mitsystemvektorkomponenten definiert die Norm IEC 61400-21 [26] keine Berechnungsvorschrift der Gegensystemvektorkomponenten zur Ermittlung des Effektivwerts der Gegensystemspannung. Diese sind jedoch aus jenen des Mitsystems gem. [73] durch Vertauschen der Fourierkoeffizienten der Phasen L2 und L3 in Gl. (6.67) und Gl. (6.68) abzuleiten.

$$u_{\mathfrak{R}}^- = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\cos} - u_{2,\cos} - u_{3,\cos} + \sqrt{3}(u_{3,\sin} - u_{2,\sin}) \right] \quad (6.67)$$

$$u_{\mathfrak{S}}^- = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\sin} - u_{2,\sin} - u_{3,\sin} + \sqrt{3}(u_{2,\cos} - u_{3,\cos}) \right] \quad (6.68)$$

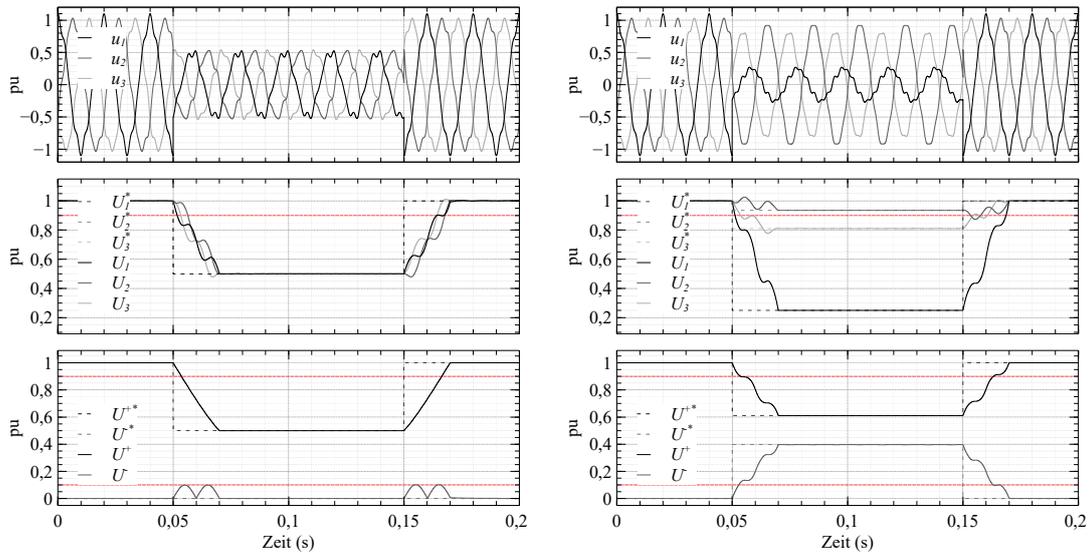
Der Effektivwert der Spannungen zwischen den Phasen der Gegenkomponente resultiert in Gl. (6.69).

$$U_{\Delta}^- = \sqrt{\frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^{-2} + u_{\mathfrak{S}}^{-2})} \quad (6.69)$$

Durch die Berechnung der Phasenspannungs- sowie der Mit- und Gegensystemspannungseffektivwerte auf Basis der Fourierkoeffizienten sind die resultierenden Effektivwerte während eines symmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 6.40a und während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 6.40b frei von Restwelligkeit. Gleichzeitig ist die Abweichung der ermittelten Effektivwerte von den Referenzwerten zu Beginn des Spannungseinbruchs sowie nach Spannungsrückkehr vergleichbar mit jener in Abb. 6.39a und Abb. 6.39b für  $k_{OSG} = \sqrt{2}$ .

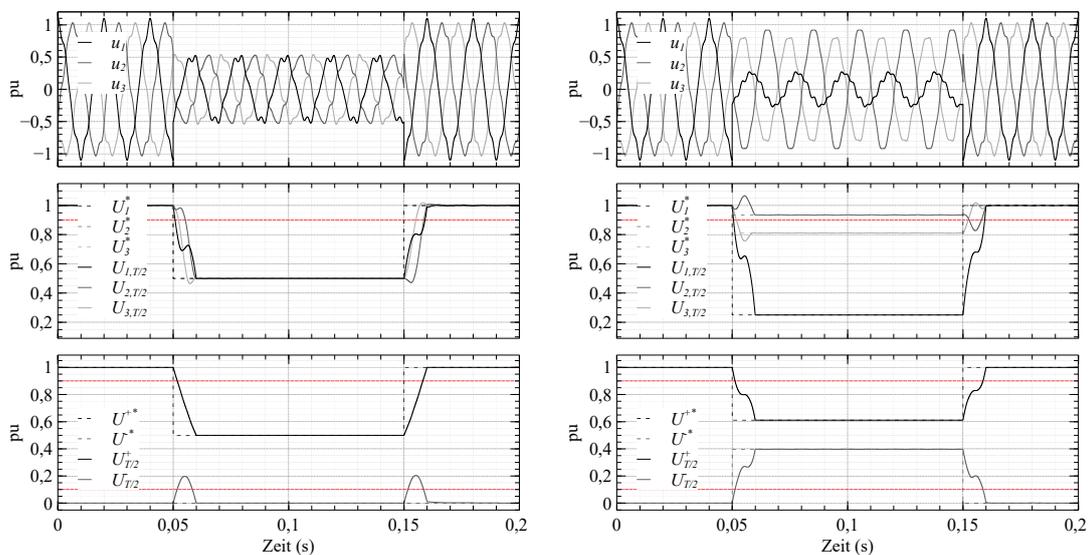
Um die Abweichung der ermittelten Effektivwerte von den Referenzwerten insb. zur schnelleren Detektion der Spannungsrückkehr zu minimieren, können anstelle der Effektivwerte der Grundschwingung die Halbschwingungseffektivwerte ermittelt werden. Der Vergleich der Effektivwerte in Abb. 6.40 und Abb. 6.41 zeigt, dass insb. die Detektion der Spannungsrückkehr auf Basis der Effektivwerte der Grundschwingung im Vergleich zur Detektion auf Basis der Halbschwingungseffektivwerte um ca. 10 ms verzögert erfolgt.

Im Gegensatz zum Effektivwert der Grundschwingung wird der Gleichanteil des Halbschwingungseffektivwerts jedoch im Falle einer zugrundeliegenden, gleichanteilbehafteten Strangspannung, bspw. hervorgerufen durch eine Fehlkalibrierung der Spannungsmessung, mit einer sinusförmigen Oszillation überlagert, deren Amplitude dem Gleichanteil entspricht und deren Frequenz gleich der Grundschwingungsfrequenz ist. Daher ist die Netzfehlererkennung auf Basis der Halbschwingungseffektivwerte der Strangspannungen nur in Verbindungen mit einer hinreichend exakten Spannungsmessung zu realisieren, unter Verwendung derer der Zustandsautomat der LVRT-Routine in Kap. 6.5 zur Realisierung der LVRT-Fähigkeit implementiert wird.



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3 (b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,25e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

**Abbildung 6.40:** Verlauf der 1-Perioden-Effektivwerte der jeweiligen Strang- sowie der Mit- und Gegensystemspannung in Abhängigkeit der 1-Perioden-Fourier-Koeffizienten gem. IEC 61400-21 [26]



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.3 (b) Asymmetrischen Spannungseinbruchs Typ F mit  $\underline{D} = 0,25e^{j30^\circ}$  gem. Abb. 2.6

**Abbildung 6.41:** Verlauf der Strangspannungsmomentan- sowie der Halbschwingungs-, Mit- und Gegensystemspannungseffektivwerte

## 6.5 Zustandsautomat der LVRT-Routine

In Abhängigkeit der Netzfehlererkennung unterteilt der aus vier Zuständen bestehenden Zustandsautomat der LVRT-Routine in Abb. 6.42 einen Netzfehler in drei Segmente.

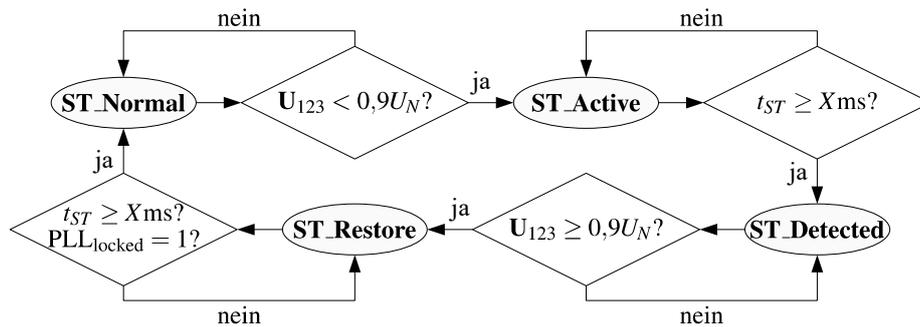


Abbildung 6.42: Zustandsautomat der LVRT-Routine

**ST\_Normal** Im Zustand **ST\_Normal** befinden sich die Effektivwerte der Phasenspannungen innerhalb des Toleranzbands von  $0,9U_N \leq U_{123} \leq 1,1U_N$ , der LSC arbeitet im Nennbetrieb. Sobald der Effektivwert einer Phasenspannung signifikant unter die Nennspannung sinkt  $U_{123} < 0,9U_N$ , liegt ein Netzfehler vor und der Zustandsautomat der LVRT-Routine wechselt, wie in Abb. 6.43 dargestellt, in den Zustand **ST\_Active**.

**ST\_Active** Der Zustand **ST\_Active** kennzeichnet jenes Segment des Netzfehlers, in dem mindestens ein Effektivwert der Phasenspannungen das Toleranzband verlässt und der Netzfehler eintritt. Um eine Überstromabschaltung aufgrund des transienten Netzzustands während dieses Segments des Netzfehlers zu verhindern, wird, vorausgesetzt im Moment der sprunghaften Netzspannungsänderung zu Beginn des Netzfehlers ist keine Überstromabschaltung erfolgt, eine Pulssperre aktiviert und die Leistungseinspeisung gestoppt. Die Dauer des Zustandes **ST\_Active** wird über einen Timer mit der Laufzeit  $t_{ST}$  gesteuert, die unter der Berücksichtigung der zu erzielenden Anschwingzeit des Blindstroms von  $t_a \leq 30 \text{ ms}$  ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.ii.a) in dem Wertebereich  $1 \text{ ms} \leq t_{ST} \leq 10 \text{ ms}$  frei parametrierbar ist. Nach Ablauf der Laufzeit  $t_{ST}$  wechselt der Zustandsautomat der LVRT-Routine gem. Abb. 6.43 in den Zustand **ST\_Detected**.

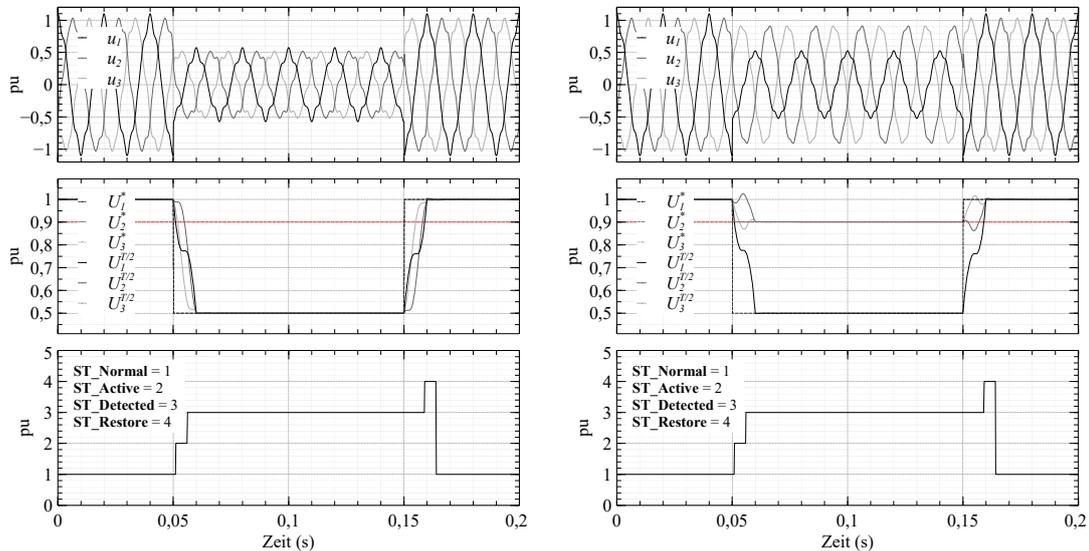
**ST\_Detected** Während des Zustandes **ST\_Detected** erfolgt nach Deaktivierung der Pulssperre die in Kap. 6.7 thematisierte, dynamische Netzstützung durch Blindstromeinspeisung. Da im Falle eines tiefen Spannungseinbruchs mit  $U_{123} < 0,05U_N$  eine Blindstromeinspeisung nicht zwingend erforderlich ist (Kap. 6.7) bleibt die Pulssperre in diesem Sonderfall aktiviert. Nach Detektion der Rückkehr der Effektivwerte der Phasenspannungen in das Toleranzband  $0,9U_N \leq U_{123} \leq 1,1U_N$  mittels Netzfehlererkennung, wird die dynamische Netzstützung gestoppt und der Zustandsautomat der LVRT-Routine wechselt gem. Abb. 6.43 in den Zustand **ST\_Restore**.

**ST\_Restore** Der Zustand **ST\_Restore** kennzeichnet jenes Segment des Netzfehlers, in dem die Effektivwerte der Phasenspannungen in das Toleranzband  $0,9U_N \leq U_{123} \leq 1,1U_N$  zurückkehren und der Netzfehler endet.

In Analogie zum Zustand **ST\_Active** wird im Zustand **ST\_Restore**, vorausgesetzt im Moment der sprunghaften Netzspannungsrückkehr ist keine Überstromabschaltung erfolgt, eine Pulssperre aktiviert und die Leistungseinspeisung gestoppt, um eine Überstromabschaltung aufgrund des transienten Netzzustands während dieses Segments des Netzfehlers zu verhindern. Die Dauer des Zustandes **ST\_Restore** wird wiederum über einen Timer mit der parametrierbaren Laufzeit  $1 \text{ ms} \leq t_{ST} \leq 10 \text{ ms}$  gesteuert.

Da im Falle eines symmetrischen Spannungseinbruchs „bei Spannungen  $\leq 0,05U_N$  kein Phasenwinkel mehr bestimmt werden kann“ [27], ist der Wechsel des Zustandsautomats in den Zustand **ST\_Normal** zusätzlich zum Ablauf der Laufzeit  $t_{ST}$  an die Bedingung geknüpft, dass

eine erfolgreiche Resynchronisierung des LSCs mit der Netzspannung auf Basis der PLL abgeschlossen ist.



(a) Symmetrischer Spannungseinbruch Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  gem. Abb. 2.3 (b) Asymmetrischer Spannungseinbruch Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  gem. Abb. 2.3

**Abbildung 6.43:** Verlauf der Strangspannungsmomentan- und Halbschwingungseffektivwerte sowie jener der LVRT-Routinezustände in Abhängigkeit der Netzfehlererkennung

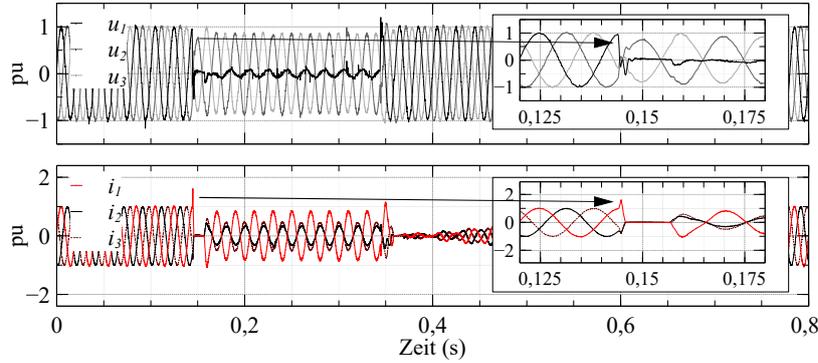
## 6.6 Fehlerklärung nach Überstromabschaltung im Netzfehlerfall

Gemäß der Spezifikationen der SDLWindV [2] in Kap. 3.3.1 dürfen „Einpolige, zweipolige und dreipolige Kurzschlüsse (jeweils mit und ohne Erdberührung) oder störungsbedingte symmetrische und unsymmetrische Spannungseinbrüche [...] nicht zur Instabilität der Windenergie-Erzeugungsanlage oder zu ihrer Trennung vom Netz führen.“ Aufgrund der sprunghaften Spannungsänderung einer oder mehrere Phasenspannungen zu Beginn oder während der Auflösung eines Netzfehlers tendiert der LSC jedoch gem. des Simulationsergebnisses in Abb. 5.10 zu einer Überstromabschaltung, da die Stromregelung in Kombination mit der Vorsteuerung der Phasenspannungen insbesondere aufgrund der Totzeit im Regelkreis nicht mit ausreichender Dynamik auf die sprunghafte Spannungsänderung reagiert. Nach Detektion eines Überstroms erfolgt die Generierung einer Fehlermeldung seitens des LSCs an die übergeordnete Anlagensteuerung und Trennung der WKA durch unverzügliches Öffnen der Leistungsschalter vom Netz, sodass keine Stromeinspeisung während des Netzfehlers in Abb. 5.10 erfolgt.

Um den LSC vor Beschädigungen durch Überströme zu schützen und gleichzeitig eine, gem. den NARs unzulässige Trennung der WKA vom Netz zu verhindern, muss im Falle einer Überstromdetektion grundsätzlich eine Pulssperre aktiviert werden. Die Generierung der Fehlermeldung an die übergeordnete Steuerung wird jedoch, falls die Detektion des Überstroms aufgrund eines Spannungseinbruchs der Netzspannung erfolgt und somit eine spezifische Ursache für den Überstrom existiert, verhindert, sodass diese die WKA nicht vom Netz trennt.

Die Abgrenzung der Überstromdetektion aufgrund einer sprunghaften Spannungsänderung der Netzspannung von einer unspezifischen Ursache für eine Überstromdetektion erfolgt unter Verwendung der Netzfehlererkennung in Kap. 6.4 sowie der Zustände der LVRT-Routine in Kap. 6.5.

Grundsätzlich ist eine Überstromdetektion nur während der Zustände **ST\_Normal** und **ST\_Detected** möglich, da nach Detektion eines Spannungseinbruchs oder der Spannungsrückkehr eine Pulssperre während der Zuständen **ST\_Active** und **ST\_Restore** aktiviert ist. Wird in einem der verbleibenden Zustände **ST\_Normal** oder **ST\_Detected** ein Überstrom detektiert, wird die Stromeinspeisung in Abb. 6.44 zunächst mittels Pulssperre unmittelbar gestoppt. Erfolgt im Anschluss an die Überstrom-



**Abbildung 6.44:** Fehlerklärung nach Überstromabschaltung infolge eines asymmetrischen Spannungseinbruchs

detektion zum Zeitpunkt  $t = t_{oc}$  innerhalb von  $t \leq t_{oc} + 10 \text{ ms}$  ein Wechsel des Zustands der LVRT-Routine von **ST\_Normal** zu **ST\_Active** oder von **ST\_Detected** zu **ST\_Restore**, ist die Ursache der Überstromdetektion auf eine sprunghafte Netzspannungsänderung zurückzuführen. Infolgedessen wird die Fehlermeldung an die übergeordnete Anlagensteuerung seitens des LSCs unterdrückt und die Stromeinspeisung im Zustand **ST\_Detected** oder **ST\_Normal** fortgesetzt, andernfalls wird die WKA durch Öffnen der Leistungsschalter vom Netz getrennt.

Die Spezifikation der Verzögerung von  $t \leq t_{oc} + 10 \text{ ms}$  hinsichtlich der Fehlermeldung an die übergeordnete Anlagensteuerung und Trennung der WKA vom Netz resultiert aus der zeitlichen Verzögerung der Netzfehlererkennung aufgrund der Berechnung der Halbschwingungseffektivwerte mittels gleitendem Integral, insb. bei Rückkehr der Effektivwerte der Phasenspannungen in das Toleranzband in Abb. 6.40 respektive Abb. 6.41.

## 6.7 Strategien zur Leistungseinspeisung im Netzfehlerfall

Die Leistungseinspeisung während eines Netzfehlers richtet sich nach den Spezifikationen der SDLWindV in Kap. 3.3. Die SDLWindV priorisiert die dynamische Netzstützung durch Blindstromeinspeisung, sodass die Wirkleistungseinspeisung zugunsten der Blindleistungseinspeisung beliebig abgesenkt werden kann ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.vi).

Zusammengefasst fordert die SDLWindV die Einspeisung eines Mitsystemblindstroms mit dem Effektivwert  $I_B^+$ , der gleich der Summe des Vorfehlerblindstroms  $I_{B,0}^+$  und der Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+$  im Mitsystem ist. Die geforderte Blindstromabweichung

$$\Delta I_B^+ = k \frac{\Delta U_r}{U_N} I_N \quad \text{mit} \quad \Delta U_r = 0,9 U_N - U^+ \quad \text{und} \quad U_t = 0,1 U_N \quad (6.70)$$

folgt nach Äquivalenzumformung von Gl. (3.1) in Abhängigkeit des Effektivwerts der Mitsystemspannung  $U^+$  respektive der relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  und des k-Faktors  $k$ . Während eines symmetrischen Spannungseinbruchs muss die EZE technisch in der Lage sein, einen Mitsystemblindstrom  $I_B^+ \geq 0,1 I_N$  ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v.a) sowie während eines asymmetrischen

Spannungseinbruchs einen Mitsystemblindstrom  $I_B^+ \geq 0,4 I_N$  ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v.b) einzuprägen. Gleichzeitig darf die dynamische Netzstützung jedoch nicht zu einem Anstieg der Spannungseffektivwerte in den nicht fehlerbehafteten Phasen auf  $U_{123} > 1,1 U_N$  während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs führen ([49] Kap. 2.5.1.2).

Da die SDLWindV lediglich die Blindstromeinspeisung im Mitsystem in Abhängigkeit der Spannungseinbruchstiefe spezifiziert, kann die Leistungseinspeisung während eines Spannungseinbruchs hinsichtlich verschiedener Aspekte wie bspw. einer zusätzlichen Wirkleistungseinspeisung oder der Reduktion von Momentanleistungsoszillationen auf Basis unterschiedlicher Strategien zur Leistungseinspeisung optimiert werden. Um die Auswirkung der Leistungseinspeisung im Mit- und ggf. im Gegensystem auf die Momentanleistung zu analysieren erfolgt daher in Kap. 6.7.1 zunächst eine allgemeine Berechnung der resultierenden Momentanwirk- und -blindleistung auf Basis der IPT<sup>55</sup> [74] im SRF der Mitsystemspannung.

Unabhängig von der Strategie zur Leistungseinspeisung wird der maximal einspeisbare Phasenstrom durch den Nennstrom des LSCs begrenzt. Während die Leistungs- respektive Strombegrenzung bei Einspeisung symmetrischer Ströme trivial ist, unterscheiden sich die Spitzenwerte der einzelnen Phasenströme im Falle einer asymmetrischen Stromeinspeisung in Abhängigkeit der Phasenlage der Mit- und Gegensystemspannung sowie der angewandten Strategie zur Leistungseinspeisung. Um eine Trennung der WKA vom Netz durch eine Überstromdetektion in einer einzelnen Phase zu vermeiden, ist daher die Ermittlung der maximal einspeisbaren Wirk- und Blindleistung respektive Wirk- und Blindströme in Abhängigkeit der Effektivwerte und der Phasenlage der Mit- und Gegensystemspannung sowie eine Begrenzung der Referenzströme auf diese, wie im folgenden Kap. 6.7.2 diskutiert, zwingend erforderlich.

Zur Veranschaulichung sowie zur qualitativen Analyse der unterschiedlichen Strategien zur Leistungseinspeisung während der in Tab. 2.2 gelisteten Spannungseinbrüche wird die jeweilige Leistungseinspeisung mittels eines vereinfachten Modells des LSCs in das Netzsegment, bestehend aus einem 110 kV-, einem 30 kV- und einem 10 kV-Teilabschnitt, in Abb. 6.45 simuliert. Die in Tab. 6.2

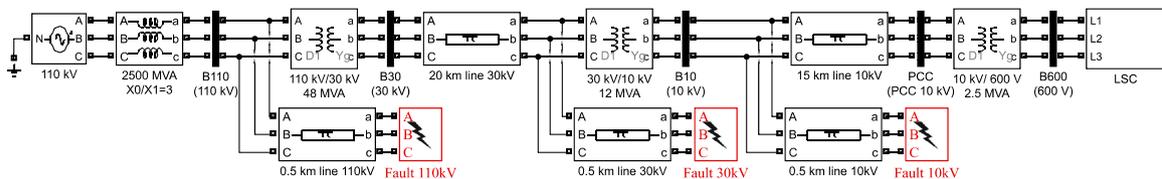


Abbildung 6.45: Simulationsmodell zur Validierung der dynamischen Netzstützung

angegebene Parametrierung der einzelnen Modellkomponenten erfolgt unter Berücksichtigung der Richtwerte einzelner Netzkomponenten in [75]. Um die zulässige Spannungsänderung durch den ohmschen Anteil der Freileitung auf  $\Delta u_{\%,\max} \leq 2\%$  für  $\cos \phi = 1$  nach Gl. (6.71) zu begrenzen, wird im Simulationsmodell auf allen Spannungsebenen der gleiche Typ Freileitung verwendet. Die Länge jedes einzelnen Teilstücks ist in Abb. 6.45 gegeben.

$$\Delta u_{\%,\max} = \frac{S_{\max} (R_{FL}^{+-} \cos \phi \pm X_{FL}^{+-} \sin \phi)}{U_N^2} \stackrel{!}{\leq} 2\% \quad (6.71)$$

Als Simulationsergebnis werden jeweils die Momentanwerte der Phasenspannungen und -ströme, die Momentanwirk- und -blindleistung sowie die Effektivwerte der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung, des Mit- und Gegensystemblindstroms sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms dargestellt. Während die Ermittlung der Momentanwirk- und -blindleistung auf Basis der IPT gem. Gl. (6.72) erfolgt, werden die Effektivwerte unter Verwendung der Fourier-Koeffizienten und den

<sup>55</sup>vgl. Instantaneous Power Theory

**Tabelle 6.2:** Elektrische Parameter Simulationsmodell

Netzmodell	$U_N$	$S_N$	$R_n^{+- (1)}$	$X_n^{+- (1)}$	$R_n^{0(2)}$	$X_n^{0(2)}$
<b>110 kV</b>	110 kV	2,5 GVA	0,48 $\Omega$	4,86 $\Omega$	1,45 $\Omega$	14,44 $\Omega$
Transformatoren <sup>(3)(4)</sup>	$U_P/U_S$	$S_N$	$u_k$	Typ		
<b>110 kV/30 kV</b>	110 kV/30 kV	48 MVA	12 %	Dyn1		
<b>30 kV/10 kV</b>	30 kV/10 kV	12 MVA	10 %	Dyn1		
<b>10 kV/600 V</b>	10 kV/600 V	3 MVA	6 %	Dyn1		
Freileitungen	$R_{FL}^{+-}$	$L_{FL}^{+-}$	$C_{FL}^{+-}$	$R_{FL}^0$	$L_{FL}^0$	$C_{FL}^0$
<b>Al/St 265/35</b>	109 m $\Omega$ /km	1,0 mH/km	12 nF/km	254 m $\Omega$ /km	4,8 mH/km	4,4 nF/km

$$^{(1)} \frac{R^{+-}}{Z^{+-}} = 0,1 [75] \quad ^{(2)} Z^0 = 3Z^{+-} [75] \quad ^{(3)} R_T = 0,2X_T [75] \quad ^{(4)} X_T \approx Z_T [75]$$

daraus resultierenden Spannungs- und Stromvektorkomponenten gem. den Gleichungen in Anh. B berechnet. Entsprechend des verwendeten Zählpeilsystems wirken sich resultierende, positive Blindströme spannungshebend und negative Blindströme spannungssenkend auf die Netzspannung aus.

### 6.7.1 Berechnung der Momentanleistung im SRF des Mitsystems

Gemäß der IPT [74] ist die komplexe Momentanscheinleistung

$$\underline{s} = \underline{u}_{\alpha\beta} \underline{i}_{\alpha\beta}^* = (u_\alpha + ju_\beta) (i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta)}_q \quad (6.72)$$

gleich dem Produkt des komplexen Spannungsphasors  $\underline{u}_{\alpha\beta}$  und des konjugiert komplexen Stromvektors  $\underline{i}_{\alpha\beta}^*$  im STRF. Die Berechnung der Scheinleistung gem. Gl. (6.72) ist jedoch nur gültig, wenn die leistungsinvariante Transformationsvorschrift der Clarke-Transformation auf Basis der unitären Transformationsmatrix  $\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta}^u \end{bmatrix}$  in Gl. (6.73) verwendet wird.

$$\begin{bmatrix} T_{\alpha\beta}^u \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} T_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (6.73)$$

Andernfalls sind alle folgenden Schein- Wirk- oder Blindleistungskomponenten in Abhängigkeit der Strom- und Spannungsphasoren im SRF oder STRF mit dem Faktor  $\frac{3}{2}$  zu multiplizieren. Äquivalent zur Definition der komplexen Momentanscheinleistung  $\underline{s}$  auf Basis der Spannungs- und Stromphasoren im STRF in Gl. (6.72) folgt die komplexe Momentanscheinleistung

$$\underline{s} = \underline{u}_{dq}^+ \underline{i}_{dq}^{+*} = (u_d^+ + ju_q^+) (i_d^+ - ji_q^+) = \underbrace{(u_d^+ i_d^+ + u_q^+ i_q^+)}_p + j \underbrace{(u_q^+ i_d^+ - u_d^+ i_q^+)}_q \quad (6.74)$$

als Summe der Momentanwirk- und -blindleistung  $p$  und  $q$  in Abhängigkeit des komplexen Spannungsphasors  $\underline{u}_{dq}^+$  und des konjugiert komplexen Stromphasors  $\underline{i}_{dq}^{+*}$  im SRF des Mitsystems.

Um die Momentanwirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$  in Abhängigkeit der Gleichanteile  $\bar{u}_{d,q}^+$ ,  $\bar{i}_{d,q}^+$ ,  $\bar{u}_{d,q}^-$  sowie  $\bar{i}_{d,q}^-$  der komplexen Spannungs- und Stromphasoren im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems zu ermitteln, werden zunächst die Spannungsphasoren  $u_d^+$  und  $u_q^+$  in Gl. (6.74),

vorausgesetzt für die Spannungskomponenten  $\bar{u}_q^+$  und  $\bar{u}_q^-$  gilt aufgrund der Netzsynchronisierung  $\bar{u}_q^+ = \bar{u}_q^- = 0$  sowie für die Phasenlage der Mit- und Gegensystemkomponenten  $\Theta^+ = \Theta^-$ , mittels Gl. (6.75) und Gl. (6.76) substituiert.

$$u_d^+ = \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \cos(-2\omega t) \quad (6.75)$$

$$u_q^+ = \bar{u}_d^- \sin(-2\omega t) \quad (6.76)$$

Gilt für die Phasenlage der Mit- und Gegensystemkomponenten  $\Theta^+ \neq \Theta^-$ , sind im Bezug auf die Momentanleistungen alle, mit der doppelten Netzfrequenz oszillierenden Terme um den Winkel  $\Delta\Theta = \Theta^- - \Theta^+$  phasenverschoben.

Die Stromkomponenten  $i_d^+$  und  $i_q^+$  in Gl. (6.74) werden in Abhängigkeit der Gleichanteile  $\bar{i}_{d,q}^+$  sowie  $\bar{i}_{d,q}^-$  der komplexen Stromphasoren im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems mittels Gl. (6.77) und Gl. (6.78) substituiert.

$$i_d^+ = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- \cos(-2\omega t) - \bar{i}_q^- \sin(-2\omega t) \quad (6.77)$$

$$i_q^+ = \bar{i}_q^+ + \bar{i}_d^- \sin(-2\omega t) + \bar{i}_q^- \cos(-2\omega t) \quad (6.78)$$

Die resultierende Momentanwirkleistung  $p$  in Gl. (6.79) ist aufgrund der Kreuzkopplung der Mit- und Gegensystemspannungen mit den Mit- und Gegensystemwirk- und -blindströmen gleich der Summe eines Wirkleistungsgleichanteils  $\bar{p}$  und zweier oszillierender Wirkleistungswechselanteile  $\tilde{p}_p$  und  $\tilde{p}_q$ .

$$p = \underbrace{\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^-}_{\bar{p}} + \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\tilde{p}_p} \cos(-2\omega t) + \underbrace{(-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+)}_{\tilde{p}_q} \sin(-2\omega t) \quad (6.79)$$

In Analogie zur Momentanwirkleistung  $p$  ist die Momentanblindleistung  $q$  in Gl. (6.80) ebenfalls aufgrund der Kreuzkopplung der Mit- und Gegensystemspannungen und -strömen gleich der Summe eines Blindleistungsgleichanteils  $\bar{q}$  und zweier oszillierender Blindleistungswechselanteile  $\tilde{q}_q$  und  $\tilde{q}_p$ .

$$q = \underbrace{-(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-)}_{\bar{q}} - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+)}_{\tilde{q}_q} \cos(-2\omega t) - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\tilde{q}_p} \sin(-2\omega t) \quad (6.80)$$

## 6.7.2 Leistungs- und Phasenstrombegrenzung bei asymmetrischen Stromeinspeisung

In Abhängigkeit der gewählten Strategie zur Leistungseinspeisung während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs erfolgt die gleichzeitige Einspeisung von Wirk- und Blindstrom respektive Wirk- und Blindleistung im Mit- und Gegensystem. Für den resultierenden Gleichanteil der Momentanwirkleistung  $\bar{p} = \bar{p}^+ + \bar{p}^-$  ergeben sich daher grundsätzlich vier realisierbare Kombinationen aus positiver und negativer Wirkleistung, die in Abhängigkeit der jeweiligen Wirkströme im Mit- und Gegensystem in Tab. 6.3 zusammengefasst sind. Der Gleichanteil der Momentanblindleistung  $\bar{q} = \bar{q}^+ + \bar{q}^-$  folgt in Analogie aus den in Tab. 6.4 aufgeführten Kombinationen der Blindleistungen im Mit- und Gegensystem.

Die Analyse der gleichzeitigen Leistungs- respektive Stromeinspeisung hinsichtlich des Einflusses auf den Spitzenwert der einzelnen Phasenströme erfolgt nach [22] mittels grafischer Entwicklung der Wirkstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$  in Abb. 6.46a sowie der Blindstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$  in Abb. 6.46b in der  $\alpha\beta$ -Ebene im Falle eines beispielhaften asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C gem. Abb. 2.3. Bei Einspeisung oder Aufnahme eines Wirkleistungsgleichanteils  $\bar{p} = \bar{p}_{\max}$  oder  $\bar{p} = \bar{p}_{\min}$  resultiert aus der Projektion der Wirkstromkomponenten  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems auf die  $\alpha\beta$ -Ebene die elliptische Wirkstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$ ,

**Tabelle 6.3:** Kombinationen der Mit- und Gegensystemwirkleistung und -ströme

Strategie	Leistungs- und Stromkomponenten				Ausrichtung von $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$
$\bar{p}_{\max}$	$\bar{p}^+ > 0$	$\bar{p}^- > 0$	$\bar{i}_d^+ > 0$	$\bar{i}_d^- > 0$	$\alpha$ -Achse für $\Theta^+ = \Theta^-$
$\bar{p}_{\min}$	$\bar{p}^+ < 0$	$\bar{p}^- < 0$	$\bar{i}_d^+ < 0$	$\bar{i}_d^- < 0$	
$\bar{p}_{\bar{p}^+ > 0}$	$\bar{p}^+ > 0$	$\bar{p}^- < 0$	$\bar{i}_d^+ > 0$	$\bar{i}_d^- < 0$	$\beta$ -Achse für $\Theta^+ = \Theta^-$
$\bar{p}_{\bar{p}^- < 0}$	$\bar{p}^+ < 0$	$\bar{p}^- > 0$	$\bar{i}_d^+ < 0$	$\bar{i}_d^- > 0$	

**Tabelle 6.4:** Kombinationen der Mit- und Gegensystemblindleistung und -ströme

Strategie	Leistungs- und Stromkomponenten				Ausrichtung von $i_{\alpha\beta,q}$
$\bar{q}_{\max}$	$\bar{q}^+ > 0$	$\bar{q}^- > 0$	$\bar{i}_q^+ < 0$	$\bar{i}_q^- < 0$	$\beta$ -Achse für $\Theta^+ = \Theta^-$
$\bar{q}_{\min}$	$\bar{q}^+ < 0$	$\bar{q}^- < 0$	$\bar{i}_q^+ > 0$	$\bar{i}_q^- > 0$	
$\bar{q}_{\bar{q}^+ > 0}$	$\bar{q}^+ > 0$	$\bar{q}^- < 0$	$\bar{i}_q^+ < 0$	$\bar{i}_q^- > 0$	$\alpha$ -Achse für $\Theta^+ = \Theta^-$
$\bar{q}_{\bar{q}^- < 0}$	$\bar{q}^+ < 0$	$\bar{q}^- > 0$	$\bar{i}_q^+ > 0$	$\bar{i}_q^- < 0$	

die entlang der  $\alpha$ -Achse ausgerichtet ist, falls für die Phasenlage der Mit- und Gegensystemspannung  $\Theta^+ = \Theta^-$  gilt. Durch Einspeisung von Wirkleistung in einem System der symmetrischen Komponenten und gleichzeitiger Aufnahme von Wirkleistung im jeweils anderen System der symmetrischen Komponenten  $\bar{p} = \bar{p}_{\bar{p}^+ > 0}$  oder  $\bar{p} = \bar{p}_{\bar{p}^- < 0}$  ist die resultierende Wirkstromortskurve  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$  nach Tab. 6.3 für  $\Theta^+ = \Theta^-$  entlang der  $\beta$ -Achse ausgerichtet.

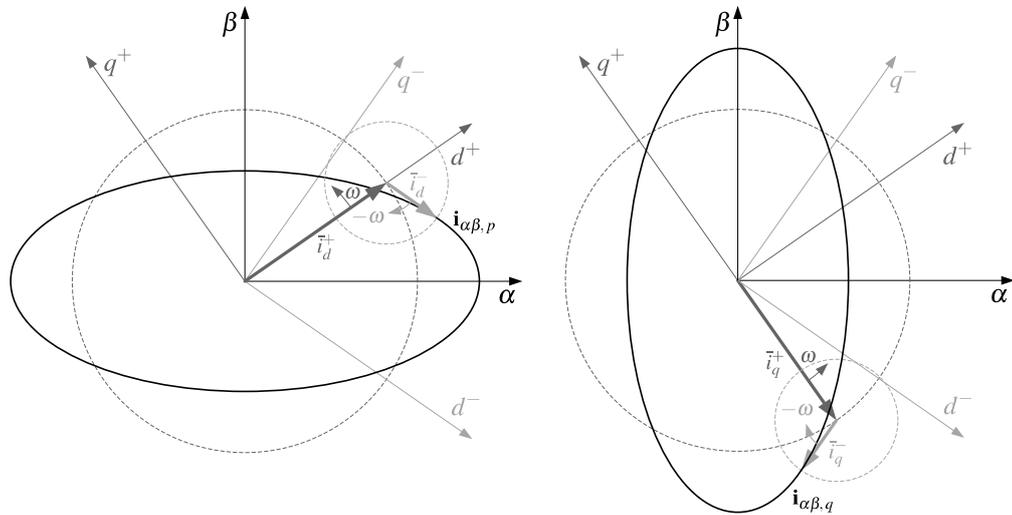
Die Blindstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$  hingegen ist bei Einspeisung eines Blindleistungsanteils  $\bar{q} = \bar{q}_{\max}$  oder  $\bar{q} = \bar{q}_{\min}$  für  $\Theta^+ = \Theta^-$  entlang der  $\beta$ -Achse orientiert. Durch Einspeisung von positiver Blindleistung in einem System der symmetrischen Komponenten und gleichzeitiger Einspeisung von negativer Blindleistung im jeweils anderen System der symmetrischen Komponenten  $\bar{q} = \bar{q}_{\bar{q}^+ > 0}$  oder  $\bar{q} = \bar{q}_{\bar{q}^- < 0}$ , ist die resultierende Blindstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$  nach Tab. 6.4 für  $\Theta^+ = \Theta^-$  entlang der  $\alpha$ -Achse ausgerichtet. Die elliptische Ortskurve des resultierenden Gesamtstromzeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  folgt in Abb. 6.47a aus der geometrische Summe der Wirkstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$  in Abb. 6.46a und der Blindstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$  in Abb. 6.46b.

Neben der gewählten Strategie zur Leistungseinspeisung ist die Phasenlage der Mit- und Gegensystemspannung im Bezug auf die Lage respektive Ausrichtung der Stromortskurven in der  $\alpha\beta$ -Ebene maßgeblich. Während die Wirk- und Blindstromortskurve für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ = \Theta^-$  und einer Leistungseinspeisung  $\bar{p}_{\max}$  sowie  $\bar{q}_{\max}$  in Abb. 6.47a an der  $\alpha$ - respektive  $\beta$ -Achse ausgerichtet ist, werden die einzelnen Stromortskurven für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ \neq \Theta^-$  bei äquivalenter Leistungseinspeisung um den Winkel  $\delta_{\Theta}$  in Gl. (6.81) gegen die ursprüngliche Ausrichtung entlang der  $\alpha$ - und  $\beta$ -Achse verschoben. Der Winkel  $\delta_{\Theta}$  wird unter Verwendung der Phasenlage der Mit- und Gegensystemspannung  $\Theta^+$  und  $\Theta^-$  mit

$$\delta_{\Theta} = \frac{\Theta^+ + \Theta^-}{2} \quad (6.81)$$

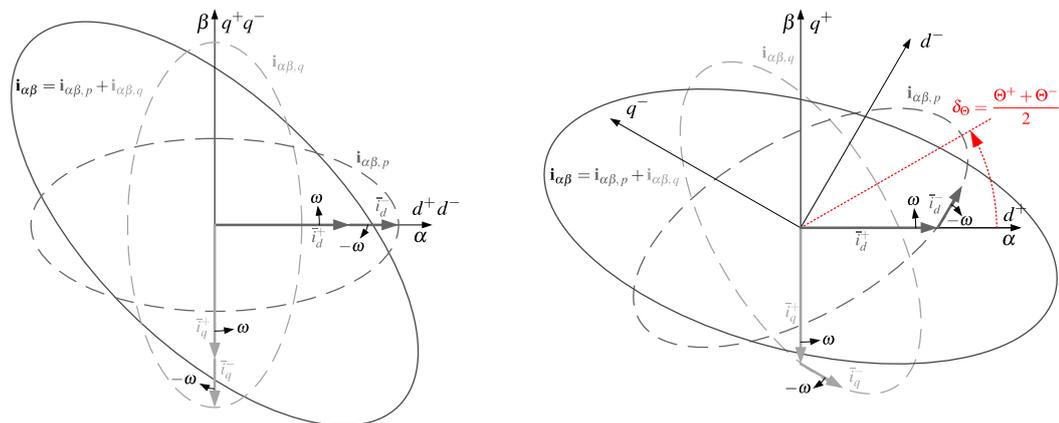
bestimmt, sodass für einen beispielhaften Netzfehler mit  $\Theta^+ = 0$  und  $\Theta^- = +\frac{\pi}{3}$ , gekennzeichnet durch die  $d^+$ - und  $d^-$ -Achse des jeweiligen SRFs des Mit- und Gegensystems, jede einzelne Stromortskurve in Abb. 6.47b um  $\delta_{\Theta} = +\frac{\pi}{3}$  gegenüber der Ausrichtung in Abb. 6.47a verschoben ist.

Um auf Basis der zuvor grafisch ermittelten Stromortskurven die Momentanwerte der  $\alpha\beta$ -Komponenten zu bestimmen, ist eine mathematische Formulierung der elliptischen Ortskurven erforderlich. Dazu wird die Wirkstromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$  für  $\bar{p}_{\max}$  und  $\bar{p}_{\min}$  sowie  $\Theta^+ = \Theta^-$  in Abb. 6.46a durch die horizontale und vertikale Projektion der zwei mit  $\omega$  rotierenden Zeiger, deren Länge  $\hat{I}_{pL}$  und



- (a) Wirkstromortskurve bei Einspeisung von  $\bar{p} > 0$  mit  $\bar{i}_d^+ > 0$  und  $\bar{i}_d^- > 0$  für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ = \Theta^-$
- (b) Blindstromortskurve bei Einspeisung von  $\bar{q} > 0$  mit  $\bar{i}_q^+ < 0$  und  $\bar{i}_q^- < 0$  für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ = \Theta^-$

**Abbildung 6.46:** Projektion der Wirk- (a) und Blindströme (b) im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems auf die  $\alpha\beta$ -Ebene



- (a) Geometrische Summe der Wirk- und Blindstromortskurven bei Einspeisung von  $\bar{p} > 0$  mit  $\bar{i}_d^+ > 0$  und  $\bar{i}_d^- > 0$  sowie  $\bar{q} > 0$  mit  $\bar{i}_q^+ < 0$  und  $\bar{i}_q^- < 0$  für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ = \Theta^- = 0$  im Ursprung
- (b) Stromortskurven bei Einspeisung von  $\bar{p} > 0$  mit  $\bar{i}_d^+ > 0$  und  $\bar{i}_d^- > 0$  sowie  $\bar{q} > 0$  mit  $\bar{i}_q^+ < 0$  und  $\bar{i}_q^- < 0$  für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ = 0$  und  $\Theta^- = +\frac{\pi}{3}$  im Ursprung

**Abbildung 6.47:** Stromortskurven von  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ ,  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$  und  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$  während eines Netzfehlers mit  $\Theta^+ = \Theta^- = 0$  in (a) sowie mit  $\Theta^+ = 0$  und  $\Theta^- = +\frac{\pi}{3}$  in (b)

$\hat{I}_{pS}$  beträgt, in Abb. 6.48a definiert. Da die Wirkstromkomponenten  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  im SRF des Mit- und Gegensystems bei Einspeisung von  $\bar{p}_{\max}$  oder  $\bar{p}_{\min}$  nach Tab. 6.3 mit  $\Theta^+ = \Theta^-$  für  $\omega t = 0$  in Richtung der positiven  $\alpha$ -Achse orientiert sind, ist die Länge  $\hat{I}_{pL}$  des Zeigers, der die Ellipsenhauptachse definiert, gleich der Summe der Wirkstromkomponenten  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  in Gl. (6.82). Der Länge  $\hat{I}_{pS}$  des Zeigers, der die Ellipsennebenachse definiert, ist gleich der Differenz der Wirkstromkomponenten  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  in Gl. (6.82).

$$\bar{p}_{\max} \ \& \ \bar{p}_{\min} : \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta,p} = \begin{bmatrix} i_{\alpha,p} \\ i_{\beta,p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{pL} \cos(\omega t) \\ \hat{I}_{pS} \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{matrix} \hat{I}_{pL} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- \\ \hat{I}_{pS} = \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^- \end{matrix} \quad (6.82)$$

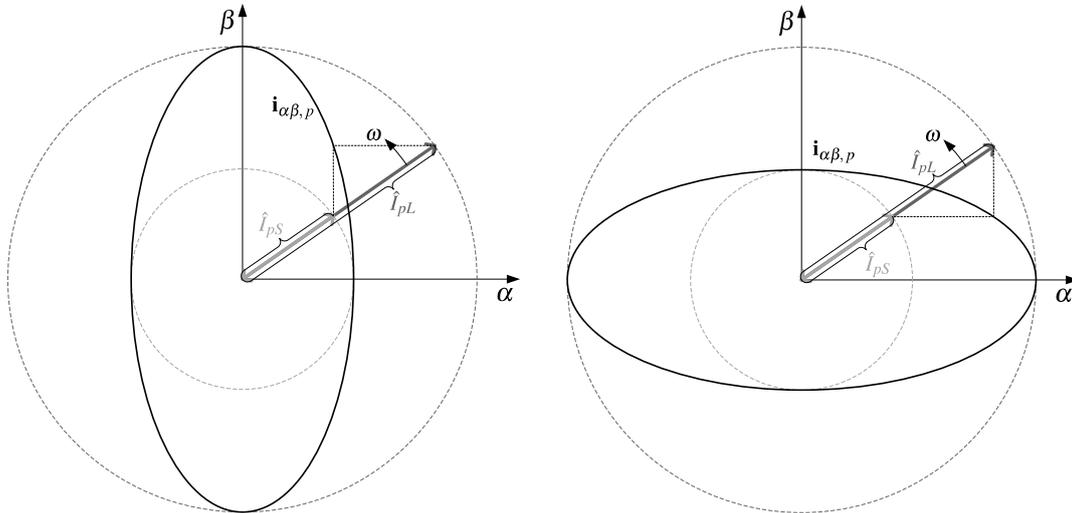
Im Falle einer Wirkleistungseinspeisung  $\bar{p}_{\bar{p}^+ > 0}$  oder  $\bar{p}_{\bar{p}^+ < 0}$  sind die Wirkstromkomponenten  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  für  $\omega t = 0$  ebenfalls entlang der  $\alpha$ -Achse orientiert, jedoch zueinander entgegengesetzt ausgerichtet. Daher ist  $\hat{I}_{pL}$  in diesem Fall nach Gl. (6.83) gleich der Differenz und  $\hat{I}_{pS}$  gleich der Summe der Wirkstromkomponenten.

$$\bar{p}_{\bar{p}^+ > 0} \ \& \ \bar{p}_{\bar{p}^+ < 0} : \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta,p} = \begin{bmatrix} i_{\alpha,p} \\ i_{\beta,p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{pS} \cos(\omega t) \\ \hat{I}_{pL} \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{matrix} \hat{I}_{pL} = \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^- \\ \hat{I}_{pS} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- \end{matrix} \quad (6.83)$$

Da die resultierende Wirkstromortskurve für  $\bar{p}_{\bar{p}^+ > 0}$  oder  $\bar{p}_{\bar{p}^+ < 0}$  jedoch entlang der  $\beta$ -Achse ausgerichtet ist, sind Gl. (6.82) und Gl. (6.83) äquivalent, sodass zur mathematischen Beschreibung der Wirkstromortskurve im Folgenden Gl. (6.83) verwendet wird.

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta,p} = \begin{bmatrix} i_{\alpha,p} \\ i_{\beta,p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha,p} \cos(\omega t) \\ \hat{I}_{\beta,p} \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{matrix} \hat{I}_{\alpha,p} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- \\ \hat{I}_{\beta,p} = \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^- \end{matrix} \quad (6.84)$$

In Analogie zur mathematischen Formulierung der Wirkstromortskurve erfolgt die Beschreibung der



- (a) Wirkstromortskurve bei Einspeisung von  $\bar{p}_{\max}$  &  $\bar{p}_{\min}$  mit vertikaler Projektion von  $\hat{I}_{pL} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^-$  und horizontaler Projektion von  $\hat{I}_{pS} = \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^-$
- (b) Wirkstromortskurve bei Einspeisung von  $\bar{p}_{\bar{p}^+ > 0}$  &  $\bar{p}_{\bar{p}^+ < 0}$  mit horizontaler Projektion von  $\hat{I}_{pL} = \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^-$  und vertikaler Projektion von  $\hat{I}_{pS} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^-$

**Abbildung 6.48:** Beschreibung der Wirkstromellipsenhaupt- und -nebenachse durch die Projektion der mit  $\omega$  rotierenden Vektoren  $\hat{I}_{pL}$  und  $\hat{I}_{pS}$

Blindstromortskurve auf Basis der mit  $\omega$  rotierenden Zeiger mit der Länge  $\hat{I}_{qL}$  und  $\hat{I}_{qS}$  bei Einspeisung

eines Blindleistungsgleichanteils  $\bar{p}_{\max}$  und  $\bar{p}_{\min}$  für  $\Theta^+ = \Theta^-$ . Im Unterschied zu den Zeigern, die die Wirkstromortskurve definieren, sind jene, die die Blindstromortskurve beschreiben, für  $\omega t = 0$  jedoch entlang der  $\beta$ -Achse orientiert, sodass die horizontale und vertikale Projektionen der Zeiger in Abb. 6.49a gem. Gl. (6.85) erfolgt.

$$\bar{q}_{\max} \ \& \ \bar{q}_{\min} : \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta,q} = \begin{bmatrix} i_{\alpha,q} \\ i_{\beta,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{I}_{qS} \sin(\omega t) \\ \hat{I}_{qL} \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{matrix} \hat{I}_{qL} = \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- \\ \hat{I}_{qS} = \bar{i}_q^+ - \bar{i}_q^- \end{matrix} \quad (6.85)$$

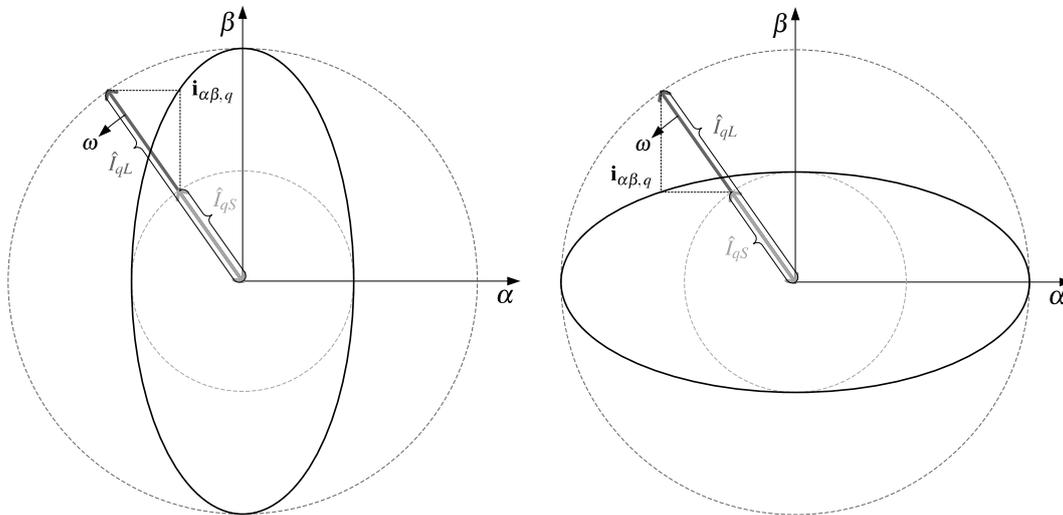
Da die Blindstromkomponenten  $\bar{i}_q^+$  und  $\bar{i}_q^-$  bei Einspeisung eines Blindleistungsgleichanteils  $\bar{q}_{\bar{q}^- < 0}^{\bar{q}^+ > 0}$  oder  $\bar{q}_{\bar{q}^- > 0}^{\bar{q}^+ < 0}$  entlang der  $\beta$ -Achse orientiert, jedoch zueinander entgegengesetzt ausgerichtet sind, erfolgt die mathematische Definition der Ellipse in Abb. 6.49b gem. Gl. (6.86).

$$\bar{q}_{\bar{q}^- > 0}^{\bar{q}^+ < 0} \ \& \ \bar{q}_{\bar{q}^- < 0}^{\bar{q}^+ > 0} : \quad \mathbf{i}_{\alpha\beta,q} = \begin{bmatrix} i_{\alpha,q} \\ i_{\beta,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{I}_{qL} \sin(\omega t) \\ \hat{I}_{qS} \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{matrix} \hat{I}_{qL} = \bar{i}_q^+ - \bar{i}_q^- \\ \hat{I}_{qS} = \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- \end{matrix} \quad (6.86)$$

Die Substitution von  $\hat{I}_{qL}$  und  $\hat{I}_{qS}$  in Gl. (6.85) und Gl. (6.86) zeigt, dass auch diese Gleichungen äquivalent sind, sodass die Blindstromortskurven in Abb. 6.49 mittels Gl. (6.87) definiert werden.

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta,q} = \begin{bmatrix} i_{\alpha,q} \\ i_{\beta,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\hat{I}_{\alpha,q} \sin(\omega t) \\ \hat{I}_{\beta,q} \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{matrix} \hat{I}_{\alpha,q} = \bar{i}_q^+ - \bar{i}_q^- \\ \hat{I}_{\beta,q} = \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- \end{matrix} \quad (6.87)$$

Die resultierende Stromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  ist für einen Netzfehler mit  $\Theta^+ = \Theta^-$  gleich der



(a) Blindstromortskurve bei Einspeisung von  $\bar{q}_{\max}$  &  $\bar{q}_{\min}$  mit horizontaler Projektion von  $\hat{I}_{qL} = \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^-$  und vertikaler Projektion von  $\hat{I}_{qS} = \bar{i}_q^+ - \bar{i}_q^-$  (b) Blindstromortskurve bei Einspeisung von  $\bar{q}_{\bar{q}^- < 0}^{\bar{q}^+ > 0}$  &  $\bar{q}_{\bar{q}^- > 0}^{\bar{q}^+ < 0}$  mit vertikaler Projektion von  $\hat{I}_{qL} = \bar{i}_q^+ - \bar{i}_q^-$  und horizontaler Projektion von  $\hat{I}_{qS} = \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^-$

**Abbildung 6.49:** Beschreibung der Blindstromellipsenhaupt- und -nebenachse durch die Projektion der mit  $\omega$  rotierenden Vektoren  $\hat{I}_{qL}$  und  $\hat{I}_{qS}$

Summe der Wirk- und Blindstromortskurve  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,p}$  in Gl. (6.84) und  $\mathbf{i}_{\alpha\beta,q}$  in Gl. (6.87). Im Falle eines Netzfehler mit  $\Theta^+ \neq \Theta^-$  werden die einzelnen Ortskurven gem. Abb. 6.47b um den Winkel  $\delta_{\Theta}$  verschoben. Mathematisch wird diese Ellipsenrotation um den Winkel  $\delta_{\Theta}$  mittels einer Drehmatrix

beschrieben, sodass die allgemeingültige Definition der Stromortskurve  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  als Summe der Wirk- und Blindstromortskurve multipliziert mit der Rotationsmatrix in Gl. (6.88) folgt.

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_\Theta) & -\sin(\delta_\Theta) \\ \sin(\delta_\Theta) & \cos(\delta_\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha,p} \cos(\omega t) - \hat{I}_{\alpha,q} \sin(\omega t) \\ \hat{I}_{\beta,p} \sin(\omega t) + \hat{I}_{\beta,q} \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (6.88)$$

Um im Anschluss die Spitzenströme in den einzelnen Phasen in Abhängigkeit der zuvor definierten Stromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  in Gl. (6.88) zu berechnen, muss die maximale Projektion dieser Stromortskurve auf die einzelnen Achsen des dreiphasigen Systems gem. Abb. 6.50a ermittelt werden. Die Berechnung des Spitzenstrom  $\hat{I}_1$  in Phase L1 mittels Gl. (6.89) und Gl. (6.90) ist vergleichsweise trivial, da für den Spitzenstrom  $\hat{I}_1 = \hat{I}_\alpha$  gilt.

$$i_\alpha = \cos(\omega t) (\hat{I}_{\alpha,p} \cos(\delta_\Theta) - \hat{I}_{\beta,q} \sin(\delta_\Theta)) + \sin(\omega t) (-\hat{I}_{\beta,p} \sin(\gamma_\Theta) - \hat{I}_{\alpha,q} \cos(\gamma_\Theta)) \quad (6.89)$$

$$\Rightarrow \hat{I}_\alpha = \sqrt{(\hat{I}_{\alpha,p} \cos(\delta_\Theta) - \hat{I}_{\beta,q} \sin(\delta_\Theta))^2 + (-\hat{I}_{\alpha,q} \cos(\delta_\Theta) - \hat{I}_{\beta,p} \sin(\delta_\Theta))^2} \quad (6.90)$$

Die Spitzenströme  $\hat{I}_2$  und  $\hat{I}_3$  in den Phasen L2 und L3 sind hingegen sowohl von  $\hat{I}_\alpha$  wie auch von  $\hat{I}_\beta$  abhängig. Wird die Stromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  jedoch gem. Abb. 6.50b um  $+\pi/3$  respektive  $-\pi/3$  rotiert, so werden die Spitzenströme  $\hat{I}_2$  und  $\hat{I}_3$  wie zuvor der Spitzenstrom  $\hat{I}_1$ , lediglich durch die  $\alpha$ -Komponente der Stromortskurve des Zeigers  $\hat{I}'_\alpha$  bestimmt.

Mathematisch erfolgt die zusätzliche Rotation der Stromortskurve des Zeigers  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ , indem der Winkel  $\delta_\Theta$  aus Gl. (6.88) in der Rotationsmatrix durch den Winkel  $\gamma_\Theta$  in Gl. (6.91) ersetzt wird.

$$\mathbf{i}'_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_\Theta) & -\sin(\gamma_\Theta) \\ \sin(\gamma_\Theta) & \cos(\gamma_\Theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha,p} \cos(\omega t) - \hat{I}_{\alpha,q} \sin(\omega t) \\ \hat{I}_{\beta,p} \sin(\omega t) + \hat{I}_{\beta,q} \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (6.91)$$

In Analogie zum Spitzenstrom  $\hat{I}_\alpha$  in Abhängigkeit des Winkels  $\delta_\Theta$  in Gl. (6.90) wird der nach Rotation resultierende Spitzenstrom  $\hat{I}'_\alpha$  in Abhängigkeit des Winkels  $\gamma_\Theta$  mittels Gl. (6.93) bestimmt.

$$i'_\alpha = \cos(\omega t) (\hat{I}_{\alpha,p} \cos(\gamma_\Theta) - \hat{I}_{\beta,q} \sin(\gamma_\Theta)) + \sin(\omega t) (-\hat{I}_{\beta,p} \sin(\gamma_\Theta) - \hat{I}_{\alpha,q} \cos(\gamma_\Theta)) \quad (6.92)$$

$$\Rightarrow \hat{I}'_\alpha = \sqrt{(\hat{I}_{\alpha,p} \cos(\gamma_\Theta) - \hat{I}_{\beta,q} \sin(\gamma_\Theta))^2 + (-\hat{I}_{\alpha,q} \cos(\gamma_\Theta) - \hat{I}_{\beta,p} \sin(\gamma_\Theta))^2} \quad (6.93)$$

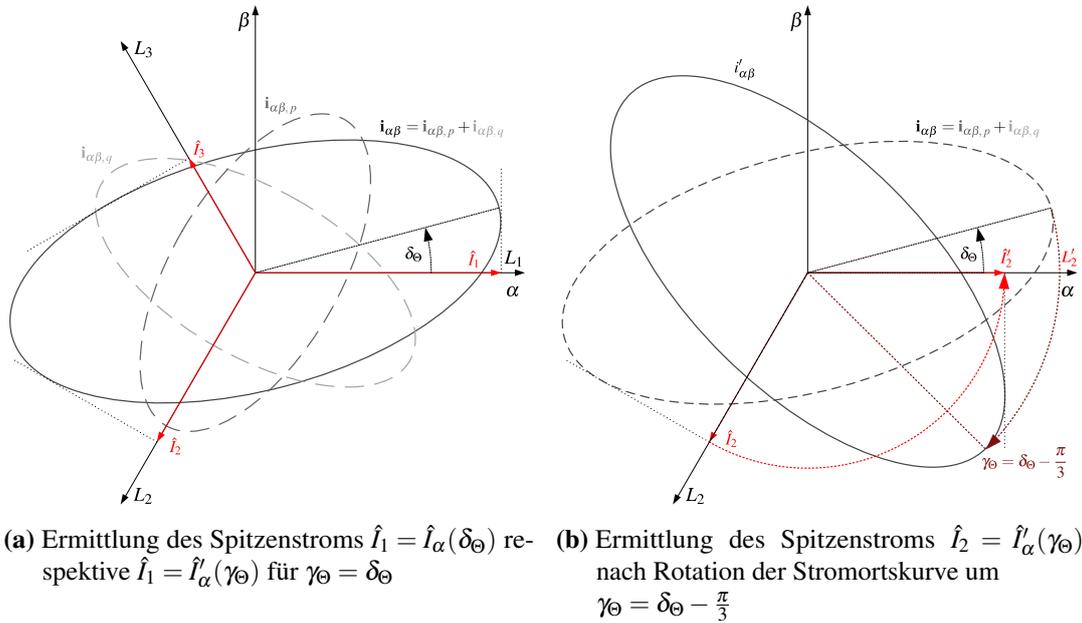
Unter Berücksichtigung der Beziehung zwischen den Winkeln  $\gamma_\Theta$  und  $\delta_\Theta$  erfolgt die Berechnung der Spitzenströme  $\hat{I}_1$ ,  $\hat{I}_2$  und  $\hat{I}_3$  gem. Gl. (6.94)-(6.96) in Abhängigkeit des Spitzenstroms  $\hat{I}'_\alpha$  in Gl. (6.93).

$$\hat{I}_1 = \hat{I}'_\alpha \left( \gamma_\Theta = \delta_\Theta = \frac{\Theta^+ + \Theta^-}{2} \right) \quad (6.94)$$

$$\hat{I}_2 = \hat{I}'_\alpha \left( \gamma_\Theta = \delta_\Theta - \frac{\pi}{3} = \frac{\Theta^+ + \Theta^-}{2} - \frac{\pi}{3} \right) \quad (6.95)$$

$$\hat{I}_3 = \hat{I}'_\alpha \left( \gamma_\Theta = \delta_\Theta + \frac{\pi}{3} = \frac{\Theta^+ + \Theta^-}{2} + \frac{\pi}{3} \right) \quad (6.96)$$

Hinsichtlich der Leistungseinspeisung während eines asymmetrischen Netzfehlers ist auf Basis von Gl. (6.92)-(6.96) nicht nur die Ermittlung des maximalen Phasenstroms, der die Leistungseinspeisung in Abhängigkeit der aktuellen Netzspannung unter Berücksichtigung des Nennstroms des LSCs limitiert, sondern ebenfalls die Berechnung der maximal einspeisbaren Momentanwirk- und -blindleistung respektive -ströme bzgl. der Referenzleistungs- und -stromgenerierung gegeben.



**Abbildung 6.50:** Projektion der Stromortskurve auf die einzelnen Achsen des dreiphasigen Systems zur Berechnung der Spitzenströme in den einzelnen Phasen

### 6.7.3 Leistungseinspeisung während symmetrischer Netzfehler

Während eines symmetrischen Spannungseinbruchs erfolgt die dynamische Netzstützung auf Basis der BPSC [22] durch Einspeisung eines spannungshebenden Mitsystemblindstroms. Der Betrag des Mitsystemblindstroms  $I_B^+$  folgt aus der Summe des Vorfehlerblindstroms  $I_{B,0}^+$  und der nach Gl. (6.70) erforderlichen Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+$ . Die resultierende Momentanblindleistung

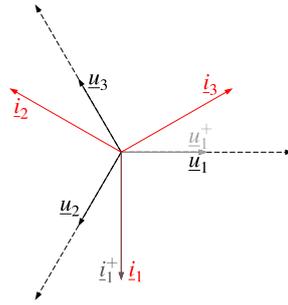
$$q = - \underbrace{\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+}_{\bar{q}} \quad (6.97)$$

ist während eines symmetrischen Spannungseinbruchs gem. Gl. (6.80) konstant, da für den Gleichanteil der Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^- = 0$  sowie für die Gleichanteile des Gegensystemstroms  $\bar{i}_{d,q}^- = 0$  gilt. Wird ein zusätzlicher Mitsystemwirkstrom  $\bar{i}_d^+$  eingespeist, ist die resultierende Momentanwirkleistung

$$p = \underbrace{\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+}_{\bar{p}} \quad (6.98)$$

nach Gl. (6.79) ebenfalls konstant, da für den Gleichanteil der Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^- = 0$  sowie für die Gleichanteile des Gegensystemstroms während eines symmetrischen Spannungseinbruchs  $\bar{i}_{d,q}^- = 0$  gilt. Wird kein zusätzlicher Mitsystemwirkstrom eingespeist  $\bar{i}_d^+ = 0$ , gilt für die Momentanwirkleistung  $p = 0$ .

Das exemplarisch resultierende Zeigerdiagramm der Strangspannungen  $\underline{u}_{123}$ , der Phasenströme  $\underline{i}_{123}$  sowie der Mitsystemspannung  $\underline{u}_1^+$  und des Mitsystemstroms  $\underline{i}_1^+$  bzgl. der Phase L1 bei reiner Blindstromeinspeisung im Mitsystem  $\bar{i}_d^+ = 0$  und  $\bar{i}_q^+ \neq 0$  während eines symmetrischen Spannungseinbruchs ist in Abb. 6.51 gegeben. Da für die Differenz der Mitsystemspannungs- und -stromphasenwinkel  $\theta_{u_1^+} - \theta_{i_1^+} = -90^\circ$  gilt, wird die Mitsystemspannung  $\underline{u}_1^+$  während eines Spannungseinbruchs durch die Einspeisung spannungshebenden Blindstroms (vgl. übererregter Betrieb) gestützt. Dementsprechend



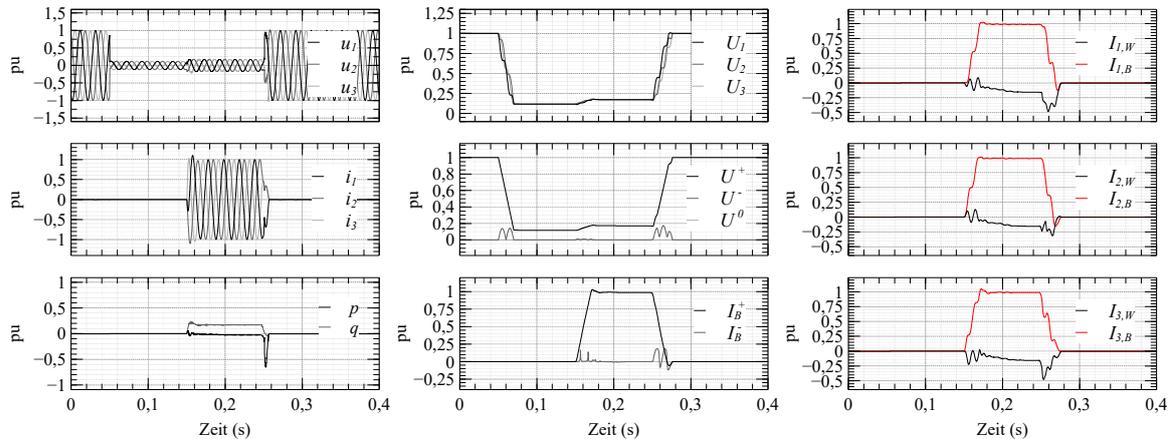
**Abbildung 6.51:** Phasendiagramm der dynamischen Netzstützung auf Basis der BPSC während eines symmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$  (vgl. Abb. 2.3)

gilt für die jeweilige Differenz der Strangspannungen und Strangströme  $\theta_{u_{123}} - \theta_{i_{123}} = -90^\circ$ , sodass jede einzelne Phasenspannung durch einen äquivalenten Phasenblindstrom gestützt wird.

Zur Validierung der theoretischen Betrachtung wird die dynamische Netzstützung auf Basis der BPSC mittels Blindleistungseinspeisung im Mitsystem in das Netzsegment in Abb. 6.45 simuliert.

Zum Zeitpunkt  $t_1 = 0,05$  s erfolgt ein symmetrischer Spannungseinbruch mit einer anfänglichen Residualspannung  $U_r = 0,163$  pu am PCC für die Dauer von  $t_F = t_2 - t_1 = 200$  ms durch einen Kurzschluss der drei Phasen auf der 10 kV-Ebene.

Um die Auswirkung der dynamische Netzstützung auf die einzelnen Phasenspannungen sowie auf



**Abbildung 6.52:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $u_{123}$ , der Phasenströme  $i_{123}$ , der Wirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$ , der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung  $U^{+-0}$ , des Mit- und Gegensystemblindstroms  $I_B^{+-}$  sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms  $I_{123,W}$  und  $I_{123,B}$  auf der 10 kV-Ebene während eines symmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ D und dynamischer Netzstützung auf Basis der BPSC

die Mit- und Gegensystemspannung zu veranschaulichen, wird die Blindstromspeisung mittels LSC, dessen Referenzströme zuvor gleich null sind, im Gegensatz zur Anforderung der NAR erst zum Zeitpunkt  $t = t_1 + 100$  ms aktiviert. In Abhängigkeit des k-Faktors  $k = 2$  und der relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  wird die Blindstromabweichung  $I_B^+$  gem. Gl. (6.70) ermittelt. Da für den Vorfehlerblindstrom  $I_{B,0}^+ = 0$  pu gilt, folgt für den einzuspeisenden, auf den Nennstrom  $I_N$  des LSCs begrenzten Mitsystemblindstrom  $I_B^+ = \Delta I_B^+ = 1,0$  pu.

Da für den Gegensystemwirk- und -blindstrom gleichzeitig  $I_W^- = I_B^- = 0$  pu gilt, speist der LSC während des symmetrischen Spannungseinbruchs symmetrische Phasenströme  $i_{123}$  am PCC in Abb. 6.52

ein. Die phasenindividuelle Betrachtung zeigt, dass die einzelnen Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  durch die Phasenverschiebung der Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$  im Bezug auf die Phasenlage der Strangspannungen mit dem jeweiligen Effektivwert der Phasenblindströme  $\mathbf{I}_{123,B} = 1$  pu gestützt und daraus resultierend der Effektivwert jeder einzelnen Phasenspannung  $U_{123}$  und der der Mitsystemspannung  $U^+$  signifikant erhöht wird. Die eingespeiste Momentanblindleistung  $q$  ist durch die Einspeisung symmetrischer Blindströme in ein symmetrische Spannungssystem konstant.

#### 6.7.4 Leistungseinspeisung während asymmetrischer Netzfehler

In Analogie zur Netzstützung während eines symmetrischen Spannungseinbruchs fordert die SDL-WindV während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs ebenfalls die Stützung der Netzspannung durch Blindstromeinspeisung im Mitsystem, der Blindstrom kann jedoch auf  $I_B^+ \geq 0,4$  pu begrenzt werden ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v.b).

##### Leistungseinspeisung auf Basis der BPSC

Erfolgt die dynamische Netzstützung während eines asymmetrischen Netzfehlers auf Basis der BPSC, wird lediglich ein Mitsystemblindstrom  $\bar{i}_q^+ \neq 0$  und ggf. zusätzlich ein Mitsystemwirkstrom  $\bar{i}_d^+ \neq 0$  eingespeist. Für den Gegensystemblind- und -wirkstrom gilt  $\bar{i}_q^- = \bar{i}_d^- = 0$ , sodass die Phasenströme symmetrisch sind. Für die einzelnen Komponenten der Momentanblindleistung

$$q = \underbrace{-(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-)}_{\bar{q}} - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+)}_{\bar{q}_q} \cos(-2\omega t) - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\bar{q}_p} \sin(-2\omega t) \quad (6.99)$$

ergeben sich aus Gl. (6.80) für  $\bar{i}_q^- = \bar{i}_d^- = 0$  folgende Zusammenhänge.

- i. Aufgrund der Blindstromeinspeisung im Mitsystem  $\bar{i}_q^+ \neq 0$  folgt der Blindleistungsgleichanteil  $\bar{q}$  aus Gl. (6.99) in Gl. (6.100).

$$\bar{q} = -\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ \quad (6.100)$$

- ii. Da im asymmetrischen Fehlerfall  $\bar{u}_d^- \neq 0$  gilt, oszilliert der Blindleistungswechselanteil  $\bar{q}_q$  aus Gl. (6.99) in Gl. (6.101) durch die Einspeisung des Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+ \neq 0$  mit der doppelten Netzfrequenz.

$$\bar{q}_q = -\bar{u}_d^- \bar{i}_q^+ \cos(-2\omega t) \quad (6.101)$$

- iii. In Abhängigkeit einer potentiellen Mitsystemwirkstromeinspeisung folgt für den Blindleistungswechselanteil  $\bar{q}_p$  aus Gl. (6.103) die Fallunterscheidung in Gl. (6.102).

$$\bar{q}_p = \begin{cases} 0 & \text{für } \bar{i}_d^+ = 0 \\ \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+ \sin(-2\omega t) & \text{für } \bar{i}_d^+ \neq 0 \end{cases} \quad (6.102a)$$

$$(6.102b)$$

Für die einzelnen Komponenten der resultierende Momentanwirkleistung

$$p = \underbrace{\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^-}_{\bar{p}} + \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\bar{p}_p} \cos(-2\omega t) + \underbrace{(-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+)}_{\bar{p}_q} \sin(-2\omega t) \quad (6.103)$$

aus Gl. (6.79) ergeben sich für  $\bar{i}_q^- = \bar{i}_d^- = 0$  folgende Zusammenhänge.

- i. In Abhängigkeit einer potentiellen Mitsystemwirkstromeinspeisung folgt für den Wirkleistungsanteil  $\bar{p}$  aus Gl. (6.103) die Fallunterscheidung in Gl. (6.104).

$$\bar{p} = \begin{cases} 0 & \text{für } \bar{i}_d^+ = 0 \\ \bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ & \text{für } \bar{i}_d^+ \neq 0 \end{cases} \quad (6.104a)$$

$$(6.104b)$$

- ii. In Abhängigkeit einer potentiellen Mitsystemwirkstromeinspeisung folgt für den Wirkleistungswechselanteil  $\tilde{p}_p$  aus Gl. (6.103) die Fallunterscheidung in Gl. (6.105).

$$\tilde{p}_p = \begin{cases} 0 & \text{für } \bar{i}_d^+ = 0 \\ \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+ \cos(-2\omega t) & \text{für } \bar{i}_d^+ \neq 0 \end{cases} \quad (6.105a)$$

$$(6.105b)$$

- iii. Der Wirkleistungswechselanteil  $\tilde{p}_q$  aus Gl. (6.103) in Gl. (6.106) oszilliert aufgrund der Einspeisung des Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+ \neq 0$  mit der doppelten Netzfrequenz.

$$\tilde{p}_q = \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+ \sin(-2\omega t) \quad (6.106)$$

Zusammenfassend folgt aus der Analyse der Momentanleistungskomponenten, dass die Momentanblindleistung  $q$  wie auch die Momentanwirkleistung  $p$  aufgrund des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_q \neq 0$  respektive des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_q \neq 0$ , unabhängig von einer potentiellen Mitsystemwirkleistungseinspeisung, um den jeweiligen Momentanleistungsgleichanteil  $\bar{q}$  und  $\bar{p}$  oszilliert. Hinsichtlich der einzelnen Phasenströme respektive Phasenleistungen zeigt das exemplarische Zeigerdiagramm in Abb. 6.53a sowie das Simulationsergebnis in Abb. 6.54a eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C durch Kurzschluss der Phasen L2 und L3 auf der 10 kV-Ebene mit einer anfänglichen Residualspannung von  $U_r = 0,57$  pu am PCC des Netzsegments in Abb. 6.45, dass sich der jeweilige Phasenstrom in den fehlerbehafteten Phasen L2 und L3 in einen Wirkanteil  $I_{2,W}$  und  $I_{3,W}$  sowie in einen Blindanteil  $I_{2,B}$  und  $I_{3,B}$  aufteilt. Daher wird die Spannung in diesen Phasen lediglich durch einen Blindstrom  $I_{2,B} = I_{3,B} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} 0,4$  pu gestützt. Im Gegensatz dazu wird in die nicht fehlerbehaftete Phase L1 der Blindstrom  $I_{1,B} = 0,4$  pu eingespeist, sodass der Effektivwert  $U_1$  der Phasenspannung  $u_1$  signifikant erhöht wird.

Da die prozentuale Anhebung der Phasenspannung von der Kombination aus Impedanz zwischen PCC und Fehlerstelle sowie dem eingespeisten Mitsystemblindstrom  $I_B^+$  respektive  $\bar{i}_q^+$  abhängig ist, kann eine Spannungsanhebung der nicht fehlerbehafteten Phase auf  $U_1 > 1,1$  pu nicht ausgeschlossen werden. Die dynamische Netzstützung darf jedoch keine Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123} > 1,1$  pu in den nicht fehlerbehafteten Phasen am Netzanschlusspunkt hervorrufen ([49] Kap. 2.5.1.2), sodass die Einspeisung asymmetrischer Blindströme, die grundsätzlich durch die zusätzliche Einspeisung eines Blindstroms im Gegensystem zur geforderten Blindstromeinspeisung im Mitsystem gewährleistet wird, zwingend erforderlich ist, um lediglich die fehlerbehafteten Phasenspannungen zu stützen.

Im Gegensatz zur exakten Spezifikation des einzuspeisenden Blindstroms im Mitsystem werden in den NARs [2], [47], [49] und [27] jedoch keinerlei Anforderungen an die Blindstromeinspeisung im Gegensystem spezifiziert, sodass die Leistungseinspeisung durch diesen Freiheitsgrad neben der geforderten Stützung der fehlerbehafteten Phasenspannungen bspw. hinsichtlich einer Dämpfung der Oszillationen der Momentanwirkleistung  $p$  und der Momentanblindleistung  $q$  auf Basis der PNSC oder der AARC [6], [22] während asymmetrischer Netzfehler optimiert werden kann.

### Leistungseinspeisung auf Basis der PNSC

Die ursprüngliche Intention der PNSC ist die Einspeisung von Mit- und Gegensystemwirkströmen in

ein asymmetrisches Spannungssystem, sodass die resultierende Momentanwirkleistung  $p$  konstant ist und Zwischenkreisspannungszosillationen im Vergleich zur symmetrischen Wirkstromspeisung reduziert werden. Wird dieses Prinzip hinsichtlich der priorisierten Blindstromspeisung zur dynamischen Netzstützung gem. den Anforderungen der SDLWindV uminterpretiert, kann auf Basis der PNSC eine konstante Momentanblindleistungseinspeisung erfolgen. Dazu muss die Stromspeisung derart erfolgen, dass für die Blindleistungswechselanteile in Gl. (6.107)  $\tilde{q}_q = \tilde{q}_p = 0$  gilt.

$$q = \underbrace{-(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-)}_{\tilde{q}} - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+)}_{\tilde{q}_q \stackrel{!}{=} 0} \cos(-2\omega t) - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\tilde{q}_p \stackrel{!}{=} 0} \sin(-2\omega t) \quad (6.107)$$

- i. Zur Dämpfung des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_q$  aus Gl. (6.107) in Gl. (6.108) ist die Einspeisung eines Gegensystemblindstroms  $\bar{i}_q^-$  in Abhängigkeit des zur Netzstützung geforderten Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  nach Gl. (6.109) notwendig.

$$\tilde{q}_q = -(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.108)$$

$$\Rightarrow \bar{i}_q^- = -\frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad (6.109)$$

- ii. Zur Dämpfung des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_p$  aus Gl. (6.107) in Gl. (6.110) ist im Falle einer Wirkstromspeisung im Mitsystem  $\bar{i}_d^+ \neq 0$  die Einspeisung eines Gegensystemwirkstroms  $\bar{i}_d^-$  in Abhängigkeit des Mitsystemwirkstroms  $\bar{i}_d^+$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  gem. Gl. (6.111) erforderlich.

$$\tilde{q}_p = -(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.110)$$

$$\Rightarrow \bar{i}_d^- = \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ \quad (6.111)$$

- iii. Der Blindleistungsgleichanteil  $\bar{q}$  aus Gl. (6.107) in Gl. (6.112) folgt nach Substitution des Gegensystemblindstroms  $\bar{i}_q^-$  gem. Gl. (6.109) in Abhängigkeit des Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  in Gl. (6.113).

$$\bar{q} = -(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-) \quad (6.112)$$

$$\Rightarrow \bar{q} = -\frac{u_d^{+2} - u_d^{-2}}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad \text{mit} \quad \bar{i}_q^- = -\frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad (6.113)$$

Für die einzelnen Momentanwirkleistungskomponenten in Gl. (6.114) ergeben sich aus der dynamischen Netzstützung auf Basis der PNSC folgende Zusammenhänge.

$$p = \underbrace{\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^-}_{\bar{p}} + \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\tilde{p}_p} \cos(-2\omega t) + \underbrace{(-\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+)}_{\tilde{p}_q} \sin(-2\omega t) \quad (6.114)$$

- i. In Abhängigkeit einer potentiellen Wirkleistungseinspeisung folgt für den Wirkleistungswechselanteil  $\tilde{p}_p$  aus Gl. (6.114) in Gl. (6.115) unter Berücksichtigung der einzuspeisenden Mit- und Gegensystemwirkströme zur Dämpfung des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_p$  gem. Gl. (6.111) die Fallunterscheidung in Gl. (6.116).

$$\tilde{p}_p = (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \cos(-2\omega t) \quad (6.115)$$

$$\Rightarrow \tilde{p}_p = \begin{cases} 0 & \text{für: } \bar{i}_d^+ = 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = 0 \\ 2\bar{u}_d^- \bar{i}_d^+ \cos(-2\omega t) & \text{für: } \bar{i}_d^+ \neq 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ \end{cases} \quad (6.116a)$$

$$\quad \quad \quad (6.116b)$$

- ii. Der Wirkleistungswechselanteil  $\tilde{p}_q$  aus Gl. (6.114) in Gl. (6.117) oszilliert durch die Mit- und Gegensystemblindstromeinspeisung zur Dämpfung des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_q$  gem. Gl. (6.109) nach Substitution des Gegensystemblindstroms  $\bar{i}_q^-$  in Abhängigkeit des Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+$  sowie der Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^-$  mit der doppelten Netzfrequenz in Gl. (6.118).

$$\tilde{p}_q = (-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \sin(-2\omega t) \quad (6.117)$$

$$\Rightarrow \tilde{p}_q = 2\bar{u}_d^- \bar{i}_q^+ \sin(-2\omega t) \quad \text{mit} \quad \bar{i}_q^- = -\frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad (6.118)$$

- iii. Durch eine potentielle Wirkleistungseinspeisung folgt für den Wirkleistungsanteil  $\bar{p}$  aus Gl. (6.114) in Gl. (6.119) unter Berücksichtigung der einzuspeisenden Mit- und Gegensystemwirkströme zur Dämpfung des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_p$  gem. Gl. (6.111) die Fallunterscheidung in Gl. (6.120).

$$\bar{p} = \bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^- \quad (6.119)$$

$$\Rightarrow \bar{p} = \begin{cases} 0 & \text{für: } \bar{i}_d^+ = 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = 0 \\ \frac{u_d^{+2} + u_d^{-2}}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ & \text{für: } \bar{i}_d^+ \neq 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ \end{cases} \quad (6.120a)$$

$$\quad \quad \quad (6.120b)$$

Zusammengefasst ist auf Basis der PNSC mit priorisierter Blindstromeinspeisung zur dynamischen Netzstützung eine oszillationsfreie Momentanblindleistungseinspeisung gegeben. Die Momentanwirkleistung oszilliert hingegen unabhängig von einer zusätzlichen Wirkstromeinspeisung aufgrund des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_q$  mit der doppelten Netzfrequenz.

Hinsichtlich der einzelnen Phasenströme respektive Phasenleistungen resultiert bei Anwendung der PNSC zur dynamischen Netzstützung gem. der NAR im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C das exemplarische Zeigerdiagramm in Abb. 6.53b. Im Gegensatz zur dynamischen Netzstützung auf Basis der BPSC wird in die fehlerbehafteten Phasen L2 und L3 sowie in die nicht fehlerbehaftete Phase L1 nun reiner Blindstrom eingespeist. Da mittels PNSC spannungsstützende Blindleistung im Gegensystem eingespeist wird, wird die Spannung in der nicht fehlerbehafteten Phase L1 im Vergleich zur Spannung in den fehlerbehafteten Phasen L2 und L3 sowie im Vergleich zur dynamischen Netzstützung auf Basis der BPSC stärker gestützt.

Das Simulationsergebnis in Abb. 6.54b eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C durch Kurzschluss der Phasen L2 und L3 auf der 10 kV-Ebene mit einer anfänglichen Residualspannung von  $U_r = 0,57$  pu am PCC des Netzsegments in Abb. 6.45 zeigt, dass der Effektivwert der Phasenspannung  $U_1$  durch Anwendung der PNSC auf  $U_1 \approx 1,12$  pu angehoben wird, sodass die Anforderung der NAR  $U_{123} < 1,1$  pu ([49] Kap. 2.5.1.2) nicht erfüllt wird.

### Leistungseinspeisung auf Basis der AARC

Um im Gegensatz zur PNSC trotz priorisierter dynamischer Netzstützung durch Blindstromeinspeisung eine konstante Momentanblindleistungseinspeisung zu gewährleisten, können auf Basis der AARC die Momentanwirkleistungswechselanteile in Gl. (6.121) gedämpft werden, sodass

$\tilde{p}_p = \tilde{p}_q = 0$  gilt.

$$p = \underbrace{\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^-}_{\bar{p}} + \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \cos(-2\omega t)}_{\tilde{p}_p \stackrel{!}{=} 0} + \underbrace{(-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \sin(-2\omega t)}_{\tilde{p}_q \stackrel{!}{=} 0} \quad (6.121)$$

- i. Zur Dämpfung des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_p$  aus Gl. (6.121) in Gl. (6.122) ist im Falle einer Wirkstromspeisung im Mitsystem  $\bar{i}_d^+ \neq 0$  die Einspeisung eines Gegensystemwirkstroms  $\bar{i}_d^-$  in Abhängigkeit des Mitsystemwirkstroms  $\bar{i}_d^+$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  gem. Gl. (6.123) erforderlich.

$$\tilde{p}_p = (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \cos(-2\omega t) \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.122)$$

$$\Rightarrow \bar{i}_d^- = -\frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ \quad (6.123)$$

- ii. Zur Dämpfung des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_q$  aus Gl. (6.121) in Gl. (6.124) ist die Einspeisung eines Gegensystemblindstroms  $\bar{i}_q^-$  in Abhängigkeit des gem. der NAR einzuspeisenden Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  nach Gl. (6.125) erforderlich.

$$\tilde{p}_q = (-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \sin(-2\omega t) \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.124)$$

$$\Rightarrow \bar{i}_q^- = \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad (6.125)$$

- iii. Durch eine potentielle Wirkleistungseinspeisung folgt für den Wirkleistungsanteil  $\bar{p}$  aus Gl. (6.121) in Gl. (6.126) unter Berücksichtigung der einzuspeisenden Mit- und Gegensystemwirkströme zur Dämpfung des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_p$  gem. Gl. (6.123) die Fallunterscheidung in Gl. (6.127).

$$\bar{p} = \bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^- \quad (6.126)$$

$$\Rightarrow \bar{p} = \begin{cases} 0 & \text{für: } \bar{i}_d^+ = 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = 0 \\ \frac{u_d^{+2} - u_d^{-2}}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ & \text{für: } \bar{i}_d^+ \neq 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = -\frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ \end{cases} \quad (6.127a)$$

$$\quad (6.127b)$$

Für die einzelnen Momentanblindleistungskomponenten in Gl. (6.128) ergeben sich aus der dynamischen Netzstützung in Kombination mit einer konstanten Momentanwirkleistungseinspeisung auf Basis der AARC folgende Zusammenhänge.

$$q = \underbrace{-(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-)}_{\tilde{q}} - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \cos(-2\omega t)}_{\tilde{q}_q} - \underbrace{(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \sin(-2\omega t)}_{\tilde{q}_p} \quad (6.128)$$

- i. Der Blindleistungswechselanteil  $\tilde{q}_q$  aus Gl. (6.128) in Gl. (6.129) oszilliert durch die Mit- und Gegensystemblindstromspeisung zur Dämpfung des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_q$  gem. Gl. (6.125) nach Substitution des Gegensystemblindstroms  $\bar{i}_q^-$  in Abhängigkeit des Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+$  sowie der Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^-$  mit der doppelten Netzfrequenz nach Gl. (6.130).

$$\tilde{q}_q = -(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \cos(-2\omega t) \quad (6.129)$$

$$\Rightarrow \tilde{q}_q = -2\bar{u}_d^- \bar{i}_q^+ \cos(-2\omega t) \quad \text{mit} \quad \bar{i}_q^- = \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad (6.130)$$

- ii. In Abhängigkeit einer potentiellen Wirkleistungseinspeisung folgt für den Blindleistungswechselanteil  $\tilde{q}_p$  aus Gl. (6.128) in Gl. (6.131) unter Berücksichtigung der einzuspeisenden Mit- und Gegensystemwirkströme zur Dämpfung des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_p$  gem. Gl. (6.123) die Fallunterscheidung in Gl. (6.132).

$$\tilde{q}_p = -(\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \sin(-2\omega t) \quad (6.131)$$

$$\Rightarrow \tilde{q}_p = \begin{cases} 0 & \text{für: } \bar{i}_d^+ = 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = 0 \\ 2\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ \sin(-2\omega t) & \text{für: } \bar{i}_d^+ \neq 0 \text{ und } \bar{i}_d^- = -\frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_d^+ \end{cases} \quad (6.132a)$$

$$\quad (6.132b)$$

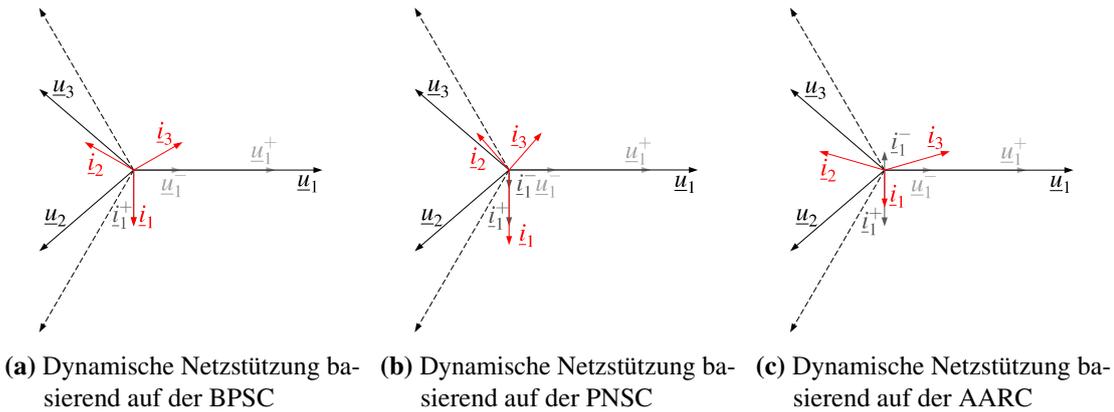
- iii. Der Blindleistungsgleichanteil  $\bar{q}$  aus Gl. (6.128) in Gl. (6.133) folgt nach Substitution des zur Dämpfung des Wirkleistungswechselanteils  $\tilde{p}_q$  erforderlichen Gegensystemblindstroms  $\bar{i}_q^-$  gem. Gl. (6.125) in Abhängigkeit des Mitsystemblindstroms  $\bar{i}_q^+$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  in Gl. (6.134).

$$\bar{q} = -(\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-) \quad (6.133)$$

$$\Rightarrow \bar{q} = -\frac{u_d^{+2} + u_d^{-2}}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad \text{mit} \quad \bar{i}_q^- = \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \bar{i}_q^+ \quad (6.134)$$

Zusammengefasst ist auf Basis der AARC mit priorisierter Blindstromeinspeisung zur dynamischen Netzstützung eine oszillationsfreie Momentanwirkleistungseinspeisung gegeben. Die Momentanblindleistung oszilliert hingegen unabhängig von einer zusätzlichen Wirkstromeinspeisung aufgrund des Blindleistungswechselanteils  $\tilde{q}_q$  mit der doppelten Netzfrequenz. Darüber hinaus zeigt die Analyse der Leistungseinspeisung auf Basis der PNSC und der AARC, dass eine gleichzeitige Einspeisung oszillationsfreier Momentanwirk- und -blindleistung aufgrund der bestehenden Kreuzkopplungen der Mit- und Gegensystemwirk- und -blindströme durch eine überschwingungsfreie, asymmetrische Stromeinspeisung nicht zu realisieren ist.

Hinsichtlich der einzelnen Phasenströme respektive Phasenleistungen resultiert bei Anwendung der



**Abbildung 6.53:** Phasorendiagramme der oberspannungsseitigen dynamischen Netzstützung auf Basis der BPSC, PNSC und AARC während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$

AARC zur dynamischen Netzstützung gem. der NAR im Falle eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C das exemplarische Zeigerdiagramm in Abb. 6.53c. Im Vergleich zur Netzstützung mittels PNSC wird durch Anwendung der AARC die Polarität des Gegensystemblindstroms umgekehrt, sodass spannungssenkender Blindstrom im Gegensystem eingespeist und die Stützung der

Spannung in der nicht fehlerbehafteten Phase L1 reduziert wird.

Das Simulationsergebnis in Abb. 6.54c eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C durch Kurzschluss der Phasen L2 und L3 auf der 10 kV-Ebene mit einer anfänglichen Residualspannung von  $U_r = 0,57$  pu am PCC des Netzsegments in Abb. 6.45 zeigt, dass mittels AARC die Anhebung der Effektivspannung auf  $U_1 \approx 1,02$  pu im Vergleich zur Netzstützung auf Basis der PNSC um 10 % reduziert wird. Die Spannung der nicht fehlerbehafteten Phase L1 wird jedoch auch mittels AARC gestützt, sodass in Abhängigkeit von der Impedanz zwischen PCC und Fehlerstelle sowie dem eingespeisten Mitsystemblindstrom  $\bar{i}_q^+$  eine Anhebung der nicht fehlerbehafteten Phasenspannung auf  $U_1 > 1,1$  pu nicht ausgeschlossen werden kann.

Gleichzeitig ist die maximale Amplitude der einzelnen Phasenströme bei Einspeisung äquivalenter Blindleistung auf Basis der AARC im Vergleich zur PNSC geringer, sodass eine bessere Stützung der Netzspannungen durch erhöhte Blindleistungseinspeisung mittels der AARC unter Berücksichtigung des LSC-Nennstroms realisiert werden kann [22]. Außerdem ist die Momentanwirkleistung im Vergleich zur Netzstützung mittels PNSC frei von Oszillationen, sodass die Schwingung der Zwischenkreisspannung auf Basis der AARC gedämpft wird.

### Leistungseinspeisung auf Basis der FPNSC

Um die Leistungseinspeisung während eines Spannungseinbruchs flexibler gestalten zu können, wird auf Basis der FPNSC das Verhältnis zwischen den eingespeisten Wirkleistungsgleichanteilen im Mit- und Gegensystem  $\bar{p}^+$  und  $\bar{p}^-$  zur Einspeisung eines Momentanwirkleistungsgleichanteils  $\bar{p}$  lediglich durch den skalaren Faktor  $k_1 \in [0 \ 1]$  in Gl. (6.135) gesteuert.

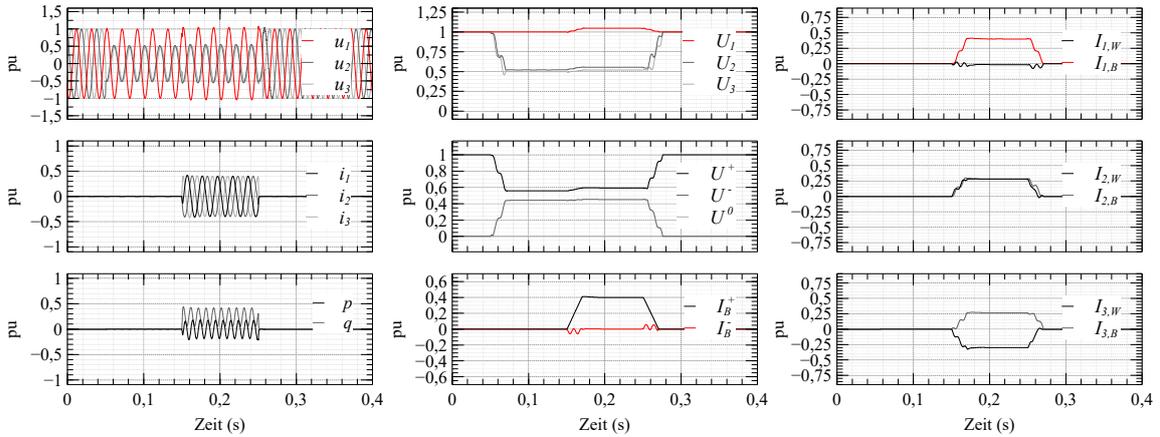
$$\bar{p} = \underbrace{k_1 \bar{p}^+}_{\bar{p}^+} + \underbrace{(1 - k_1) \bar{p}^-}_{\bar{p}^-} \quad (6.135)$$

In Analogie wird das Verhältnis zwischen den eingespeisten Blindleistungsgleichanteilen im Mit- und Gegensystem  $\bar{q}^+$  und  $\bar{q}^-$  zur Einspeisung des Momentanblindleistungsgleichanteils  $\bar{q}$  durch den skalaren Faktor  $k_2 \in [0 \ 1]$  in Gl. (6.136) gesteuert.

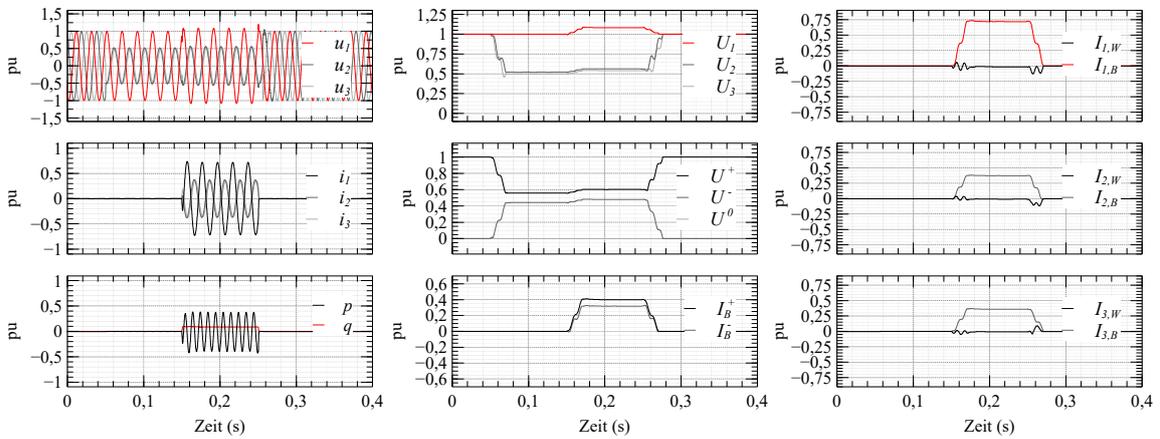
$$\bar{q} = \underbrace{k_2 \bar{q}^-}_{\bar{q}^-} + \underbrace{(1 - k_2) \bar{q}^+}_{\bar{q}^+} \quad (6.136)$$

Die SDLWindV spezifiziert jedoch bzgl. der dynamischen Netzstützung den einzuspeisenden Mitsystemblindstrom  $\bar{i}_q^+$  und somit den einzuspeisenden Mitsystemblindleistungsgleichanteil  $\bar{q}^+$  unter Berücksichtigung der maximal einspeisbaren Momentanblindleistung in Abhängigkeit des LSC-Nennstroms. Infolgedessen ist der skalare Faktor  $k_2$  im Gegensatz zur Definition der FPNSC in [22] bzgl. des Mitsystemblindleistungsgleichanteils  $\bar{q}^+$  nicht innerhalb des Wertebereichs  $[0 \ 1]$  frei wählbar. Da die SDLWindV die zusätzlich einspeisbare Gegensystemblindleistung hingegen nicht spezifiziert, wird die FPNSC im Folgenden derart interpretiert, dass lediglich Gegensystemblindleistungsgleichanteil  $\bar{q}^-$  durch den skalaren Faktor  $k_2 \in [0 \ 1]$  gesteuert wird, der Mitsystemblindleistungsgleichanteil  $\bar{q}^+$  wird ohne Bezug zu  $k_2$  gem. Gl. (6.70) ermittelt. Für  $k_2 = 0$  wird daher im Folgenden neben der erforderlichen Mitsystemblindleistung die maximal spannungshobende Gegensystemblindleistung und für  $k_2 = 1$  die maximal spannungssenkende Gegensystemblindleistung eingespeist.

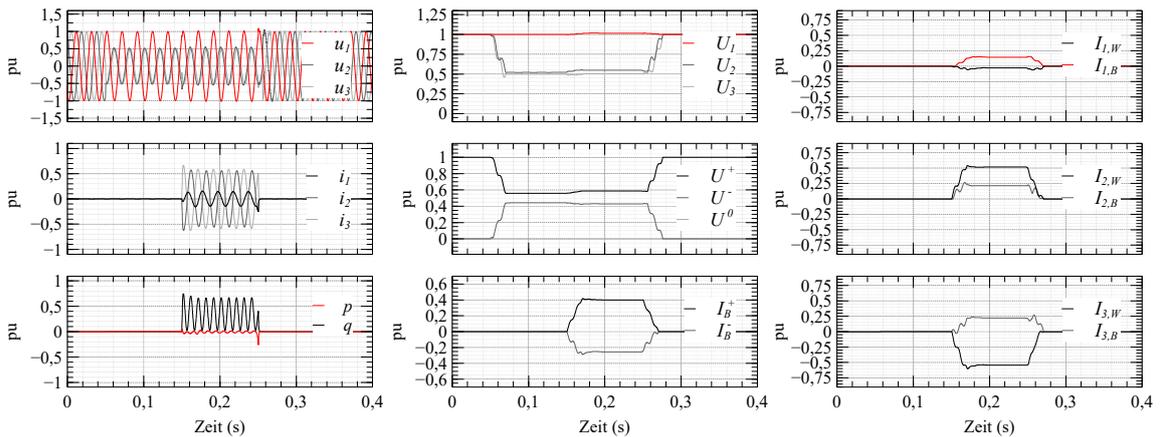
Die maximal spannungshobende respektive spannungssenkende einspeisbare Gegensystemblindleistung wird durch den Nennstrom des LSCs in Abhängigkeit der aktuellen Netzspannung während des Spannungseinbruchs begrenzt, da für den Spitzenwert jedes einzelnen Phasenstroms  $\hat{I}_{123} \leq 1$  pu gelten muss. Das Spitzenwertquadrat der einzelnen Phasenströme resultiert gem. Gl. (6.93) nach Substitution von  $\hat{I}_{\alpha,p}$  und  $\hat{I}_{\beta,p}$  durch Gl. (6.84) sowie  $\hat{I}_{\alpha,q}$  und  $\hat{I}_{\beta,q}$  durch Gl. (6.87) in Abhängigkeit



(a) Dynamische Netzstützung auf Basis der BPSC während eines Netzfehlers vom Typ C (Abb. 2.3)



(b) Dynamische Netzstützung auf Basis der PNSC während eines Netzfehlers vom Typ C (Abb. 2.3)



(c) Dynamische Netzstützung auf Basis der AARC während eines Netzfehlers vom Typ C (Abb. 2.3)

**Abbildung 6.54:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$ , der Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , der Wirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123}$ , der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung  $\mathbf{U}^{+-0}$ , des Mit- und Gegensystemblindstroms  $\mathbf{I}_B^{+-}$  sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms  $\mathbf{I}_{123,W}$  und  $\mathbf{I}_{123,B}$  auf der 10 kV-Ebene während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C und dynamischer Netzstützung auf Basis der BPSC, der PNSC und der AARC

des Wirk- und Blindstroms im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems in Gl. (6.137).

$$\hat{I}_\alpha^2 = \underbrace{\bar{i}_q^{+2} + \bar{i}_q^{-2} - 2\bar{i}_q^+ \bar{i}_q^- \cos(2\gamma_\Theta)}_{\hat{I}_B^2} + \underbrace{\bar{i}_d^{+2} + \bar{i}_d^{-2} + 2\bar{i}_d^+ \bar{i}_d^- \cos(2\gamma_\Theta)}_{\hat{I}_W^2} + 2 \underbrace{(-\bar{i}_q^+ \bar{i}_d^- - \bar{i}_q^- \bar{i}_d^+) \sin(2\gamma_\Theta)}_{\hat{I}_{B,W}^2} \quad (6.137)$$

Bei Einspeisung eines Blindstroms im Mit- und Gegensystem folgt für  $\bar{i}_d^+ = \bar{i}_d^- = 0$  in Gl. (6.138) jener spannungssenkender Blindstromgleichanteil  $\bar{i}_{q,\max}^-$ , durch den der Momentanblindleistungsgleichanteil  $\bar{q}$  maximiert wird sowie in Gl. (6.139) jener spannungshhebender Blindstromgleichanteil  $\bar{i}_{q,\min}^-$ , durch den der resultierende Momentanblindleistungsgleichanteil  $\bar{q}$  minimiert wird.

$$\bar{i}_{q,\max}^- = -\sqrt{\hat{I}_\alpha^2 - (\bar{i}_q^+ \sin(2\gamma_\Theta))^2} + \bar{i}_q^+ \cos(2\gamma_\Theta) \quad (6.138)$$

$$\bar{i}_{q,\min}^- = \sqrt{\hat{I}_\alpha^2 - (\bar{i}_q^+ \sin(2\gamma_\Theta))^2} + \bar{i}_q^+ \cos(2\gamma_\Theta) \quad (6.139)$$

Aufgrund der Fallunterscheidung in Abhängigkeit des Winkels  $\gamma_\Theta$  gem. Gl. (6.94)-(6.96) resultieren jeweils drei Werte für  $\bar{i}_{q,\max}^-$  und  $\bar{i}_{q,\min}^-$  aus Gl. (6.138) und Gl. (6.139). Nur für den jeweils betragsmäßig kleinste Wert ist  $\hat{\mathbf{I}}_{123} \leq 1$  pu gewährleistet.

Unter Verwendung der resultierenden Blindstromgleichanteile  $\bar{i}_{q,\max}^-$  und  $\bar{i}_{q,\min}^-$  folgt in Gl. (6.140) der eingespeiste Gegensystemblindstromgleichanteil  $\bar{i}_q^-$  in Abhängigkeit des skalaren Faktors  $k_2$ .

$$\bar{i}_q^- = k_2 \bar{i}_{q,\max}^- + (1 - k_2) \bar{i}_{q,\min}^- \quad \text{mit} \quad k_2 \in [0 \ 1] \quad (6.140)$$

Das Simulationsergebnis in Abb. 6.55 eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C durch Kurzschluss der Phasen L2 und L3 auf der 10 kV-Ebene des Netzsegments in Abb. 6.45 zeigt, dass durch die dynamische Netzstützung auf Basis der FPNSC unterspannungsseitig für  $k_2 = 0$  neben dem gem. SDLWindV erforderlichen Blindstrom im Mitsystem  $I_B^+$ , der maximale, durch den Nennstrom des LSCs begrenzte, spannungshhebende Blindstrom im Gegensystem  $I_B^-$  eingespeist wird. Durch den spannungshhebenden Blindstrom im Gegensystem wird die resultierende Momentanblindleistung  $q$  für  $k_2 = 0$  minimiert. Für  $k_2 = 1$  hingegen wird der maximal spannungssenkende Blindstrom im Gegensystem eingespeist, sodass die resultierende Momentanblindleistung  $q$  maximiert wird.

Im Vergleich zur PNSC respektive AARC zeigt das Simulationsergebnis der überspannungsseitigen Größen in Abb. 6.56, dass die FPNSC nach Substitution von  $\bar{i}_q^-$  in Gl. (6.140) durch Gl. (6.109) für

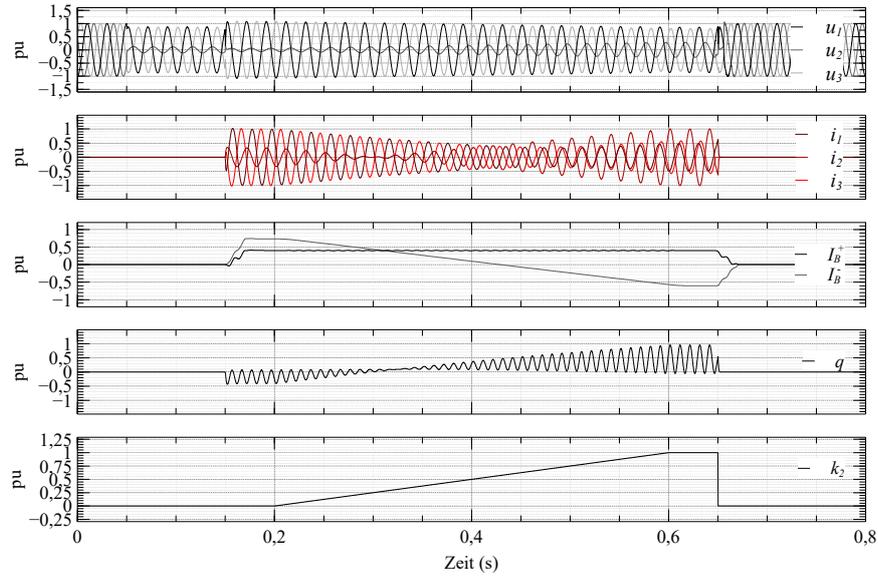
$$k_{2,\text{PNSC}} = -\frac{\bar{u}_d^- \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^+ \bar{i}_{q,\min}^-}{\bar{u}_d^+ (\bar{i}_{q,\max}^- - \bar{i}_{q,\min}^-)} \quad (6.141)$$

der PNSC entspricht, sodass konstante Momentanblindleistung  $q$  eingespeist wird, während die Momentanwirkleistung  $p$  oszilliert. Wird hingegen  $\bar{i}_q^-$  in Gl. (6.140) durch Gl. (6.125) substituiert, ist die FPNSC für

$$k_{2,\text{AARC}} = \frac{\bar{u}_d^- \bar{i}_q^+ - \bar{u}_d^+ \bar{i}_{q,\min}^-}{\bar{u}_d^+ (\bar{i}_{q,\max}^- - \bar{i}_{q,\min}^-)} \quad (6.142)$$

äquivalent zur AARC, sodass die Momentanblindleistung  $q$  oszilliert, während für die eingespeiste Momentanwirkleistung  $p = 0$  gilt.

Hinsichtlich der Anforderung der SDLWindV, dass die dynamische Netzstützung nicht zu einem Anstieg der Spannungseffektivwerte in den nicht fehlerbehafteten Phasen auf  $\mathbf{U}_{123} > 1,1$  pu während



**Abbildung 6.55:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$ , der Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$  und Blindleistung  $q$ , Effektivwerte des Mit- und Gegensystemblindstroms  $\mathbf{I}_B^{\pm}$  auf der 600 V-Ebene sowie der Verlauf des skalaren Faktors  $k_2$  während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C und dynamischer Netzstützung auf Basis der FPNSC

eines asymmetrischen Spannungseinbruchs führen darf ([49] Kap. 2.5.1.2), zeigt das Simulationsergebnis der überspannungsseitigen Größen in Abb. 6.56, dass der Effektivwert  $U_1$  für

$$k_2 \geq \frac{\bar{i}_q^+ - \bar{i}_{q,\min}^-}{\bar{i}_{q,\max}^- - \bar{i}_{q,\min}^-} \quad (6.143)$$

im Falle eines Spannungseinbruchs vom Typ C nicht angehoben, sondern abgesenkt wird. Die rechte Seite der Gl. (6.143) folgt nach Substitution von  $\bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+$  in Gl. (6.140) und wird im Folgenden als BPNSC<sup>56</sup> bezeichnet.

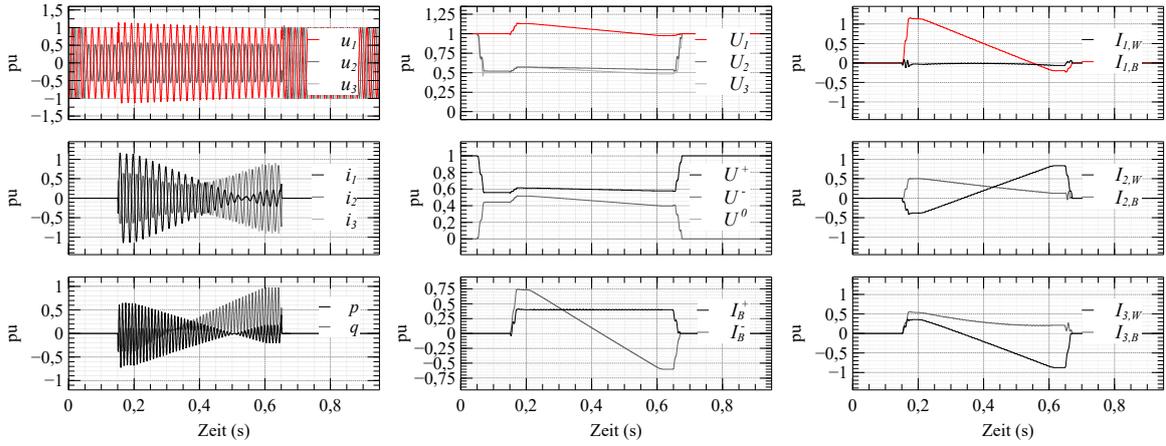
Darüber hinaus veranschaulicht das Simulationsergebnis der unterspannungsseitigen Größen in Abb. 6.55 hinsichtlich einer zusätzlichen Wirkleistungseinspeisung, dass für den skalaren Faktor  $0 < k_2 < 1$  jeder einzelne Phasenstrom kleiner als der Nennstrom ist ( $\mathbf{i}_{123} < 1$  pu), sodass zusätzliche Wirkleistung auf Basis der FPNSC gem. Gl. (6.135) eingespeist werden kann.

Zur Ermittlung des maximal einspeisbaren Wirkleistungsanteils  $\bar{p}$  werden zunächst, da dieser vom skalaren Faktor  $k_1$  sowie vom maximalen Phasenstrom  $\hat{i}'_\alpha$  abhängig ist, die Wirkstromgleichanteile  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  in Gl. (6.137) durch Gl. (6.144) und Gl. (6.145) substituiert,

$$\bar{p}^+ = k_1 \bar{p} = \frac{3}{2} \bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ \Rightarrow \bar{i}_d^+ = \frac{2}{3} k_1 \frac{\bar{p}}{\bar{u}_d^+} \quad (6.144)$$

$$\bar{p}^- = (1 - k_1) \bar{p} = \frac{3}{2} \bar{u}_d^- \bar{i}_d^- \Rightarrow \bar{i}_d^- = \frac{2}{3} (1 - k_1) \frac{\bar{p}}{\bar{u}_d^-} \quad (6.145)$$

<sup>56</sup>vgl. Balanced Positive Negative Sequence Control



**Abbildung 6.56:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$ , der Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , der Wirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123}$ , der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung  $\mathbf{U}^{+-0}$ , des Mit- und Gegensystemblindstroms  $\mathbf{I}_B^{+-}$  sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms  $\mathbf{I}_{123,W}$  und  $\mathbf{I}_{123,B}$  auf der 10 kV-Ebene während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C und dynamischer Netzstützung auf Basis der FPNSC

sodass die Phasenstromanteile  $\hat{I}_W$  und  $\hat{I}_{B,W}$  aus Gl. (6.137) in Gl. (6.146) respektive Gl. (6.147) resultieren.

$$\hat{I}_W^2 = \bar{p}^2 \underbrace{\left( \left( \frac{2}{3} \right)^2 \frac{(1-k_1)^2 \bar{u}_d^{+2} + k_1^2 \bar{u}_d^{-2} + 2k_1(1-k_1) \bar{u}_d^+ \bar{u}_d^- \cos(2\gamma_\Theta)}{\bar{u}_d^{+2} \bar{u}_d^{-2}} \right)}_{a_p} \quad (6.146)$$

$$\hat{I}_{B,W}^2 = \bar{p} \underbrace{\left( -\frac{4}{3} \frac{(1-k_1) \bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + k_1 \bar{u}_d^- \bar{i}_q^-}{\bar{u}_d^+ \bar{u}_d^-} \sin(2\gamma_\Theta) \right)}_{a_{pq}} \quad (6.147)$$

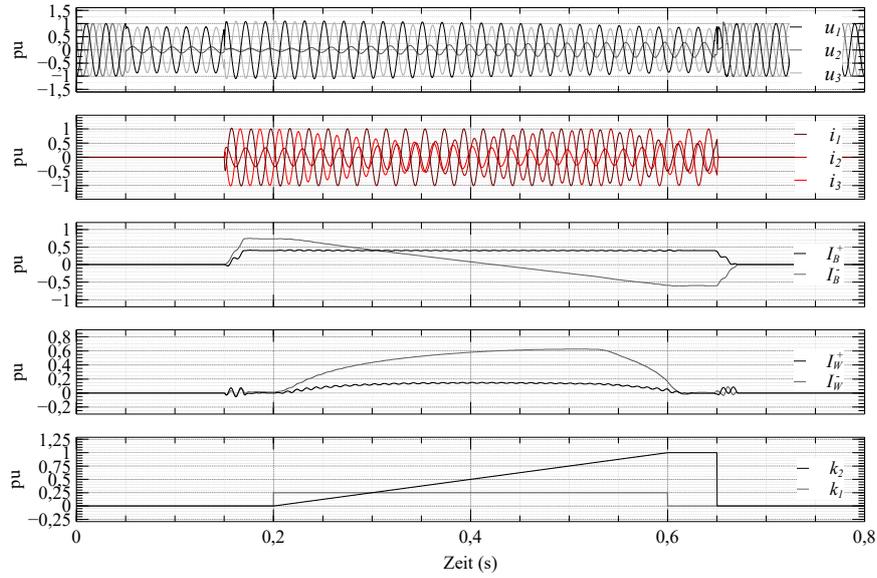
Der Phasenstromanteil  $\hat{I}_B$  aus Gl. (6.137) ist durch die priorisierte Blindleistungseinspeisung in Abhängigkeit der Blindstromgleichanteile  $\bar{i}_q^+$  gem. Gl. (6.70) sowie  $\bar{i}_q^-$  in Gl. (6.140) gegeben.

Die Lösung der resultierenden, quadratischen Gleichung in Gl. (6.148) liefert den einspeisbaren Wirkleistungsgleichanteil in Gl. (6.149).

$$\hat{I}_\alpha'^2 = a_p \bar{p}^2 + a_{pq} \bar{p} + \hat{I}_B^2 \quad (6.148)$$

$$\Leftrightarrow \bar{p} = -\frac{1}{2} \frac{a_{pq}}{a_p} \pm \sqrt{\left( \frac{1}{2} \frac{a_{pq}}{a_p} \right)^2 - \frac{\hat{I}_B^2 - \hat{I}_\alpha'^2}{a_p}} \quad (6.149)$$

Wird neben dem Blindstrom zur dynamischen Netzstützung auf Basis der FPNSC die für  $\hat{I}_\alpha' = 1$  pu sowie in Abhängigkeit von  $k_1$  nach Gl. (6.149) resultierende Wirkleistung  $\bar{p}_{\max}$  während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C in das Netzsegments in Abb. 6.45 eingespeist, so wird unterspannungsseitig gem. des Simulationsergebnisses in Abb. 6.57 dauerhaft in mindestens einer Phase der LSCs-Nennstrom eingepreßt. Die eingespeisten Wirkstromeffektivwerte im Mit- und Gegensystem  $\hat{I}_W^+$  und  $\hat{I}_W^-$  variieren trotz konstantem skalarem Faktor, der beispielhaft zu  $k_1 = 0,25$  gewählt wird, da sich die einspeisbare Wirkleistung  $\bar{p}_{\max}$  in Abhängigkeit des Blindstroms im Gegensystem ändert.



**Abbildung 6.57:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , Effektivwerte des Mit- und Gegensystemblind- und -wirkstroms  $\mathbf{I}_B^{+-}$  und  $\mathbf{I}_W^{+-}$  auf der 600 V-Ebene sowie der Verlauf der skalaren Faktoren  $k_2$  und  $k_1$  während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C und dynamischer Netzstützung auf Basis der FPNSC bei gleichzeitiger Wirkstromeinspeisung

### Leistungseinspeisung auf Basis der BPNSC

Auf Basis der zuvor analysierten Strategien zur Leistungseinspeisung erfolgt mit Ausnahme der BPSC eine Gegensystemblindstromeinspeisung, die in Abhängigkeit der jeweiligen Strategie variiert. Während die Momentanblindleistungsoszillationen mittels PNSC durch die Einspeisung eines Blindstromgleichanteils im Gegensystem

$$\bar{i}_{q,\text{PNSC}}^- = -\bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \quad (6.150)$$

gedämpft werden, werden die Momentanwirkleistungsoszillationen durch die Einspeisung eines Blindstromgleichanteils im Gegensystem

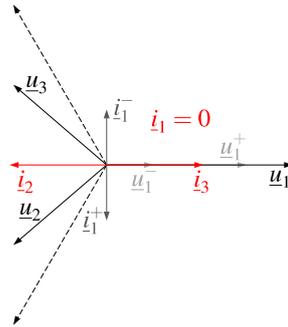
$$\bar{i}_{q,\text{AARC}}^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^-}{\bar{u}_d^+} \quad (6.151)$$

auf Basis der AARC reduziert. Durch Anwendung der BPSC, PNSC und AARC wird jedoch die Phasenspannung der nicht fehlerbehafteten Phase während eines Spannungseinbruchs vom Typ C gem. Abb. 6.54 angehoben.

Wird die Dämpfung der Momentanwirk- oder -blindleistungsoszillationen vernachlässigt, folgt aus der Analyse der FPNSC für den skalaren Faktor  $k_2 \geq k_{2,\text{BPNSC}}$  in Gl. (6.143) auf Basis der BPNSC die Einspeisung eines Blindstromgleichanteils im Gegensystem

$$\bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+, \quad (6.152)$$

mittels dessen die Anhebung des Effektivwerts der nicht fehlerbehafteten Phasenspannung vermieden wird. Da der Betrag der Ströme im Mit- und Gegensystem im Falle des im Zeigerdiagramm in Abb. 6.58 dargestellten Spannungseinbruchs vom Typ C gleich, die Phasenlage jedoch entgegengesetzt ist, gilt für den Phasenstrom in der nicht fehlerbehafteten Phase  $\underline{i}_1 = 0$ . In den fehlerbehafteten

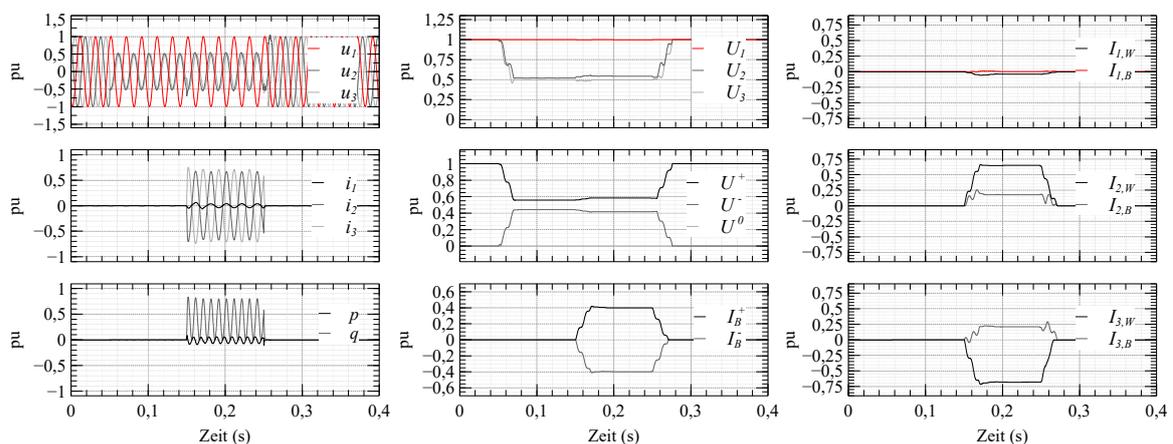


**Abbildung 6.58:** Phasendiagramm der überspannungsseitigen dynamischen Netzstützung auf Basis der BPNSC während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C mit  $D = 0,5e^{j0^\circ}$

Phasen L2 und L3 wird hingegen jeweils spannungsstützender Blindstrom sowie Wirkstrom mit unterschiedlicher Polarität eingespeist.

Aufgrund der Kompensation des Mitsystemblindstroms durch den Gegensystemblindstrom mit entgegengesetzter Polarität wird der Effektivwert der nicht fehlerbehafteten Phase  $U_1$  gem. des Simulationsergebnisses eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C durch Kurzschluss der Phasen L1 und L2 auf der 10kV-Ebene des Netzsegments in Abb. 6.59 nicht beeinflusst. Entsprechend den Anforderungen der NAR, dass die dynamische Netzstützung nicht zu einem Anstieg der Spannungseffektivwerte in den nicht fehlerbehafteten Phasen auf  $U_{123} > 1,1$  pu während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs führen darf ([49] Kap. 2.5.1.2), werden im Gegensatz zur dynamischen Netzstützung auf Basis der BPSC, der PNSC sowie der AARC in Abb. 6.54 lediglich die Effektivwerte der fehlerbehafteten Phasen  $U_2$  und  $U_3$  gestützt.

Zusammenfassend folgt aus der Analyse der BPNSC unter Berücksichtigung des Nennstroms des



**Abbildung 6.59:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $u_{123}$ , der Phasenströme  $i_{123}$ , der Wirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$ , der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung  $U^{+-0}$ , des Mit- und Gegensystemblindstroms  $I_B^{+-}$  sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms  $I_{123,W}$  und  $I_{123,B}$  auf der 10kV-Ebene während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ C und dynamischer Netzstützung auf Basis der BPNSC

LSCs der Wertebereich

$$\bar{i}_{q, \text{BPNSC}}^- \leq \bar{i}_q^- \leq \bar{i}_{q, \text{max}}^- \quad (6.153)$$

des erforderlichen Blindstromgleichanteils im Gegensystem zur richtlinienkonformen Netzstützung. Mit einem Blindstromgleichanteil aus diesem Wertebereich kann die Leistungseinspeisung wie bspw. auf Basis der PRPC<sup>57</sup> variiert und optimiert werden kann.

### Leistungseinspeisung auf Basis der PRPC

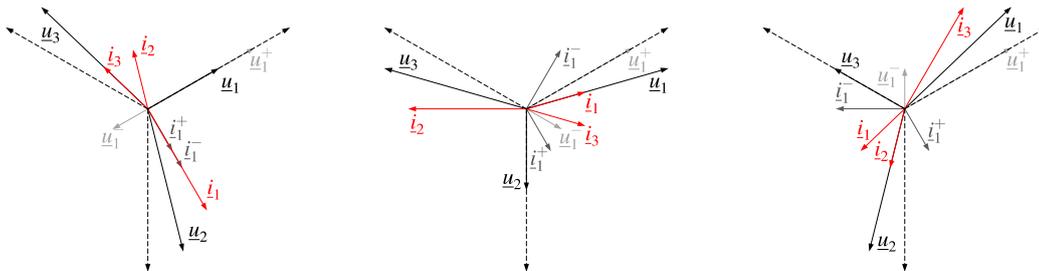
Die Intention der PRPC ist die Einspeisung eines Blindstromgleichanteils

$$\bar{i}_{q,PRPC}^- = \bar{i}_q^+ \frac{2\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^-}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} \quad (6.154)$$

im Gegensystem, sodass im Falle eines Spannungseinbruchs vom Typ F lediglich die Phasenspannung der fehlerbehafteten Phase L1 gem. des Zeigerdiagramms in Abb. 6.60a respektive der fehlerbehafteten Phase L2 gem. des Zeigerdiagramms in Abb. 6.60b oder der fehlerbehafteten Phase L3 gem. des Zeigerdiagramms in Abb. 6.60c durch spannungshebende Blindstromeinspeisung gestützt wird.

In den Phasen L2 und L3 in Abb. 6.60a sowie in den Phasen L1 und L3 in Abb. 6.60b oder in den Phasen L1 und L2 in Abb. 6.60c wird gleichzeitig anstelle eines Blindstroms, Wirkstrom mit unterschiedlicher Polarität eingespeist, sodass für den jeweiligen Blindleistungseffektivwert der nicht fehlerbehafteten Phasen  $Q_2 = Q_3 = 0$  in Abb. 6.60a,  $Q_1 = Q_3 = 0$  in Abb. 6.60b und  $Q_1 = Q_2 = 0$  in Abb. 6.60c sowie für den Summenstrom des dreiphasigen Systems jederzeit  $i_{\sum n=1}^3 i_n = 0$  gilt. Die Berechnung der Wirk- und Blindleistungseffektivwerte der einzelnen Phasen in Abhängigkeit der Wirk- und Blindstromgleichanteile im Mit- und Gegensystem, der Spannungsgleichanteile im Mit- und Gegensystem sowie der relativen Phasenlage  $\Delta\Theta$  der Gegensystemspannung im Bezug auf die Mitsystemspannung ist im Anh. C gegeben.

Vorausgesetzt im Mit- und Gegensystem wird kein Wirkstrom eingespeist ( $\bar{i}_d^+ = \bar{i}_d^- = 0$ ), so gilt für



(a) Stützung der Spannung in der fehlerbehafteten Phase L1      (b) Stützung der Spannung in der fehlerbehafteten Phase L2      (c) Stützung der Spannung in der fehlerbehafteten Phase L3

**Abbildung 6.60:** Phasorendiagramme der dynamischen Netzstützung auf Basis der PRPC während asymmetrischer Spannungseinbrüche vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$

die, von den Wirkstromgleichanteilen  $\bar{i}_d^+$  und  $\bar{i}_d^-$  abhängigen Anteile der Blindleistungseffektivwerte in Gl. (C.47) und Gl. (C.49),  $Q_{2,W} = Q_{3,W} = 0$ . Aus den von den Blindstromgleichanteilen  $\bar{i}_q^+$  und  $\bar{i}_q^-$  abhängigen Anteile der Blindleistungseffektivwerte in Gl. (C.46) und Gl. (C.48) folgen für  $Q_{2,B} = Q_{3,B} = 0$  in Gl. (6.155) und Gl. (6.156) zwei Gleichungen, die den zur Realisierung der PRPC erforderlichen Blindstromgleichanteil  $\bar{i}_q^-$  im Gegensystem in Abhängigkeit der relativen Phasenlage

<sup>57</sup>vgl. Phase Reactive Power Control

$\Delta\Theta$  der Gegensystemspannung im Bezug auf die Mitsystemspannung spezifizieren.

$$Q_{2,B} \stackrel{!}{=} 0 \text{ in (C.46)} \Rightarrow \bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)}{\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+ \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)} \quad (6.155)$$

$$Q_{3,B} \stackrel{!}{=} 0 \text{ in (C.48)} \Rightarrow \bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)}{\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+ \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)} \quad (6.156)$$

Für die Winkeldifferenz  $\Delta\Theta = \pm 180^\circ$  zwischen der Mit- und Gegensystemspannung in Abb. 6.60a sind Gl. (6.155) und Gl. (6.156) äquivalent, sodass der zuvor in Gl. (6.154) definiert Blindstromgleichanteil  $\bar{i}_q^-$  im Gegensystem folgt.

Ist hingegen die Stützung der Phasenspannung in der fehlerbehafteten Phase L2 gem. Abb. 6.60b erforderlich, gilt für die Blindleistungseffektivwerte in Gl. (C.44) und Gl. (C.48)  $Q_{1,B} = Q_{3,B} = 0$ . Aus den resultierenden Gleichungen (6.157) und (6.158) zur Ermittlung des einzuspeisenden Blindstromgleichanteils  $\bar{i}_q^-$  im Gegensystem, die für die Winkeldifferenz  $\Delta\Theta = -60^\circ$  zwischen der Mit- und Gegensystemspannung in Abb. 6.60b äquivalent sind, folgt wiederum der zuvor definierte Blindstromgleichanteil  $\bar{i}_q^-$  im Gegensystem in Gl. (6.154).

$$Q_{1,B} \stackrel{!}{=} 0 \text{ in (C.44)} \Rightarrow \bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \cos(\Delta\Theta)}{\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+ \cos(\Delta\Theta)} \quad (6.157)$$

$$Q_{3,B} \stackrel{!}{=} 0 \text{ in (C.48)} \Rightarrow \bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)}{\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+ \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)} \quad (6.158)$$

In Analogie resultiert für  $Q_{1,B} = Q_{2,B} = 0$  in Gl. (6.159) und Gl. (6.160) sowie die Winkeldifferenz  $\Delta\Theta = 60^\circ$  zwischen der Mit- und Gegensystemspannung in Abb. 6.60c der zur Stützung der Phasenspannung in der fehlerbehafteten Phase L3 erforderliche Blindstromgleichanteil  $\bar{i}_q^-$  im Gegensystem in Gl. (6.154).

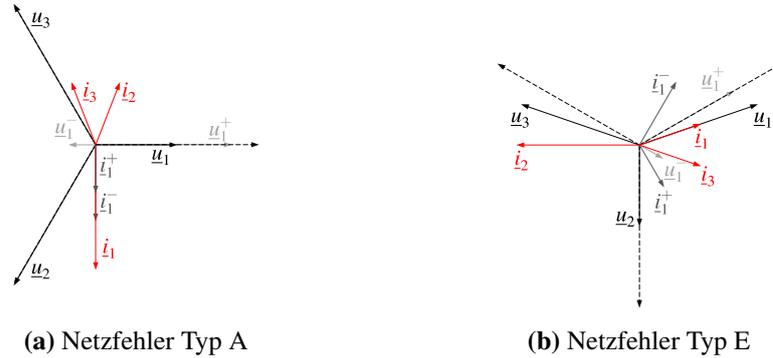
$$Q_{1,B} \stackrel{!}{=} 0 \text{ in (C.44)} \Rightarrow \bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \cos(\Delta\Theta)}{\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+ \cos(\Delta\Theta)} \quad (6.159)$$

$$Q_{2,B} \stackrel{!}{=} 0 \text{ in (C.46)} \Rightarrow \bar{i}_q^- = \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)}{\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+ \left( -\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta) \right)} \quad (6.160)$$

Zusammenfassend erfolgt auf Basis der PRPC für Spannungseinbrüche ohne Erdschluss mit einer Winkeldifferenz zwischen der Mit- und Gegensystemspannung von  $\Delta\Theta = 60^\circ$ ,  $\Delta\Theta = -60^\circ$  oder  $\Delta\Theta = \pm 180^\circ$  vom Typ F in Abb. 6.60 sowie vom Typ A in Abb. 6.61a und vom Typ E in Abb. 6.61b, die Stützung der Spannung in nur einer Phase.

Die Validierung der theoretischen Betrachtungen hinsichtlich der dynamische Netzstützung auf Basis der PRPC erfolgt unter Verwendung des Simulationsmodells in Abb. 6.45. Grundsätzlich veranschaulichen die Simulationsergebnisse in Abb. 6.62 und Abb. 6.64, dass mittels PRPC, unabhängig vom Typ eines asymmetrischen Spannungseinbruchs, im Mitsystem ein spannungshebender Blindstrom  $I_B^+$  eingespeist wird, sodass der Effektivwert der Mitsystemspannung  $U^+$  angehoben wird. Im Gegensystem wird hingegen ein spannungssenkender Blindstrom  $I_B^-$  eingespeist, infolge dessen der Effektivwert der Gegensystemspannung  $U^-$  abgesenkt und die Asymmetrie des Spannungssystems verringert wird.

Hinsichtlich der einzelnen Phasenwirk- und -blindströme zeigt das Simulationsergebnis eines Span-



**Abbildung 6.61:** Phasorendiagramme der dynamischen Netzstützung auf Basis der PRPC während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ A und E mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$

nungseinbruchs vom Typ F am PCC auf der 10 kV-Ebene in Abb. 6.62c, hervorgerufen durch einen 2-phasigen Spannungseinbruch ohne Erdschluss vom Typ C auf der 30 kV-Ebene, dass auf Basis der PRPC in die Phasen L1 und L3 nahezu ausschließlich Wirkstrom eingespeist wird und die Spannung der Phase L2 durch den spannungshebenden Blindanteil des Phasenstroms  $I_{2,B}$  gestützt wird. Da die Winkeldifferenz zwischen der Mit- und Gegensystemspannung jedoch nicht exakt den in der theoretischen Betrachtung angenommenen Werten entspricht, wird in die Phase L2 neben dem spannungsstützenden Blindstrom ein Wirkstrom sowie in die Phase L1 ein minimal spannungssenkender Blindstrom eingespeist.

Im Falle eines Spannungseinbruchs vom Typ E am PCC auf der 10 kV-Ebene, hervorgerufen durch einen 2-phasigen Spannungseinbruchs mit Erdschluss vom Typ B auf der 30 kV-Ebene resultieren in Abb. 6.62b hinsichtlich der Wirk- und Blindanteile der einzelnen Phasenströme äquivalente Simulationsergebnisse.

Im Falle eines 1-phasigen Spannungseinbruchs mit Erdschluss vom Typ A am PCC auf der 10 kV-Ebene wird aufgrund der differierenden Winkeldifferenz zwischen der Mit- und Gegensystemspannung bzgl. der theoretischen Werte ein minimal spannungsstützender Blindstrom in die nicht fehlerbehaftete Phase L1 eingespeist, hauptsächlich wird jedoch die fehlerbehaftete Phase L3 gestützt.

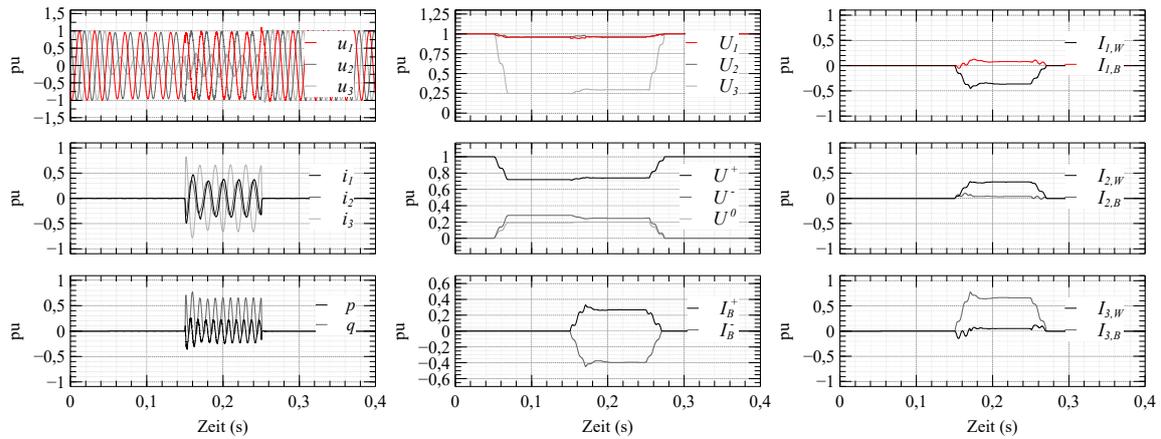
Zur Analyse der dynamischen Netzstützung auf Basis der PRPC während der übrigen, potentiellen Spannungseinbrüche ohne Erdschluss in Tab. 2.2 vom Typ C in Abb. 6.63b und Typ G in Abb. 6.63c sowie während eines 2-phasigen Spannungseinbruchs mit Erdschluss vom Typ B in Abb. 6.63a erfolgt die Betrachtung der einzelnen Phasenblindleistungen in Gl. (6.161) bis Gl. (6.163) nach Substitution des Blindstroms im Gegensystem gem. Gl. (6.154) in Gl. (C.44), Gl. (C.46) und Gl. (C.48).

$$Q_{1,B} = \bar{i}_q^+ \frac{1}{2} \frac{\bar{u}_d^- - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} \left( 1 - 2 \cos(\Delta\Theta) \right) \quad (6.161)$$

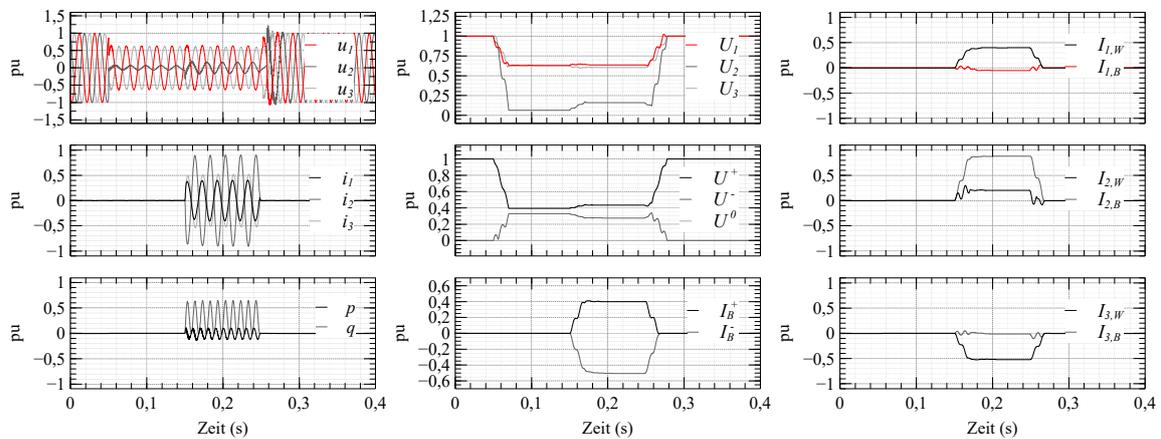
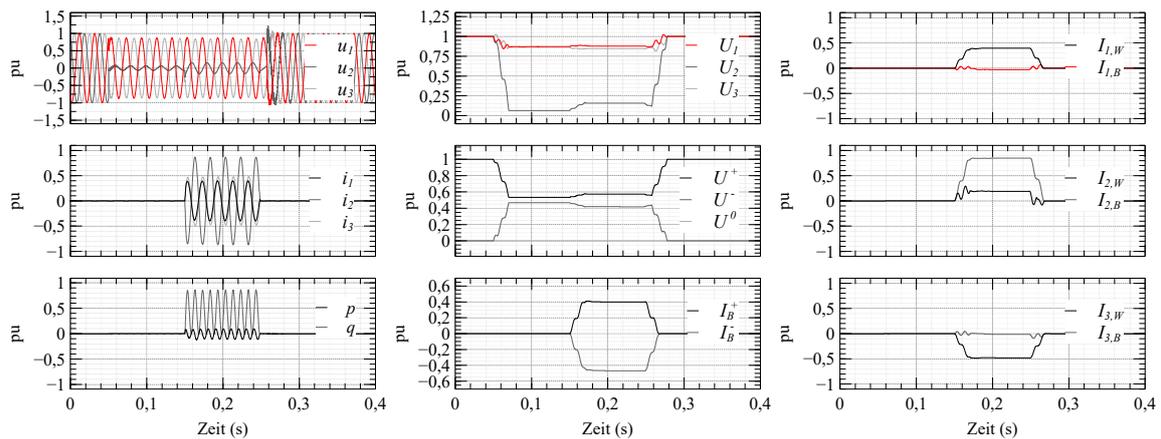
$$Q_{2,B} = \bar{i}_q^+ \frac{1}{2} \frac{\bar{u}_d^- - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} \left( 1 + \cos(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta) \right) \quad (6.162)$$

$$Q_{3,B} = \bar{i}_q^+ \frac{1}{2} \frac{\bar{u}_d^- - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} \left( 1 + \cos(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta) \right) \quad (6.163)$$

Da die Winkeldifferenz zwischen der Mit- und Gegensystemspannung im Falle eines Spannungseinbruchs vom Typ B, C oder G  $\Delta\Theta = 0^\circ$ ,  $\Delta\Theta = 120^\circ$  oder  $\Delta\Theta = -120^\circ$  beträgt, folgen aus Gl. (6.161)



(a) Netzfehler Typ A: 1-phasiger Spannungseinbruch mit Erdschluss (Abb. 2.3)

(b) Netzfehler Typ E: Netzfehler Typ B nach Übertragung durch einen  $\Delta/\Delta$ -Transformator (Abb. 2.6, Tab. 2.2)(c) Netzfehler Typ F: Netzfehler Typ C nach Übertragung durch einen  $\Delta/\Delta$ -Transformator (Abb. 2.6, Tab. 2.2)

**Abbildung 6.62:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$ , der Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , der Wirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123}$ , der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung  $\mathbf{U}^{+-0}$ , des Mit- und Gegensystemblindstroms  $\mathbf{I}_B^{+-}$  sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms  $\mathbf{I}_{123,W}$  und  $\mathbf{I}_{123,B}$  auf der 10 kV-Ebene während asymmetrischer Spannungseinbrüche vom Typ A, E und F und dynamischer Netzstützung auf Basis der PRPC

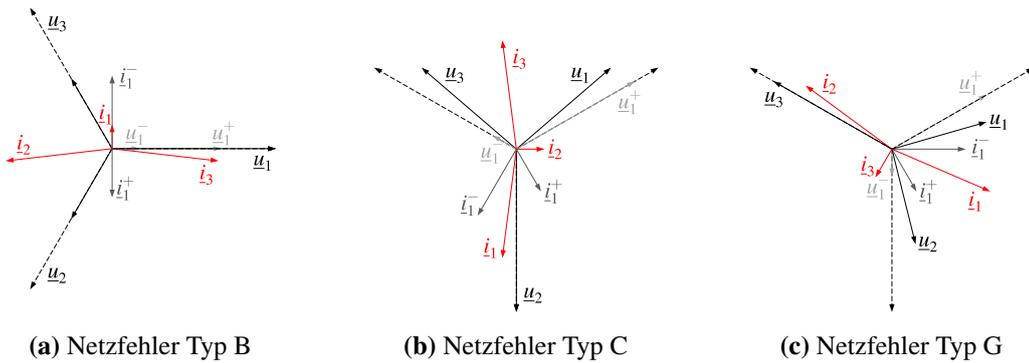
bis Gl. (6.163) die Fallunterscheidungen in Gl. (6.164a) bis Gl. (6.166c).

$$\bar{i}_q^+ < 0 \text{ und } \bar{u}_d^+ > \bar{u}_d^- : Q_{1,B} = \begin{cases} -\bar{i}_q^+ \frac{1}{2} \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} < 0 & \text{für } \Delta\Theta = 0^\circ & (6.164a) \\ \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} > 0 & \text{für } \Delta\Theta = \pm 120^\circ & (6.164b) \end{cases}$$

$$\bar{i}_q^+ < 0 \text{ und } \bar{u}_d^+ > \bar{u}_d^- : Q_{2,B} = \begin{cases} \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} > 0 & \text{für } \Delta\Theta = 0^\circ & (6.165a) \\ -\bar{i}_q^+ \frac{1}{2} \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} < 0 & \text{für } \Delta\Theta = 120^\circ & (6.165b) \\ \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} > 0 & \text{für } \Delta\Theta = -120^\circ & (6.165c) \end{cases}$$

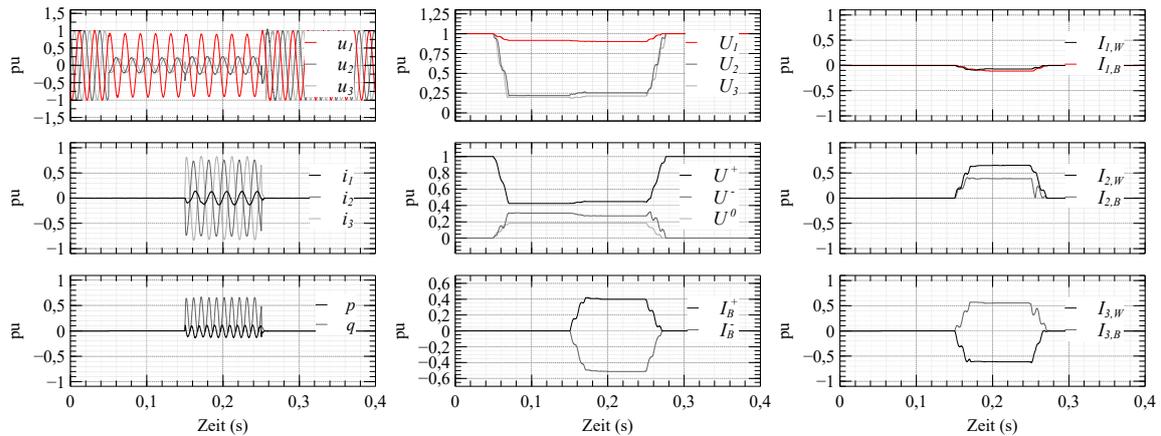
$$\bar{i}_q^+ < 0 \text{ und } \bar{u}_d^+ > \bar{u}_d^- : Q_{3,B} = \begin{cases} \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} > 0 & \text{für } \Delta\Theta = 0^\circ & (6.166a) \\ \bar{i}_q^+ \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} > 0 & \text{für } \Delta\Theta = 120^\circ & (6.166b) \\ -\bar{i}_q^+ \frac{1}{2} \frac{\bar{u}_d^{-2} - \bar{u}_d^{+2}}{2\bar{u}_d^- + \bar{u}_d^+} < 0 & \text{für } \Delta\Theta = -120^\circ & (6.166c) \end{cases}$$

Die Gleichungen (6.164a) bis (6.166c) zeigen in Kombination mit den Zeigerdiagrammen in Abb. 6.63a, Abb. 6.63b und Abb. 6.63c, dass durch die dynamische Netzstützung auf Basis der PRPC, vorausgesetzt im Mitsystem wird gem. den Anforderungen der NAR spannungsstützender Blindstrom  $\bar{i}_q^+ < 0$  eingespeist, in der jeweils nicht fehlerbehafteten Phase spannungssenkende (z. B.  $Q_{1,B} < 0$  für  $\Delta\Theta = 0^\circ$  in Gl. (6.164a)) Blindleistung eingespeist wird. Gleichzeitig wird mittels PRPC in den fehlerbehafteten Phasen spannungsherbende Blindleistung ( $Q_{2,B} > 0$  und  $Q_{3,B} > 0$  für  $\Delta\Theta = 0^\circ$  in Gl. (6.165a) und Gl. (6.166a)) sowie Wirkleistung mit entgegengesetzter Polarität eingespeist. Die Ergebnisse, der zur Validierung der theoretischen Betrachtungen unter Verwendung des Modells

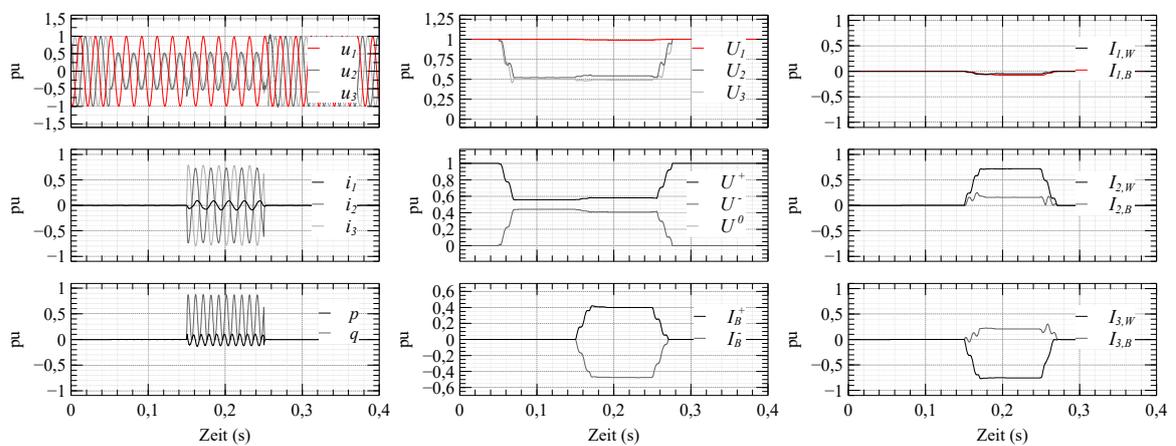


**Abbildung 6.63:** Phasorendiagramme der dynamischen Netzstützung auf Basis der PRPC während eines asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ B, C und G mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$

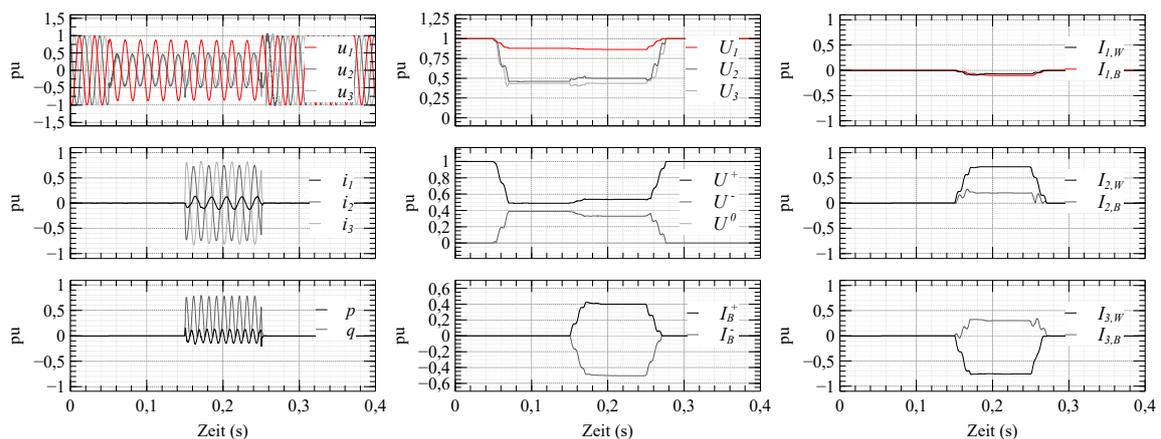
in Abb. 6.45 durchgeführten Simulation in Abb. 6.64 zeigen, dass insb. im Vergleich zur dynamischen Netzstützung auf Basis der BPSC, PNSC und AARC im Falle eines 2-phasigen Spannungseinbruchs ohne Erdschluss auf der 10 kV-Ebene in Abb. 6.54 mittels PRPC der Effektivwert der Phasenspannung  $U_1$  in der nicht fehlerbehafteten Phase in Abb. 6.64b nicht angehoben, sondern abgesenkt wird.



(a) Netzfehler Typ B: 2-phasiger Spannungseinbruch mit Erdschluss (Abb. 2.3)



(b) Netzfehler Typ C: 2-phasiger Spannungseinbruch ohne Erdschluss (Abb. 2.3)

(c) Netzfehler Typ G: Netzfehler Typ E nach Übertragung durch einen  $\Delta$ -Transformator (Abb. 2.6, Tab. 2.2)

**Abbildung 6.64:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $u_{123}$ , der Phasenströme  $i_{123}$ , der Wirk- und Blindleistung  $p$  und  $q$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$ , der Mit-, Gegen- und Nullsystemspannung  $U^{+-0}$ , des Mit- und Gegensystemblindstroms  $I_B^{+-}$  sowie des jeweiligen Phasenwirk- und -blindstroms  $I_{123,W}$  und  $I_{123,B}$  auf der 10 kV-Ebene während asymmetrischer Spannungseinbrüche vom Typ B, C und G und dynamischer Netzstützung auf Basis der PRPC

Lediglich die Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_2$  und  $U_3$  werden durch den jeweiligen, spannungshebenden Blindanteil des Phasenstroms  $I_{2,B}$  und  $I_{3,B}$  in den fehlerbehafteten Phasen gestützt, sodass die Anforderungen der NAR erfüllt werden. Da die Winkeldifferenz zwischen der Mit- und Gegensystemspannung wiederum nicht exakt den in der theoretischen Betrachtung angenommenen Werten entspricht, wird in der Phase L1 neben dem spannungssenkenden Blindstrom ein minimaler Wirkstrom sowie in den Phasen L2 und L3 minimal differierender Blindstrom eingepreßt.

Im Falle eines 2-phasigen Spannungseinbruch mit Erdschluss auf der 10 kV-Ebene vom Typ B sowie während eines Spannungseinbruchs auf der 10 kV-Ebene vom Typ G, hervorgerufen durch einen 2-phasigen Spannungseinbruch mit Erdschluss vom Typ B auf der 110 kV-Ebene resultieren in Abb. 6.64a und Abb. 6.64c hinsichtlich der Wirk- und Blindanteile der einzelnen Phasenströme äquivalente Simulationsergebnisse.

Soll neben der dynamischen Netzstützung eine Wirkleistungseinspeisung erfolgen, wird der maximal einspeisbare Wirkleistungsgleichanteil  $\bar{p}$  sowie die Referenzströme in Abhängigkeit des LSC-Nennstroms sowie des skalaren Faktors  $k_1$  zur Aufteilung der Wirkleistung auf das Mit- und Gegensystem, basierend auf Gl. (6.144) bis Gl. (6.149) ermittelt.

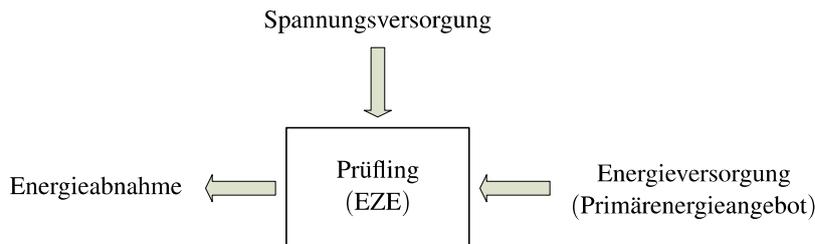
## 7 Prüfeinrichtung zur Verifizierung der LVRT-Fähigkeit

Zur Verifizierung der LVRT-Fähigkeit einer EZE im Rahmen der Zertifizierung und Entwicklung ist eine Prüfeinrichtung zur Nachbildung von Spannungseinbrüchen erforderlich. Da die FGW-TR 3 in Anh. F [27] die Mehrzahl der WKA-Komponenten wie den EZE-Generator, die Kurzschlussimpedanz des EZE-Transformators, das Umrichtersystem, die EZE-Steuerung, die unterbrechungsfreie Spannungsversorgung sowie Filter und Schutzeinrichtungen als prüfungsspezifische Bestandteile bzgl. der FRT<sup>58</sup>-Tests definiert, erfolgt die Zertifizierung einer WKA zumeist mittels einer Freifeldprüfeinrichtung, bestehend aus einem KSE, der zu zertifizierenden WKA sowie der erforderlichen Messtechnik. Konventionelle KSEs für Freifeldprüfeinrichtungen basieren auf dem Prinzip eines induktiven Spannungsteilers („FRT Container für Freifeldtests“ [30]) und werden in der IEC 61400-21 [26] als wesentlichen Bestandteil einer Freifeldprüfeinrichtung empfohlen. Grundsätzlich ist der Einsatz alternativer Prüfeinrichtung, d. h. die Verwendung atypischer KSEs innerhalb einer Freifeldprüfeinrichtung oder der Verwendung eines Prüfstands zur Zertifizierung zulässig, wenn die Anforderungen der IEC 61400-21 in Kap. 6.5 und 7.5 an die Prüfeinrichtung erfüllt werden und das Verhalten der EZE in den zu untersuchenden Eigenschaften äquivalent zu Freifeldmessungen nachgebildet werden kann. Zusätzlich können Prüfstände zur Komponentenzertifizierung oder Nachzertifizierung geänderter Eigenschaften einer bereits zertifizierten EZE verwendet werden [27], [30].

Um unabhängig vom verwendeten KSE-Konzept vergleichbare Prüfbedingungen zu gewährleisten, werden in [26], Kap. 7.5 und [27], Anh. F respektive [30] die elektrischen Anforderungen an eine Prüfeinrichtung ausgehend von einer Freifeldprüfeinrichtung mit konventionellem KSE abstrahiert. Diese Anforderungen, zusammengefasst in Kap. 7.1, enthalten die Energie- und Spannungsversorgung als Eingangsinformation des Prüflings sowie die Energieabnahme vom Prüfling. Zusätzlich werden in [27], Anh. F respektive [30] alternative Konzepte für Prüfeinrichtungen auf Grundlage von transformatorbasierten KSEs, Netzemulatoren oder Kombinationen aus Netzemulatoren und impedanzbasierten KSEs, deren jeweiliger Aufbau sowie das Funktionsprinzip in Kap. 7.2 thematisiert wird, beschrieben. Da Laborprüfstände auf Grundlage von Netzemulatoren die leistungsfähigsten hinsichtlich der Emulation verschiedener Spannungsprofile, Frequenzvariationen und Phasensprünge in der Netzspannung sind [37], wird zur Entwicklung und Verifizierung der LVRT-Fähigkeit des in dieser Arbeit thematisierten LSCs ein Laborprüfstand auf Grundlage eines Netzemulators respektive umrichterbasierten KSEs gem. Kap. 7.3 konzipiert.

### 7.1 Elektrische Anforderungen an eine Prüfeinrichtung

Um ein äquivalentes Verhalten des LSCs während eines Spannungseinbruchs bei Verwendung einer, von der in der IEC 61400-21 [26] Kap. 7.5 beschriebenen Freifeldprüfeinrichtung abweichenden



**Abbildung 7.1:** Grundlegende Anforderung an den Prüfstand zur Versorgung des Prüflings [30]

<sup>58</sup>vgl. Fault Ride Through

Prüfeinrichtung nachzubilden, muss diese über die in Abb. 7.1 dargestellten, „drei grundlegenden Eigenschaften(.) [...] die Energieversorgung des Prüflings [...], die Spannungsversorgung und die Energieabnahme aus dem Prüfling“[27] verfügen.

Gemäß den in Tab. 7.1 definierten Anforderungen an eine Prüfeinrichtung nach [27] und [30] ist hinsichtlich der Energieversorgung das Primärenergieangebot unter Berücksichtigung der Maximalleistung und des Trägheitsmoments zu emulieren. Erfolgt die Energieversorgung des Prüflings nicht durch den WKA-Generator, muss die energiebereitstellende Quelle, bspw. eine vergleichbare rotierende Maschine oder eine Gleichstrom- respektive Wechselstromquelle, den Prüfling mit der bzgl. des WKA-Generators äquivalenten Maximalleistung versorgen. Als Trägheitsmoment des Primärener-

**Tabelle 7.1:** Erforderliche Eigenschaften der Prüfeinrichtung für FRT-Tests

Energieversorgung (Primärenergieangebot)	
Maximalleistung	Nennlast + Verluste + Dynamik
Trägheitsmoment	Berücksichtigung der stationären und dynamische Betriebsbedingungen
Energieabnahme	
Maximalstrom am EZE Anschluss	FRT Maximalstrom <sup>1</sup>
Leistungsrichtung	generatorisch und motorisch
Wirksame Netzimpedanz aus EZE-Sicht	$u_{k,max} = 33\%$ $u_{k,min} = 3\%$ (außer bei Fehlern mit Restspannung $< 5\%$ ) X/R-Verhältnis der im Prüfstand eingesetzten Impedanzen $\geq 3$
Spannungsversorgung als Eingangsinformation für den Prüfling	
Schaltgruppeneffekt	korrekte Nachbildung der Fehlerform C und F gem. Abb. 2.3 und Abb. 2.6
Spannungsfalleffekt	dynamisch richtiger Spannungsfalleffekt
Niveau	Nieder- oder Mittelspannung
Dynamik	Flankensteilheit wie Leistungsschalter
Fehlerbeginn	unabhängig von der Phasenlage
Frequenz	50 Hz

<sup>1</sup> Die Energieabnahme muss für den auftretenden Stoßkurzschlussstrom  $I_k$  (gem. IEC 60909 [76]) ausgelegt sein.  $I_k$  der EZE-Typen ist stark unterschiedlich. Richtwerte für umrichtergekoppelte Systeme ca.  $I_k = 2,2 I_N$ , doppelt gespeiste Asynchronmaschinensysteme ca.  $I_k = 7 I_N$ , direkt gekoppelte Synchronmaschinensysteme ca.  $I_k = 7 I_N$ .

gieangebots im Falle eines Spannungseinbruchs kann bspw. die Verzögerung der generatorseitigen Leistungsreduzierung durch die vergleichsweise langsame Entregung des fremderregten SGs der WKA in Kap. 4.2 sowie die Totzeit der Pitchregelung nach Eintritt des Spannungseinbruchs interpretiert werden.

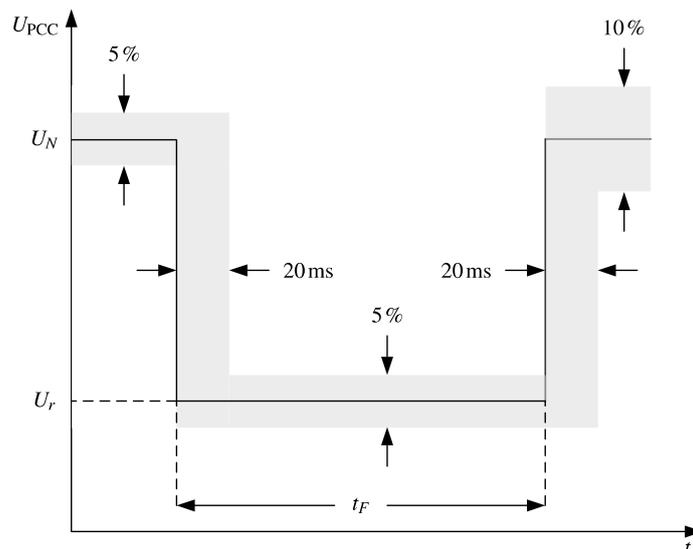
Hinsichtlich der Energieabnahme wird ein nachzubildendes Netzmodell spezifiziert, das für einen Stoßkurzschlussstrom von ca.  $I_k = 2,2 I_N$  im Falle eines umrichtergekoppelten Systems als Prüfling ausgelegt ist und sowohl Leistung aufnehmen als auch bereitstellen kann.

Um eine ausreichende Spannungsqualität und Störfestigkeit des vorgelagerten Verbundnetzes zu garantieren, wird für die mittelspannungsseitige Kurzschlussleistung  $S_k$  mit zugeschalteter Längsimpedanz vor Fehlereintritt ein  $S_k$ -Korridor in Abhängigkeit der Nennscheinleistung  $S_N$  der EZE von

$3S_N \leq S_k \leq 33S_N$  spezifiziert. Dies entspricht einer relativen Netzimpedanz respektive relativen Kurzschlussspannung von  $u_{k,\max} = 33\%$  und  $u_{k,\min} = 3\%$ . Für das X/R-Verhältnis der eingesetzten Impedanzen zur Nachbildung des Spannungseinbruchs muss  $X/R > 3$  gem. [27] Kap. 4.7 gelten. Bezüglich der Spannungsversorgung des Prüflings wird insb. die detaillierte Nachbildung des Schaltgruppeneffekts, des Spannungsfalleffekts sowie der Dynamik des Spannungseinbruchs gefordert. Der Schaltgruppeneffekt beschreibt die in Kap. 2.2 veranschaulichte Ausbreitung von asymmetrischen Spannungseinbrüchen durch  $\Delta/\Delta$ -Transformatoren.

Der Spannungsfalleffekt charakterisiert nach [30] den Einfluss des Spannungsabfalls an den Längselementen des Netzes auf die Klemmenspannung des Prüflings. Grundsätzlich variiert die Amplitude und Phasenlage der Spannungsphasoren an den Klemmen des Prüflings unabhängig vom aktuellen Netzzustand aufgrund des Spannungsabfalls an der Netzimpedanz in Abhängigkeit des eingespeisten Wirk- und Blindstroms. Durch eine potentiell schnelle Stromänderung während eines Netzfehlers ändert sich dieser Spannungsabfall sprunghaft, infolge dessen ein Spannungssprung nach Betrag und Phase an den Klemmen des Prüflings auftritt. Zusätzlich variiert die Klemmenspannung des Prüflings in Analogie sprunghaft, wenn sich die Netzimpedanz im Fehlerfall ändert, sodass sich beide Effekte überlagern. Gemäß [30] wird der Spannungsfalleffekt durch das spezifizierte Netzmodell mit dem  $u_k$ -Korridor von  $3\% < u_k < 33\%$  sowie dem X/R-Verhältnis der eingesetzten Impedanzen von  $X/R > 3$  ausreichend berücksichtigt. Darüber hinaus können durch induktive Elemente im Falle eines Spannungseinbruchs Ausgleichsvorgänge mit von der Netzfrequenz abweichenden Frequenzen auftreten. Diese Rush-, Sättigungs- und Demagnetisierungseffekte werden ebenfalls durch den spezifizierten  $u_k$ -Korridor sowie das X/R-Verhältnis ausreichend berücksichtigt [30].

Die Dynamik eines darzustellenden Spannungseinbruchs wird auf Basis der Flankensteilheit bei Ein- und Ausleitung des Netzfehlers spezifiziert. Während als Referenz in [30] die Flankensteilheit bei Verwendung eines Leistungsschalters innerhalb einer Freifeldprüfeinrichtung angegeben wird, definiert die IEC 61400-21 [26] die Dynamik eines Spannungseinbruchs auf Basis des abstrahierten Verlaufs der Mitsystemspannung unter Berücksichtigung des Toleranzband in Abb. 7.2. Die Grenzwerte des



**Abbildung 7.2:** Abstrahierter Verlauf und Toleranzband der Mitsystemspannung für Spannungseinbruchstests nach IEC 61400-21 [26]

charakteristischen Spannungsverlaufs beziehen sich auf einen Spannungseinbruch im Leerlauf ohne Anschluss des Prüflings.

## 7.2 Konzepte für Prüfeinrichtungen

Im Vergleich zu Prüfeinrichtungen zur Zertifizierung erfolgt die Entwicklung der LVRT-Fähigkeit einzelner WKA-Komponenten in [31]-[37] mittels Laborprüfständen, die individuell hinsichtlich spezifischer Aspekte wie bspw. dem Entwicklungsaufwand des Prüfstands, einem skalierten Leistungs- und Spannungsbereich, der Größe oder den Kosten optimiert werden. Unabhängig vom Verwendungszweck als Zertifizierungs- oder Entwicklungseinrichtung enthalten die Prüfeinrichtungen zumeist eines der folgenden, in [27], Anh. F respektive [30] genannten Konzepte eines KSEs zur Emulation von Spannungseinbrüchen.

### 7.2.1 Shuntimpedanzbasierter Kurzschlussemulator

Der shuntimpedanzbasierte KSE beruht auf dem Spannungsteilerprinzip und besteht im Wesentlichen aus der in Abb. 7.3 skizzierten Längsimpedanz  $\underline{Z}_L$ , der Querimpedanz  $\underline{Z}_Q$  sowie den Schaltern  $S_L$  und  $S_Q$ .

Um Kurzschlussrückwirkungen auf das vorgelagerte Verbundnetz zu begrenzen, wird vor der Initi-

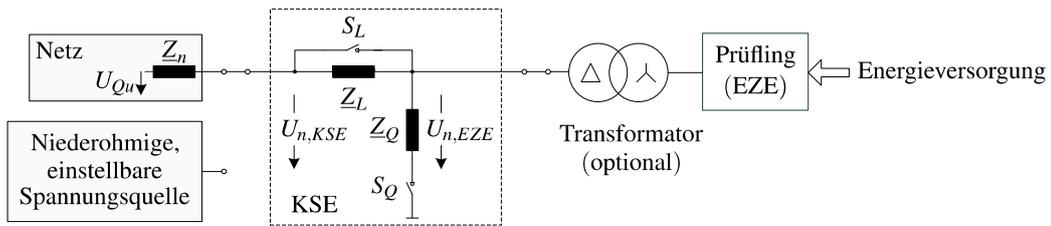


Abbildung 7.3: Einphasiges ESB des shuntimpedanzbasierten KSEs

ierung des Spannungseinbruchs durch Schließen des Schalters  $S_Q$  der Bypass der Längsimpedanz mittels Schalter  $S_L$  geöffnet. In Abhängigkeit der Quellenspannung  $U_{Qu}$ , der Netzimpedanz  $\underline{Z}_n$  sowie der Impedanzen des KSEs  $\underline{Z}_L$  und  $\underline{Z}_Q$  folgt in Gl. (7.1) die Netzspannung aus Sicht des KSEs

$$U_{n,KSE} = \frac{|\underline{Z}_L + \underline{Z}_Q|}{|\underline{Z}_n + \underline{Z}_L + \underline{Z}_Q|} U_{Qu}, \quad (7.1)$$

für die nach [37]  $U_{n,KSE} \geq 0,95U_N$  gelten muss, um unzulässige Netzzustände respektive Spannungseinbrüche im vorgelagerten Versorgungsnetz zu vermeiden.

Die Netzspannung aus Sicht der EZE im Leerlauf  $U_{n,EZE}$ , d. h. ohne Anschluss der EZE, wird gem. Gl. (7.2) in Abhängigkeit der Quellenspannung  $U_{Qu}$  über das Impedanzverhältnis zwischen der Querimpedanz  $\underline{Z}_Q$  und der Summe aus Netz-, Längs- und Querimpedanz  $\underline{Z}_n$ ,  $\underline{Z}_L$  und  $\underline{Z}_Q$  gesteuert.

$$U_{n,EZE} = \frac{|\underline{Z}_Q|}{|\underline{Z}_n + \underline{Z}_L + \underline{Z}_Q|} U_{Qu} \quad (7.2)$$

Die Emulation eines asymmetrischen Spannungseinbruchs erfolgt durch den Kurzschluss von lediglich zwei Phasen über die Querimpedanz  $\underline{Z}_Q$ .

Als Schalter  $S_L$  und  $S_Q$  werden in Freifeldprüfeinrichtungen aufgrund der hohen Strombelastbarkeit sowie der vergleichsweise einfachen Ansteuerung im Allgemeinen mechanische Leistungsschalter verwendet. Da insb. beim Öffnen der Kontakte ein Lichtbogen entstehen kann, der erst im Nulldurchgang verlischt, sind langsame Schaltzeiten, Strom- und Spannungsharmonische sowie Strom- und Spannungstransiente zu erwarten [77], [78]. Zusätzlich ist die Lebensdauer durch die Anzahl

der maximalen Schalthandlungen begrenzt, sodass in KSEs als Bestandteil von Laborprüfständen teilweise IGBT- oder MOSFET<sup>59</sup>-basierte bidirektionale Schalter wie in [77] und [78] verwendet werden.

Zusammenfassend lassen sich mit einem shuntimpedanzbasierten KSE 3- und 2-phasige Netzfehler vom Typ D und C in Abb. 2.3 darstellen, zur Emulation eines Netzfehlers vom Typ F in Abb. 2.6 ist die Übertragung eines Netzfehlers vom Typ C durch ein  $\Delta\lambda$ -Transformator zwischen KSE und Prüfling erforderlich. Um Spannungseinbrüche mit unterschiedlicher Restspannung zu emulieren, ist eine Modifizierung des Impedanzverhältnisses durch Austausch der Längs- und Querimpedanz notwendig. Die Dynamik, d. h. die Flankensteilheit zu Beginn des Spannungseinbruchs sowie bei Spannungsrückkehr ist nicht steuerbar.

Erfolgt die Spannungsversorgung und Energieabnahme alternativ durch eine niederohmige, einstellbare Spannungsquelle können jegliche Kurzschlussrückwirkungen auf das Verbundnetz vermieden werden.

### 7.2.2 Transformatorbasierter Kurzschlussimulator

Transformatorbasierte KSEs bestehen gem. Abb. 7.4 vorrangig aus einem Auto- respektive Spar- oder galvanisch getrennten Transformator mit geeignet gestuften Abgriffen sowie einer Schalteinheit zum Wechsel zwischen den Abgriffen. Durch den Wechsel der Abgriffe wird das Übersetzungsverhältnis

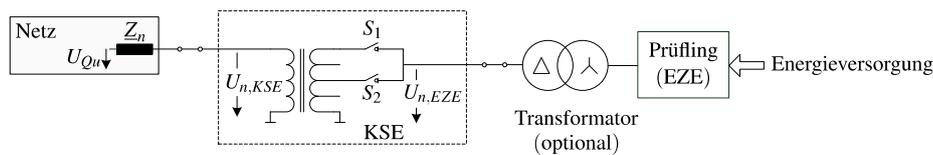


Abbildung 7.4: Einphasiges ESB des transformatorbasierten KSEs

des Transformators abrupt geändert, sodass durch Öffnen des Schalters  $S_1$  und Schließen des Schalters  $S_2$  ein Spannungseinbruch initiiert wird. Die Netzspannung  $U_{n,EZE}$  aus Sicht des Prüflings ist nach Gl. (7.3) vom ursprünglichen Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_0$ , dem Übersetzungsfaktor  $b_{\ddot{u}}$  sowie der primärseitigen Netzspannung  $U_{n,KSE} = U_{OS,0}$  abhängig.

$$U_{n,EZE} = b_{\ddot{u}} \frac{1}{\ddot{u}_0} U_{n,KSE} \quad \text{mit} \quad \ddot{u}_0 = \frac{U_{OS,0}}{U_{US,0}} \quad \text{und} \quad 0 \leq b_{\ddot{u}} \leq 1 \quad (7.3)$$

Im Gegensatz zum shuntimpedanzbasierten KSE wird das vorgelagerte Verbundnetz bei Verwendung eines transformatorbasierten KSEs nicht durch hohe Kurzschlussströme einhergehend mit einem Einbruch der primärseitigen Netzspannung  $U_{n,KSE}$  belastet, da der überspannungsseitige Strom bei vergleichbarem unterspannungsseitigem Strom vor und während des Netzfehlers gem. Gl. (7.4) äquivalent zum Übersetzungsverhältnis sinkt [30].

$$I_{OS} = b_{\ddot{u}} \frac{1}{\ddot{u}_0} I_{US} \quad \text{mit} \quad \ddot{u}_0 = \frac{U_{OS,0}}{U_{US,0}} \quad \text{und} \quad 0 \leq b_{\ddot{u}} \leq 1 \quad (7.4)$$

Die wirksame Netzimpedanz  $Z_{n,EZE}$  aus Sicht des Prüflings ändert sich durch Modifizierung des Übersetzungsverhältnisses, da der Wicklungswiderstand  $R_{US}$  sowie die Streuinduktivität  $X_{\sigma,US}$  der Unterspannungswicklung aufgrund des geringeren aktiven Wicklungsanteils sinken. Darüber hinaus wird der überspannungsseitige Wicklungswiderstand  $R_{OS}$  und die Streuinduktivität  $X_{\sigma,OS}$  wie auch der

<sup>59</sup>vgl. Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor

Wirk- und Blindwiderstand des Netzes  $R_n$  und  $X_n$  durch den Wechsel der Abgriffe mit dem Quadrat der Spannungseinbruchstiefe gem. Gl. (7.5) unter Vernachlässigung des Einflusses der Hauptinduktivität sowie der Eisenverluste reduziert [30].

$$\underline{Z}_{n,EZE} = jX_{\sigma,US} + R_{US} + b_{ii}^2 \frac{1}{i_{i0}^2} (R_{OS} + jX_{\sigma,OS} + R_n + jX_n) \quad (7.5)$$

Hinsichtlich der verwendbaren Schalteinrichtungen für  $S_1$  und  $S_2$  ist bei transformatorbasierten KSEs im Gegensatz zu shuntimpedanzbasierten KSEs eine präzise Steuerung der Schaltzeitpunkte erforderlich. Während in shuntimpedanzbasierten KSEs nach dem Einschalten der Querimpedanz ein paralleler Strompfad existiert, muss der Strom in einem transformatorbasierten KSE bei Initiierung eines Spannungseinbruchs sowie bei Spannungsrückkehr auf einen zuvor nicht verwendeten Abgriff kommutieren. Ist die Totzeit zwischen den Schaltzeitpunkten der Schalter  $S_1$  und  $S_2$  zu gering, entsteht ein Kurzschluss der sekundärseitigen Transformatorwicklung über die Schalteinrichtungen. Gleichzeitig folgt aus den zeitlich versetzten Schalthandlungen eine kurzzeitige Spannungsunterbrechung respektive Trennung des Prüflings vom KSE, sodass die Totzeit nicht beliebig groß gewählt werden kann. Da mittels konventioneller, mechanischer Leistungsschalter eine derartig präzise Steuerung der Schaltzeitpunkte nicht gegeben ist, werden in [31] bspw. IGBT-basierte bidirektionale Schalteinrichtungen innerhalb eines 30 kW-Laborprüfstands verwendet. Die Totzeit  $t_{tot} = 2$  ms zwischen den Schalthandlungen wird empirisch ermittelt.

Zusammenfassend lassen sich mit einem transformatorbasierten KSE in Analogie zu einem shuntimpedanzbasierten KSE symmetrische und asymmetrische Spannungseinbrüche vom Typ D und C in Abb. 2.3 darstellen. Die Variabilität der Einbruchstiefe ist jedoch durch die Abhängigkeit von der Stufung des Transformators im Vergleich geringer. Zur Emulation eines Netzfehlers vom Typ F an den Anschlussklemmen des Prüflings nach Übertragung eines Netzfehlers vom Typ C ist ebenfalls ein zusätzlicher  $\Delta$ -Transformator gem. Abb. 7.4 erforderlich. Die Flankensteilheit zu Beginn des Spannungseinbruchs sowie bei Spannungsrückkehr ist ebenso nicht steuerbar.

### 7.2.3 Netzemulator

Netzemulatoren zur Validierung der FRT-Fähigkeit von EZEs im Rahmen einer Zertifizierung bestehen im Allgemeinen gem. Abb. 7.5 aus einer niederohmigen, einstellbaren Spannungsquelle sowie einer Netznachbildung [30]. Zur Realisierung der elektrischen Anforderungen an eine Prüfeinrichtung

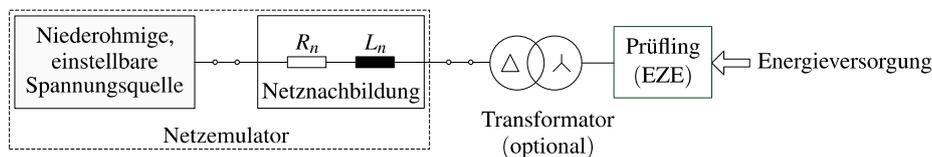


Abbildung 7.5: Einphasiges ESB des netzemulatorbasierten KSEs

zung in Tab. 7.1 muss die niederohmige Spannungsquelle hinsichtlich der Energieabnahme für den Maximalstrom der EZE in motorischer und generatorischer Richtung spezifiziert sein. Die wirksame Netzimpedanz aus Sicht des Prüflings sowie der Spannungsfalleffekt bzgl. der Spannungsversorgung als Eingangsinformation des Prüflings werden hingegen durch die Netznachbildung, bestehend aus einem ohmschen und induktiven Anteil, emuliert. Beide Anteile müssen separat konfigurierbar sein, um den geforderten  $u_k$ -Korridor sowie ein  $X/R$ -Verhältnis von  $0,577 \leq X/R \leq 11,43$  zu ermöglichen [30].

Die weiteren Anforderungen hinsichtlich der Spannungsversorgung wie die korrekte Nachbildung

zweiphasiger Spannungseinbrüche vor und nach Übertragung durch einen  $\Delta/\lambda$ -Transformator in Abhängigkeit des emulierten Spannungsniveaus, die erforderlich Flankensteilheit bei Ein- und Ausleitung sowie ein von der Phasenlage unabhängiger Beginn eines Spannungseinbruchs, werden auf Basis der einstellbaren Spannungsquelle erfüllt. Darüber hinaus muss die Tiefe sowie die Dauer des Spannungseinbruchs durch die Spannungsquelle parametrierbar sein.

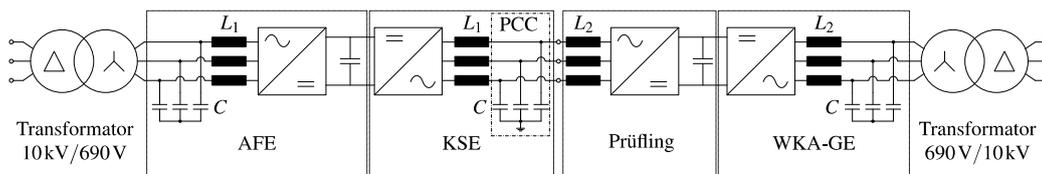
Da lediglich die Kurzschlussimpedanz eines potentiellen EZE-Transformators nach [27], Anh. F einen prüfungsspezifischen Bestandteil darstellt, kann als Spannungsquelle mittels derer die zuvor beschriebenen Leistungsanforderungen grundsätzlich realisierbar sind, ein konventioneller Niederspannungsumrichter zur Netzemulation wie bspw. innerhalb der in Kap. 1.2.7 thematisierten Laborprüfstände in [34], [35] und [36] verwendet werden. Die Kurzschlussimpedanz des Transformators wäre als zusätzliche Komponente innerhalb der Netznachbildung zu berücksichtigen. Ist der potentielle EZE-Transformator hingegen Bestandteil des Prüfstands, ist im Falle einer umrichterbasierten Spannungsquelle die Verwendung eines Mittelspannungsumrichters zur Emulation der überspannungsseitigen Netzspannung wie in [79] erforderlich.

Zusammenfassend sind Netzemulatoren im Vergleich zu shuntimpedanz- und transformatorbasierten KSEs die leistungsfähigste Alternative, da jegliche Art von Netzfehlern, Phasensprünge, unterschiedliche Flankensteilheiten, Frequenzabweichungen in der Netzfrequenz sowie Harmonische in der Netzspannung darstellbar sind. Darüber hinaus wird der PCC des Prüflings respektive die Fehlerstelle, durch den Netzemulator vom Verbundnetz entkoppelt, sodass Kurzschlussrückwirkungen auf dieses vermieden werden.

### 7.3 Laborprüfstand zur Entwicklung der LVRT-Fähigkeit

Als Entwicklungsumgebung der LVRT-Fähigkeit des LSCs in Kap. 4.2 wird der Laborprüfstand in Abb. 7.6 mit den elektrischen Spezifikationen in Tab. 7.2 auf Grundlage eines umrichterbasierten Netzemulators als KSE konzipiert.

Die back-to-back Topologie bestehend aus AFE und KSE sowie jene auf Basis des LSCs als Prüfling



**Abbildung 7.6:** Laborprüfstand auf Grundlage eines umrichterbasierten Netzemulators als KSE

und einem Emulator des WKA-Generators (WKA-GE) wird durch jeweils einen 10 kV/690 V-Transformator gespeist, um die Leistung über die 10 kV-Sammelschiene im Kreis zu fahren. Die Nennleistung des AFEs und KSEs von jeweils  $P_N = 2,45 \text{ MVA}$  entspricht ungefähr der vierfachen Nennleistung des Prüflings und des WKA-GEs von  $P_N = 625 \text{ kVA}$ , sodass der KSE potentielle Stoßkurzschlussströme des Prüflings gem. den Anforderungen an den FRT Maximalstrom in Tab. 7.1 aufnehmen kann.

Während der AFE auf Grundlage der konventionellen Regelstruktur eines LSCs in Kap. 5 den Leistungsfluss über die back-to-back Topologie indirekt durch Regelung der Zwischenkreisspannung steuert, emuliert der KSE die zu testenden Spannungseinbrüche am PCC, sodass ein potentiell motorischer und generatorischer Leistungsfluss gem. den Anforderungen an die Energieabnahme in Tab. 7.1 realisierbar ist.

Im Gegensatz zum Netzemulator als gesteuerte Spannungsquelle mit offenem Regelkreis wie in [36] wird der KSE als geregelte Spannungsquelle mit geschlossenem Regelkreis implementiert, sodass

die im Prüfstand enthaltenen Impedanzen und Kapazitäten im Kontrast zum Prüfstandskonzept in Kap. 7.2.3 lediglich als Ausgangsfilter des jeweiligen Frequenzumrichters interpretiert werden. Der

**Tabelle 7.2:** Elektrische Eigenschaften der verwendeten Frequenzumrichter

	AFE und KSE	Prüfling und WKA-GE
Hersteller	Infineon	Delta Energy Systems
Topologie	B6-Inverter	B6-Inverter
Nennleistung	2,45 MVA	625 kVA
Nennspannung	690 V	600 V
Nennstrom	2050 A	601 A
Filterinduktivität $L_1$ und $L_2$	90 $\mu$ H	100 $\mu$ H
Filterkapazität C	720 $\mu$ F	

Generator der in dieser Arbeit thematisierten WKA hat gem. Kap. 4.3 einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Entwicklung der LVRT-Fähigkeit des LSCs, sodass die Wirkleistungsabgabe des Generators respektive die Energieversorgung des Prüflings unter Berücksichtigung der Maximalleistung und des Trägheitsmoments des Generators durch den WKA-GE gem. den Anforderungen in Tab. 7.1 nachgebildet wird. Diesbezüglich wird die Zwischenkreisspannungsregelung der konventionellen Regelstruktur eines LSCs in Kap. 5 gem. Kap. 7.4.6 modifiziert.

Neben der Nachbildung aller Arten von Netzfehlern, die auf der Sekundärseite eines  $\Delta$ -Transformators auftreten können, sind Phasensprünge, die stationäre Amplitude der emulierten Netzspannung im Nennbetriebspunkt, die Flankensteilheit bei Ein- und Ausleitung von Spannungseinbrüchen sowie die Energieversorgung des Prüflings frei skalierbar, sodass auf Basis dieser Entwicklungsumgebung die korrekte Funktionalität einzelner Softwaremodule in verschiedensten statischen und transienten Arbeitspunkten und Leistungsbereichen verifiziert werden kann.

## 7.4 Regelstruktur des umrichterbasierten Kurzschlussemulators

Bei der Entwicklung der Regelstruktur des KSEs liegt der Fokus auf der Sicherung einer hochdynamischen Sollwertfolge, sodass die Regelabweichung zwischen dem Referenzwert und der Regelgröße, der Spannung am PCC, insb. bei Sollwertsprüngen zur Ein- und Ausleitung von Spannungseinbrüchen sowie bei Änderungen der Leistungseinspeisungen seitens des LSCs minimal ist.

Zur Realisierung des Führungsverhaltens bzgl. der mittels des RSGs in Kap. 7.4.1 erzeugten Referenzspannung und gleichzeitiger Störgrößenkompensation werden zwei Regelungskonzepte auf Basis einer Kaskadenregelung in Kap. 7.4.3 sowie eines Zustandsreglers in Kap. 7.4.4 entwickelt und die jeweils resultierende Regelgüte analysiert.

### 7.4.1 Referenzspannungsgenerator

Der RSG erzeugt in Abhängigkeit der über eine Benutzeroberfläche parametrierbaren Nennspannung  $U_N$  sowie den parametrierbaren Charakteristika eines Spannungseinbruchs, der überspannungsseitigen Fehlerform, dem Dip-Parameter  $\underline{D}$ , der Flankensteilheit  $\Delta U / \Delta t$  und der Dauer des Netzfehlers  $t_F$ , die erforderlichen Referenzwerte der Phasenspannungen mit der Nennfrequenz  $f_N = 50$  Hz bzgl. der

sekundärseitigen Niederspannungsebene des  $\Delta\lambda$ -Transformators der WKA gem. den Anforderungen an die Frequenz und das Spannungsniveau in Tab. 7.1 .

Die Initiierung des Spannungseinbruchs erfolgt ebenso wie die Parametrierung über die Benutzerschnittstelle, sodass der Zeitpunkt der Netzfehlereinleitung zufällig und der Spezifikation bzgl. des Fehlerbeginns in Tab. 7.1 entsprechend unabhängig von der Phasenlage ist.

Der Schaltgruppeneffekt wird gem. den elektrischen Eigenschaften einer Prüfeinrichtung in Tab. 7.1 berücksichtigt, indem der RSG die Ausbreitung asymmetrischer Spannungseinbrüche durch einen  $\Delta\lambda$ -Transformator nach Tab. 2.2 in die Referenzspannungsgenerierung einbezieht. In Abhängigkeit der parametrisierten überspannungsseitigen Fehlerform A, B oder C ermittelt der RSG den entsprechenden unterspannungsseitigen Referenzspannungsverlaufs der Fehlerform C, E, F oder G gem. Abb. 2.3 und Abb. 2.6.

Die softwareseitige Nachbildung der wirksamen Netzimpedanz aus Sicht des Prüflings erfolgt hingegen stark vereinfacht, sodass sie den Anforderungen an den  $u_k$ -Korridor sowie das X/R-Verhältnis in Tab. 7.1 nur teilweise entspricht. Da eine Modifizierung der Mit- und Gegensystemreferenzspannungen im Nennbetriebspunkt  $U^{+*} = U_N$ ,  $U^{-*} = 0$  und  $f = f_N$  in Abhängigkeit der Leistungseinspeisung des Prüflings unterbleibt, gilt für die virtuelle Netzimpedanz, vorausgesetzt die Spannung am PCC wird ohne bleibende Regelabweichung auf deren Sollwerte ausgeregelt, im stationären Betriebsbereich  $\underline{Z}_{n,v} = 0$  sowie für die virtuelle Kurzschlussleistung des imaginär vorgelagerten Netzes  $S_{k,v} \rightarrow \infty$ . Im quasistationären Betriebsbereich nach Abklingen der sprunghaften Spannungsänderung während eines Spannungseinbruchs wird hingegen der Spannungsabfall an den Längselementen des virtuellen Netzes emuliert, indem die Anhebung und Absenkung der Mit- und Gegensystemspannungsamplitude aufgrund der Blindstromeinspeisung gem. der dynamischen Netzstützung des Prüflings nachgebildet wird. Dazu analysiert der RSG die Blindstromeinspeisung im Mit- und Gegensystem fortlaufend und modifiziert infolge dessen die Amplitude der Mit- und Gegensystemspannungsreferenzwerte

$$U^{+*} = U_{r,i}^{+*} + U_N \frac{I_B^+ - I_{B,0}^+}{I_N} \sigma \quad (7.6)$$

$$U^{-*} = U_{r,i}^{-*} + U_N \frac{I_B^-}{I_N} \sigma \quad (7.7)$$

in Abhängigkeit der über den Dip-Parameter  $\underline{D}$  parametrisierten, initialen Mit- und Gegensystemspannungen  $U_{r,i}^{+*}$  und  $U_{r,i}^{-*}$  sowie der Mitsystemnennspannung  $U_N$ , den Effektivwerten des Mit- und Gegensystemblindstroms  $I_B^+$  und  $I_B^-$ , des Vorfehlerblindstroms im Mitsystem  $I_{B,0}^+$  sowie der Statik  $\sigma$ . Auf eine Verschiebung des Phasenwinkels der emulierten Netzspannung in Abhängigkeit der Blindstromeinspeisung wird hingegen verzichtet, sodass lediglich der Scheinwiderstand  $|\underline{Z}_n|$  der Netzimpedanz nachgebildet wird. Die zur Statikregelung erforderlichen Berechnung der Effektivwerte erfolgt unter Verwendung der Fourier-Koeffizienten und den daraus resultierenden Spannungs- und Stromvektorkomponenten gem. den Gleichungen in Anh. B.

Im transienten Betriebsbereich, hervorgerufen durch sprunghafte Variation der Leistungseinspeisung seitens des LSCs oder der sprungförmigen Änderung der Referenzspannungen zur Ein- und Ausleitung eines Spannungseinbruchs, ist eine kurzzeitige Regelabweichung zu erwarten, sodass die virtuelle Netzimpedanz  $\underline{Z}_{n,v}$  in Abhängigkeit der Regelgüte respektive der Regelabweichung variabel und ein Spannungsfalleffekt vorhanden ist. Der gem. den Anforderungen in Tab. 7.1 dynamisch richtige Spannungsfalleffekt ist jedoch nicht gesichert, da dieser durch den  $u_k$ -Korridor sowie das X/R-Verhältnis der wirksamen Netzimpedanz, deren Wert in Abhängigkeit der Regelgüte außerhalb des vorgeschriebenen  $u_k$ -Korridors liegen kann, definiert wird.

Die Sicherung der Dynamik eines Spannungseinbruchs gem. den elektrischen Eigenschaften einer Prüfeinrichtung in Tab. 7.1 ist aus Sicht des RSGs trivial. Durch die parametrierbare Flankensteilheit  $\Delta U / \Delta t$  können Netzfehler im Rahmen der Entwicklung zunächst mit geringer Flankensteilheit ein-

und ausgeleitet werden, die abschließenden Kurzschluss tests werden mit maximaler Flankensteilheit, d. h. sprungförmiger Änderung der Referenzspannungen durchgeführt. Ob die Dynamik der resultierenden Spannung am PCC entsprechend den Spezifikationen vergleichbar mit jener bei Verwendung von Leistungsschaltern innerhalb einer konventionellen Prüfeinrichtung ist, hängt jedoch maßgeblich von der Regelung respektive der Dynamik der Sollwertfolge ab.

#### 7.4.2 Analyse der Regelstrecke

Zur Implementierung einer robusten und dynamischen Regelung erfolgt zunächst die Analyse der offenen Regelstrecke des KSEs in Abb. 7.6 anhand des einphasigen ESBs in Abb. 7.7. Aus dem

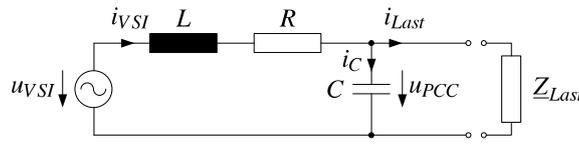


Abbildung 7.7: Einphasiges ESB des umrichterbasierten KSEs

Maschenumlauf und der Kondensatorspannungsgleichung

$$u_{VSI}(t) = u_L(t) + u_R(t) + u_{PCC}(t) \quad (7.8)$$

$$u_{PCC}(t) = \frac{1}{C} \int_0^{\infty} i_C(\tau) d\tau \quad (7.9)$$

folgen nach Differentiation von Gl. (7.9) und Substitution des ohmschen und induktiven Spannungsabfalls  $u_R(t)$  und  $u_L(t)$  in Gl. (7.8) mit

$$u_L(t) = L \frac{di_{VSI}(t)}{dt} \quad (7.10)$$

$$u_R(t) = R i_{VSI}(t) \quad (7.11)$$

sowie des Kondensatorstroms  $i_C(t)$  in Gl. (7.9) mit

$$i_C(t) = i_{VSI}(t) - i_{Last}(t) \quad (7.12)$$

die Differentialgleichungen

$$\dot{i}_{VSI}(t) = -\frac{R}{L} i_{VSI}(t) - \frac{1}{L} u_{PCC}(t) + \frac{1}{L} u_{VSI}(t) \quad (7.13)$$

$$\dot{u}_{PCC}(t) = \frac{1}{C} i_{VSI}(t) - \frac{1}{C} i_{Last}(t), \quad (7.14)$$

die zusammengefasst die Vektordifferentialgleichung der offenen Regelstrecke

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{u}_{PCC}(t) \\ \dot{i}_{VSI}(t) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{PCC}(t) \\ i_{VSI}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{VSI}(t) \\ i_{Last}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(t)} \quad (7.15)$$

mit dem Zustandsvektor  $\mathbf{x}(t)$ , der Systemmatrix  $\mathbf{A}$ , der Eingangsmatrix  $\mathbf{B}$  und dem Eingangsvektor  $\mathbf{u}(t)$  bilden.

Durch Definition der Ausgangsgleichung

$$y(t) = \underbrace{[1 \ 0]}_{\mathbf{c}^T} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad \text{mit} \quad \mathbf{D} = 0 \quad (7.16)$$

mit der Ausgangsvariablen  $y(t)$ , dem Ausgangsvektor  $\mathbf{c}^T$ , der Durchgangsmatrix  $\mathbf{D}$  und dem Eingangsvektor  $\mathbf{u}(t)$  folgt die Spannung am PCC als Ausgangsgröße des resultierenden Zustandsraummodells. Da die Steuerkarte des KSEs lediglich über zwei Messeingänge verfügt, mittels derer die Spannung  $u_{PCC}(t)$  sowie der Ausgangsstrom des KSEs  $i_{VSI}(t)$  gemessen werden, ist die zusätzliche Erfassung des Laststrom  $i_{Last}(t)$  nicht gegeben. Daher wird dieser im Folgenden als unbekannte Störgröße betrachtet, sodass nach Unterteilung der Eingangsgrößen in dem Eingangsvektor  $\mathbf{u}(t)$  sowie deren Koeffizienten in der Eingangsmatrix  $\mathbf{B}$  in Gl. (7.15) nach bekannten Eingangs- und unbekanntenen Störgrößen die modifizierte Vektordifferentialgleichung der offenen Regelstrecke

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{u}_{PCC}(t) \\ \dot{i}_{VSI}(t) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{PCC}(t) \\ i_{VSI}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}} \underbrace{u_{VSI}(t)}_{\mathbf{u}(t)} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} i_{Last}(t) \quad (7.17)$$

folgt. Aus dem Zustandsraummodell resultiert unter Vernachlässigung der Störung mit

$$H_{ZRM}(s) = \mathbf{c}^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} + \mathbf{D} \quad (7.18)$$

die Übertragungsfunktion der offenen Regelstrecke

$$H_{OL}(s) = \frac{U_{PCC}(s)}{U_{VSI}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}, \quad (7.19)$$

die jener eines  $PT_2$ -Glieds

$$H_{PT_2}(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + 1} \quad (7.20)$$

mit der Eigenkreisfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7.21)$$

und dem Dämpfungsgrad

$$\zeta = \frac{RC}{2\sqrt{LC}} \quad (7.22)$$

entspricht [80].

Um die Korrelation zwischen Modell und realer Regelstrecke zu erhöhen, wird darüber hinaus die Eigenschaft des KSEs als getaktete Spannungsquelle modelliert. Aufgrund der Modulation der Ausgangsspannung  $u_{VSI}(t)$  des KSEs wird diese um die Abtastzeit  $T_s$  respektive einen Regelungstakt, bzgl. der Referenzausgangsspannung  $u_{VSI}^*(t)$  verzögert. Erfolgt die Approximation dieser Verzögerung im kontinuierlichen Zeitbereich gem. [35] mittels eines  $PT_1$ -Glieds mit dem Verstärkungsfaktor  $k_{PT_1} = 1$ , folgt nach Reihenschaltung des  $PT_1$ -Glieds

$$H_{PT_1}(s) = \frac{U_{VSI}(s)}{U_{VSI}^*(s)} = \frac{1}{T_s s + 1} \quad (7.23)$$

und der Übertragungsfunktion der offenen Regelstrecke  $H_{OL}(s)$  in Gl. (7.19) die modifizierte Übertragungsfunktion der offenen Regelstrecke

$$H_{OL,m}(s) = \frac{U_{PCC}(s)}{U_{VSI}^*(s)} = \frac{1}{(T_s s + 1)(LCs^2 + RCs + 1)} \quad (7.24)$$

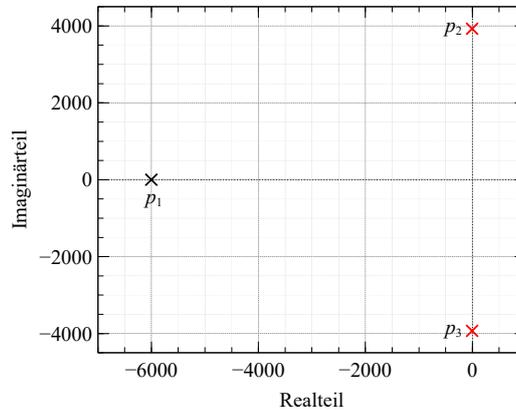
sowie das abgewandelte Zustandsraummodell, bestehend aus der Zustandsraumdifferentialgleichung

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{u}_{PCC}(t) \\ \dot{i}_{VSI}(t) \\ \dot{u}_{VSI}(t) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_{PCC}(t) \\ i_{VSI}(t) \\ u_{VSI}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_s} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}} \underbrace{u_{VSI}^*(t)}_{u(t)} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{Last}(t) \quad (7.25)$$

und der Ausgangsgleichung

$$y(t) = \underbrace{[1 \ 0 \ 0]}_{\mathbf{c}^T} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \quad \text{mit} \quad \mathbf{D} = 0. \quad (7.26)$$

Auf Grundlage der Übertragungsfunktion Gl. (7.24) respektive der resultierenden Pol-Nullstellen-Verteilung in Abb. 7.8, erfolgt im Anschluss die Analyse des Systemverhaltens der offenen Regelstrecke bei sprungförmiger Erregung. Die Sprungantwort der offenen Regelstrecke wird vorrangig durch



**Abbildung 7.8:** Pol-Nullstellen-Diagramm der KSE-Regelstrecke

das konjugiert komplexe Polpaar

$$p_{2,3} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \quad (7.27)$$

mit dem parasitären ohmschen Widerstand  $R = 1 \text{ m}\Omega$  sowie der Induktivität  $L$  und der Kapazität  $C$  gem. Tab. 7.2 charakterisiert, vorausgesetzt die Lage des Pols

$$p_1 = -\frac{1}{T_s} \quad (7.28)$$

ist im Bezug auf die Lage des dominante Polpaars  $p_{2,3}$  durch die vergleichsweise kleine Abtastzeit  $T_s$ , weit links in der komplexen Halbebene. Aufgrund des vernachlässigbaren Einflusses des  $PT_1$ -Glieds auf das Systemverhalten sind die charakteristischen Kenngrößen der Führungsübergangsfunktion

$$\text{Überschwingzeit:} \quad T_m = \frac{\pi}{\omega_e} \approx 0,8 \text{ ms} \quad (7.29)$$

$$\text{Überschwingweite:} \quad \Delta h = e^{-\frac{\delta_e}{\omega_e} \pi} \approx 99,6 \% \quad (7.30)$$

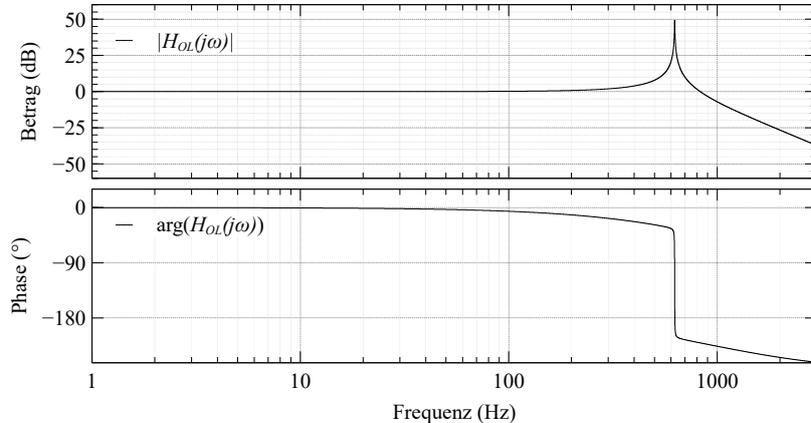
$$\text{Beruhigungszeit:} \quad T_{5\%} \approx \frac{3}{\delta_e} \approx 540 \text{ ms} \quad (7.31)$$

nach Substitution des dominanten Polpaars in Gl. (7.27) durch

$$p_{1,2} = -\delta_e \pm j\omega_e \quad (7.32)$$

mit der Abklingkonstante  $\delta_e$  und der Eigenkreisfrequenz des gedämpften Systems  $\omega_e$ , lediglich vom Real- und Imaginäranteil des dominanten Polpaars abhängig [80].

Das resultierenden Bode-Diagramm der Regelstrecke in Abb. 7.9 veranschaulicht die Resonanzüberhöhung der Regelstrecke für  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , sodass die Spannung am PCC nach einem Sollwertsprung mit der Eigenfrequenz  $f_0 \approx 625 \text{ Hz}$  innerhalb von  $T_{5\%} \approx 540 \text{ ms}$  in einen Toleranzbereich von 5 % um den statischen Endwert einschwingt. Um insb. die Überschwingweite sowie die Beruhigungszeit



**Abbildung 7.9:** Bode-Diagramm der KSE-Regelstrecke

zu minimieren und darüber hinaus die Sollwertfolge bei Einfluss der Störgröße  $i_{Last} \neq 0$  auf die Regelstrecke zu gewährleisten, ist eine Regelung der Spannung am PCC unerlässlich. Diese wird in [34] und [81] mittels einer Kaskadenregelung, bestehend aus einem überlagerten Spannungs- sowie einem unterlagerten Stromregler, realisiert.

In [34] erfolgt die simultane Regelung der Mit- und Gegensystemgrößen zur Emulation asymmetrischer Spannungseinbrüche auf Basis von PI-Reglern sowie eines resonanten Anteils zur Regelung der Gegensystemgrößen im SRF des Mitsystems. In [81] wird stattdessen eine Kaskadenregelung im stationären SRF basierend auf PR-Reglern verwendet. Da sich die Komplexität der Regelstruktur auf Basis von PR-Reglern im stationären SRF im Vergleich zur Regelung mittels PI-Reglern und einem resonanten Anteil im synchronen SRF gem. Kap. 6.3 signifikant reduziert, wird im Folgenden eine Kaskadenregelung in Analogie zu jener in [81] diskutiert.

### 7.4.3 PR-Regler basierte Kaskadenregelung des KSEs

Zur Entwicklung der in Abb. 7.10 dargestellten Kaskadenregelung wird zunächst der PR-Regler des unterlagerten Folgeregelkreises für die Stromregelstrecke, deren Übertragungsfunktion

$$H_{i_{VSI}}(s) = \frac{I_{VSI}(s)}{U_{VSI}^*(s)} = \frac{s}{LT_s \left( s + \frac{1}{T_s} \right) \left( s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right)} \quad (7.33)$$

aus der Zustandsraumdifferentialgleichung Gl. (7.25) mit der modifizierten Ausgangsgleichung

$$y(t) = \underbrace{[0 \quad 1 \quad 0]}_{\mathbf{c}^T} \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} \quad \text{mit} \quad \mathbf{D} = 0 \quad (7.34)$$

folgt, entworfen. Der Vergleich der Übertragungsfunktionen in Gl. (7.24) und Gl. (7.33) zeigt, dass

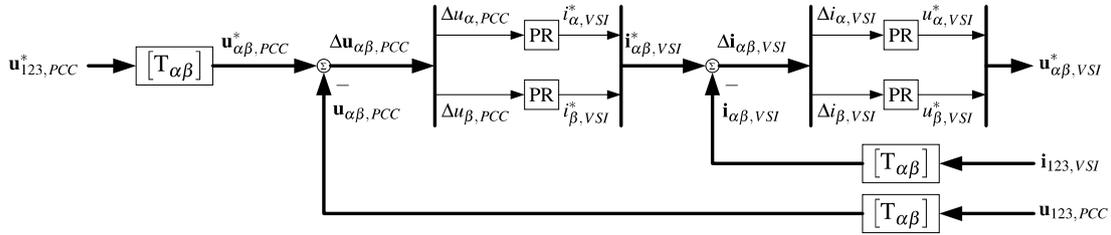


Abbildung 7.10: KSE-Kaskadenregelstruktur auf Basis von PR-Reglern

die Pollage der offenen Regelstrecken identisch ist, die Stromregelstrecke jedoch aufgrund einer zusätzlichen Nullstelle im Ursprung eine Bandpasscharakteristik besitzt. Durch die Reihenschaltung des PR-Reglers mit der Übertragungsfunktion

$$H_{PR}(s) = k_{p,PR} + \frac{2k_{i,R}\omega_{c,R}s}{s^2 + 2\omega_{c,R}s + \omega_r^2} \quad (7.35)$$

resultiert die Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises

$$H_{i_{VSI},OL}(s) = H_{PR}(s)H_{i_{VSI}}(s) \quad (7.36)$$

mit den zusätzlichen Polstellen

$$p_{4,5} = -\omega_{c,R} \pm \sqrt{\omega_{c,R}^2 - \omega_r^2} \quad (7.37)$$

sowie den Nullstellen

$$n_{2,3} = -\omega_{c,R} \frac{k_{p,PR} + k_{i,R}}{k_{p,PR}} \pm \sqrt{\left( \omega_{c,R} \frac{k_{p,PR} + k_{i,R}}{k_{p,PR}} \right)^2 - \omega_r^2}. \quad (7.38)$$

Die Lage der Nullstellen  $n_{2,3}$  in der komplexen Ebene ist vom Verhältnis der Verstärkungsfaktoren  $k_{p,PR}$  zu  $k_{i,R}$  des PR-Reglers abhängig, sodass bspw. für

$$\frac{k_{p,PR}}{k_{i,R}} = \frac{\omega_{c,R}}{\omega_r - \omega_{c,R}} \quad (7.39)$$

die doppelte Nullstelle  $n_{2,3} = -\omega_r$  folgt. Wird  $k_{i,R}$  durch  $k_i$  als den Verstärkungsfaktor des Stromregelkreises substituiert, resultieren in Abb. 7.11 die Wurzelortskurve der geschlossenen Stromregelstrecke

$$H_{i_{vSI},CL}(s) = \frac{H_{PR_{k_i}}(s)H_{i_{vSI}}(s)}{1 + H_{PR_{k_i}}(s)H_{i_{vSI}}(s)} \quad (7.40)$$

mit dem PR-Regler

$$H_{PR_{k_i}}(s) = k_i \left( \frac{\omega_{c,R}}{\omega_r - \omega_{c,R}} + \frac{2\omega_{c,R}s}{s^2 + 2\omega_{c,R}s + \omega_r^2} \right) \quad (7.41)$$

für  $\omega_r = 2\pi 50 \text{ rad s}^{-1}$  und  $\omega_{c,R} = 2\pi \text{ rad s}^{-1}$ . Da die Pole  $p_{1,4,5}$  für  $k_i \rightarrow \infty$  in Richtung der Nullstellen  $n_{1,2,3}$  wandern, können die charakteristischen Kenngrößen der Führungsübergangsfunktion durch die Platzierung der Nullstellen  $n_{2,3}$  sowie die Polstellenlage in Abhängigkeit des Verstärkungsfaktors  $k_i$  variiert werden.

Gleichzeitig steigt durch die Verschiebung der Pole  $p_{2,3}$  für  $k_i \rightarrow \infty$  gem. der Wurzelortskurve in

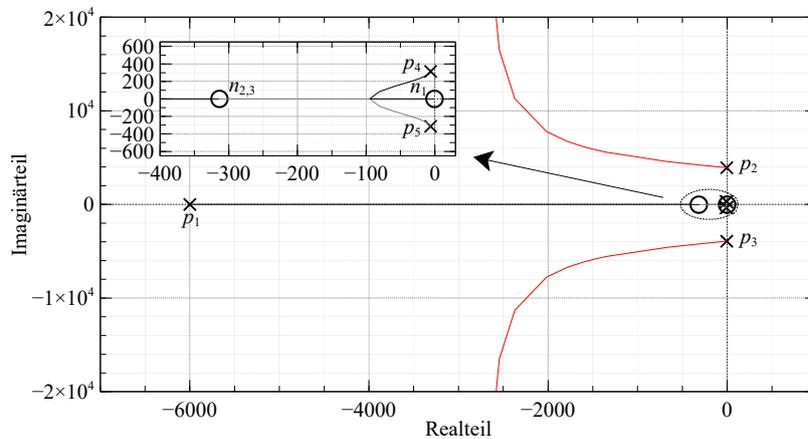


Abbildung 7.11: Wurzelortskurven des KSE-Stromregelkreises auf Basis des PR-Reglers

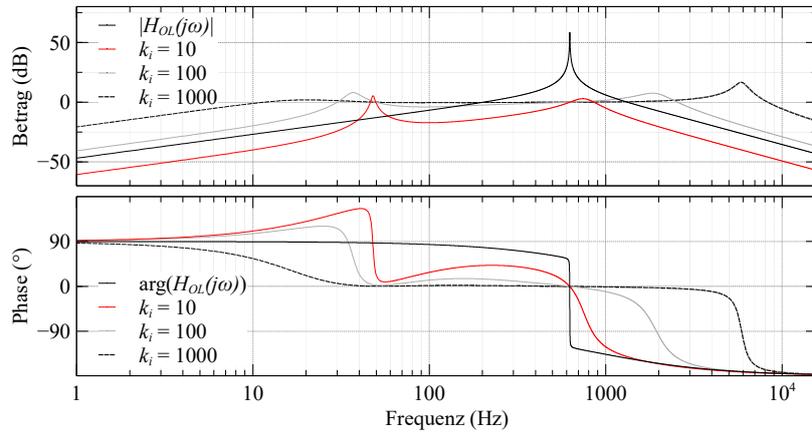
Abb. 7.11 die Grenzfrequenz des resultierenden Amplitudengangs in Abb. 7.12. Da für die maximale Grenzfrequenz  $f_c$  des Amplitudengangs im Falle einer zeitdiskreten Regelung gem. des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems  $f_s \geq 2f_c$  mit der Abtastfrequenz  $f_s = 6 \text{ kHz}$  gelten muss, wird der Wertebereich des Verstärkungsfaktors auf  $0 < k_i < 20$  vergleichsweise stark begrenzt, sodass nur eine minimale Variation der Pollage realisierbar ist.

Wird in Analogie zum PR-Regler des Folgeregelkreises im Anschluss der PR-Regler des Führungsregelkreises mit der Übertragungsfunktion

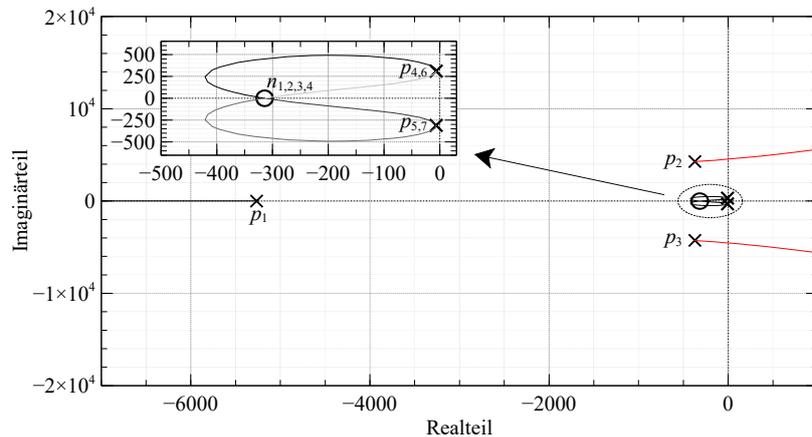
$$H_{PR_{k_u}}(s) = k_u \left( \frac{\omega_{c,R}}{\omega_r - \omega_{c,R}} + \frac{2\omega_{c,R}s}{s^2 + 2\omega_{c,R}s + \omega_r^2} \right) \quad (7.42)$$

entwickelt, folgen für  $k_u \rightarrow \infty$  und  $k_i = 5$  die Wurzelortskurven in Abb. 7.13. Da die Pole  $p_{2,3}$  für  $k_u \rightarrow \infty$  in Richtung der Stabilitätsgrenze wandern, ist der Wertebereich des Verstärkungsfaktors mit  $0 < k_u < 60$  ebenfalls stark begrenzt.

Werden die Verstärkungsfaktoren letztlich zu  $k_i = 5$  und  $k_u = 52$  gewählt, folgt daraus das Pol-Nullstellen-Diagramm der geschlossenen Regelstrecke in Abb. 7.14. Da die Polpaare  $p_{4,5}$  und  $p_{6,7}$  dicht beieinander liegen und sich darüber hinaus die vierfache Nullstelle  $n_{1,2,3,4}$  in der Nähe der Polpaare befindet, würde eine Approximation des geschlossenen Regelkreises durch ein  $PT_2$ -Glied zur Ermittlung der charakteristischen Größen der Übergangsfunktion keine aussagekräftigen Werte liefern. Wird stattdessen die Sprungantwort in Abb. 7.15 ausgewertet, folgt für die Überschwingzeit



**Abbildung 7.12:** Bode-Diagramm der offenen KSE-Stromregelstrecke sowie des KSE-Stromregelkreises auf Basis des PR-Reglers für unterschiedliche Verstärkungsfaktoren  $k_i$

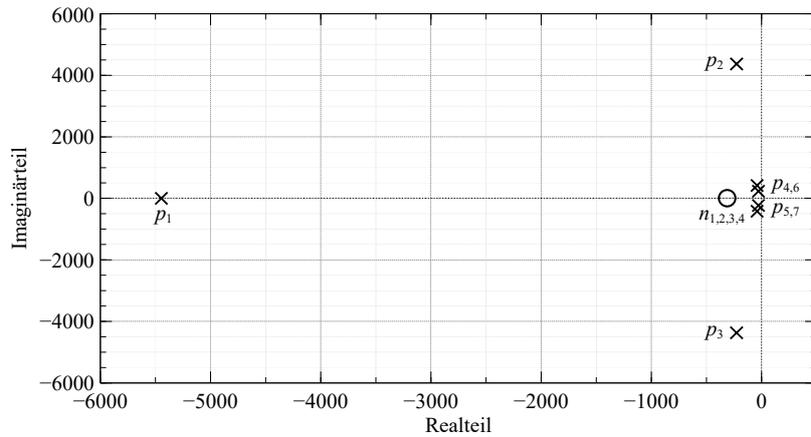


**Abbildung 7.13:** Wurzelortskurven des KSE-Spannungsregelkreises auf Basis von PR-Reglern für die Verstärkungsfaktoren des Stromreglers  $k_i = 5$

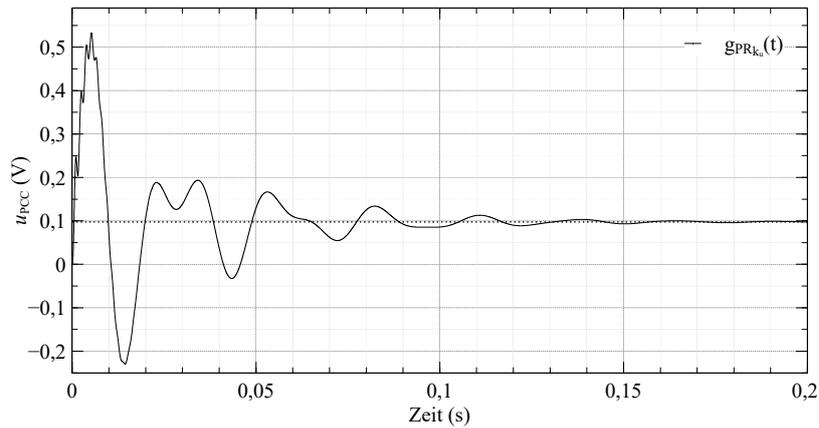
$T_m \approx 5,2$  ms, die Überschwingweite  $\Delta h \approx 446\%$  und die Beruhigungszeit  $T_{5\%} \approx 86$  ms.

Hinsichtlich der Sollwertfolge bei sprungförmiger Erregung belegt der statische Endwert der Sprungantwort  $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = 0,098$  nur eine schwache Ausprägung. Für sinusförmige Führungssignale mit  $\omega = \omega_r$  hingegen zeigt das Bode-Diagramm der geschlossenen Regelstrecke in Abb. 7.16 durch den Betrag  $|H_{PR_{ku}}(j\omega)|_{\omega=\omega_r} = 0,996$  sowie die Phase  $\arg(H_{PR_{ku}}(j\omega))|_{\omega=\omega_r} = -0,25^\circ$ , dass diese grundsätzlich gegeben ist.

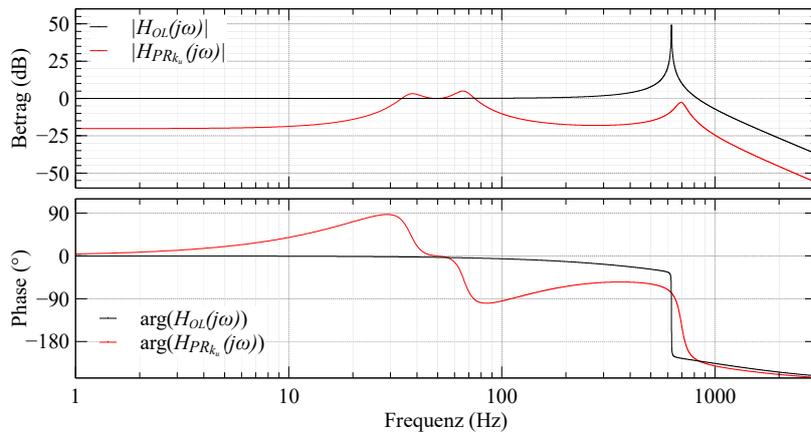
Die Güte der PR-Regler basierten Kaskadenregelung bei einer Kombination aus sinusförmiger und sprungförmiger Erregung zur Emulation von Spannungseinbrüchen wird im Folgenden unter Verwendung eines vereinfachten Simulationsmodells des Laborprüfstands in Abb. 7.6 veranschaulicht. Anstelle einer getakteten Spannungsquelle wird der KSE durch drei ideale, gesteuerte Spannungsquellen simuliert, deren Sollwerte  $u_{VSI}^*$  im Regelungsakt von  $f_s = 6$  kHz als Ausgangswerte des Stromreglers berechnet werden. Der Stromreglerausgang wird in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung  $u_{DC} = 1100$  V auf den maximal emulierbaren Effektivwert der verketteten Netzspannung  $U_{\Delta 123} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_{DC}$  sowie der Spannungsreglerausgang auf den Nennstrom des KSEs begrenzt. Um eine Verfälschung der Simulationsergebnisse zu vermeiden, wird die Regelstrecke mit einer variablen Abtastfrequenz  $f_s > 40$  kHz quasi zeitkontinuierlich simuliert, sodass der Einfluss der hochfrequenten



**Abbildung 7.14:** Pol-Nullstellen-Diagramm des KSE-Spannungsregelkreises auf Basis von PR-Reglern für die Verstärkungsfaktoren des Strom- und Spannungsreglers  $k_i = 5$  und  $k_u = 52$



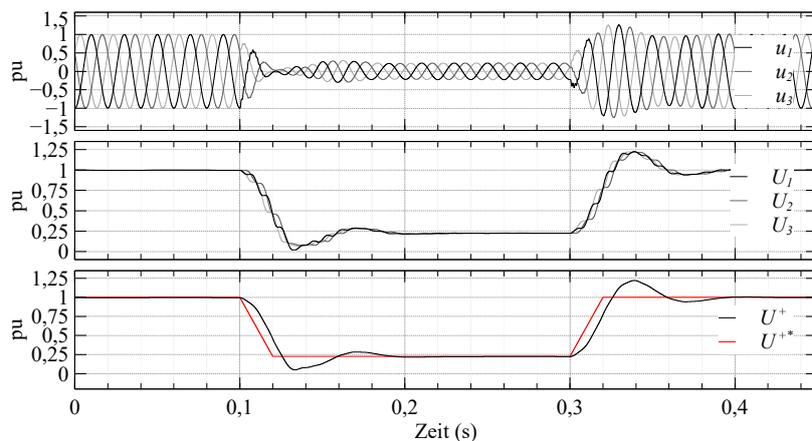
**Abbildung 7.15:** Sprungantwort des PR-Regler basierten KSE-Spannungsregelkreises für die Verstärkungsfaktoren des Strom- und Spannungsreglers  $k_i = 5$  und  $k_u = 52$



**Abbildung 7.16:** Bode-Diagramm des KSE-Spannungsregelkreises auf Basis von PR-Reglern für die Verstärkungsfaktoren des Strom- und Spannungsreglers  $k_i = 5$  und  $k_u = 52$

Polstellen der Regelstrecke in Abb. 7.8 nicht unterdrückt wird. Die Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$ , der Mitsystemspannung  $U^+$  sowie deren Referenzwert  $U^{+*}$  werden über die Fourierkoeffizienten der Grundschwingung gem. Gl. (6.61)-(6.66) ermittelt.

Das Simulationsergebnis eines 3-phasigen Spannungseinbruchs mit einer Residualspannung  $U_r = 0,225$  pu im Leerlauf in Abb. 7.17 zeigt, dass die resultierende Flankensteilheit nicht vergleichbar mit der bei Verwendung eines Leistungsschalters ist. Darüber hinaus beträgt die Beruhigungszeit der Mitsystemspannung  $T_{5\%} \approx 80$  ms und die Überschwingweite im Bezug auf deren Referenzwert  $\Delta h \approx 25\%$ , sodass der Effektivwert der Mitsystemspannung außerhalb des in Abb. 7.2 spezifizierten Toleranzbands liegt. Zusammengefasst ist die Güte der Regelung nicht ausreichend, um den Anforde-



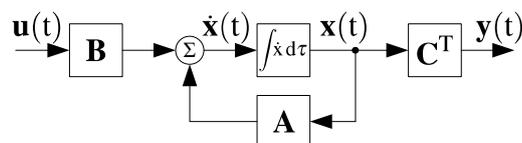
**Abbildung 7.17:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $u_{123}$  und Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$ , der Mitsystemspannung  $U^+$  sowie deren Referenzwert  $U^{+*}$  während eines emulierten Spannungseinbruchs Typ D mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  für die Verstärkungsfaktoren des Strom- und Spannungsreglers  $k_i = 5$  und  $k_u = 52$

rungen der Richtlinie [30] sowie der IEC 61400-21 [26] zu entsprechen. Daher wird im Folgenden die Entwicklung einer zustandsraumbasierten Regelung zur Optimierung der Dynamik und Reduzierung der Überschwingweite thematisiert, um Spannungseinbrüche gem. den Anforderungen zu emulieren.

#### 7.4.4 Zustandsraumbasierte Regelstruktur des KSEs

Die freie Bewegung sowie das Übergangsverhalten des Regelkreises wird wie zuvor diskutiert, durch dessen Eigenwerte definiert. Daher ist das Ziel einer zustandsraumbasierten Regelung die Platzierung der Polstellen mittels einer geeigneten Zustandsrückführung, sodass der geschlossene Regelkreis die erforderlichen Eigenwerte für das beabsichtigte Systemverhalten besitzt [19].

Wird die allgemeine lineare Regelstrecke in Abb. 7.18, deren systemtheoretische Beschreibung durch



**Abbildung 7.18:** Abstrahierte Regelstrecke in Zustandsraumdarstellung

die Zustands- und Ausgangsgleichung

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (7.43)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}^T\mathbf{x}(t) \quad (7.44)$$

erfolgt, mit einem geeigneten Zustandsregler gem. Abb. 7.19 geschlossen, folgt für den Eingangsvektor

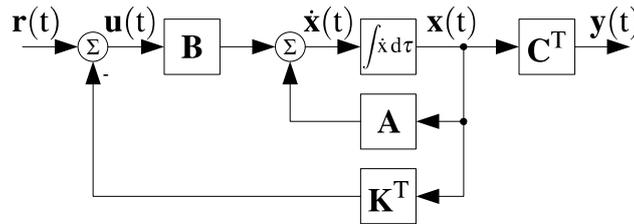


Abbildung 7.19: Abstrahierte zustandsraum-basierte Regelstruktur

tor  $\mathbf{u}(t)$  in Abhängigkeit der Führungsgröße  $\mathbf{r}(t)$  und der Reglermatrix  $\mathbf{K}^T$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{r}(t) - \mathbf{K}^T\mathbf{x}(t). \quad (7.45)$$

Nach Substitution des Eingangsvektors  $\mathbf{u}(t)$  in Gl. (7.43) durch Gl. (7.45)

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{r}(t) - \mathbf{K}^T\mathbf{x}(t)) \quad (7.46)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}^T\mathbf{x}(t) \quad (7.47)$$

und anschließender Äquivalenzumformung resultieren die Zustands- und Ausgangsgleichung

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{r}(t) \quad (7.48)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}^T\mathbf{x}(t) \quad (7.49)$$

des geschlossenen Regelkreises. Die Zustandsgleichung (7.48) zeigt, dass die Pole der Systemmatrix  $\mathbf{A}$  durch den Term  $\mathbf{B}\mathbf{K}^T$  beliebig verschoben werden können, vorausgesetzt das System  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  ist vollständig steuerbar. In der Praxis muss der Zustandsregler  $\mathbf{K}^T$  derart gewählt werden, dass die Pole des geschlossenen Regelkreises in einem Bereich der linken s-Halbebene gem. Abb. 7.20 liegen, der einen Mindeststabilitätsgrad, eine Mindestdämpfung sowie eine Begrenzung der Reglerverstärkung zur Unterdrückung von Messrauschen garantiert [19].

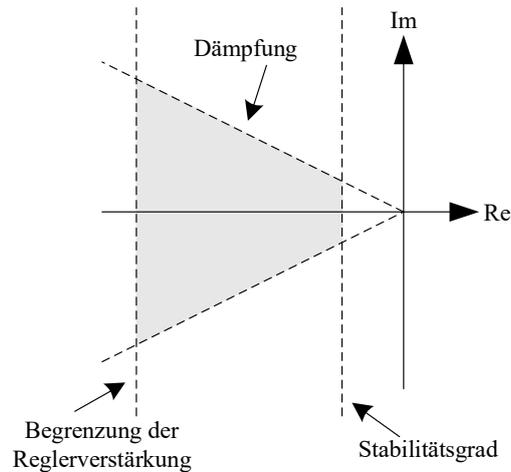
Da durch den Regler  $\mathbf{K}^T$  lediglich eine proportionale Rückführung der Zustandsgrößen erfolgt und die Regelstrecke in Gl. (7.19) kein integrales Verhalten aufweist, ist zur Sicherung der Sollwertfolge bei sprunghörmiger Erregung ein zusätzlicher, integrierender Regler oder die Implementierung eines Vorfilters respektive einer Führungsgrößenvorsteuerung erforderlich, damit die Ausgangsgröße  $\mathbf{y}(t \rightarrow \infty) = \mathbf{y}_\infty$  nach Abklingen der Einschwingvorgänge im stationären Zustand gegen die Führungsgröße  $\mathbf{r}(t \rightarrow \infty) = \mathbf{r}_\infty$  konvergiert.

Im stationären Zustand gilt für die Ableitung des Zustandsvektors  $\dot{\mathbf{x}}_\infty = 0$ , sodass aus dem resultierenden Zustandsraummodell

$$0 = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)\mathbf{x}_\infty + \mathbf{B}\mathbf{r}_\infty \quad (7.50)$$

sowie der Ausgangsgleichung

$$\mathbf{y}_\infty = \mathbf{C}^T\mathbf{x}_\infty \quad (7.51)$$



**Abbildung 7.20:** Angestrebter Bereich der Pol- und Nullstellenlage in der s-Halbebene [19]

nach Substitution von  $\mathbf{x}_\infty$  in Gl. (7.50) durch Gl. (7.51) und Äquivalenzumformung der stationäre Endwert des Ausgangsvektors

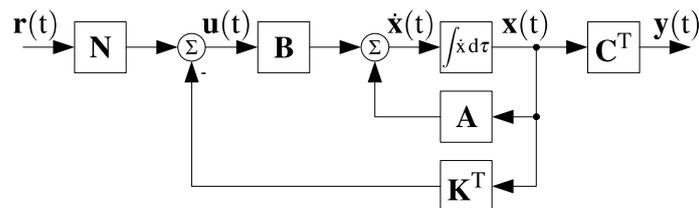
$$\mathbf{y}_\infty = -\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)^{-1} \mathbf{B}\mathbf{r}_\infty \quad (7.52)$$

folgt. Entspricht der Term  $-\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)^{-1} \mathbf{B}$  nicht der Einheitsmatrix  $\mathbf{I}$ , existiert eine bleibende Regelabweichung ( $\mathbf{y}_\infty \neq \mathbf{r}_\infty$ ).

Um die Sollwertfolge bei sprungförmiger Erregung zu garantieren, wird die Regelstruktur in Abb. 7.19 daher mit einem Vorfilter  $\mathbf{N}$  ergänzt, sodass aus Gl. (7.52) der stationäre Endwert des Ausgangsvektors

$$\mathbf{y}_\infty = -\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)^{-1} \mathbf{B}\mathbf{N}\mathbf{r}_\infty \quad (7.53)$$

bzgl. der modifizierten Regelstruktur in Abb. 7.21 in Abhängigkeit des Vorfilters  $\mathbf{N}$  resultiert. Da



**Abbildung 7.21:** Abstrahierte zustandsraum-basierte Regelungsstruktur mit Führungsgrößenvorsteuerung

das Produkt einer regulären Matrix mit deren Inversen gleich der Einheitsmatrix ist, folgt aus der Forderung zur Garantie der Sollwertfolge

$$-\mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)^{-1} \mathbf{B}\mathbf{N} \stackrel{!}{=} \mathbf{I} \quad (7.54)$$

direkt die Gleichung der Vorfiltermatrix

$$\mathbf{N} = -\left( \mathbf{C}^T (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^T)^{-1} \mathbf{B} \right)^{-1}. \quad (7.55)$$

Durch die Führungsgrößenvorsteuerung ist der Regelkreis stationär genau, wenn das Zustandsraummodell die Regelstrecke exakt beschreibt. Modellunschärfe, bspw. aufgrund von Variationen der

Streckenparameter oder Störungen am Streckenausgangs führen zu Abweichungen in der stationären Genauigkeit.

Zur Entwicklung des Zustandsreglers  $\mathbf{K}^T$  werden im Folgenden zwei unterschiedliche Entwurfsverfahren diskutiert.

### Reglerentwurf durch Polvorgabe

Um im Rahmen eines Reglerentwurfs mittels direkter Polvorgabe bzgl. der in Kap. 7.4.2 analysierten Regelstrecke die Lage der Pole in komplexen  $s$ -Halbebene zu spezifizieren, erfolgt wiederum die Approximation der Regelstrecke durch ein  $PT_2$ -Glied, sodass aus den charakteristischen Sollkenngrößen der Übergangsfunktion

$$\Delta h^* = e^{-\frac{\delta_e^*}{\omega_e^*} \pi} \leq 5\% \quad (7.56)$$

$$T_{5\%}^* \approx \frac{3}{\delta_e^*} \leq 1 \text{ ms} \quad (7.57)$$

das dominante Sollpolpaar

$$p_{2,3}^* = -\delta_e^* \pm j\omega_e^* = -\frac{3}{T_{5\%}^*} \mp j \frac{3\pi}{\ln(\Delta h^*) T_{5\%}^*} \quad (7.58)$$

folgt. Die Lage des durch die Modulation der Ausgangsspannung hervorgerufenen Pols

$$p_1 = -\frac{1}{T_s} \quad (7.59)$$

der Übertragungsfunktion in Gl. (7.24) wird nicht variiert.

Zur Berechnung der erforderlichen Reglerkoeffizienten  $k_{i,PV}$  des Reglervektors  $\mathbf{k}_{PV}^T$ , um die Pole  $p_{2,3}$  der Regelstrecke in Gl. (7.24) entsprechend der Polvorgabe zu verschieben, wird zunächst die charakteristische Gleichung

$$\det [s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_{PV}^T)] = \prod_{i=1}^n (s - p_i^*) = s^n + a_{n-1}^* s^{n-1} + \dots + a_1^* s + a_0^* \quad (7.60)$$

der angestrebten Systemmatrix  $\mathbf{A}^* = \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_{PV}^T$  auf Basis der Sollpolstellen  $p_i^*$  ermittelt. Im Anschluss folgen mit den berechneten Sollkoeffizienten  $a_0^* \dots a_{n-1}^*$  sowie der letzten Zeile

$$\mathbf{s}_R = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] \mathbf{S}_S^{-1} \quad (7.61)$$

der invertierten Steuerbarkeitsmatrix

$$\mathbf{S}_S = [\mathbf{b} \quad \mathbf{A}\mathbf{b} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{b} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{b}] \quad (7.62)$$

durch die Ackermann-Formel

$$\mathbf{k}_{PV}^T = (a_0^*, a_1^*, \dots, a_{n-1}^*, 1) \begin{bmatrix} \mathbf{s}_R^T \\ \mathbf{s}_R^T \mathbf{A} \\ \mathbf{s}_R^T \mathbf{A}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_R^T \mathbf{A}^{n-1} \\ \mathbf{s}_R^T \mathbf{A}^n \end{bmatrix} \quad (7.63)$$

die Reglerkoeffizienten  $k_{i,PV}$  des Reglervektors  $\mathbf{k}_{PV}^T$ .

### Reglerentwurf mittels Gütefunktional

Erfolgt der Reglerentwurf anstelle der gezielten Einstellung einzelner charakteristischer Kenngrößen der Übergangsfunktion, wie bspw. durch eine direkte Polvorgabe, unter Verwendung eines Gütefunktional  $J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(t))$ , das den Verlauf der erforderlichen Stell- und Regelgrößen zur Überführung des Systems aus einem Anfangszustand  $\mathbf{x}_0$  in den Endzustand  $\mathbf{x}(t \rightarrow \infty) = 0$  bewertet, wird durch Minimierung dieses Gütefunktional über den Steuervektor  $\mathbf{u}(t)$

$$\min_{\mathbf{u}(t)} J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(t)) = J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_{\text{opt}}(t)) \quad (7.64)$$

derjenige optimale Eingangs- respektive Steuervektorverlauf  $\mathbf{u}_{\text{opt}}(t, \mathbf{x}_0)$  ermittelt, der das System bestmöglich in den Nullzustand  $\mathbf{x}(\infty) = 0$  überführt. Durch Einschränkung des Steuervektorverlaufs  $\mathbf{u}(t)$  auf Funktionen, die sich als Zustandsrückführung

$$\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}^T \mathbf{x}(t) \quad (7.65)$$

realisieren lassen, folgt nach Substitution und Minimierung über die Reglermatrix  $\mathbf{K}^T$

$$\min_{\mathbf{u}(t)=-\mathbf{K}^T \mathbf{x}(t)} J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(t)) = \min_{\mathbf{K}^T} J(\mathbf{x}_0, -\mathbf{K}^T \mathbf{x}(t)) = J(\mathbf{x}_0, -\mathbf{K}_{\text{opt}}^T \mathbf{x}(t)) \quad (7.66)$$

der Regler  $\mathbf{K}_{\text{opt}}^T$  als Lösung des ursprünglichen Steuerungsproblems. Falls kein anderer Regler das Gütefunktional  $J(\mathbf{x}_0, -\mathbf{K}^T \mathbf{x}(t))$  weiter minimiert, ist der Regler  $\mathbf{K}_{\text{opt}}^T$  der Optimalregler bzgl. dieses Gütefunktional.

Wird darüber hinaus die mit  $q_1, \dots, q_n$  bewertete, quadratische Abweichung der einzelnen Zustände  $x_1, \dots, x_n(t)$  vom Nullzustand sowie die mit  $r_1, \dots, r_n$  bewertete, quadratische Abweichung der Steuervektorelemente  $u_1, \dots, u_n(t)$  von  $u_{10}, \dots, u_{n0} = 0$  als Gütefunktional

$$J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(t)) = \int_0^{\infty} \left( \sum_{i=1}^n q_i x_i^2(t) + \sum_{i=1}^n r_i u_i^2(t) \right) dt \quad (7.67)$$

gewählt, folgt aus der Minimierung des Funktional nach Substitution der Eingangsgrößen  $u_i(t)$  mit einer Zustandsrückführung gem. Gl. (7.65), aufgrund der Anwendung eines quadratisches Kriteriums auf eine lineare Regelstrecke, ein zeitinvarianter LQ-Regler als Optimalregler [82].

Durch Interpretation der Summen  $\sum_{i=1}^n q_i x_i^2(t)$  und  $\sum_{i=1}^n r_i u_i^2(t)$  als Produkt  $\mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t)$  und  $\mathbf{u}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{u}(t)$  resultiert das Gütefunktional in vektorieller Form

$$J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(t)) = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{u}(t)) dt, \quad (7.68)$$

für welches als eines der ersten eine analytische Lösung existierte [83]. Die Zeilenvektoren  $\mathbf{x}^T(t)$  und  $\mathbf{u}^T(t)$  in Gl. (7.68) bestehen aus den Komponenten  $x_i(t)$  respektive  $u_i(t)$ , die Komponenten  $q_i$  sowie  $r_i$  bilden die Hauptdiagonalen der Diagonalmatrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$ . Unter Voraussetzung einer symmetrischen, positiv semidefiniten Wichtungsmatrix  $\mathbf{Q}$ , einer symmetrischen, positiv definiten Wichtungsmatrix  $\mathbf{R}$  sowie der vollständigen Beobachtbarkeit des Paares  $(\mathbf{A}, \bar{\mathbf{Q}})$  mit  $\mathbf{Q} = \bar{\mathbf{Q}}^T \bar{\mathbf{Q}}$  folgt aus der analytischen Lösung gem. [19] der LQ-Regler

$$\mathbf{K}_{\text{LQ}}^T = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (7.69)$$

in Abhängigkeit der symmetrischen, positiv definiten Lösung  $\mathbf{P}$  der algebraischen Matrix-Riccati-Gleichung

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0. \quad (7.70)$$

Der resultierende Regelkreis ist durch folgende charakteristische Eigenschaften, die aus der systemtheoretischen Betrachtung in [19] folgen, gekennzeichnet.

- Der Regelkreis ist asymptotisch stabil, wenn die Definitheitsanforderungen an die Wichtungsmatrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  eingehalten werden.
- Der Regelkreis verfügt über eine erhebliche Robustheit der Stabilität gegenüber Modellunsicherheiten, da für den Phasenrand  $\Phi_R \geq 60^\circ$  gilt.
- Die Eigenwerte des geschlossenen Regelkreises weisen im Mittel einen betragsmäßig größeren Realteil als die Eigenwerte des offenen Regelkreises auf, sodass das geregelte System tendenziell schneller als die Regelstrecke ist.
- Die Empfindlichkeit des Regelkreisverhaltens gegenüber Parameteränderungen wie auch gegenüber Störungen am Streckenausgang eines optimal geregelten Systems ist über den gesamten Frequenzbereich kleiner als jene einer nominal gleichartigen Steuerkette.

Die Ermittlung der Reglermatrix  $\mathbf{K}_{LQ}^T$  erfolgt zumeist rechnergestützt durch numerisch zuverlässige Algorithmen, sodass der Reglerentwurf auf die Wahl der Wichtungsmatrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  sowie die Analyse des resultierenden Regelkreises hinsichtlich der erzielten Güte reduziert wird. Da zwischen den charakteristischen Kenngrößen der Übergangsfunktion und den Wichtungsmatrizen keine direkte Beziehung besteht, erfolgt der Reglerentwurf iterativ. Die folgenden Richtlinien können die Auswahl der Matrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  erleichtern [19].

- Unterschiedliche Paare  $\mathbf{Q}_1, \mathbf{R}_1, \mathbf{Q}_2, \mathbf{R}_2, \dots$  von Wichtungsmatrizen können auf den gleichen Zustandsregler als Optimalregler führen.
- Die Eingrenzung der Wichtungsmatrizen auf Diagonalmatrizen ist insb. bei Systemen mit lediglich einer Stellgröße möglich, ohne die Lösungsvielfalt einzuschränken.
- Um deutliche Änderungen des Regelkreisverhaltens zu erzielen ist in der Regel die Variation der einzelnen Matrixelemente um Zehnerpotenzen erforderlich.
- Die Erhöhung der Elemente  $q_{ii}$  der Diagonalmatrix  $\mathbf{Q}$  führt tendenziell zu einem stärker gedämpften Einschwingverhalten
- Durch eine stärkere Gewichtung der Stellgrößen im Verhältnis zu den Zustandsgrößen wird die Robustheit des Regelkreises gegenüber Parameteränderungen der Regelstrecke erhöht.

Hinsichtlich der Entwicklung eines LQ-Reglers  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  für die Regelstrecke des KSEs in Kap. 7.4.2 werden unter Berücksichtigung der zuvor genannten Richtlinien letztlich die Wichtungsmatrizen

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{R} = 100 \quad (7.71)$$

nach mehreren Iterationsschritten gefunden.

### Vergleich der Zustandsregler

Durch den resultierenden LQ-Regler  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  wie auch durch den mittels Polzuweisung entwickelten Zustandsregler  $\mathbf{k}_{PV}^T$ , wird der Abstand des Polpaars  $p_{2,3}$  der Regelstrecke in Abb. 7.8 zur imaginären Achse gem. des Pol-Nullstellen-Diagramms in Abb. 7.22 vergrößert. Im Gegensatz zum Zustandsregler

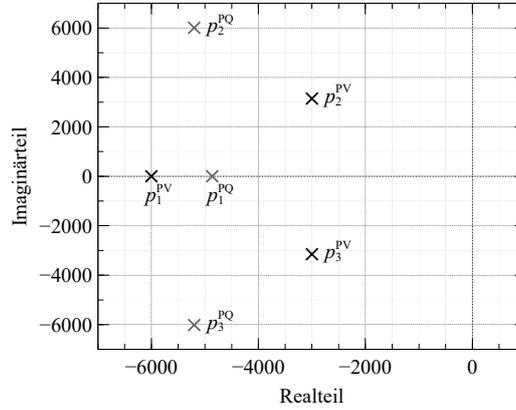


Abbildung 7.22: Pol-Nullstellen-Diagramm des KSE-Regelkreises auf Basis des Zustandsreglers  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  und  $\mathbf{k}_{PV}^T$

$\mathbf{k}_{PV}^T$  verschiebt der LQ-Regler zusätzlich den reellen Pol  $p_1$  der offenen Regelstrecke in Richtung der imaginären Achse, sodass dieser das Übergangsverhalten des LQ-Regler basierten Regelkreises dominiert. Daher ist die resultierende Sprungantwort in Abb. 7.23 vergleichbar mit jener eines  $PT_1$ -Gliedes, ein Überschwingen ist nicht vorhanden und die Beruhigungszeit beträgt  $T_{5\%}^{LQ} \approx 0,7$  ms. Das Übergangsverhalten des auf dem Zustandsregler  $\mathbf{k}_{PV}^T$  basierenden Regelkreises ist hingegen vergleichbar mit dem eines  $PT_2$ -Gliedes. Die Beruhigungszeit der Sprungantwort beträgt  $T_{5\%}^{PV} \approx 0,89$  ms und die Überschwingweite  $\Delta h^{PV} = 3,14\%$  zum Zeitpunkt  $T_m^{PV} = 1,26$  ms. Aus den resultierenden Regelabweichungen der Sprungantworten folgt auf Basis des ISE-Kriteriums<sup>60</sup>

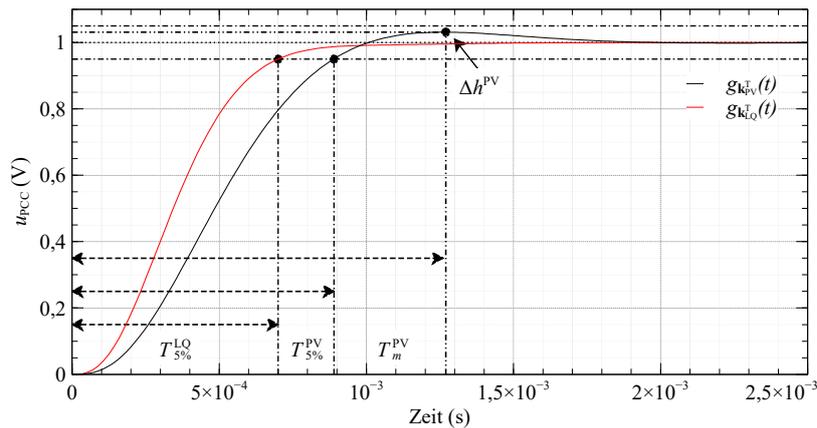


Abbildung 7.23: Sprungantwort des KSE-Regelkreises auf Basis des Zustandsreglers  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  und  $\mathbf{k}_{PV}^T$

die Regelkreisgüte

$$J_{ISE} = \int_{t=0}^{\infty} (e(t) - e_{\infty})^2 dt \quad (7.72)$$

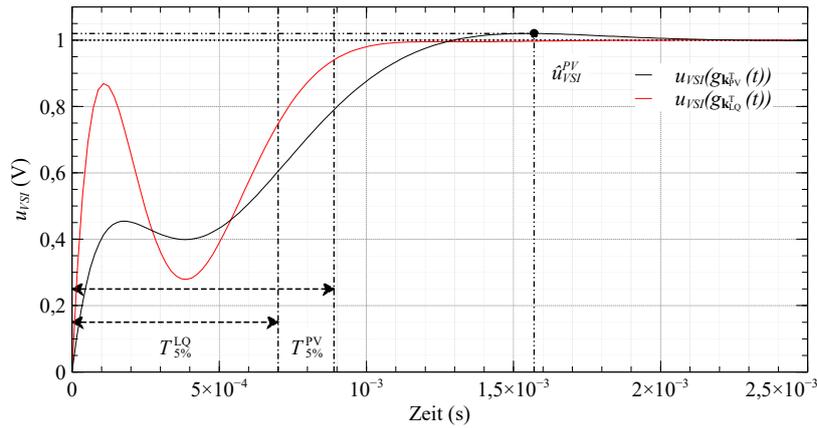
<sup>60</sup>vgl. Integral Squared Error

als Integral über die quadratische Differenz aus der Regelabweichung  $e(t) = r(t) - y(t)$  und der bleibenden Regelabweichung  $e_\infty = r_\infty - y_\infty$ . Mit der Güte  $J_{\text{ISE}}^{\text{LQ}} \approx 2,76 \cdot 10^{-4}$  des LQ-Regler basierten Regelkreises sowie der Güte  $J_{\text{ISE}}^{\text{PV}} \approx 3,82 \cdot 10^{-4}$  des auf dem Zustandsregler  $\mathbf{k}_{\text{PV}}^{\text{T}}$  basierenden Regelkreises gilt  $J_{\text{ISE}}^{\text{LQ}} < J_{\text{ISE}}^{\text{PV}}$ , sodass durch Verwendung der LQ-Regelung eine geringere Regelabweichung bei sprungförmiger Erregung zu erwarten ist.

Neben der Ermittlung der charakteristischen Kenngrößen der Übergangsfunktion sowie der Regelabweichung ist eine analytische Betrachtung des Stellgrößenverlaufs  $u_{\text{VSI}}^*(t)$  respektive  $u_{\text{VSI}}(t)$  der Regelkreise zwingend erforderlich, da die Stellgröße  $u_{\text{VSI}}(t)$  in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung  $u_{\text{DC}} = 1100 \text{ V}$  und dem Modulationsverfahren physikalisch auf  $U_{\text{VSI}} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_{\text{DC}} \approx 1,127 \text{ pu}$  bzgl. der Nennspannung  $U_{\text{N}} = 690 \text{ V}$  am PCC begrenzt ist. Eine aus einem Stellgrößenverlauf  $U_{\text{VSI}} > 1,127 \text{ pu}$  resultierende Sprungantwort wäre daher zur Analyse der Kenngrößen und Regelkreisgüte ungeeignet.

Der Stellgrößenverlauf beider Regelkreise in Abb. 7.24 bzgl. der Sprungantwort in Abb. 7.23 zeigt, dass beide Stellgrößen unterhalb des Grenzwerts verlaufen, da für die maximale Stellgröße des auf dem Zustandsregler  $\mathbf{k}_{\text{PV}}^{\text{T}}$  basierenden Regelkreises im Bezug auf den statischen Endwert der Regelgröße  $\hat{u}_{\text{VSI}}^{\text{PV}} = 1,02 u_{\text{PCC},\infty}$  sowie für die maximale Stellgröße des LQ-Regler basierten Regelkreises  $\hat{u}_{\text{VSI}}^{\text{LQ}} = u_{\text{PCC},\infty}$  gilt.

Für einen weiteren Vergleich der Regelkreise wird der Stellgrößenaufwand zur Überführung der



**Abbildung 7.24:** Stellgrößenverlauf des KSE-Regelkreises auf Basis des Zustandsreglers  $\mathbf{k}_{\text{LQ}}^{\text{T}}$  und  $\mathbf{k}_{\text{PV}}^{\text{T}}$

Regelgröße innerhalb der Beruhigungszeit  $T_{5\%}$  vom Nullzustand in das 5%ige Toleranzband um den Sollwert in Analogie zur Regelkreisgüte auf Basis eines quadratischen Kriteriums ermittelt. Aus dem ISCE-Kriterium<sup>61</sup>

$$J_{\text{ISCE}} = \int_{t=0}^{T_{5\%}} (u_{\text{VSI}}(t))^2 dt. \quad (7.73)$$

folgt mit  $J_{\text{ISCE}}^{\text{LQ}} \approx 2,18 \cdot 10^{-4}$  und  $J_{\text{ISCE}}^{\text{PV}} \approx 2,21 \cdot 10^{-4}$ , dass der Stellgrößenaufwand bei Verwendung der LQ-Regelung im Vergleich geringer ist.

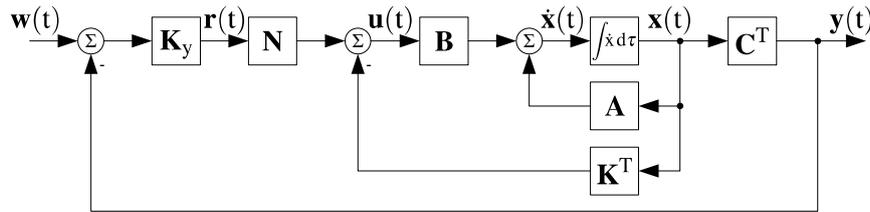
### Sollwertfolge und Störgrößenkompensation

Die vorausgegangene Analyse der Regelkreise auf Basis der jeweiligen Sprungantwort zeigt, dass das Übergangsverhalten durch Verwendung eines Zustandsreglers in Kombination mit einem Vorfilter

<sup>61</sup>vgl. Integral Squared Control Effort

optimiert und die Sollwertfolge bei sprungförmiger Erregung gesichert wird. Um darüber hinaus die Sollwertfolge ohne bleibende Regelabweichung bei sinusförmiger Erregung zu gewährleisten und sinusförmige Störungen am Streckenausgang durch den Laststrom  $i_{Last}(t)$  vollständig zu kompensieren, muss der Regelkreis, unabhängig vom Entwurfsverfahren des Zustandsreglers, über ein inneres Modell der Führungs- und Störsignale verfügen [80].

Ist das Führungs- und Störgrößenmodell nicht in der Regelstrecke respektive dem zustandsreglerbasierten Regelkreis enthalten, kann dieses durch eine Ausgangsrückführung mit zusätzlichem Regler  $\mathbf{K}_y$  gem. Abb. 7.25 integriert werden. Da die Pole des Führungs- und Störgrößenmodells gem. des



**Abbildung 7.25:** Abstrahierte zustandsraumbasierte Regelungsstruktur mit kaskadierender Ausgangsrückführung zur Sollwertfolge und Störgrößenkompensation

Inneren-Modell-Prinzips Pole der offenen Kette  $H_{OL}(s) = H_{\mathbf{K}_y}(s)H_{RS}(s)$  mit der Übertragungsfunktion  $H_{RS}(s)$  der über den Zustandsregler geschlossenen Regelstrecke sein müssen [80], folgt für den Entwurf des überlagerten Ausgangsspannungsreglers  $\mathbf{K}_y$ , dass die im Nennerpolynom  $N_d(s)$  enthaltenen Pole der auf den Regelkreis wirkenden Führungs- und Störsignale Teil des Nennerpolynoms der Übertragungsfunktion der einzelnen Reglermatrixkoeffizienten

$$H_{k_{y,i}}(s) = \frac{Z_{k_{y,i}}(s)}{N_d(s)N_{k_{y,i}}(s)} \quad (7.74)$$

sein müssen. Das Zählerpolynom  $Z_{k_{y,i}}(s)$  sowie das übrige Nennerpolynom  $N_{k_{y,i}}(s)$  des Reglers werden durch das Innere-Modell-Prinzip nicht vorgegeben und dienen als Freiheitsgrad.

Hinsichtlich der für diese Regelstrecke relevanten sinusförmigen Führungs- und Störsignale ist das Nennerpolynom  $N_d(s)$  das charakteristische Polynom

$$N_d(s) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_d) = s^2 + \omega_d^2 \quad (7.75)$$

des Führungs- und Störgrößenmodells, bestehend aus der Zustandsdifferentialgleichung

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_d(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega_d \\ -\omega_d & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_d} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_d(t)} \quad (7.76)$$

und der Ausgangsgleichung

$$y_d(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{c}_d^T} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}. \quad (7.77)$$

Da der Eingangsgrößenvektor  $\mathbf{b}_d$  durch die Zustandsdifferentialgleichung (7.76) nicht spezifiziert wird, beschreibt dieses Modell auf Basis des Nennerpolynoms  $N_d(s)$  anstatt eines einzelnen Führungs- oder Störsignals eine Klasse von sinusförmigen Führungs- und Störsignalen mit der Frequenz  $\omega_0$ . Das Zählerpolynom  $Z_d(s)$  ist mit der Einschränkung, dass für den Grad  $n$  des Zählerpolynoms bzgl. des Grades  $q$  des Nennerpolynoms  $n < q$  gilt, beliebig.

Daher kompensiert jeder Regler mit dem Nennerpolynom in Gl. (7.75), wie bspw. der resonante Anteil

$$H_R(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (7.78)$$

des PR-Reglers in Gl. (6.47), jegliche Regelabweichungen, hervorgerufen durch sinusförmige Führungs- oder Störsignale mit der Frequenz  $\omega_r = \omega_d$ , vorausgesetzt der geschlossene Regelkreis genügt den allgemeinen Stabilitätsanforderungen an einen Regelkreis.

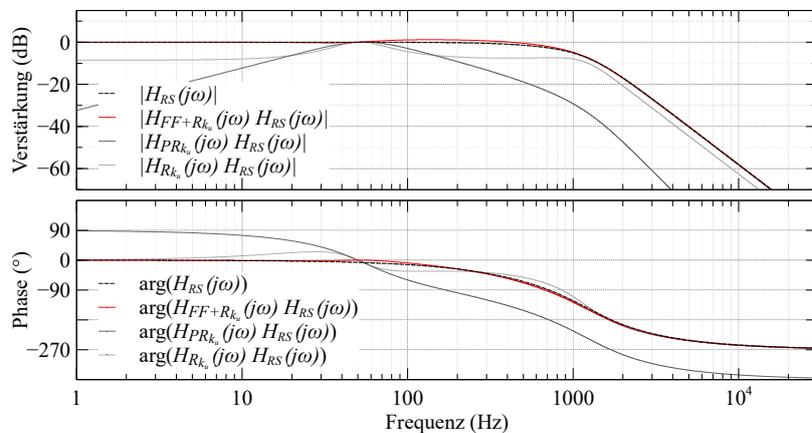
Wird die Regelstrecke hingegen über den resonanten Anteil mit der Übertragungsfunktion

$$H_{R_{k_u}}(s) = k_u \frac{2\omega_{c,R} s}{s^2 + 2\omega_{c,R} s + \omega_r^2} \quad \text{mit} \quad \omega_{c,R} \ll \omega_r \quad (7.79)$$

des PR-Reglers in Gl. (6.48) geschlossen, ist die Bandbreite des Reglers gem. Kap. 6.3.4 skalierbar und die grenzstabilen Polstellen  $p_{1,2} \pm j\omega_r$  des Reglers in Gl. (7.78) werden in die linke s-Halbebene verschoben. Da die Variation der Polstellen für  $\omega_{c,R} \ll \omega_r$  minimal ist, sind die Abweichungen von der theoretisch idealen Sollwertfolge und Störkompensation vernachlässigbar.

Der resultierende Amplitudengang  $|H_{R_{k_u}}(j\omega) H_{RS}(j\omega)|$  im Bode-Diagramm des Regelkreises mit  $\omega_r = 2\pi f_N$ ,  $f_N = 50\text{ Hz}$ ,  $\omega_{c,R} = 2\pi f_c$ ,  $f_c = 0,01\text{ Hz}$  und dem Verstärkungsfaktor  $k_u = 10^4$  in Abb. 7.26 zeigt, dass alle von der Nennfrequenz abweichenden Frequenzen  $f \neq f_N$  gedämpft werden, sodass der Regelkreis eine Bandpasscharakteristik besitzt. Auch im Falle von Verstärkungsfaktoren  $k_u > 1 \cdot 10^4$ , die den Regelkreis an die Stabilitätsgrenze führen, ist eine Flankensteilheit bei Ein- und Ausleitung des Spannungseinbruchs in Analogie zu jener in Abb. 7.17 zu erwarten, die nicht den Anforderungen der Richtlinie [30] sowie der Norm [26] hinsichtlich der darstellbaren Dynamik entspricht.

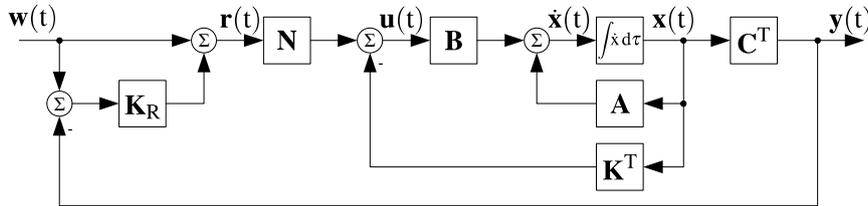
Wird anstelle des resonanten Reglers der PR-Regler in Gl. (7.42) der Kaskadenregelung mit dem



**Abbildung 7.26:** Bode-Diagramm der KSE-Regelstrecke sowie der zustandsraumbasierten KSE-Regelungsstruktur mit Ausgangsrückführung zur Sollwertfolge und Störgrößenkompensation auf Basis eines resonanten Reglers, eines PR-Reglers und einer Vorsteuerung mit parallelem resonanten Regler gem. Abb. 7.27

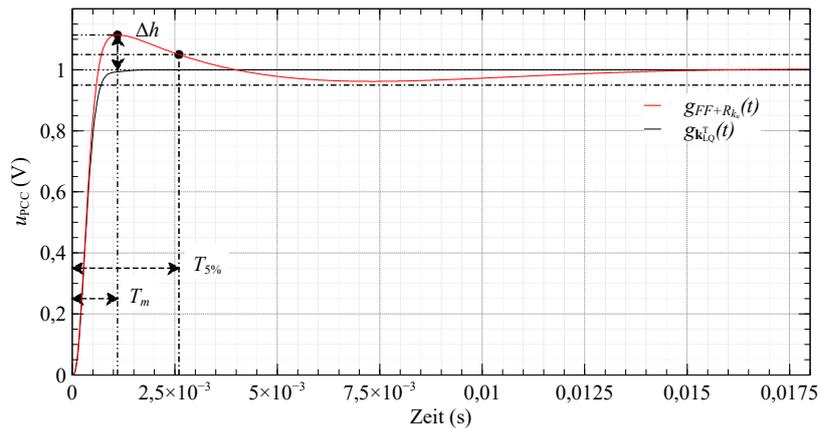
Verstärkungsfaktor  $k_u = 1 \cdot 10^4$  implementiert, wird die Dämpfung der Frequenzen  $f \neq f_N$  gem. des Amplitudengangs  $|H_{PR_{k_u}}(j\omega) H_{RS}(j\omega)|$  im Bode-Diagramm in Abb. 7.26 reduziert, jedoch auch für Verstärkungsfaktoren  $k_u > 1 \cdot 10^4$  im Frequenzbereich  $f < f_N$  nicht vollständig kompensiert. Gleichzeitig wandern die Polstellen  $p_{2,3}$  der Regelstrecke für  $k_u \rightarrow \infty$  in Analogie zur Wurzelortskurve der Stromregelstrecke in Abb. 7.13 in Richtung der rechten s-Halbebene, sodass eine Resonanzüberhöhung im Frequenzbereich  $f \gg f_N$ , die vergleichbar mit der des Stromregelkreises für  $k_i = 1 \cdot 10^3$  in Abb. 7.12 ist, resultiert. Hinsichtlich der darstellbaren Dynamik eines Spannungseinbruchs ist im Vergleich zu jener bei Verwendung des resonanten Reglers eine größere Flankensteilheit zu erwarten,

diese entspricht jedoch ebenfalls nicht den Anforderungen der Richtlinie [30] sowie der Norm [26]. Wird die zustandsraumbasierte Regelstruktur hingegen durch den resonanten Regler in Gl. (7.79) gem. Abb. 7.27 ergänzt, sodass eine Vorsteuerung (FF<sup>62</sup>) existiert, folgt mit dem Verstärkungsfaktor  $k_u = 1 \cdot 10^4$  der Amplitudengang  $|H_{FF+R_{k_u}}(j\omega)H_{RS}(j\omega)|$  im Bode-Diagramm in Abb. 7.26. Für



**Abbildung 7.27:** KSE-Regelungsstruktur mit Vorsteuerung und Ausgangsrückführung über einen resonanten Regler zur dynamischen Sollwertfolge und Störgrößenkompensation

$f < f_N$  ist der Amplitudengang nahezu mit dem des als Regelstrecke interpretierten LQ-Regler basierten Regelkreises identisch, sodass eine vergleichbare Sprungantwort hinsichtlich der Anstiegszeit respektive Flankensteilheit bei Ein- und Ausleitung eines Netzfehlers zu erwarten ist. Die Signalantei-

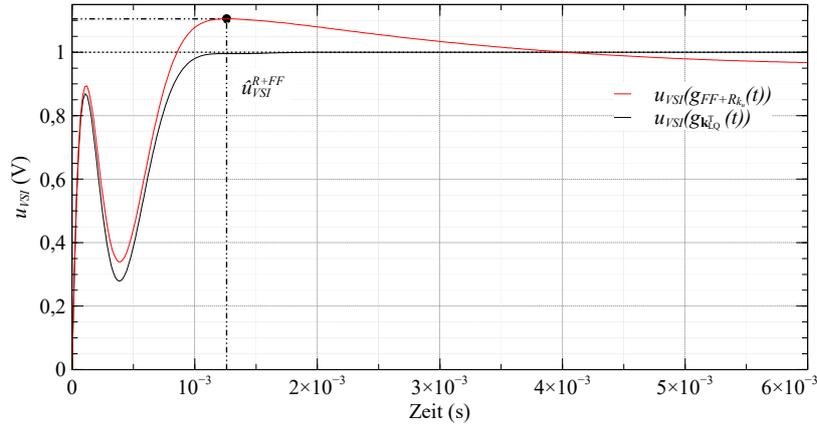


**Abbildung 7.28:** Sprungantwort des KSE-Regelkreises auf Basis des Zustandsreglers  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  mit Vorsteuerung und Ausgangsrückführung über einen resonanten Regler

le im Frequenzbereich  $50\text{Hz} < f < 400\text{Hz}$  werden hingegen, vergleichbar mit einer breitbandigen Resonanzüberhöhung eines  $PT_2$ -Gliedes, geringfügig verstärkt, sodass die Sprungantwort  $g_{FF+R_{k_u}}(t)$  in Abb. 7.28 im Gegensatz zur Sprungantwort  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  des als Regelstrecke interpretierten LQ-Regler basierten Regelkreises überschwingt.

Die charakteristischen Kenngrößen der Sprungantwort  $g_{FF+R_{k_u}}(t)$ , die Überschwingweite  $\Delta h \approx 11,4\%$ , die Überschwingzeit  $T_m = 1,1\text{ms}$  sowie die Beruhigungszeit  $T_{5\%} = 2,6\text{ms}$ , sind maßgeblich vom Verstärkungsfaktor  $k_u$  des resonanten Reglers abhängig. Für  $k_u \rightarrow 0$  konvergieren die charakteristischen Kenngrößen der Sprungantworten  $g_{FF+R_{k_u}}(t)$  und  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  in Abb. 7.28, gleichzeitig schwindet jedoch die Kompensationsfähigkeit der Störgröße am Streckenausgang respektive der bleibenden Regelabweichung. Für  $k_u \rightarrow \infty$  hingegen wird die Störkompensation dynamischer, jedoch steigt insb. die Überschwingweite sowie der assoziierte Stellgrößenverlauf. Da die maximale Stellgröße durch die Zwischenkreisspannung auf  $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{u_{DC}}{U_N} \approx 112,7\%$  begrenzt wird, wird der Verstärkungsfaktors zu  $k_u = 1 \cdot 10^4$  bestimmt, sodass die Stellgröße mit dem Maximalwert bzgl. des statischen Endwerts  $\frac{\dot{u}_{VSI}^{R+FF}}{u_{PCC,\infty}} \approx 110,5\%$  bei sprungförmiger Erregung in Abb. 7.29 unterhalb des Grenzwerts verläuft.

<sup>62</sup>vgl. Feed Forward



**Abbildung 7.29:** Stellgrößenverlauf des KSE-Regelkreises auf Basis des Zustandsreglers  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  mit Vorsteuerung und Ausgangsrückführung über einen resonanten Regler

### Diskretisierung der Regelstruktur

Die zur Implementierung der Regelstruktur erforderliche Transformation der Regler vom kontinuierlichen in den diskreten Zeitbereich erfolgt für den resonanten Regler sowie den LQ-Regler separat. Der zeitdiskrete resonante Regler resultiert aus der Tustin-Approximation mit Vorverzerrung der Frequenzachse durch die Transformationsvorschrift in Gl. (6.50) gem. Kap. 6.3.7.

Die rechnergestützte Transformation des LQ-Reglers erfolgt, indem zunächst die aus der charakteristischen Gleichung

$$\det [s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_{LQ}^T)] = 0 \quad (7.80)$$

resultierenden Polstellen  $p_i$ , durch die Transformationsvorschrift

$$p_{i,k}^* = e^{p_i T_s} \quad (7.81)$$

in den diskreten Zeitbereich transformiert werden. Mit den aus den Sollpolstellen  $p_{i,k}^*$  ermittelten Sollkoeffizienten

$$z^n + a_{n-1}^* z^{n-1} + \dots + a_1^* z + a_0^* = \prod_{i=1}^n (z - p_{i,k}^*) \quad (7.82)$$

sowie der mittels Matrixexponentialfunktion transformierten Systemmatrix

$$\mathbf{A}_k = e^{\mathbf{A}T_s} \quad (7.83)$$

und dem Eingangsvektor

$$\mathbf{b}_k = \mathbf{A}^{-1} (e^{\mathbf{A}T_s} - \mathbf{I}) \mathbf{b} \quad (7.84)$$

zur Berechnung der letzten Zeile der Steuerbarkeitsmatrix gem. Gl. (7.61) und Gl. (7.62), folgt aus der Ackermann-Formel in Gl. (7.63) der Regelvektor  $\mathbf{k}_{LQ,k}^T$ .

Wird der Reglerentwurf alternativ nach [19] im diskreten Zeitbereich durchgeführt, folgt als Lösung des Optimierungsproblems

$$\min_{\mathbf{u}} J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(k)) \quad (7.85)$$

bzgl. des Gütefunktional

$$J(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(k)) = \sum_{k=0}^{\infty} (\mathbf{x}^T(k) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k) + \mathbf{u}^T(k) \mathbf{R} \mathbf{u}(k)) dt \quad (7.86)$$

wiederum eine Riccatigleichung

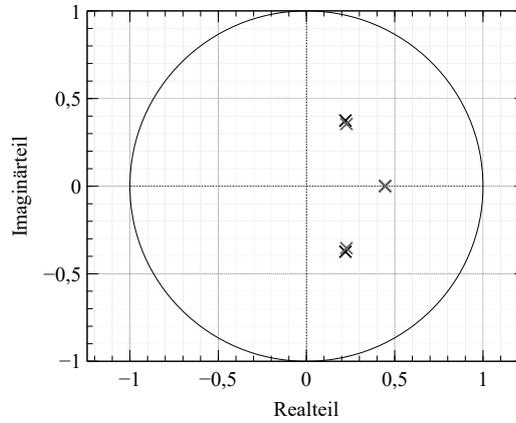
$$\mathbf{P} = \mathbf{Q} + \mathbf{A}_k^T \mathbf{P} \mathbf{A}_k - \mathbf{A}_k^T \mathbf{P} \mathbf{B}_k (\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^T \mathbf{P} \mathbf{B}_k)^{-1} \mathbf{B}_k^T \mathbf{P} \mathbf{A}_k. \quad (7.87)$$

Mit der Lösung  $\mathbf{P}$  der Riccatigleichung resultiert letztlich der Regelvektor

$$\mathbf{K}_{LQ,k}^T = (\mathbf{R} + \mathbf{B}_k^T \mathbf{P} \mathbf{B}_k)^{-1} \mathbf{B}_k^T \mathbf{P} \mathbf{A}_k \quad (7.88)$$

des LQ-Reglers.

Der Vergleich beider Entwurfsverfahren anhand der Lage der Polstellen in Abb. 7.30 zeigt, dass diese bei Verwendung gleicher Wichtungsmatrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  in Abhängigkeit der rechnergestützten Reglersynthese im kontinuierlichen respektive diskreten Zeitbereich variiert. Da die Abweichungen minimal



**Abbildung 7.30:** Polstellen-Diagramm des KSE-Regelkreises auf Basis des Zustandsreglers  $\mathbf{k}_{LQ}^T$  in der z-Ebene in Abhängigkeit des Diskretisierungsverfahrens

sind, wird auf eine Analyse der voneinander abweichenden Regelkreiseigenschaften verzichtet. Der Entwurf des in der Simulation verwendeten LQ-Reglers erfolgt im kontinuierlichen Zeitbereich mit anschließender Transformation der Polstellen und Berechnung des Regelvektors  $\mathbf{k}_{LQ,k}^T$ .

Um darüber hinaus in Analogie zum kontinuierlichen Zustandsraummodell die Sollwertfolge

$$\lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = y_\infty \stackrel{!}{=} \lim_{k \rightarrow \infty} r(k) = r_\infty \quad (7.89)$$

bei sprunghörmiger Erregung des zeitdiskreten Zustandsraummodells

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A}_k - \mathbf{b}_k \mathbf{k}_{LQ,k}^T) \mathbf{x}(k) + n_k \mathbf{b}_k r(k) \quad (7.90)$$

$$y(k) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(k) \quad (7.91)$$

durch das Vorfilter  $n_k$  zu sichern, folgt mit  $\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{x}(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}_\infty$  nach Substitution von

$$\mathbf{x}_\infty = (\mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{b}_k \mathbf{k}_{LQ,k}^T))^{-1} n_k \mathbf{b}_k r_\infty \quad (7.92)$$

in Gl. (7.91) aus der Ausgangsgleichung

$$y_\infty = \mathbf{c}^T (\mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{b}_k \mathbf{k}_{LQ,k}^T))^{-1} n_k \mathbf{b}_k r_\infty \quad (7.93)$$

für

$$\mathbf{c}^T (\mathbf{I} - (\mathbf{A}_k - \mathbf{b}_k \mathbf{k}_{LQ,k}^T))^{-1} n_k \mathbf{b}_k \stackrel{!}{=} 1 \quad (7.94)$$

das Vorfilter

$$n_k = \frac{1}{\mathbf{c}^T \left( \mathbf{I} - \left( \mathbf{A}_k - \mathbf{b}_k \mathbf{k}_{LQ,k}^T \right) \right)^{-1} \mathbf{b}_k} \quad (7.95)$$

des zeitdiskreten Zustandsraummodells.

#### 7.4.5 Validierung der Regelstruktur mittels Simulationsmodell

Die Validierung der Regelstruktur bzgl. einer kombinierten sinus- und sprungförmigen Erregung zur Emulation von symmetrischen und asymmetrischen Spannungseinbrüchen im Leerlauf ( $i_{Last}(t) = 0$ ) sowie bei gleichzeitiger Kompensation der Störgröße ( $i_{Last}(t) \neq 0$ ) am Streckenausgang erfolgt auf Basis des in Kap. 7.4.3 beschriebenen Simulationsmodells.

##### Validierung des Regelstruktur im Leerlauf ( $\mathbf{i}_{Last}(\mathbf{t}) = \mathbf{0}$ )

Zur Evaluierung der Regelgüte insb. hinsichtlich der Flankensteilheit bei Ein- und Ausleitung eines Spannungseinbruchs sowie der Spannungstoleranzen gem. Abb. 7.2 wird zunächst ein symmetrischer Spannungseinbruch vom Typ D sowie ein asymmetrischer Spannungseinbruch vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  im Leerlauf ( $i_{Last}(t) = 0$ ) simuliert.

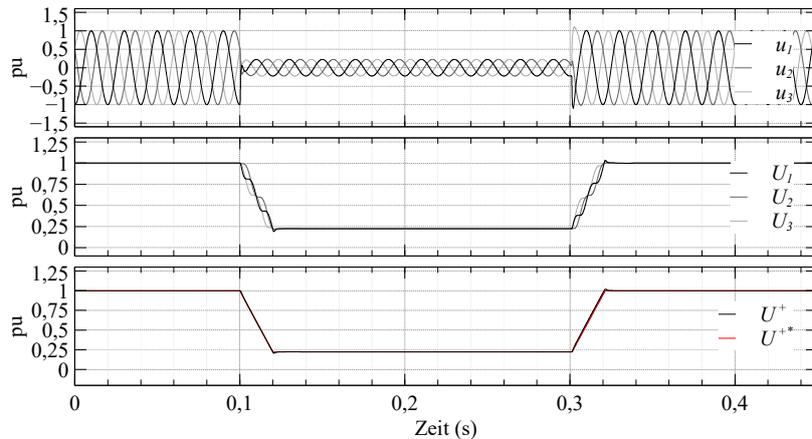
Im Vergleich zum Simulationsergebnis in Abb. 7.17 der PR-Regler basierten Regelstruktur wird die Regelabweichung der dargestellten Momentan- und Effektivwerte der Phasenspannungen sowie der Mitsystemspannung in Abb. 7.31a während eines symmetrischen Spannungseinbruchs durch die modifizierte Regelstruktur signifikant reduziert. Die maximale Überschwingweite aller Phasenspannungen  $|\Delta h_{1,2,3,max}| = |\Delta h_3| = 10,6\%$  bei Spannungsrückkehr in der Phase L3 konvergiert gegen die Überschwingweite  $\Delta h \approx 11,4\%$  der Sprungantwort in Abb. 7.28. Für einen Spannungseinbruch mit einer Residualspannung von  $U_r = 0$  pu ist eine Überschwingweite gem. der Sprungantwort bei Spannungsrückkehr zu erwarten.

Hinsichtlich der Dynamik des Spannungseinbruchs entspricht die darstellbare Flankensteilheit jener bei Verwendung einer konventionellen Prüfeinrichtung mit Leistungsschaltern. Der über die Fourier-Koeffizienten respektive den gleitenden Mittelwert berechnete Effektivwert der Mitsystemspannung  $U^+$  folgt dem Sollwert  $U^{+*}$  nahezu exakt innerhalb von 20 ms auf den jeweilig neuen Sollwert bei Einleitung sowie Ausleitung des Netzfehlers. Der minimale Effektivwert der Mitsystemspannung zu Beginn des Spannungseinbruchs  $U_{min}^+ = 0,207$  pu sowie der maximale Effektivwert bei Spannungsrückkehr  $U_{max}^+ = 1,019$  pu liegen innerhalb des 5 %igen Toleranzbands in Abb. 7.2, sodass die Anforderungen der Richtlinie [30] sowie der IEC 61400-21 [26] hinsichtlich der Zeit- und Spannungstoleranzen erfüllt werden.

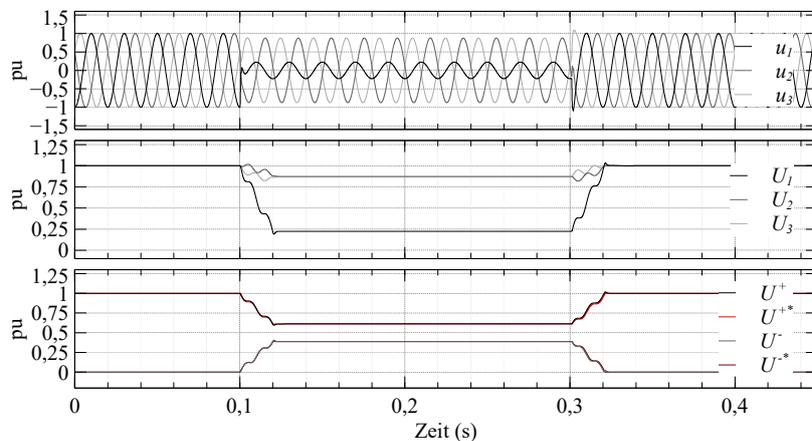
In Analogie zum symmetrischen Spannungseinbruch entspricht die Flankensteilheit sowie die Überschwingweite der Effektivwerte während des asymmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 7.31b ebenfalls den Anforderungen an die Dynamik und Spannungstoleranzen, da die jeweiligen Sollwerte innerhalb von 20 ms eingeregelt werden und der minimale Effektivwert der Mitsystemspannung  $U_{min}^+ = 0,595$  pu im Vergleich zum Sollwert  $U_{min}^{+*} = 0,6125$  pu bei Einleitung des Netzfehlers sowie der maximale Effektivwert bei Spannungsrückkehr  $U_{max}^+ = 1,017$  pu beträgt.

##### Validierung des Regelstruktur bei Leistungseinspeisung des Prüflings ( $\mathbf{i}_{Last}(\mathbf{t}) \neq \mathbf{0}$ )

Da die Regelgüte hinsichtlich der Dynamik und Spannungstoleranzen maßgeblich vom Verstärkungsfaktor  $k_u$  des resonanten Reglers zur Sicherung der Sollwertfolge und Störgrößenkompensation abhängig ist, für  $k_u \rightarrow \infty$  wird die Störgrößenkompensation dynamischer, jedoch steigt gleichzeitig die Überschwingweite und Beruhigungszeit, wird das Simulationsmodell durch ein vereinfachtes Modell



(a) Netzfehler Typ D: 3-phasiger Spannungseinbruch (Abb. 2.3)

(b) Netzfehler Typ F: Netzfehler Typ C nach Übertragung durch einen  $\Delta$ -Transformator (Abb. 2.6, Tab. 2.2)

**Abbildung 7.31:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $U^{+-}$  deren Referenzwerte  $U^{+-*}$  während eines emulierten Spannungseinbruchs Typ D und Typ F mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  im Leerlauf  $i_{Last} = 0$

des Prüflings zur Analyse der Störgrößenkompensation bei Einspeisung eines Stroms  $i_{Last}(t) \neq 0$  wie folgt erweitert.

Der Prüfling wird durch drei ideale gesteuerte Stromquellen, deren Referenzströme im Regelungstakt von  $f_s = 6\text{ kHz}$  berechnet werden, simuliert. Im Nennbetrieb ( $U^+ \geq 0,9\text{ pu}$ ) wird im Mitsystem der Wirkstrom  $I_W^+ = 1\text{ pu}$  eingespeist. Während des Netzfehlers, zu dessen Detektion anstatt der Halbschwingungseffektivwerte gem. Kap. 6.4, die Effektivwerte der Grundschwingung genutzt werden, erfolgt die Blindstromeinspeisung im Mit- und Gegensystem auf Basis der PRPC in Kap. 6.7.4. Die relevanten Phasenwinkel der Mit- und Gegensystemspannung  $\theta^+$  und  $\theta^-$  werden auf Basis einer DSOGI-PLL gem. Kap. 6.1.2 ermittelt. Da die Simulation vorrangig zur Analyse der Störgrößenkompensation des KSEs erfolgt, bildet das Simulationsmodell des Prüflings die einzelnen Komponenten der Regelstruktur wie die Netzfehlerdetektion in Kap. 6.4 oder die Netzsynchronisierung in Kap. 6.1.2 nicht exakt ab, sodass die Stromeinspeisung nicht zwangsläufig richtlinienkonform erfolgt und der des LSCs ggf. nur näherungsweise entspricht.

Die Simulation erfolgt zunächst mit deaktivierter Statikregelung zur Nachbildung der wirksamen

Netzimpedanz aus Sicht des Prüflings durch den RSG gem. Kap. 7.4.1. Die Simulationsergebnisse eines symmetrischen und asymmetrischen Spannungseinbruchs mit einer Residualspannung von jeweils  $U_r = 0,225$  pu in Abb. 7.32 zeigen, dass die Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  durch die sprunghafte Änderung des Laststroms nach erfolgter Netzfehlerdetektion insb. innerhalb der ersten 20 ms nach Einleitung des jeweiligen Spannungseinbruchs im transienten Betriebsbereich, im Vergleich zum Spannungsverlauf in Abb. 7.31, verzerrt werden.

Im Falle des symmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 7.32a schwingt der Effektivwert der Mitsystemspannung  $U^+$  bei Fehlereintritt bis auf  $U_{\min}^+ = 0,125$  pu und verbleibt 24 ms nach Fehlereintritt im 5%igen Toleranzband um den Referenzwert  $U^{+*}$ . Bei Spannungsrückkehr schwingt der Effektivwert auf  $U_{\max}^+ = 1,094$  pu, der stationäre Betriebsbereich wird nach 46 ms erreicht. Die maximale Überschwingweite der Momentanwerte der Phasenspannungen beträgt  $|\Delta h_{1,2,3,\max}| = |\Delta h_1| = 17,1\%$ . Diese ist jedoch nur bedingt aussagekräftig, da die Ausgangsspannung des Prüflings, der durch ideale Stromquellen simuliert wird, im Gegensatz zur Limitierung der maximalen Phasenspannung durch die Zwischenkreisspannung auf  $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{u_{DC}}{U_N} \approx 112,7\%$  in der Realität, nicht begrenzt wird.

Im Falle des asymmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 7.32b werden vergleichbare Werte für die Beruhigungszeit  $T_{5\%} = 27$  ms nach Fehlereintritt und  $T_{5\%} = 46$  ms nach Spannungsrückkehr bzgl. des Effektivwerts der Mitsystemspannung  $U^+$  erzielt. Im Vergleich zum Sollwert von  $U^{+*} = 0,6125$  pu beträgt der minimale Effektivwert der Mitsystemspannung bei Einleitung des Spannungseinbruchs  $U_{\min}^+ = 0,498$  pu sowie der maximale Effektivwert  $U_{\max}^+ = 1,099$  pu bei Spannungsrückkehr, sodass die prozentualen Überschwingweiten bei symmetrischen und asymmetrischen Netzfehlern ebenfalls vergleichbar sind.

Der Effektivwert der Gegensystemspannung  $U^+$  weicht hingegen bei Fehlereintritt nur minimal vom Sollwert  $U^{-*}$  ab und befindet sich dauerhaft im Toleranzband. Bei Spannungsrückkehr beträgt die Beruhigungszeit  $T_{5\%} = 30$  ms, da der Effektivwert das Toleranzband kurzzeitig verlässt.

Hinsichtlich der Momentanwerte der Phasenspannungen beträgt die maximale Überschwingweite  $|\Delta h_{1,2,3,\max}| = |\Delta h_1| = 18,5\%$ , die in der Realität aufgrund der Limitierung der maximalen Phasenspannung durch die Zwischenkreisspannung auf  $\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{u_{DC}}{U_N} \approx 112,7\%$  geringer ist.

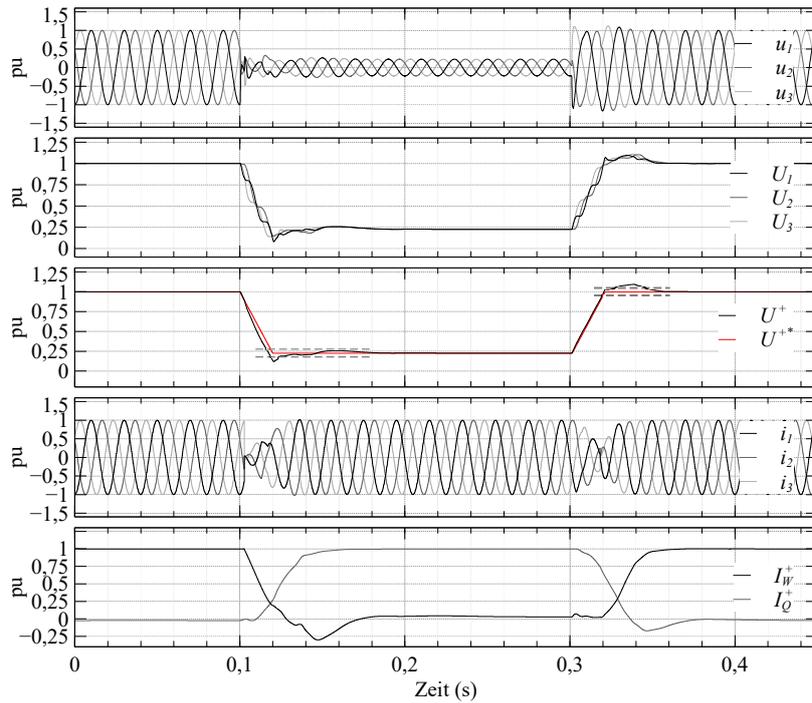
Zusammenfassend ist die Funktionalität der Störgrößenkompensation gegeben, da für die jeweilige Regelabweichung in den stationären Betriebspunkten bei konstanter Einspeisung des Laststroms  $\mathbf{i}_{123}$  durch den Prüfling  $\Delta U^+ = U^{+*} - U^+ = 0$  respektive  $\Delta U^- = U^{-*} - U^- = 0$  gilt.

Die Überschwingweiten sowie die Beruhigungszeiten der Mitsystemspannungseffektivwerte variieren prinzipiell in Abhängigkeit der Laststromänderung. Für die in der Simulation eingespeisten Lastströme folgt mit dem maximalen Mitsystemspannungseffektivwert  $U_{\max}^+ < 1,1$  pu und der maximalen Beruhigungszeit  $T_{5\%,\max} < 50$  ms eine ausreichende Regelgüte.

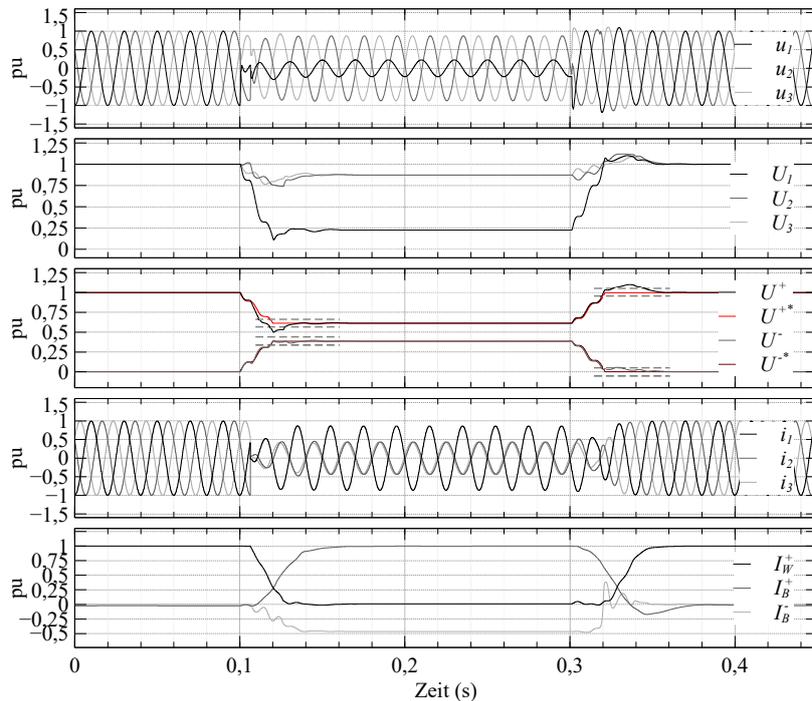
Zur näherungsweise Abschätzung der wirksamen Netzimpedanz  $\underline{Z}_{n,v}$  aus Sicht des Prüflings bei deaktivierter Statikregelung wird der Scheinwiderstand

$$|\underline{Z}_{n,v}| = \left| \frac{U^{+*} - U^+}{I^+} \right| \quad (7.96)$$

über den Betrag des Verhältnisses der Regelabweichung  $\Delta U^+ = U^{+*} - U^+$  zum Effektivwert des Mitsystemstrom  $I^+$  sowie der relative Phasenwinkel der Mitsystemspannung  $\Theta^+$  im Vergleich zu jenem des Referenzwerts  $\Theta^{+*}$  im Falle des zuvor simulierten, symmetrischen Spannungseinbruchs mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  ermittelt. Da für den Referenzwert des Mitsystemspannungseffektivwerts aufgrund der Spannungsregelung im stationären Betriebszustand vor und nach dem Spannungseinbruch  $U^{+*} = 1$  pu sowie im quasistationären Betriebszustand während des Spannungseinbruchs nach Abklingen der Einschwingvorgänge  $U^{+*} = U_{r,i}^{+*} = 0,225$  pu mit dem über den Dip-Parameter  $\underline{D}$  parametrisierten initialen Effektivwert  $U_{r,i}^{+*}$  gilt und die Regelabweichung  $\Delta U^+ = 0$  in Abb. 7.33 beträgt, hat die Leistungseinspeisung des Prüflings keine Auswirkung auf den Effektivwert der Mitsystemspannung



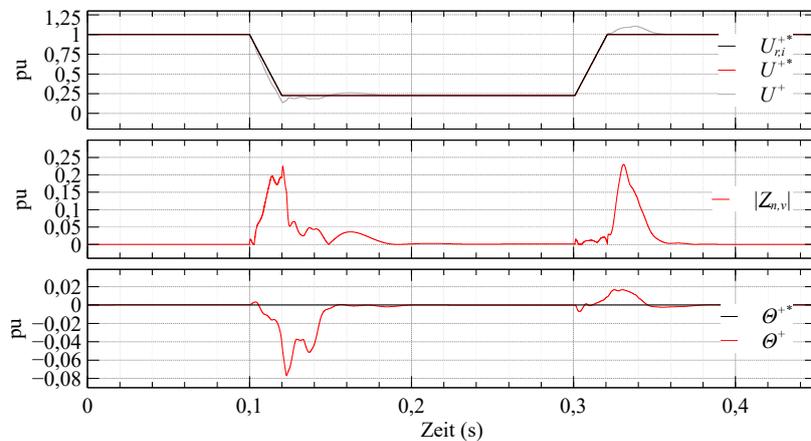
(a) Netzfehler Typ D: 3-phasiger Spannungseinbruch (Abb. 2.3)

(b) Netzfehler Typ F: Netzfehler Typ C nach Übertragung durch einen  $\Delta/\Delta$ -Transformator (Abb. 2.6)

**Abbildung 7.32:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und -ströme  $\mathbf{i}_{123}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}^{+-}$  und deren Referenzwerte  $\mathbf{U}^{+-*}$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $\mathbf{I}_W^+$  und  $\mathbf{I}_B^+$  während emulierter Spannungseinbrüche mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  bei Einspeisung eines Laststroms  $i_{Last} \neq 0$  und inaktiver Statikregelung

$U^+$ . Dementsprechend gilt für den Scheinwiderstand der Netzimpedanz  $|Z_n| = 0$  sowie für den relativen Phasenwinkel  $\Theta^+ = \Theta^{+*}$ .

Im transienten Betriebszustand bei Ein- und Ausleitung des Spannungseinbruchs sowie bei schneller

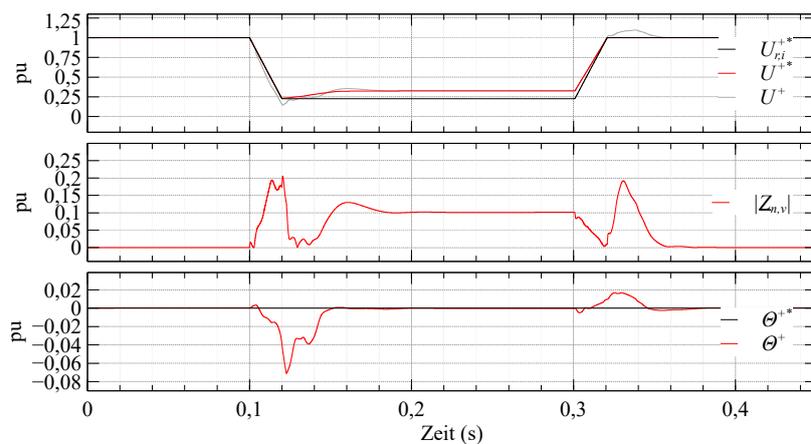


**Abbildung 7.33:** Abschätzung der wirksamen Netzimpedanz aus Sicht des Prüflings im Falle eines Spannungseinbruchs Typ D mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  bei Leistungseinspeisung seitens des Prüflings ( $i_{Last}(t) \neq 0$ ) und inaktiver Statikregelung zur Netzimpedanzemulation

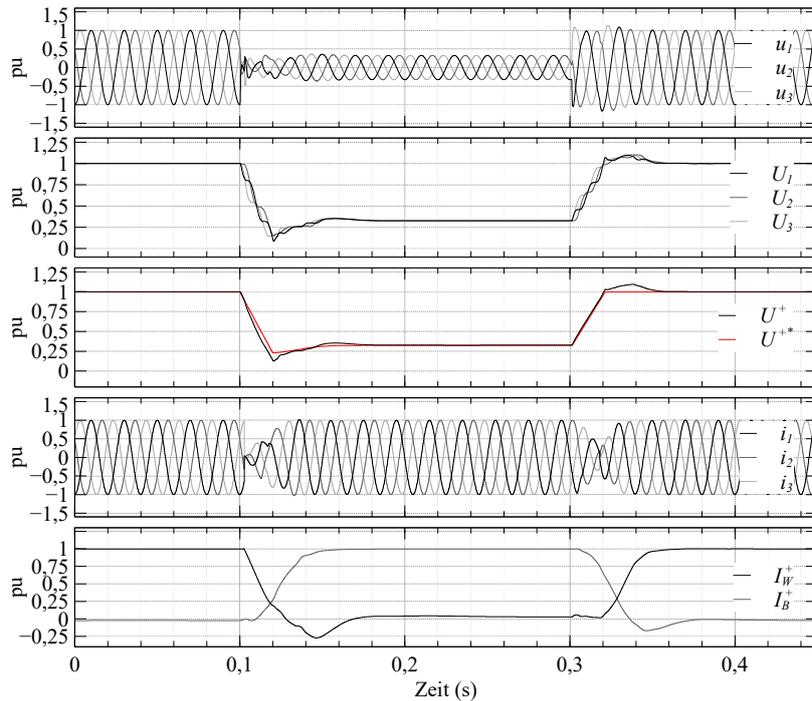
Variation der Leistungseinspeisung gilt für die Regelabweichung hingegen  $\Delta U^+ \neq 0$ , sodass aus Sicht des Prüflings ein Scheinwiderstand  $|Z_{n,v}| \neq 0$  existiert. Zusätzlich ist ein Phasensprung  $\Theta^+ \neq \Theta^{+*}$  in der Mitsystemspannung nachweisbar, sodass der Prüfling eine Variation der virtuellen Netzimpedanz  $Z_{n,v}$  nach Betrag und Phase im transienten Betriebszustand sieht.

### Validierung der virtuellen Impedanznachbildung

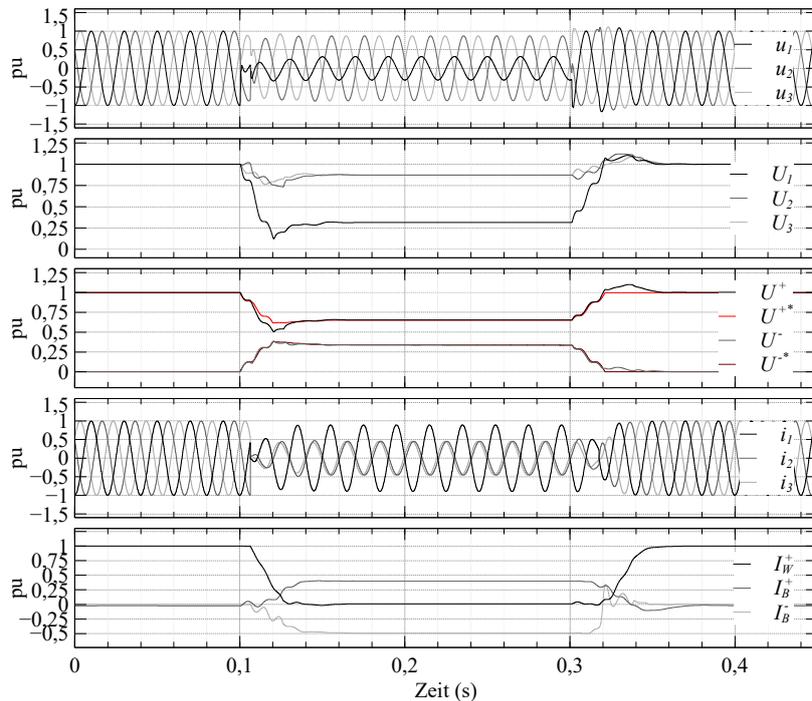
Um nicht nur im transienten, sondern auch im quasistationären Betriebsbereich während des Spannungseinbruchs eine Netzimpedanz zu emulieren, wird zur abschließenden Validierung der Regelstruktur die Statikregelung des RSGs aktiviert, sodass die Referenzspannung im Mit- und Gegensystem



**Abbildung 7.34:** Abschätzung der wirksamen Netzimpedanz aus Sicht des Prüflings im Falle eines Spannungseinbruchs Typ D mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  in Abb. 7.35a bei Leistungseinspeisung seitens des Prüflings ( $i_{Last}(t) \neq 0$ ) und aktiver Statikregelung zur Netzimpedanzemulation



(a) Netzfehler Typ D: 3-phasiger Spannungseinbruch (Abb. 2.3)

(b) Netzfehler Typ F: Netzfehler Typ C nach Übertragung durch einen  $\Delta\Delta$ -Transformator (Abb. 2.6, Tab. 2.2)

**Abbildung 7.35:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und -ströme  $\mathbf{i}_{123}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}^{+-}$  und deren Referenzwerte  $\mathbf{U}^{+*-}$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $I_W^{+-}$  und  $I_B^{+-}$  während emulierter Spannungseinbrüche mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  bei Einspeisung eines Laststroms  $i_{Last} \neq 0$  und aktiver Statikregelung zur Impedanzemulation

während eines Netzfehlers gem. Gl. (7.6) und Gl. (7.7) zur softwarebasierten Impedanznachbildung ermittelt wird.

Im Kontrast zum Simulationsergebnis des symmetrischen Spannungseinbruchs mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  in Abb. 7.32a und der assoziierten Abschätzung der virtuellen Netzimpedanz in Abb. 7.33 wird der Effektivwert der Mitsystemreferenzspannung  $U^{+*}$  in Abb. 7.34 bzgl. des symmetrischen Spannungseinbruchs mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  in Abb. 7.35a, ausgehend vom initialen Referenzwert  $U_{r,i}^{+*} = 0,225$  pu, in Abhängigkeit des Mitsystemblindstromeffektivwerts  $I_B^+$  sowie der Statik  $\sigma = 0,1$ , auf den quasistationären Wert  $U^{+*} \approx 0,325$  pu angehoben.

Da die Sollwertfolge der Mitsystemspannung  $U^+$  bzgl. des Referenzwerts  $U^{+*}$  gesichert ist, sieht der Prüfling im Anschluss an den transienten Betriebsbereich aufgrund der Statik sowie durch dessen Blindstromeinspeisung im Mitsystem  $I_B^+ = 1$  pu einen, dem  $u_k$ -Korridor in Tab. 7.1 entsprechenden, konstanten Scheinwiderstand  $|Z_{n,v}| = 0,1$  pu. Im Gegensatz zum Betrag der Netzimpedanz unterbleibt aufgrund der stark vereinfachten Nachbildung der Netzimpedanz durch den RSG in Kap. 7.4.1 eine Variation der Phasenlage in Abhängigkeit der seitens des Prüflings eingespeisten Leistung, sodass für den relativen Phasenwinkel im quasistationären Betriebsbereich in Analogie zur Impedanzabschätzung in Abb. 7.33  $\Theta^+ = \Theta^{+*}$  gilt.

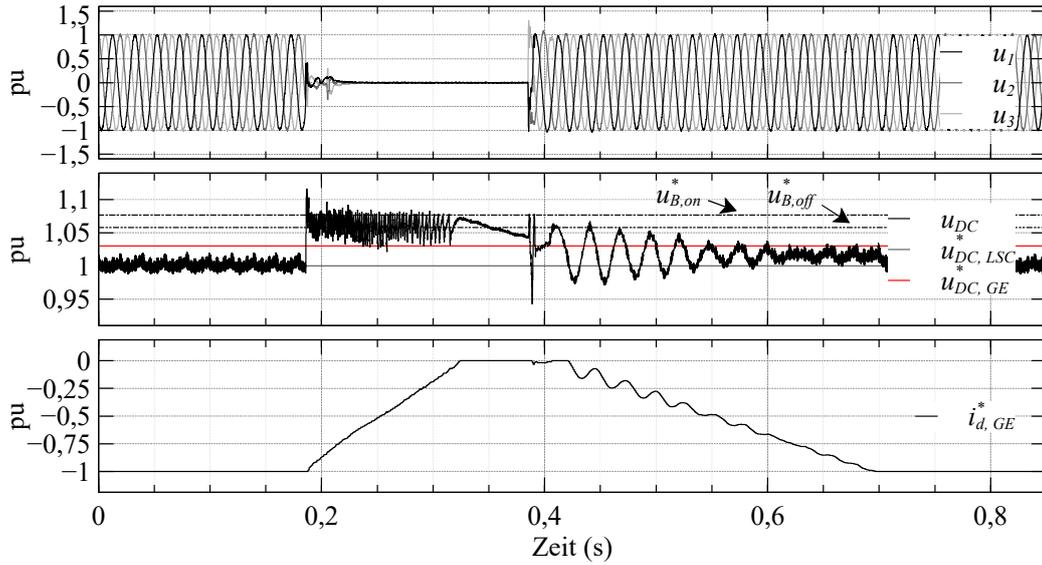
Im Falle des asymmetrischen Spannungseinbruchs vom Typ F mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$  in Abb. 7.35b wird der Referenz- wie auch der Istwert der Mitsystemspannung ausgehend vom initialen Referenzwert  $U_{r,i}^{+*} = 0,6125$  pu durch die Statik  $\sigma = 0,1$  in Abhängigkeit des Mitsystemblindstroms  $I_B^+ = 0,4$  pu auf den quasistationären Wert  $U^{+*} = U^+ \approx 0,653$  pu angehoben. Gleichzeitig wird der Referenz- sowie der Istwert der Gegensystemspannung auf Basis der Statik  $\sigma = 0,1$  sowie der Einspeisung des Blindstroms  $I_B^- = -0,47$  pu im Gegensystem gem. der PRPC in Kap. 6.7.4, vom initialen Referenzwert  $U_{r,i}^{-*} = 0,3875$  pu auf den quasistationären Wert  $U^{+*} = U^+ \approx 0,34$  pu abgesenkt. Der resultierende virtuelle Scheinwiderstand  $|Z_{n,v}| = 0,1$  pu des Gegensystems entspricht in Analogie zum Betrag einer realen Netzimpedanz dem des Mitsystems.

#### 7.4.6 Regelung und Parametrierung der Nachbildung des WKA-Generators

Zur Nachbildung des Primärenergieangebots muss der WKA-GE den Prüfling gem. den Anforderungen an eine Prüfeinrichtung in Tab. 7.1 mit der, bzgl. des zu emulierenden WKA-Generators äquivalenten Maximalleistung versorgen können. Zusätzlich wird die Nachbildung des Trägheitsmoments der Energieversorgung in [27] und [30] gefordert, sodass mit Bezug auf den fremderregten SG der WKA in Kap. 4.2 eine zeitlich verzögerte Reduzierung sowie Steigerung der generatorseitigen Leistungseinspeisung in den Zwischenkreis des LSCs nach Einleitung respektive Ausleitung eines Spannungseinbruchs, aufgrund der Ent- und Erregungsdauer des SGs sowie der totzeitbehafteten Pitchregelung der WKA, erfolgt. Darüber hinaus ist die Parametrierbarkeit der Vorfehlerwirkleistungseinspeisung des WKA-GEs erforderlich, sodass Spannungseinbrüche im Nenn- und Teillastbereich des Prüflings getestet werden können.

Aus den Anforderungen insb. hinsichtlich der parametrierbaren Vorfehlerwirkleistungseinspeisung sowie des nachzubildenden Trägheitsmoments folgend, ist eine, vom aktuellen Zustand des emulierten Netzes abhängige Regelung der WKA-GE-seitigen Leistungseinspeisung in den Zwischenkreis der back-to-back Topologie bestehend aus WKA-GE und Prüfling zu realisieren. Da ein Datenaustausch zwischen dem Prüfling und dem WKA-GE bzgl. des aktuellen Netzzustands unterbleibt, erfolgt diese Leistungsregelung indirekt durch den WKA-GE-seitigen Zwischenkreisspannungsregler, der dazu wie folgt parametrierbar und begrenzt wird.

Der Sollwert  $u_{DC,GE}^*$  des WKA-GE-seitigen Zwischenkreisspannungsreglers wird entsprechend Abb. 7.36 derart parametrierbar, dass für diesen mit Bezug auf den Zwischenkreisspannungssollwert



**Abbildung 7.36:** Charakteristischer Verlauf der relevanten Soll- und Istwerte zur Parametrierung der Wirkleistungseinspeisung im stationären Betriebsbereich sowie zur Emulation des Trägheitsmoments des Primärenergieangebots mittels WKA-GE während eines Spannungseinbruchs Typ D mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$

$u_{DC}^*$  des LSCs sowie die Abschaltswelle  $u_{B,off}^*$  des LSC-seitigen Brakemoduls

$$u_{DC}^* < u_{DC,GE}^* < u_{B,off}^* \quad (7.97)$$

gilt. Durch die gleichzeitige, asymmetrische Limitierung des Wirkstromsollwerts  $i_{d,GE}^*$  als Ausgangsgröße des WKA-GE-seitigen Zwischenkreisspannungsreglers auf den Wertebereich  $i_{d,GE}^* \in [-1 \text{ pu}, 0 \text{ pu}]$  wird, vorausgesetzt es gilt  $u_{DC} < u_{DC,GE}^*$ , eine durch die Limitierung parametrierbare Wirkleistungseinspeisung im stationären Betriebsbereich in den Zwischenkreis der back-to-back Topologie realisiert.

Die Bedingung  $u_{DC} < u_{DC,GE}^*$  wird erfüllt, indem der zulässige Wertebereich des LSC-seitigen Wirkstromsollwerts  $i_d^*$  als Ausgangsgröße des LSC-seitigen Zwischenkreisspannungsreglers größer ( $i_d^* \in [-1,02 \text{ pu}, 1,02 \text{ pu}]$ ) gewählt wird als jener des Wirkstromsollwerts  $i_{d,GE}^*$ , sodass der Prüfling das Leistungsgleichgewicht zwischen aufgenommener und abgegebener Wirkleistung im stationären Betriebsbereich erhalten kann und die Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  auf den Sollwert  $u_{DC}^*$  ausregelt. Tritt ein Spannungseinbruch auf, kann der Prüfling dieses Leistungsgleichgewicht nicht erhalten. Daher wird die Zwischenkreisspannung gem. Kap. 6.2 mittels Brakemodul, das im Bezug auf das parametrisierte Spannungsband, definiert durch die Einschalt- und Abschaltswelle  $u_{B,on}^*$  und  $u_{B,off}^*$  als Zweipunktregler agiert, geregelt. Gilt infolge dessen für die Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  bzgl. des Zwischenkreisspannungssollwerts  $u_{DC,GE}^*$  des WKA-GE-seitigen Zwischenkreisspannungsreglers  $u_{DC} > u_{DC,GE}^*$ , reduziert der WKA-GE die Leistungseinspeisung in den Zwischenkreis in Abhängigkeit der Reglerparametrierung mit einer zeitlichen Verzögerung zur Emulation des Trägheitsmoments des Primärenergieangebots im transienten Betriebsbereich.

Sobald der Wirkstromsollwert des WKA-GEs den obere Grenzwert der Ausgangsgrößenlimitierung des Reglers  $i_{d,GE}^* = 0$  erreicht, erfolgt äquivalent zu jener eines entregten SGs keine weitere WKA-GE-seitige Wirkleistungseinspeisung in den Zwischenkreis und ein Eingreifen des Brakemoduls ist nicht mehr notwendig ( $D_B = 0$ ).

Im Anschluss, nach Rückkehr der Phasenspannungen in das Toleranzband, wird der Zwischenkreisspannungsregler des Prüflings reaktiviert, sodass dieser die Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  wiederum

auf den Referenzwert  $u_{DC}^*$  regelt. Infolge dessen gilt für die Zwischenkreisspannung  $u_{DC} < u_{DC,GE}^*$ , sodass der WKA-GE die Leistungseinspeisung in den Zwischenkreis fortsetzt respektive steigert, bis die Vorfehlerwirkleistung erreicht ist.

## 8 Konformitätsbewertung des LSCs

Zur Validierung der LVRT-Fähigkeit des LSCs werden im Rahmen einer Konformitätsbewertung Spannungseinbruchstests unter Verwendung des auf dem KSE und WKA-GE basierenden Laborprüfstands in Abb. 7.6 durchgeführt.

Gemäß den Spezifikationen in Kap. 3.3.5 bzgl. [27] Kap. 4.7 sind zur Vermessung von Typ-2-EZEs insgesamt 16 symmetrische und asymmetrische Spannungseinbruchstests ohne Erdschluss im Teillastbereich ( $0,1P_N \leq P \leq 0,3P_N$ ) sowie im Volllastbereich ( $0,9P_N \leq P$ ) mit der jeweiligen Einbruchtiefe und Einbruchsdauer in Tab. 3.1 durchzuführen. Erfolgt die Vermessung unter Verwendung eines Prüfstands, gilt für den Volllastbereich  $0,98P_N \leq P \leq 1,02P_N$  anstatt  $0,9P_N \leq P$  bei Verwendung einer Freifeldprüfeinrichtung [27] Kap. 4.7.

Zusätzlich sind die drei in Kap. 3.3.5 bzgl. [27] Kap. 4.7 spezifizierten Spannungseinbruchstests mit einem k-Faktor, der von dem zuvor verwendeten k-Faktor abweicht, durchzuführen, da die Proportionalitätskonstante  $k$  des LSCs parametrierbar ist.

Zusammengefasst ergibt sich die aus 19 Spannungseinbruchstests bestehende Testmatrix in Tab. 8.1 zur Konformitätsbewertung des LSCs.

Die relevanten Phasenspannungen am PCC des Laborprüfstands in Abb. 7.6 sowie die Phasenströme

**Tabelle 8.1:** Matrix der Spannungseinbruchstests zur Konformitätsbewertung

Test	Fehlertyp	$P$ (pu)	k-Faktor	Testnummer	$U_r$ (pu)	$t_F$ (ms)
1	3-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	1.1.1.2	$\leq 0,05$	$\geq 150$ ms
		$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	1.1.2.2		
	2-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	1.2.1.2		
		$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	1.2.2.2		
2	3-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	2.1.1.2	0,20 - 0,25	$\geq 550$ ms
		$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	2.1.2.2		
	2-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	2.2.1.2		
		$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	2.2.2.2		
3	3-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	3.1.1.2	0,45 - 0,55	$\geq 900$ ms
		$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	3.1.2.2		
		$0,1 P_N \leq P$	3	3.1.2.3		
	$0,1 P_N \leq P$	0	3.1.2.0			
2-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	3.2.1.2			
	$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	3.2.2.2			
4	3-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	4.1.1.2	0,70 - 0,80	$\geq 1400$ ms
		$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$	2	4.1.2.2		
		$0,1 P_N \leq P$	3	4.1.2.3		
	2-phasig	$0,98 P_N \leq P \leq 1,02 P_N$	2	4.2.1.2		
$0,1 P_N \leq P \leq 0,3 P_N$		2	4.2.2.2			

des LSCs werden unter Verwendung eines „ScopeCorder DL850V“ in Kombination mit Differenzastköpfen zur Spannungsmessung und Rogowski Spulen zur Strommessung mit einer Abtastfrequenz  $f_s = 100$  kHz aufgezeichnet.

## 8.1 Auswertung und Analyse der Spannungseinbruchstests

Anstelle eines vollständigen Prüfberichts werden im Rahmen dieser Arbeit einzelne, aussagekräftige Messergebnisse der durchzuführenden Spannungseinbruchstests in Tab. 8.1, anhand derer stellvertretend das richtlinienkonforme Verhalten des LSCs bei Störungen im Netz verifiziert werden kann, ausgewertet und analysiert. Infolge dessen wird bspw. auf eine exakte, den Spezifikationen in Kap. 3.3.5 entsprechende Auswertung des Kurzschlussstrombeitrags für jeden Spannungseinbruchstest verzichtet, stattdessen wird der Kurzschlussstrombeitrag anhand der Messergebnisse in Kap. 8.1.1, Kap. 8.1.2 und Kap. 8.1.3 abgeschätzt. Außerdem wird die Wirkleistungssteigerung nach Spannungsrückkehr nicht ausgewertet, da diese grundlegend von der Parametrierung des WKA-GEs in Kap. 7.4.6 abhängig ist und der LSC lediglich das Leistungsgleichgewicht zwischen aufgenommener und abgegebener Wirkleistung konstant hält. Die erforderliche Vorfehlerwirkleistungseinspeisung wird hingegen entsprechend dem jeweiligen, in Tab. 8.1 spezifizierten Leistungsbereich bzgl. der einzelnen Spannungseinbruchstests verifiziert, jedoch nicht explizit numerisch angegeben.

Stattdessen liegt der Schwerpunkt der Konformitätsbewertung auf der Funktionsanalyse einzelner Softwaremodule, mittels derer das Durchfahren von Spannungseinbrüchen ohne Trennung des LSCs vom Netz unabhängig von der Einbruchtiefe, der Einbruchdauer, dem Typ des Netzfehlers sowie dem Lastbereich gewährleistet wird sowie insb. auf der Verifizierung der dynamischen Netzstützung, da die grundsätzlich Anforderung, die Netzspannung durch Anpassung des Blindstroms proportional zur relevanten Spannungsabweichung und relativ zum Vorfehlerblindstrom zu stützen ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.ii), durch die Spezifikationen in [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v und [27] Kap. 5.6 (vgl. Kap. 3.3.5) wie folgt eingeschränkt wird.

### **Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 1:**

Für Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 1 in Tab. 8.1 ist lediglich der Scheinstrom anstelle des Blindstroms auszuwerten, die Ermittlung der An- und Einschwingzeit des Blindstroms entfällt ([27] Kap. 5.6).

Zur Veranschaulichung des aus dieser Spezifikation resultierenden Verhaltens des LSCs werden die Messergebnisse des Spannungseinbruchstests 1.1.1.2 in Kap. 8.1.1 analysiert. Zusätzlich wird die für das Durchfahren von Spannungseinbrüchen maßgebliche Netzfehlerdetektion sowie die Fehlerklärung nach Überstromabschaltung stellvertretend für alle Spannungseinbruchstests anhand dieser Messergebnisse erläutert.

### **Blindstrombegrenzung:**

Um den Kurzschlussstrombeitrag der EZE zu begrenzen und einen Betrieb des LSCs im Überlastbereich zu vermeiden, kann von der Anpassung des Blindstroms proportional zur relevanten Spannungsabweichung und relativ zum Vorfehlerblindstrom abgewichen werden, indem der Blindstrom bei symmetrischen Netzfehlern auf  $I_B^+ = 1,0\text{pu}$  sowie bei asymmetrischen Spannungseinbrüchen auf  $I_B^+ = 0,4\text{pu}$  begrenzt wird ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v). Die Begrenzung des Blindstroms ist insb. bei tiefen Spannungseinbrüchen in Kombination mit einem parametrisierten k-Faktor  $k = 2$  oder bei einer geringen Einbruchtiefe mit erheblicher spannungshebender Vorfehlerblindstromeinspeisung erforderlich.

Zur Veranschaulichung des aus dieser Spezifikation resultierenden Verhaltens des LSCs werden die Messergebnisse der Spannungseinbruchstests 2.1.1.2 und 2.1.2.2 in Kap. 8.1.2 und Kap. 8.1.3 analysiert. Darüber hinaus wird anhand der Messergebnisse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests 2.1.2.2 in Kap. 8.1.3 die zusätzliche Blindstromeinspeisung im Gegensystem auf Basis der PRPC analysiert und deren Auswirkung auf die Phasenspannungen diskutiert.

### Linearer Regelbereich der Blindstromanpassung:

Im Gegensatz zu den Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 2 ist während der Spannungseinbrüche gem. Testnummer 3 in Tab. 8.1, mit Ausnahme des Tests 3.1.2.3, eine Begrenzung des einzuspeisenden Blindstroms aufgrund der vergleichsweise geringen Einbruchtiefe der Netzspannungen in Kombination mit der parametrisierten Proportionalitätskonstante  $k = 2$  und einer geringen respektive spannungssenkenden Vorfelherblindstromeinspeisung nicht erforderlich. In Analogie unterbleibt ebenfalls eine Begrenzung der Blindströme bei den Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 4 in Tab. 8.1, sodass die Netzspannung mit einem Blindstrom entsprechend dem linearen Regelbereich der Blindstrom-Spannungscharakteristik in Abb. 3.3 zu stützen ist.

Da gem. den Spezifikation in Kap. 3.3.5 der Spannungseinbruchstests 3.1.2.2 bei hinreichend spannungssenkender Fahrweise durchzuführen ist ([27] Kap. 4.7), werden die Messerergebnisse dieses Tests in Kap. 8.1.4 ausgewertet, um neben der richtlinienkonformen Anpassung des Blindstroms proportional zur relevanten Spannungsabweichung ebenfalls die erforderliche Anpassung des Blindstroms relativ zum Vorfelherblindstrom zu verifizieren. Darüber hinaus wird die Proportionalität der Blindstromabweichung im Bezug auf die relevante Spannungsabweichung für alle Spannungseinbruchstests, die unter der Testnummer 3 und 4 in Tab. 8.1 zusammengefasst sind, gem. den Anforderungen an einen Prüfbericht kontrolliert und visualisiert ([27] Kap. 5.6).

### Berechnungsverfahren relevanter Größen:

Die Ermittlung der relevanten Größen zur Analyse der Spannungseinbruchstests wird grundsätzlich unter Berücksichtigung der Spezifikationen in Kap. 3.3.5 bzgl. [27] Kap. 5.6 wie folgt durchgeführt. Der Zeitpunkt des Fehlereintritts  $t_1$  und der Fehlerklärung  $t_2$  werden anhand der Momentanverläufe der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  am PCC bestimmt.

Der einzuspeisende Blindstroms im Mitsystem  $I_B^{+*}$  sowie die obere und untere Grenze des Toleranzbands  $I_{B, \text{Lim}^-}^+ = I_B^{+*} - 0,1I_N$  und  $I_{B, \text{Lim}^+}^+ = I_B^{+*} + 0,2I_N$  werden in Abhängigkeit des parametrisierten  $k$ -Faktors, der relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  sowie des Vorfelherblindstroms  $I_{B,0}^+$  im Mitsystem ermittelt. Die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  ist jener Anteil der über einen Zeitraum von 100 ms nach Fehlereintritt bis 20 ms vor Fehlerklärung gemittelten Mitsystemspannung, mit der diese über das Toleranzband  $U_t = 0,1U_N$  abweicht. Der Vorfelherblindstrom  $I_{B,0}^+$  wird abweichend von den Spezifikationen in Kap. 3.3.5 bzgl. [27] Kap. 5.6 über den 2 s-Mittelwert des Blindstroms im Mitsystem vor Fehlereintritt berechnet.

Der eingespeiste Mitsystemblindstrom  $I_B^+$  wird in Analogie zum Mittelwert der Mitsystemspannung ebenfalls als Mittelwert über einen Zeitraum von 100 ms nach Fehlereintritt bis 20 ms vor Fehlerklärung bestimmt.

Die Anschlagzeit  $t_a$  des Mitsystemblindstroms  $I_B^+$  folgt aus der Differenz des Zeitpunkts des ersten Eintritts des Mitsystemblindstroms in das Toleranzband und des Zeitpunkts  $t_1$  des Fehlereintritts. Die Einschwingzeit  $t_e$  folgt aus der Differenz des Zeitpunktes, nach welchem sich der Mitsystemblindstrom dauerhaft innerhalb des Toleranzbands befindet und des Zeitpunktes  $t_1$  des Fehlereintritts. Da der Zeitpunkt des Fehlereintritts anhand der Momentanwerte, der Mitsystemblindstrom hingegen über den 20 ms Mittelwert des gleitenden Integrals berechnet wird, sind von der ermittelten An- und Einschwingzeit gem. [53] Kap. 5.1.7.2 jeweils 20 ms abzuziehen. Dementsprechend gilt für die resultierende An- und Einschwingzeit  $-20 \text{ ms} \leq t_a \leq 30 \text{ ms}$  sowie  $-20 \text{ ms} \leq t_e \leq 60 \text{ ms}$ .

### Darstellung relevanter Messergebnisse:

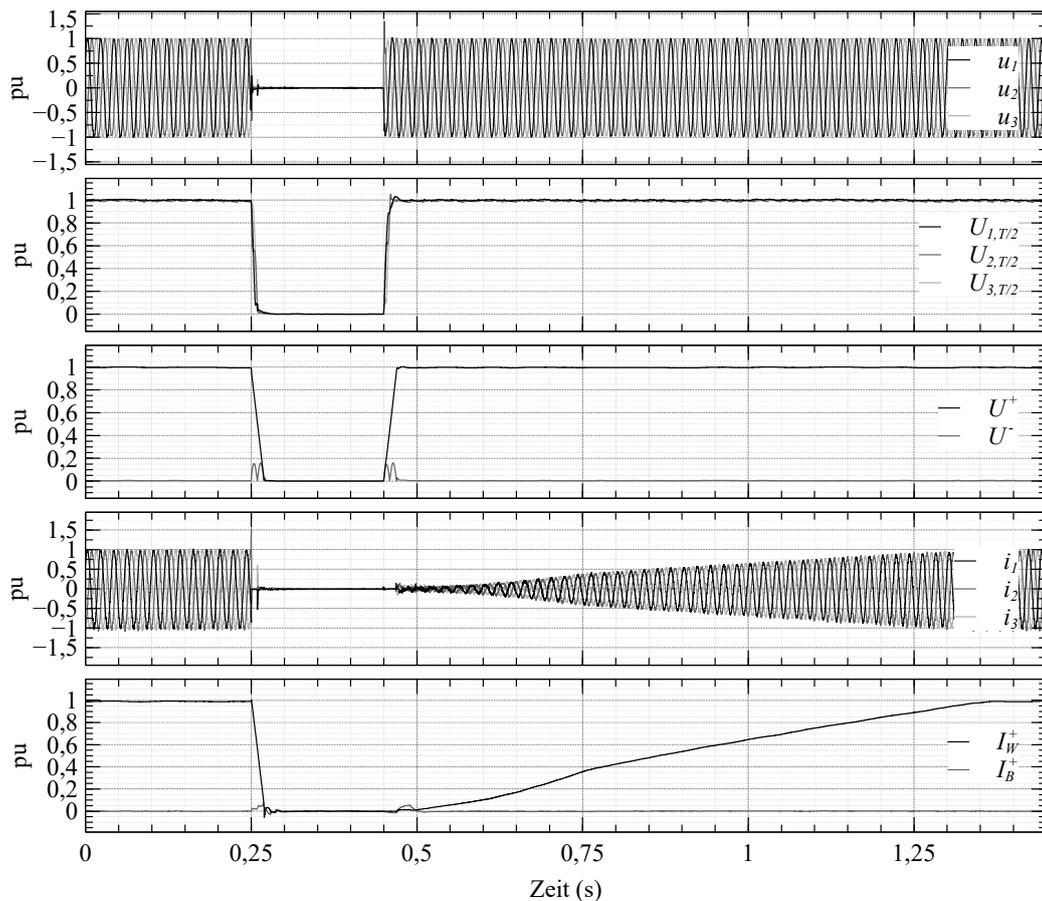
Zur Veranschaulichung der Messergebnisse werden die Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und -ströme  $\mathbf{i}_{123}$  sowie die 1-Perioden-Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $U^+$  und  $U^-$  und des Wirk- und Blindstroms im Mitsystem  $I_W^+$  und  $I_B^+$ , berechnet über den 20 ms Mittelwert des gleitenden Integrals, für den jeweiligen Spannungseinbruchstest dargestellt.

Da die Netzfehlerdetektion auf den Halbschwingungseffektivwerten der Phasenspannungen basiert, werden diese zur Auswertung des Spannungseinbruchstests 1.1.1.2 in Kap. 8.1.1 ebenfalls abgebildet. Zur Auswertung des asymmetrischen Spannungseinbruchstests 2.1.2.2 in Kap. 8.1.3 wird zusätzlich der 1-Perioden-Effektivwert des Blindstroms im Gegensystem  $I_B^-$  abgebildet. Darüber hinaus wird auf Basis der Messergebnisse dieses Spannungseinbruchstests die Auswirkung der Blindstromeinspeisung mittels PRPC auf die einzelnen Phasenspannungen analysiert, sodass die 1-Perioden-Effektivwerte der Phasenspannungen sowie die der Wirk- und Blindstromanteile der einzelnen Phasenströme in einem zusätzlichen Diagramm dargestellt werden.

Da für den Wirkstrom im Gegensystem während jedes Spannungseinbruchs  $I_W^- = 0$  gilt, wird dieser nicht dargestellt.

### 8.1.1 3-phasiger Spannungseinbruchstest 1.1.1.2

Während der sprunghafte Änderung der Phasenspannungen bei Eintritt des symmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 8.1 kann der Stromregler die Phasenströme aufgrund der Totzeit des Stromregelkreises sowie des integral geprägten, resonanten Anteils nicht mit ausreichender Dynamik ausregeln. Infolge dessen steigt der Strom in der Phase L2 sprunghaft auf  $i_2 = 1,51$  pu an, sodass



**Abbildung 8.1:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , Halbschwingungseffektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,T/2}$ , Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}^{+-}$  sowie des Mitsystemwirk- und -blindstroms  $I_W^+$  und  $I_B^+$  während des Spannungseinbruchstests 1.1.1.2 Typ D mit  $\underline{D} = 0,0e^{j0^\circ}$

die Pulssperre angesichts der Überstromdetektion aktiviert wird. Hinsichtlich des zu ermittelnden Kurzschlussstrombeitrags des LSCs zum Zeitpunkt des Fehlereintritts  $t_1$  ist demnach prinzipiell mit einem Kurzschlussstromscheitelwert in Höhe des parametrisierten Stromgrenzwerts von  $\hat{I}_{max} = 1,47$  pu zu rechnen. Eine Abschätzung des Kurzschlussstrombeitrags 150 ms nach Fehlereintritt und 20 ms vor Fehlerklärung erfolgt auf Grundlage der Messdaten in Kap. 8.1.2.

Im Anschluss an die Überstromabschaltung wird der Spannungseinbruch durch die Netzfehlererkennung auf Basis der Halbschwingungseffektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123,T/2}$  in Kap. 6.4 innerhalb von 2,6 ms detektiert, sodass eine Fehlerklärung gem. Kap. 6.6 erfolgt und ein Öffnen der Leistungsschalter zur Trennung des LSCs vom Netz unterbunden wird.

Nach Ablauf der auf 8 ms parametrisierten Pulssperre beginnt der LSC zunächst mit der Blindstromeinspeisung zur dynamischen Netzstützung. Im weiteren Verlauf, ab 10,6 ms nach Initiierung des Spannungseinbruchs, gilt für die Halbschwingungseffektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123,T/2} < 0,05$  pu. Aufgrund dessen wird die Leistungseinspeisung gestoppt und die Pulssperre wiederum aktiviert, da „bei Einbruchstiefen der Spannung  $\leq 0,05 U_N$  [...] anstelle des Blindstroms“ die Auswertung des Scheinstroms erfolgt, gleichzeitig eine Spezifikation des einzuspeisenden Scheinstroms in [2] jedoch unterbleibt.

Die Spannungsrückkehr der Halbschwingungseffektivwerte in das Toleranzband  $U_{123,T/2} \geq 0,9$  pu wird 9,8 ms nach Ausleitung des Spannungseinbruchs detektiert. Sobald die PLL in Kap. 6.1.2 resynchronisiert ist und die auf 8 ms parametrisierte Pulssperre nach Detektion der Spannungsrückkehr endet, wird die Wirkleistungseinspeisung innerhalb von 1,2 s auf den Vorfewerwert  $P_0 = 0,987$  pu gesteigert.

Hinsichtlich der Regelgüte des KSEs veranschaulichen die Messergebnisse in Abb. 8.1, dass die Emulation des Spannungseinbruchs mit einer Dynamik, die näherungsweise jener bei Verwendung von Leistungsschaltern entspricht, erfolgt. Im Idealfall würden die Halbschwingungseffektivwerte mit einem Gradienten  $\Delta U_{123,T/2} = -0,1$  pu ms<sup>-1</sup> einbrechen, sodass für diese 9,5 ms nach Einleitung des Spannungseinbruchs  $U_{123,T/2} = 0,05$  pu gilt. Im Vergleich dazu beträgt die Flankensteilheit der Halbschwingungseffektivwerte in Abb. 8.1  $\Delta U_{123,T/2} = -0,09$  pu ms<sup>-1</sup>, sodass die Halbschwingungseffektivwerte mit einer Verzögerung von 1,1 ms auf  $U_{123,T/2} = 0,05$  pu einbrechen.

### 8.1.2 3-phasiger Spannungseinbruchstest 2.1.1.2

Im Gegensatz zum Spannungseinbruchstest in Kap. 8.1.1 ist während des symmetrischen Spannungseinbruchs in Abb. 8.2 die Einspeisung von Blindstrom im Mitsystem erforderlich, da für die Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123} > 0,05$  pu gilt.

Hinsichtlich der dynamischen Netzstützung folgt aus der Mitsystemspannung, gemittelt über den Zeitraum 100 ms nach Fehlereintritt bis 20 ms vor Fehlerklärung  $U^+ = 0,258$  pu sowie der unteren Grenze des Spannungstotbands  $U_{t,Lim^-} = 0,9$  pu die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r = U_{t,Lim^-} - U^+ = 0,642$  pu. Da für den Vorfewerblindstrom  $I_{B,0}^+ = 0,0$  pu gilt wäre die Netzspannung unter Berücksichtigung des parametrisierten k-Faktors  $k = 2$  nach Gl. (3.1) mit einem Mitsystemblindstrom  $I_B^+$ , welcher der erforderlichen Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+ = 1,284$  pu entspricht, zu stützen.

Um eine Überlast des LSCs zu vermeiden und den Kurzschlussstrombeitrag zu begrenzen, wird der Mitsystemblindstrom jedoch gem. den Spezifikationen in Kap. 3.3.2 bzgl. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v auf den Nennstrom der EZE begrenzt ( $I_B^{+*} = 1$  pu). Für die Toleranzbandgrenzen des Blindstroms gilt mit Bezug auf den Referenzblindstrom  $I_{B,Lim^-}^+ = 0,9$  pu und  $I_{B,Lim^+}^+ = 1,2$  pu.

Der Mittelwert des resultierenden Mitsystemblindstroms  $I_B^+ = 0,996$  pu weicht im quasistationären Betriebsbereich nur minimal vom Referenzwert ab, sodass bzgl. des zu ermittelnden Kurzschlussstrombeitrags zum Zeitpunkt  $t_1 + 150$  ms und  $t_2 - 20$  ms während symmetrischer Spannungseinbrüche

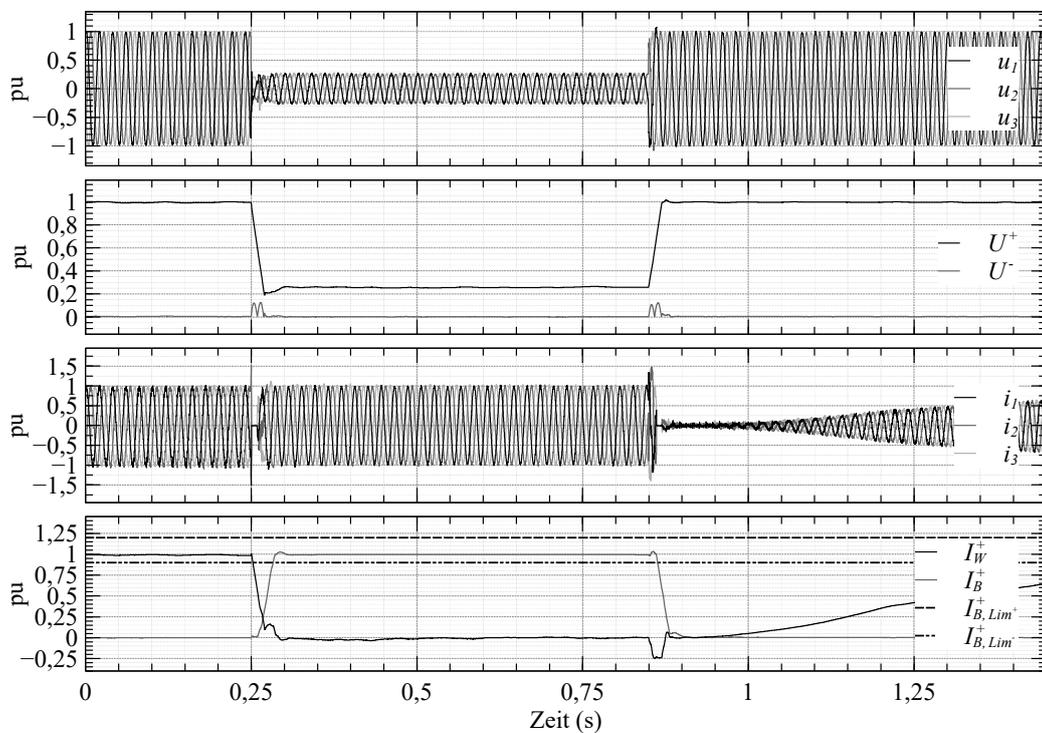
prinzipiell mit einem maximalen Kurzschlussstrom  $I^+ = 1,0 \text{ pu}$  im Mitsystem sowie einem Kurzschlussstrom  $I^- = 0,0 \text{ pu}$  im Gegensystem zu rechnen ist.

Der Mitsystemblindstrom passiert nach  $t_a = 33,1 \text{ ms}$  erstmalig das Toleranzband und verbleibt im Anschluss dauerhaft im Toleranzband, sodass für die Einschwingzeit mit Bezug auf die Anschwingzeit  $t_e = t_a$  gilt und die Schwankungsbreite des Blindstroms den Anforderungen in Kap. 3.3.2 bzgl. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.iv entspricht.

Werden die ermittelten An- und Einschwingzeiten gem. den Spezifikation in [53] Kap. 5.1.7.2 um jeweils  $20 \text{ ms}$  reduziert, liegen diese innerhalb des jeweiligen Wertebereichs  $-20 \text{ ms} \leq t_a \leq 30 \text{ ms}$  und  $-20 \text{ ms} \leq t_e \leq 60 \text{ ms}$ .

Da der LSC den Nennstrom als Blindstrom zur dynamischen Netzstützung einspeist, wird die Einspeisung des Wirkstroms  $I_W^+$  reduziert.

Neben der richtlinienkonformen, dynamischen Netzstützung veranschaulichen die Messergebnisse



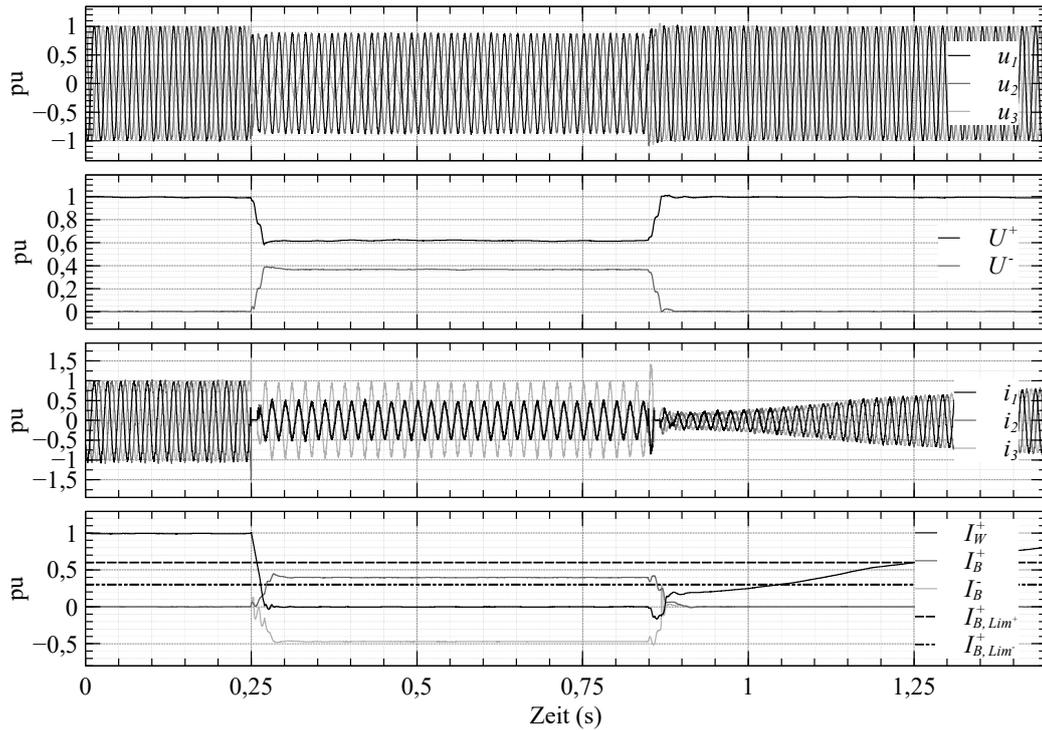
**Abbildung 8.2:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $U^{+-}$  sowie des Mitsystemwirk- und -blindstroms  $I_W^+$  und  $I_B^+$  und die Toleranzbandgrenzen  $I_{B, \text{Lim}^{+-}}^+$  während des Spannungseinbruchstests 2.1.1.2 Typ D mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$

in Abb. 8.2 zusätzlich die Funktionalität der Statikregelung zur Nachbildung der Netzimpedanz respektive des Scheinwiderstands durch den RSG des KSEs in Kap. 7.4.1. Aufgrund der LSC-seitigen Mitsystemblindstromeinspeisung wird die Mitsystemspannung ausgehend von der initialen Residualspannung  $U_{r,i}^+ = 0,225 \text{ pu}$  durch den KSE um  $\Delta U^+ = 0,033 \text{ pu}$  auf den quasistationären Wert  $U^+ = 0,258 \text{ pu}$  angehoben. Mit Bezug auf den eingespeisten Blindstrom  $I_B^+ = 0,996 \text{ pu}$  entspricht dies einem Scheinwiderstand  $|Z_{n,v}| \approx 0,033 \text{ pu}$ , der innerhalb des  $u_k$ -Korridors gem. den Anforderungen in Tab. 7.1 liegt.

### 8.1.3 2-phasiger Spannungseinbruchstest 2.1.2.2

Zur Evaluierung des richtlinienkonformen Verhaltens des LSCs während asymmetrischer Spannungseinbrüche emuliert der KSE, unter Berücksichtigung des Schaltgruppeneffekts gem. den Anforderungen in Tab. 7.1, grundsätzlich asymmetrische Spannungseinbrüche vom Typ F, die aus überspannungsseitigen Spannungseinbrüchen vom Typ C nach Übertragung durch den  $\Delta/\Delta$ -Transformator der WKA unterspannungsseitig resultieren.

Hinsichtlich der dynamischen Netzstützung während des asymmetrischen Spannungseinbruchs in



**Abbildung 8.3:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $u_{123}$  und Phasenströme  $i_{123}$ , Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $U^{+-}$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $I_W^+$  und  $I_B^+$  und die Toleranzbandgrenzen  $I_{B, \text{Lim}^{+-}}^+$  während des Spannungseinbruchstests 2.1.2.2 Typ F mit  $\underline{D} = 0,225e^{j0^\circ}$

Abb. 8.3 folgt in Analogie zum Spannungseinbruch in Kap. 8.1.2 aus dem Mittelwert der Mitsystemspannung  $U^+ = 0,618 \text{ pu}$  sowie der unteren Grenze des Spannungstotbands  $U_{t, \text{Lim}^-} = 0,9 \text{ pu}$  die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r = U_{t, \text{Lim}^-} - U^+ = 0,282 \text{ pu}$ . Für den Vorfehlerblindstrom gilt wiederum  $I_{B,0}^+ = 0,0 \text{ pu}$ , sodass die Netzspannung in Abhängigkeit des parametrisierten k-Faktors  $k = 2$  nach Gl. (3.1) mit einem Blindstrom  $I_B^+$ , welcher der erforderlichen Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+ = 0,564 \text{ pu}$  entspricht, zu stützen wäre.

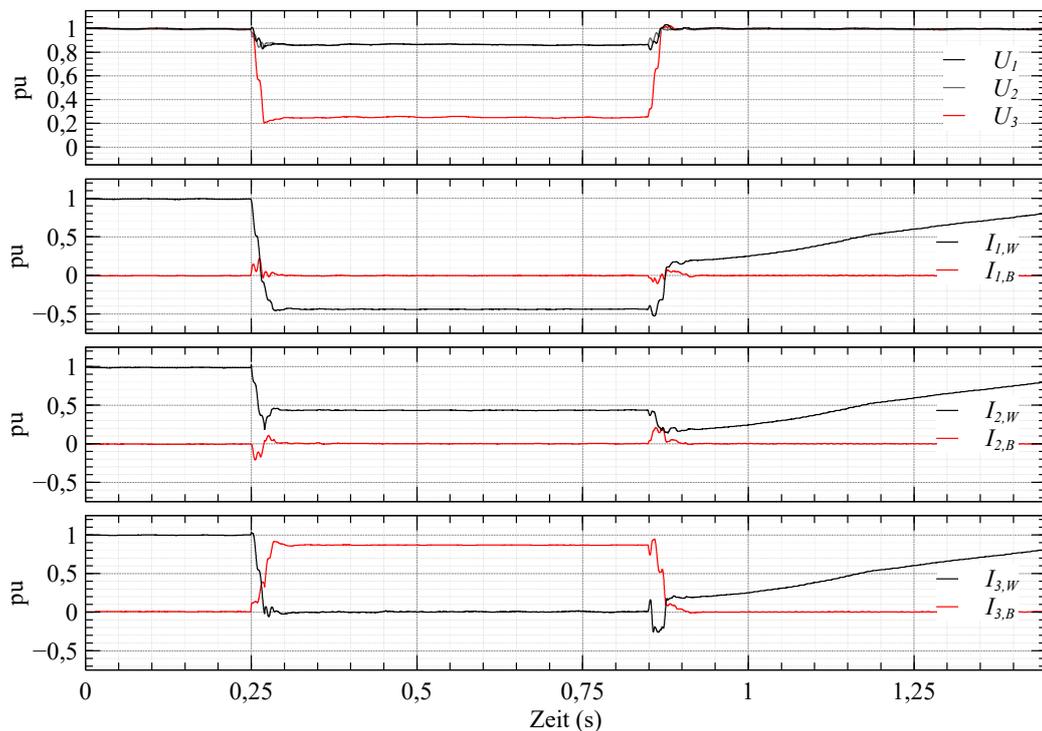
Da für die Gegensystemspannung nach Einleitung des Spannungseinbruchs  $U^- > 0,1 \text{ pu}$  gilt, erkennt die Asymmetriedetektion in Kap. 6.4 während der Pulssperre den asymmetrischen Spannungseinbruch. Infolgedessen wird der Referenzblindstrom im Mitsystem gem. den Spezifikationen in Kap. 3.3.2 bzgl. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v auf  $I_B^{+*} = 0,4 \text{ pu}$  begrenzt. Der resultierende Mitsystemblindstrom  $I_B^+ = 0,397 \text{ pu}$  weicht im quasistationären Betriebsbereich wiederum nur geringfügig vom Referenzwert ab, sodass bzgl. des zu ermittelnden Kurzschlussstrombeitrags zum Zeitpunkt  $t_1 + 150 \text{ ms}$  und  $t_2 - 20 \text{ ms}$  während asymmetrischer Spannungseinbrüche prinzipiell mit einem maximalen Kurzschlussstrom  $I^+ = 0,4 \text{ pu}$  im Mitsystem zu rechnen ist. Der Kurzschlussstrom im Gegensystem beträgt

während dieses Spannungseinbruchs  $I^- = -0,471$  pu.

Die Analyse der Blindstromsprungantwort zeigt, dass der Mitsystemblindstrom den Spezifikationen in Kap. 3.3.2 bzgl. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.ii entsprechend, die untere Toleranzbandgrenze  $I_{B, \text{Lim}^-}^+ = 0,3$  pu nach  $t_a = 29,99$  ms passiert und anschließend innerhalb des Toleranzbands verbleibt, sodass für die Einschwingzeit im Bezug auf die Anschwingzeit wiederum  $t_e = t_a$  gilt und die Schwankungsbreite des Blindstroms den Anforderungen in Kap. 3.3.2 bzgl. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.iv entspricht.

Neben der richtlinienkonformen, dynamischen Netzstützung durch spannungsherbende Blindstromeinspeisung im Mitsystem, erfolgt eine spannungssenkende Blindstromeinspeisung im Gegensystem. Da der RSG des KSEs zur Nachbildung der Netzimpedanz ebenfalls die Blindstromeinspeisung des LSCs im Gegensystem auswertet, wird die Gegensystemspannung, ausgehend von der initialen Residualspannung  $U_{r,i}^- = 0,388$  pu um  $\Delta U^- = -0,02$  pu auf  $U^- = 0,368$  pu abgesenkt und die Asymmetrie des Spannungssystems reduziert. Im Bezug auf den Gegensystemblindstroms  $I_B^- = -0,471$  pu, entspricht die Absenkung der Gegensystemspannung durch die Statikregelung des KSEs einem Scheinwiderstand  $|Z_{n,v}| \approx 0,042$  pu, der ungefähr jenem des Mitsystems entspricht.

Darüber hinaus wird durch die Blindstromeinspeisung im Gegensystem auf Basis der PRPC in Kap. 6.7.4 lediglich der Effektivwert der Phasenspannung  $U_3$  in Abb. 8.4 durch den Blindstromanteil  $I_{3,B} = 0,87$  pu, ausgehend von der initialen Residualspannung  $U_{r,i,3} = 0,225$  pu auf  $U_3 = 0,251$  pu angehoben, sodass eine Stützung der fiktiven, überspannungsseitig nicht fehlerbehafteten Phasenspannung unterbleibt. Gleichzeitig wird in den übrigen Phasen anstelle eines Blindstroms, Wirkstrom mit



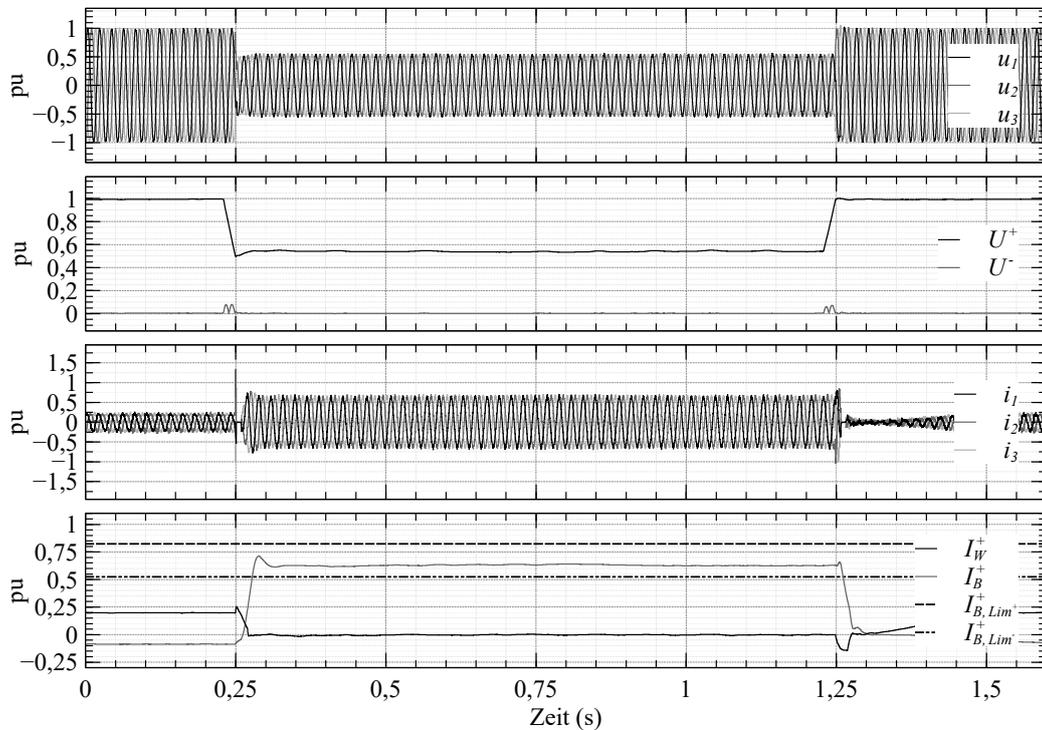
**Abbildung 8.4:** Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123}$  und der phasenindividuellen Wirk- und Blindströme  $I_{123,W}$  und  $I_{123,B}$  während des Spannungseinbruchstests 2.1.2.2 Typ F mit  $D = 0,225e^{j0^\circ}$

entgegengesetzter Polarität  $I_{1,W} = -0,43$  pu und  $I_{2,W} = 0,43$  pu eingespeist ( $I_{1,B} = I_{2,B} = 0$ ), sodass die Effektivwerte der Phasenspannung  $U_1$  und  $U_2$  nicht angehoben werden und für den Summenstrom  $i_{\sum_{n=1}^3 i_n} = 0$  gilt.

### 8.1.4 3-phasiger Spannungseinbruchstest 3.1.2.2

Abweichend vom Verlauf des Mitsystemblindstroms im Falle des Spannungseinbruchstests in Kap. 8.1.2, während dessen der Blindstrom anfänglich um 0,041 pu bzgl. des Blindstrommittels  $I_B^+ = 0,996$  pu im quasistationären Betriebsbereich auf  $I_B^+ = 1,037$  pu überschwingt, wird der Blindstrom in Abb. 8.5 nach Fehlereintritt zunächst auf  $I_B^+ = 0,714$  pu erhöht und anschließend um 0,08 pu auf  $I_B^+ = 0,634$  pu abgesenkt. Der im Vergleich vermeintlich größere Stromüberschwinger in Abb. 8.5 ist jedoch nicht auf das integrale Verhalten der Stromregelung zurückzuführen. Da der Blindstrom nicht begrenzt wird, ändert sich die Blindstromabweichung stattdessen gem. den Anforderungen „entsprechend der Rückwirkung auf die Netzspannung proportional zur relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r$  dynamisch“ [27] Kap.5.7 wie folgt.

Der 20 ms-Mittelwert über das gleitende Integral der Mitsystemspannung bricht in Abb. 8.5



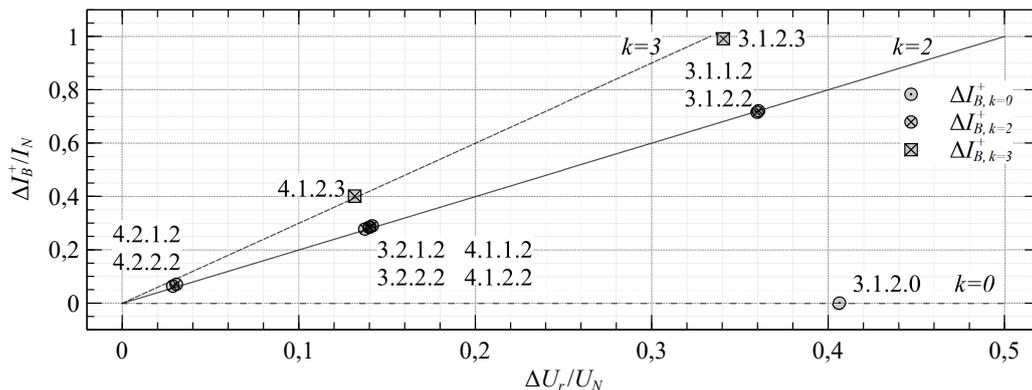
**Abbildung 8.5:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123}$ , Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}^{+-}$  sowie des Mitsystemwirk- und -blindstroms  $I_W^+$  und  $I_B^+$  und die Toleranzbandgrenzen  $I_{B,Lim}^{+-}$  während des Spannungseinbruchstests 3.1.2.2 Typ D mit  $\underline{D} = 0,5e^{j0^\circ}$

nach Fehlereinleitung zunächst auf  $U^+ = 0,496$  pu ein, sodass unter Berücksichtigung der unteren Grenze des Spannungstotbands  $U_{t,Lim}^- = 0,9$  pu für die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r = U_{t,Lim}^- - U^+ = 0,404$  pu gilt. Entsprechend dem linearen Regelbereich der Blindstrom-Spannungscharakteristik für  $k = 2$  in Abb. 3.3 beträgt die erforderliche Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+ = 0,808$  pu. Da die Anpassung des Blindstroms nicht nur proportional zur relevanten Spannungsabweichung, sondern auch relativ zum Vorfehlerblindstrom  $I_{B,0}^+ = -0,086$  pu erfolgen muss, folgt für den einzuspeisende Blindstrom im Mitsystem  $I_B^* = I_{B,0}^+ + \Delta I_B^+ = 0,722$  pu. Durch die anfängliche Einspeisung des Blindstroms  $I_B^+ = 0,714$  pu entsprechend dem Referenzwert, wird die Mitsystemspannung gestützt und daher auf Basis der Statikregelung des KSEs zur Emulation der Netzimpedanz auf den Mittelwert  $U^+ = 0,540$  pu im quasistationären Betriebsbereich angehoben.

Infolgedessen verringert sich die relevante Spannungsabweichung  $\Delta U_r = U_{t, \text{Lim}^-} - U^+ = 0,36 \text{ pu}$  und die Blindstromabweichung respektive der einzuspeisende Blindstrom  $I_B^{+*} = I_{B,0}^+ + \Delta I_B^+ = 0,634 \text{ pu}$  wird proportional angepasst, sodass im quasistationären Betriebsbereich ein Gleichgewichtszustand herrscht. Der resultierende Mittelwert des Blindstroms  $I_B^+ = 0,629 \text{ pu}$  weicht wiederum nur minimal vom Referenzwert ab, passiert die untere Toleranzbandgrenze  $I_{B, \text{Lim}^-}^+ = 0,534 \text{ pu}$  nach  $t_a = 27,6 \text{ ms}$  und verbleibt anschließend im Toleranzband, sodass  $t_e = t_a$  gilt.

Da der Blindstrom während des Spannungseinbruchs nicht begrenzt wird und somit proportional zur relevanten Spannungsabweichung angepasst wird, entspricht die resultierende Proportionalitätskonstante  $k = 1,99$  dem parametrisierten k-Faktor  $k = 2$ . In Analogie zeigt die grafische Auswertung in Abb. 8.6, dass die resultierenden k-Faktoren, die für alle 2- und 3-phasigen Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 3 und 4 in Tab. 8.1 hinsichtlich einer Zertifizierung als Bestandteil des Prüfberichts zu ermitteln sind ([53] Kap. 5.1.7.2), den jeweils parametrisierten Proportionalitätskonstanten, mit Ausnahme des k-Faktors bzgl. des Spannungseinbruchstests 3.1.2.3, entsprechen. Der resultierende k-Faktor bzgl. des Spannungseinbruchstests 3.1.2.3 weicht von der parametrisierten Proportionalitätskonstante  $k = 3$  ab, da für die Blindstromabweichung aufgrund der Tiefe des Spannungseinbruchs  $\Delta I_B^+ > 1 \text{ pu}$  gilt und der Blindstromsollwert daher auf  $I_B^{+*} = 1 \text{ pu}$  begrenzt wird.

Zusammenfassend kann auf eine richtlinienkonforme, proportionale Anpassung der Blindstromabweichung



**Abbildung 8.6:** Blindstromabweichungen  $\Delta I_B^+$  im Bezug auf den jeweils parametrisierten k-Faktor für Spannungseinbruchstests gem. Testnummer 3 und 4 in Tab. 8.1

ung während dieser Spannungseinbruchstests geschlossen werden.

### 8.1.5 Zusammenfassung der Konformitätsbewertung

Grundsätzlich detektiert der LSC symmetrische sowie asymmetrische Spannungseinbrüche zuverlässig und durchfährt diese unbeschadet ohne sich vom Netz zu trennen.

Bei einem Verlauf des größten Effektivwerts der drei verketteten Netzspannungen oberhalb der Grenzlinie 1 im Spannungs-Zeit-Diagramm in 3.2 wird die Netzspannung im Falle einer signifikanten Spannungsabweichung durch Einspeisung eines spannungshebenden Blindstroms im Mitsystem gestützt ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.i).

Die Anpassung des Mitsystemblindstroms erfolgt jeweils proportional zur relevanten Spannungsabweichung und relativ zum Vorfehlerblindstrom dynamisch ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.ii), falls für den Referenzwert des Mitsystemblindstroms während symmetrischer und asymmetrischer Spannungseinbrüche  $I_B^{+*} \leq 1,0 \text{ pu}$  respektive  $I_B^{+*} \leq 0,4 \text{ pu}$  gilt. Andernfalls wird der Referenzwert auf  $I_B^{+*} = 1,0 \text{ pu}$  respektive  $I_B^{+*} = 0,4 \text{ pu}$  begrenzt ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v). Zusätzlich wird durch die simultane Blindstromeinspeisung im Gegensystem auf Basis der PRPC im Falle asymmetrischer

Spannungseinbrüche eine Anhebung der nicht fehlerbehafteten Phasenspannungen am PCC auf  $U_{123} > 1,1 \text{ pu}$  vermieden und der Wirkstrom zugunsten der Blindstromeinspeisung auf  $I_W^+ = 0$  abgesenkt ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v).

Die zulässige Schwankungsbreite des eingespeisten Blindstroms, definiert durch das Toleranzband  $I_B^{+*} - 0,1 \text{ pu} \leq I_B^+ \leq I_B^{+*} + 0,2 \text{ pu}$ , wird während jedes Spannungseinbruchs eingehalten ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.iv), sodass der Blindstrom  $I_B^+$  bei stetigem Spannungsverlauf keine Unstetigkeiten aufweist ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.iii). Darüber hinaus entspricht die jeweilige An- und Einschwingzeit mit  $t_a \leq 30 \text{ ms}$  und  $t_e \leq 60 \text{ ms}$  den Spezifikationen in [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.c.ii respektive [53] Kap. 5.1.7.2.

Der k-Faktor ist grundsätzlich innerhalb des Wertebereichs  $0 \leq k \leq 10$  parametrierbar ([2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.iii), zur Konformitätsbewertung des LSCs wird die Proportionalitätskonstante entsprechend des durchzuführenden Spannungseinbruchstests in Tab. 8.1 auf  $k = 0$ ,  $k = 2$  oder  $k = 3$  eingestellt.

Zusammenfassend belegen die Messergebnisse der Kurzschlussstests sowie der im Rahmen einer Vorzertifizierung auf Basis dieser Messdaten durch den akkreditierten Zertifizierer DNV GL<sup>63</sup> erstellte Prüfbericht die richtlinienkonforme LVRT-Fähigkeit des LSCs.

---

<sup>63</sup>Zusammenschluss der Klassifikationsgesellschaften Det Norske Veritas (DNV) und Germanischer Lloyd (GL)

## 9 Kurzschluss tests an einer Freifeldprüfeinrichtung

Im Rahmen einer Messkampagne mit anschließender Zertifizierung zum Nachweis des richtlinienkonformen Verhaltens der in Kap. 4.2 spezifizierten WKA bei kurzzeitigen Spannungseinbrüchen bzgl. den Anforderungen der indischen NAR [84], werden mit Bezug auf diese Arbeit vier Kurzschluss tests bei priorisierter Blindstromeinspeisung zur dynamischen Netzstützung gem. den Spezifikationen der SDLWindV [2] mit einer Freifeldprüfeinrichtung durchgeführt.

Abweichend von der Spezifikation in Kap. 4.2 beträgt die Nennleistung der WKA entsprechend Tab. 9.1  $P_N = 2,43\text{ MW}$ , sodass für den Nennstrom, unter Berücksichtigung der Nennspannung  $U_N = 600\text{ V}$ ,  $I_N = 2338,3\text{ A}$  gilt. Darüber hinaus erfolgt die Leistungseinspeisung auf Basis der

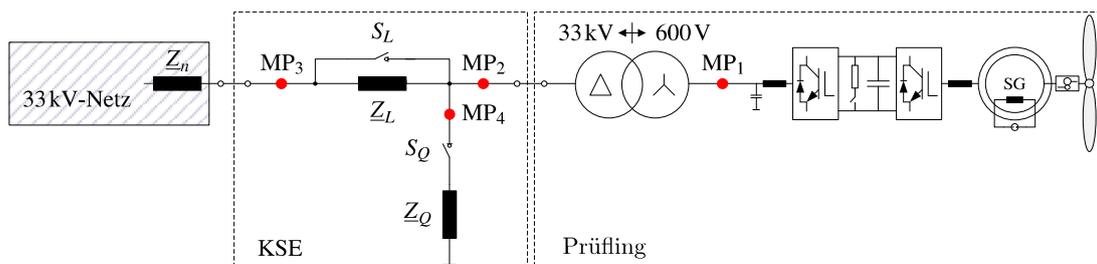
**Tabelle 9.1:** Bemessungsdaten des Mittelspannungsnetzes sowie der WKA

Netzcharakteristika	$S_k$	$U_N$	$f_N$	$Z_n$	$\psi$
	75 MVA	33 kV	50 Hz	14,52 $\Omega$	52,63°
WKA	$P_N$	$U_N$			
	2430 kW	600 V			
Generator	$P_N$	$U_N$			
	2500 kW	760 V			
LSC	$S_N$	$U_N$	$f_N$		
	2700 kVA	690 V	50 Hz		
Transformator	$S_N$	$U_{MS}/U_{NS}$	Typ	$u_k$	
	2800 kVA	33 kV/600 V	Dyn11	8 %	

vier parallel geschalteten LSCs der WKA, im Unterschied zum elektrischen Konzept in Abb. 4.3, nicht in ein 10 kV-Mittelspannungsnetz, sondern über einen 33 kV/600 V Dyn11-Transformator mit einer Nennleistung von  $P_N = 2,8\text{ MW}$  und einer Kurzschluss spannung von  $u_k = 8\%$  in das 33 kV-Mittelspannungsnetz.

Die Parametrierung der LSCs wird für die, mit Bezug auf diese Arbeit durchgeführten Spannungseinbruch tests, derart konfiguriert, dass die dynamische Netzstützung durch die spezifizierte Blindstromeinspeisung gem. der SDLWindV [2] erfolgt. Die übergeordnete Anlagensteuerung hingegen, die bspw. die Er- und Entregung des SGs oder den Pitch der Rotorblätter regelt und bzgl. den Anforderungen der indischen NAR [84] optimiert ist, wird nicht modifiziert.

Die Emulation der Spannungseinbrüche erfolgt unter Verwendung einer konventionellen Freifeldprü-



**Abbildung 9.1:** Einphasiges ESB der Freifeldprüfeinrichtung

feinrichtung auf Basis des in Abb. 9.1 skizzierten, shuntimpedanzbasierten KSEs, auf der Mittelspannungsebene.

Im Gegensatz zu den in Tab. 3.1 spezifizierten Einbruchstiefen der nach FGW-TR 3 [27] zu emulierenden Spannungseinbrüchen beträgt die kleinste Residualspannung bei Spannungseinbruchstests zur Zertifizierung der LVRT-Fähigkeit gem. den Anforderungen der indischen NAR [84]  $U_r = 0,15 \text{ pu}$ . Da ein Austausch der Impedanzen innerhalb des Prüfstands zur Modifizierung der Einbruchstiefe

**Tabelle 9.2:** Konfiguration der Freifeldprüfeinrichtung

Residualspannung	Fehlertyp	Nennlast	Teillast	Einbruchsdauer	$\underline{Z}_L$	$\underline{Z}_Q$
0,15 pu $\pm$ 0,05 pu	3ph	x		350 ms	79,93 $\Omega$	15,20 $\Omega$
			x			
	2ph	x	x			

aufgrund des notwendigen Zeitaufwands nicht erfolgen kann, werden die für diese Arbeit relevanten Kurzschlussstests, jeweils ein symmetrischer und asymmetrischer Spannungseinbruch im Teil- und Volllastbereich, ebenfalls mit einer Residualspannung von  $U_r = 0,15 \text{ pu}$ , entsprechend Tab. 9.2, durchgeführt.

Die Impedanzkonfiguration zur Emulation der Spannungseinbrüche sowie zur Vermeidung unzulässiger Netzzustände des vorgelagerten Verbundnetzes erfolgt gem. Gl. (7.1) und Gl. (7.2), sodass in Abhängigkeit der Netzimpedanz  $\underline{Z}_n = 14,52 \Omega$  für die Längsimpedanz  $\underline{Z}_L = 79,93 \Omega$  und die Querimpedanz  $\underline{Z}_Q = 15,20 \Omega$  gilt. Das X/R-Verhältnis der im Prüfstand eingesetzten Impedanzen wird im Prüfbericht mit  $X/R \gg 3$  angegeben.

Die Aufzeichnung der Phasenspannungen und -ströme auf der Mittelspannungsebene erfolgt mit dem

**Tabelle 9.3:** Übersicht des verwendeten Messequipments

Messsystem	Messpunkt	Messwandler	Verstärker
SONY EX-Series	MP <sub>1</sub>	LEM CV 3-1000/SP3	EX-MI10
		Fluke i6000s Flex	EX-MI10
DEWETRON DEWE - 5000	MP <sub>2</sub>	RITZ EGBEI36	DAQP-HV 200 V
		LEM LF 2005-S	DAQP-LV 5 V
	MP <sub>3</sub>	RITZ EGBEI36	DAQP-HV 200 V
		PFIFFNER TGF2	DAQP-LV 2,5 V
MP <sub>4</sub>	LEM LF 2005-S	DAQP-LV 10 V	

in Tab. 9.3 angegebenen Messequipment an den drei, in Abb. 9.1 gekennzeichneten Messpunkten

MP<sub>2</sub>, MP<sub>3</sub> und MP<sub>4</sub>, sodass alle Ströme und Spannungen im Bezug auf den KSE gemessen werden. Die Messdaten des Messpunkts MP<sub>2</sub> werden im Folgenden durch den Indize „MS“ gekennzeichnet. Niederspannungsseitig werden die Phasenspannungen und -ströme mit dem in Tab. 9.3 angegebenen Messequipment am Messpunkt MP<sub>1</sub> aufgezeichnet. Die niederspannungsseitigen Messdaten werden im Folgenden durch den Indize „NS“ gekennzeichnet.

Die Abtastfrequenz der vorliegenden, mittelspannungsseitigen Messdaten beträgt  $f_s = 10\text{kHz}$  und die der niederspannungsseitigen Messdaten  $f_s = 12,8\text{kHz}$ .

Da die mittel- und niederspannungsseitig verwendeten Messsysteme nicht synchronisiert sind, wird der Zeitpunkt des Fehlereintritts  $t_1$  und der Fehlerklärung  $t_2$  hinsichtlich einer Analyse der Spannungseinbruchstests anhand der jeweiligen, mittel- und niederspannungsseitigen Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123,MS}$  und  $\mathbf{u}_{123,NS}$  ermittelt. Die Berechnung des einzuspeisenden Blindstroms, die der relevanten Größen der Sprungantwort des Blindstroms sowie die aller wesentlichen Mittelwerte zur Auswertung der Spannungseinbruchstest, zusammengefasst in den Tabellen Tab. 9.5 und Tab. 9.6, erfolgt in Analogie zu jener in Kap. 8.1 unter Berücksichtigung der Spezifikationen in Kap. 3.3.5 bzgl. [27] Kap. 5.6.

Die in der Auswertung verwendeten mittel- und niederspannungsseitigen Bezugsgrößen sind in Tab. 9.4 gegeben.

**Tabelle 9.4:** Mittel- und niederspannungsseitige Bezugsgrößen

	Mittelspannungsebene	Niederspannungsebene
Nennleistung $P_N$	2430 kW	2430 kW
Nennscheinleistung $S_N$	2430 kVA	2430 kVA
Verkettete Spannung $U_N$	33 000 V	600 V
Strangspannung $U_{N\lambda} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_N$	19 053 V	346 V
Nennstrom $I_N = \frac{1}{\sqrt{3}}\frac{S_N}{U_N}$	42,51 A	2338,3 A
Bezugsimpedanz $ Z  = \frac{U_{N\lambda}}{I_N}$	448,19 $\Omega$	0,1479 $\Omega$

### 9.1 Auswertung und Analyse der 3-phasigen Spannungseinbruchstests

Zur Überprüfung der Impedanzkonfiguration hinsichtlich der richtlinienkonformen Emulation von symmetrischen Spannungseinbrüchen mit einer Residualspannung  $U_r = 0,15\text{pu}$  wird zunächst ein 3-phasigen Spannungseinbruchstest im Leerlauf durchgeführt, dessen Messergebnisse in Kap. 9.1.1 veranschaulicht werden. Im Gegensatz zu den Spannungseinbruchstests im Teil- und Volllastbereich der WKA liegen für den Leerlaufstest keine niederspannungsseitige Messdaten vor, da die WKA für diesen Test von der Freifeldprüfeinrichtung elektrisch getrennt wird und stattdessen Leistung über einen Bypass des KSEs in das vorgelagerten Mittelspannungsnetz einspeist.

Im Anschluss werden in Kap. 9.1.2 die Messergebnisse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im Nennlastbereich der WKA analysiert.

Da sich die Messergebnisse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im Teillastbereich nicht signifikant hinsichtlich einer Bewertung der LVRT-Fähigkeit des LSCs von denen im Nennlastbereich unterscheiden, wird auf eine ausführliche Analyse dieser verzichtet. Die wesentlichen, aus der Auswertung der Messergebnisse resultierenden, charakteristischen Größen des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im Teillastbereich werden jedoch ebenso wie jene des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im

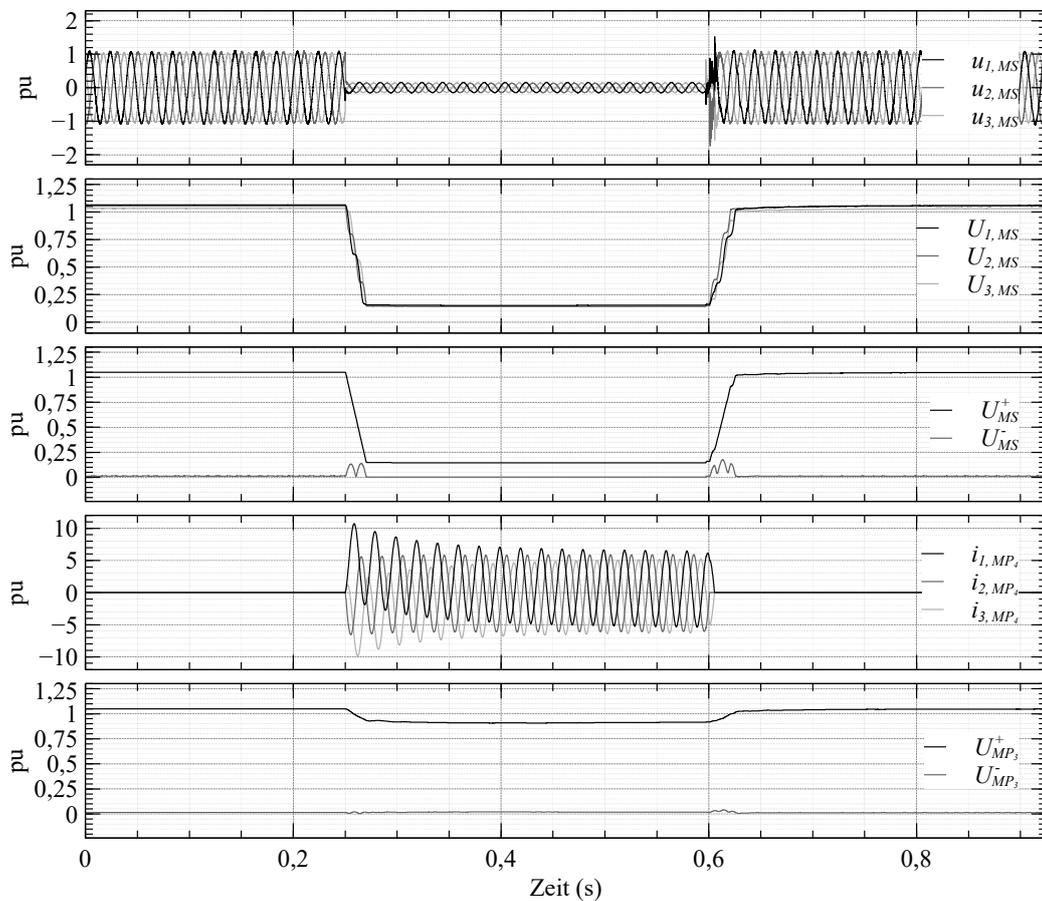
**Tabelle 9.5:** Charakteristische Größen der Spannungseinbruchstests Typ D

Lastbereich	Leerlauf	Teillast		Volllast	
Spannungsebene	33 kV	33 kV	600 V	33 kV	600 V
Fehlerdauer	347 ms	337 ms		339 ms	
Mittelwerte der Vorfehlereffektivleistungen im Mitsystem ( $t_1 - 2000$ ms bis $t_1$ )					
Mitsystemwirkleistung $P_0^+$	0,000 pu	0,267 pu	0,265 pu	0,986 pu	0,985 pu
Mitsystemblindleistung $Q_0^+$	0,000 pu	-0,015 pu	-0,010 pu	-0,035 pu	0,021 pu
Mittelwerte der Effektivspannungen ( $t_1 + 100$ ms bis $t_2 - 20$ ms)					
Mitsystemspannung $U^+$	0,146 pu	0,170 pu	0,235 pu	0,171 pu	0,238 pu
Gegensystemspannung $U^-$	0,003 pu	0,005 pu	0,005 pu	0,003 pu	0,003 pu
Mittelwerte der Effektivströme ( $t_1 + 100$ ms bis $t_2 - 20$ ms)					
Mitsystemwirkstrom $I_W^+$	0,000 pu	-0,132 pu	-0,042 pu	-0,113 pu	-0,030 pu
Mitsystemblindstrom $I_B^+$	0,000 pu	0,947 pu	0,992 pu	0,966 pu	0,992 pu
Gegensystemwirkstrom $I_W^-$	0,000 pu	0,007 pu	-0,001 pu	0,001 pu	-0,001 pu
Gegensystemblindstrom $I_B^-$	0,000 pu	0,019 pu	0,003 pu	0,002 pu	0,003 pu
Mittelwerte der Effektivleistungen ( $t_1 + 100$ ms bis $t_2 - 20$ ms)					
Mitsystemwirkleistung $P^+$	0,000 pu	-0,022 pu	-0,010 pu	-0,019 pu	-0,007 pu
Mitsystemblindleistung $Q^+$	0,000 pu	0,161 pu	0,233 pu	0,166 pu	0,236 pu
Gegensystemwirkleistung $P^-$	0,000 pu	0,000 pu	0,000 pu	0,000 pu	0,000 pu
Gegensystemblindleistung $Q^-$	0,000 pu	0,000 pu	0,000 pu	0,000 pu	0,000 pu
An- und Einschwingzeit des Blindstroms im Mitsystem					
Anschwingzeit $t_a$	-	34,8 ms	34,2 ms	35,0 ms	34,7 ms
Einschwingzeit $t_e$	-	34,8 ms	34,2 ms	35,0 ms	34,7 ms
Mittelwert der Wirkleistung nach Fehlerklärung ( $t_2$ bis $t_2 + 5000$ ms)					
Mitsystemwirkleistung $P_{5s}^+$	0,000 pu	0,180 pu	0,183 pu	0,301 pu	0,305 pu

Leerlauf sowie im Nennlastbereich in Tab. 9.5 zusammengefasst.

### 9.1.1 Auswertung und Analyse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im Leerlauf

Die Messergebnisse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests im Leerlauf in Abb. 9.2 zur Überprüfung der richtlinienkonformen Emulation symmetrischer Spannungseinbrüche mit einer Residualspannung  $U_r = 0,15$  pu zeigen, dass der Mittelwert der Mitsystemspannung in Abhängigkeit der Vorfehlerspannung im Mitsystem  $U_{MS,0}^+ = 1,05$  pu, der Netzimpedanz  $Z_n = 14,52 \Omega$  sowie der verwendeten Längs- und Querimpedanzen  $Z_L = 79,93 \Omega$  und  $Z_Q = 15,20 \Omega$  entsprechend Gl. (7.2) auf  $U_{MS}^+ = 0,146$  pu einbricht. Da der Mittelwert der Gegensystemspannung  $U_{MS}^- = 0,003$  pu zu vernachlässigen ist, ist



**Abbildung 9.2:** Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123,MS}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123,MP_4}$  im Kurzschlusszweig und Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,MS}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}_{MS}^{+-}$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}_{MP_3}^{+-}$  des vorgelagerten Versorgungsnetzes während des Spannungseinbruchstests Typ D mit  $U_r = 0,15$  pu im Leerlauf

die Einbruchtiefe der einzelne Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,MS}$  nahezu identisch. Das vorgelagerte Mittelspannungsnetz wird durch Emulation des Netzfehlers stark belastet, sodass der Mittelwert der Mitsystemspannung entsprechend Gl. (7.1) auf  $U_{MP_3}^+ = 0,911$  pu einbricht und der Kurzschlussstest beinahe einen unzulässigen Netzzustand im Versorgungsnetz ( $U_{MP_3}^+ \leq 0,9$  pu) hervorruft (vgl. Kap. 7.2.1).

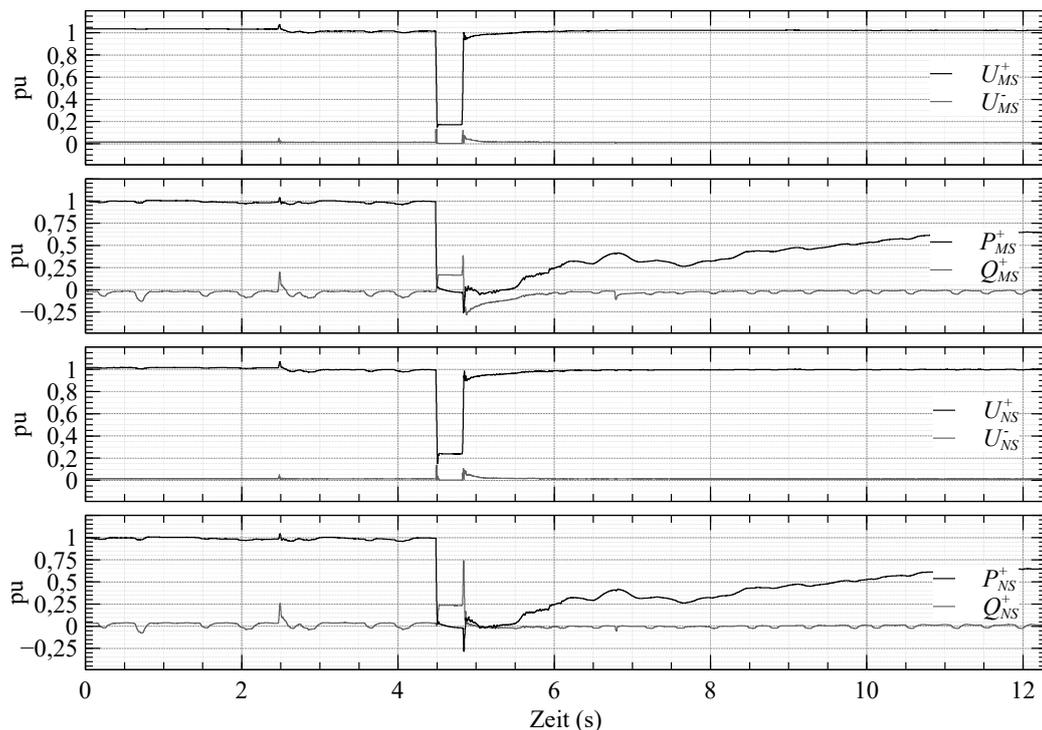
Die Phasenströme  $\mathbf{i}_{123,MP_4}$  im Kurzschlusszweig des KSEs zeigen, dass die Einleitung des Spannungs-

einbruchs durch Schließen der Leistungsschalter in den einzelnen Phasen synchron zum Zeitpunkt  $t_1 = 0,25\text{ s}$  erfolgt. Während der Fehlerklärung hingegen, die durch Öffnen der Leistungsschalter zum Zeitpunkt  $t_2 = 0,597\text{ s}$  initiiert wird, erlischt der Stromfluss nicht unverzüglich in den einzelnen Phasen, sondern zunächst in Phase L2 und anschließend, mit einer Verzögerung von 9 ms im Bezug auf den Zeitpunkt  $t_2$  in den Phasen L1 und L3. Infolgedessen ändert sich während der Fehlerklärung die Art des Spannungseinbruchs, aus dem 3-phasigen, symmetrischen Spannungseinbruch wird kurzzeitig ein asymmetrischer, 2-phasiger Spannungseinbruch ohne Erdschluss vom Typ C (vgl. Kap. 2.2).

### 9.1.2 Auswertung und Analyse des 3-phasigen Spannungseinbruchstests unter Vollast

Um neben der Validierung der LVRT-Fähigkeit des LSCs den Einfluss und die Auswirkung der im Vergleich zur Konformitätsbewertung in Kap. 8 modifizierten Prüfstandskomponenten, des shuntimpedanzbasierten KSEs mit Anschluss an das vorgelagerte Mittelspannungsnetz, des WKA-Transformators sowie des WKA-Generators in Verbindung mit der übergeordneten WKA-Regelung, auf das Verhalten der LSCs sowie den Verlauf der relevanten elektrischen Größen über den gesamten Zeitraum des Spannungseinbruchstests zu analysieren, werden die Messergebnisse im Folgenden, unterteilt in den Vorfehlerbereich, den Zeitraum während des Spannungseinbruchs sowie den Zeitbereich nach Fehlerklärung, ausgewertet.

Anhand der Übersicht des mittel- und niederspannungsseitigen Verlaufs der Mit- und Gegensys-



**Abbildung 9.3:** Übersicht der mittel- und niederspannungsseitigen Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $U_{MS}^{+-}$  und  $U_{NS}^{+-}$  sowie der Mitsystemwirk- und Blindleistung  $P_{MS}^+$ ,  $Q_{MS}^+$ ,  $P_{NS}^+$  und  $Q_{NS}^+$  während des Spannungseinbruchstests Typ D mit  $U_r = 0,15\text{ pu}$  unter Vollast

temspannungen sowie der Wirk- und Blindleistung im Mitsystem in Abb. 9.3 werden für die drei Zeitbereiche folgende auffällige Phänomene ersichtlich.

- Im Vorfehlerbereich speisen die LSCs vor Einleitung des Spannungseinbruchs ( $t_1 = 4,48$  s), zum Zeitpunkt  $t_1 - 2$  s, kurzzeitig zusätzlich zur Wirkleistung Blindleistung ein.
- Während des Spannungseinbruchs erfolgt die dynamische Netzstützung durch Blindleistungseinspeisung der LSCs, allerdings divergiert die bezogene mittel- und niederspannungsseitige Mitsystemspannung sowie die jeweilige Mitsystemblindleistung. Darüber hinaus weicht die Mitsystemwirkleistung niederspannungsseitig  $P_{NS}^+ \neq 0,0$  pu signifikant vom Referenzwert  $P_{NS}^{+*} = 0$  ab. Infolgedessen gilt für die mittelspannungsseitige Mitsystemwirkleistung während des Spannungseinbruchs ebenfalls  $P_{NS}^+ \neq 0,0$  pu.
- Nach Fehlerklärung divergiert die mittel- und niederspannungsseitige Blindleistungseinspeisung respektive -aufnahme ebenfalls für ca. 1,2 s. Zusätzlich beginnt die Wirkleistungssteigerung nicht unmittelbar nach Fehlerklärung, sondern mit einer Verzögerung von ca. 700 ms.

#### Zeitbereich vor Fehlereintritt :

Vor Fehlereintritt beträgt die mittelspannungsseitige Vorfehlerwirkleistung  $P_{MS}^+ = 0,986$  pu. Zum Zeitpunkt  $t_1 - 2$  s, kommutiert der Strom, infolge der Initiierung des Spannungseinbruchstests vor der eigentlichen Fehlereinleitung mittelspannungsseitig auf den Zweig des KSEs, der die Längsimpedanz  $Z_L$  enthält. Da die EZE unter Berücksichtigung der Mitsystemspannung  $U^+ = 1,035$  pu nahezu den Nennstrom als Wirkstrom einspeist, ändert sich die Phasenlage der Netzspannung durch den Spannungsabfall an der aus Sicht der WKA modifizierten Netzimpedanz sprunghaft.

Die Netzsynchrosierung führt den PLL-Winkel (vgl. Kap. 6.1.2) jedoch nicht sprunghaft nach, sodass aufgrund der Abweichung des PLL-Winkels vom Phasenwinkel der Netzspannung kurzzeitig zusätzlich zur Wirkleistung Blindleistung eingespeist wird. Eine vergleichbare Abweichung in der Netzsynchrosierung tritt ebenfalls während des Spannungseinbruchs auf, sodass deren Ursache und Auswirkung im folgenden Abschnitt anhand der Messdaten eines LSCs analysiert wird.

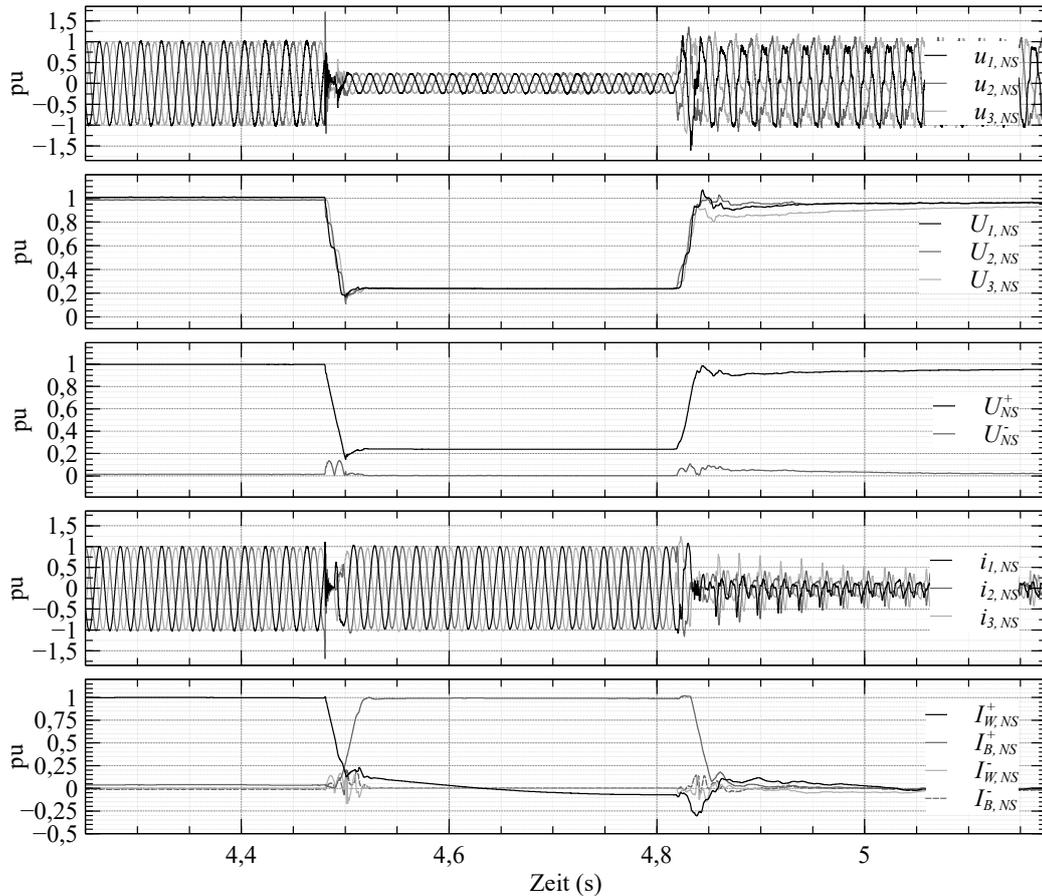
#### Zeitbereich während des Spannungseinbruchs:

Im weiteren Verlauf des Spannungseinbruchstest bricht die Mitsystemspannung zum Zeitpunkt  $t_1 = 4,48$  s durch den 3-phasigen Kurzschluss über der Querimpedanz  $Z_Q$  durch Schließen der Leistungsschalter  $S_Q$  in Abb. 9.1 mittelspannungsseitig gem. Abb. 9.5, entsprechend den Messergebnissen des Leerlaufstests, zunächst auf  $U_{MS}^+ = 0,149$  pu und niederspannungsseitig auf  $U_{NS}^+ = 0,148$  pu in Abb. 9.4, ein. Infolgedessen steigt der Phasenstrom  $i_{2,NS}$  niederspannungsseitig sprunghaft auf  $i_{2,NS} = -1,696$  pu an und die LSCs stoppen die Leistungseinspeisung aufgrund einer Überstromdetektion. Gleichzeitig detektieren die LSCs den Spannungseinbruch, sodass die Klärung des Überstromfehlers erfolgt und die LSCs nach Ablauf der Pulssperre mit der Blindstromeinspeisung beginnen.

Hinsichtlich der dynamischen Netzstützung folgt aus der relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r = 0,662$  pu und dem parametrisierten k-Faktor  $k = 2$  die erforderliche Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+ = 1,345$  pu. Da für den resultierenden Referenzblindstrom unter Berücksichtigung des Vorfehlerblindstroms  $I_{B,0}^+ = 0,021$  pu demnach  $I_B^{+*} > 1$  pu gilt, wird dieser zur Vermeidung einer Überlast der einzelnen LSCs gem. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v auf  $I_B^{+*} = 1$  pu begrenzt.

Der resultierende Mittelwert des Mitsystemblindstroms  $I_{B,NS}^+ = 0,992$  pu in Abb. 9.4 weicht minimal vom Referenzwert  $I_B^{+*} = 1$  pu ab. Die An- und Einschwingzeit beträgt  $t_a = t_e = 34,7$  ms, sodass diese entsprechend den Spezifikationen nach Abzug von 20 ms innerhalb des jeweiligen Wertebereichs  $-20 \text{ ms} \leq t_a \leq 30 \text{ ms}$  und  $-20 \text{ ms} \leq t_e \leq 60 \text{ ms}$  liegen ([53] Kap. 5.1.7.2) und die dynamische Netzstützung richtlinienkonform erfolgt.

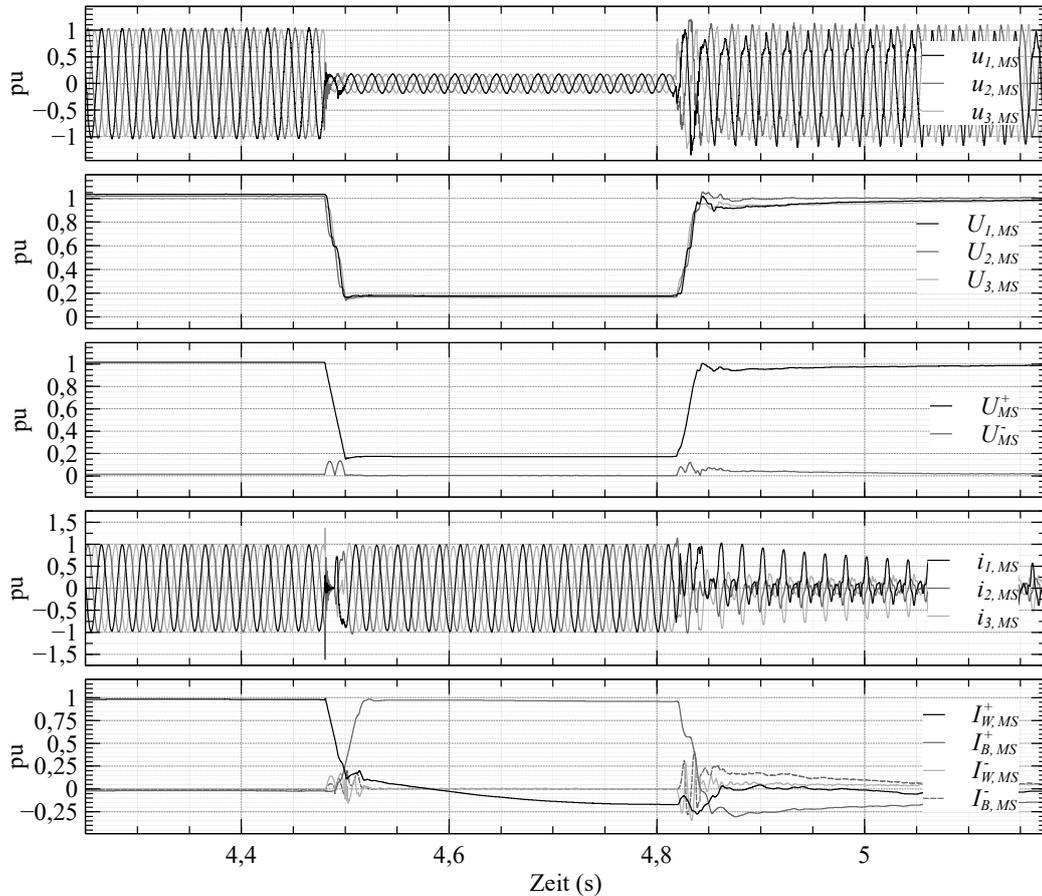
Infolge der dynamischen Netzstützung mit dem mittelspannungsseitigen Mitsystemblindstrom  $I_{B,MS}^+ = 0,966$  pu wird die initiale, mittelspannungsseitige Mitsystemspannung  $U_{MS}^+ = 0,149$  pu durch



**Abbildung 9.4:** Niederspannungsseitige Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123,NS}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123,NS}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,NS}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $U_{NS}^+$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $\mathbf{I}_{W,NS}^+$  und  $\mathbf{I}_{B,NS}^+$  während des Spannungseinbruchstests Typ D mit  $U_r = 0,15$  pu unter Vollast

den Spannungsabfall an der Querimpedanz  $Z_Q = 0,024$  pu des KSEs um  $0,022$  pu auf  $U_{MS}^+ = 0,171$  pu in Abb. 9.5 respektive Abb. 9.3 angehoben. Im Vergleich dazu wird die initiale, niederspannungsseitige Mitsystemspannung  $U_{NS}^+ = 0,148$  pu aufgrund des zusätzlichen, durch den niederspannungsseitigen Blindstrom  $I_{B,NS}^+ = 0,992$  pu hervorgerufenen Spannungsabfall über dem EZE-Transformator mit  $u_k = 8\%$ , um  $0,09$  pu auf  $U_{NS}^+ = 0,238$  pu in Abb. 9.4 respektive Abb. 9.3, angehoben. Infolgedessen weicht die mittelspannungsseitig eingespeiste Mitsystemblindleistung  $Q_{MS}^+ = 0,166$  pu während des Netzfehlers um  $Q_{MS}^+ - Q_{NS}^+ = -0,07$  pu von der niederspannungsseitig ermittelten Blindleistung  $Q_{NS}^+ = 0,236$  pu in Abb. 9.3 ab.

Da die LSCs zur dynamischen Netzstützung bis zu 100 % des Nennstroms als Blindstrom einspeisen, wird die Wirkleistungseinspeisung bzgl. der Vorfehlerwirkleistung derart reduziert, dass für den Referenzwert des Wirkstroms während eines Spannungseinbruchs grundsätzlich  $I_W^{+*} = 0,0$  pu gilt. Der Verlauf des niederspannungsseitig gemessenen Mitsystemwirkstroms  $I_{W,NS}^+$  in Abb. 9.4 zeigt jedoch, dass die LSCs nach Einleitung des Spannungseinbruchs, abweichend vom Referenzwert, für ca. 150 ms Wirkleistung einspeisen und im Anschluss bis zur Fehlerklärung Wirkleistung beziehen. Ursächlich für dieses Verhalten wie auch für die kurzzeitige Blindleistungseinspeisung nach Öffnen des Bypasses während der Initialisierung des Spannungseinbruchstests in Abb. 9.3 ist die fehlerhafte Parametrierung der LSCs mit einem veralteten Parametersatz, sodass der jeweilige PI-Regler der



**Abbildung 9.5:** Mittelspannungsseitige Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123,MS}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123,MS}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,MS}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}_{MS}^{\pm}$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $\mathbf{I}_{W,MS}^{\pm}$  und  $\mathbf{I}_{B,MS}^{\pm}$  während des Spannungseinbruchtests Typ D mit  $U_r = 0,15$  pu unter Volllast

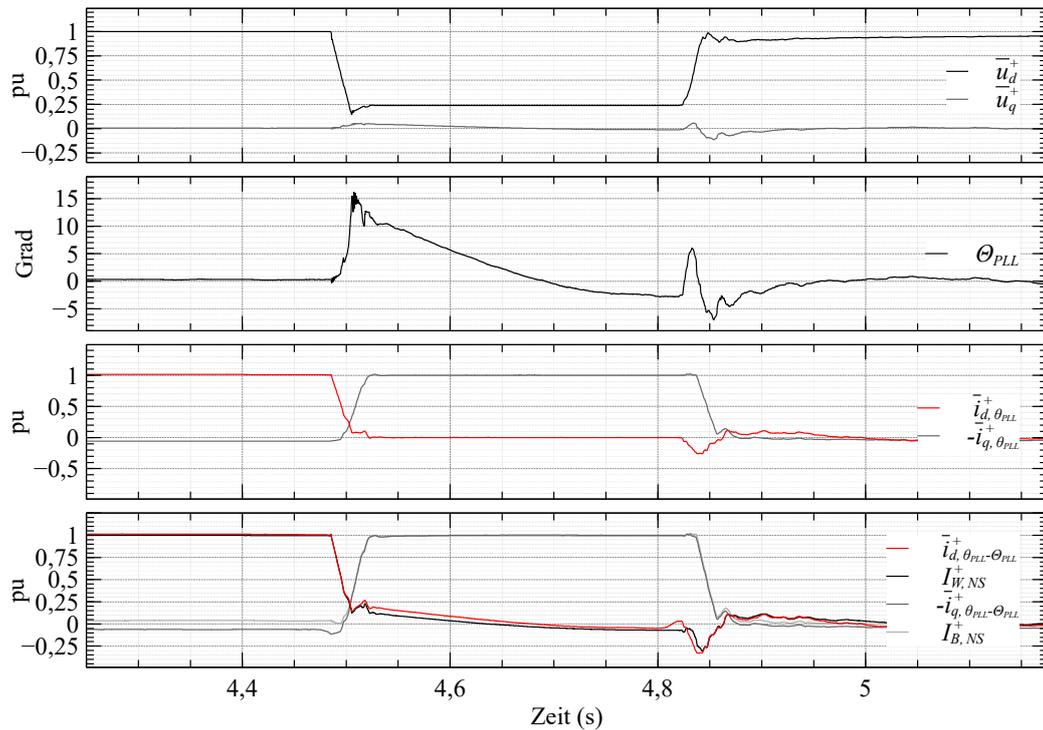
PLL nicht mit ausreichender Dynamik auf eine sprunghafte Änderung des Phasenwinkels der Netzspannung reagiert. Zur Verifizierung dieser These werden die Transientenrekorderdaten eines LSCs, die die Momentanwerte der Phasenspannungen, der Phasenströme, der Zwischenkreisspannung sowie des PLL-Winkels enthalten, ausgewertet und in Abb. 9.6 veranschaulicht.

Aus den aufgezeichneten Phasenspannungen und dem PLL-Winkel folgen nach Clark- und Park-Transformation sowie anschließender Filterung, die 20 ms-Mittelwerte respektive Gleichanteile der Spannungen  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_q^+$  im SRF des Mitsystems. Nach Einleitung des Netzfehlers gilt insb. für die q-Spannungskomponente  $\bar{u}_q^+ \neq 0,0$  pu, sodass eine Regelabweichung in der PLL auftritt und der PLL-Winkel um den Winkel

$$\Theta_{PLL} = \text{atan} \left( \frac{\bar{u}_q^+}{\bar{u}_d^+} \right) \quad (9.1)$$

von dem Phasenwinkel der Mitsystemspannung abweicht.

Da die Ströme  $\bar{i}_{d,\theta_{PLL}}^+$  und  $\bar{i}_{q,\theta_{PLL}}^+$  im SRF nach Transformation der Phasenströme unter Verwendung des aufgezeichneten PLL-Winkels in Abb. 9.6 den Referenzströmen  $I_W^{+*} = 0,0$  pu und  $I_B^{+*} = 1,0$  pu entsprechen, ist eine fehlerhafte Stromregelung auszuschließen. Werden die Phasenströme darüber hinaus mit dem um  $\Theta_{PLL}$  korrigierten PLL-Winkel  $\theta_{PLL}$  in das SRF transformiert, korrelieren



**Abbildung 9.6:** Gleichanteile der SRF-Spannungen  $\bar{u}_{d,q}^+$  sowie der mit dem PLL-Winkel transformierten Phasenströme  $\bar{i}_{d,q,\theta_{PLL}}^+$  und der mit  $\theta_{PLL} - \Theta_{PLL}$  transformierten Phasenströme  $\bar{i}_{d,q,\theta_{PLL}-\Theta_{PLL}}^+$ , Effektivwerte des niederspannungsseitigen Mitsystemwirk- und Blindstroms  $I_{W,NS}^+$  und  $I_{B,NS}^+$  sowie die Phasenwinkelabweichung  $\Theta_{PLL}$  während des Spannungseinbruchstests Typ D mit  $U_r = 0,15$  pu unter Volllast

die resultierenden Ströme  $\bar{i}_{d,\theta_{PLL}-\Theta_{PLL}}^+$  und  $\bar{i}_{q,\theta_{PLL}-\Theta_{PLL}}^+$  eines LSCs mit dem niederspannungsseitig ermittelten Wirk- und Blindstrom im Mitsystem  $I_W^+$  und  $I_B^+$  aller LSCs, sodass als Ursache der Wirkstromeinspeisung während des Spannungseinbruchs die fehlerhafte Parametrierung der Netzsynchronisierung belegt ist.

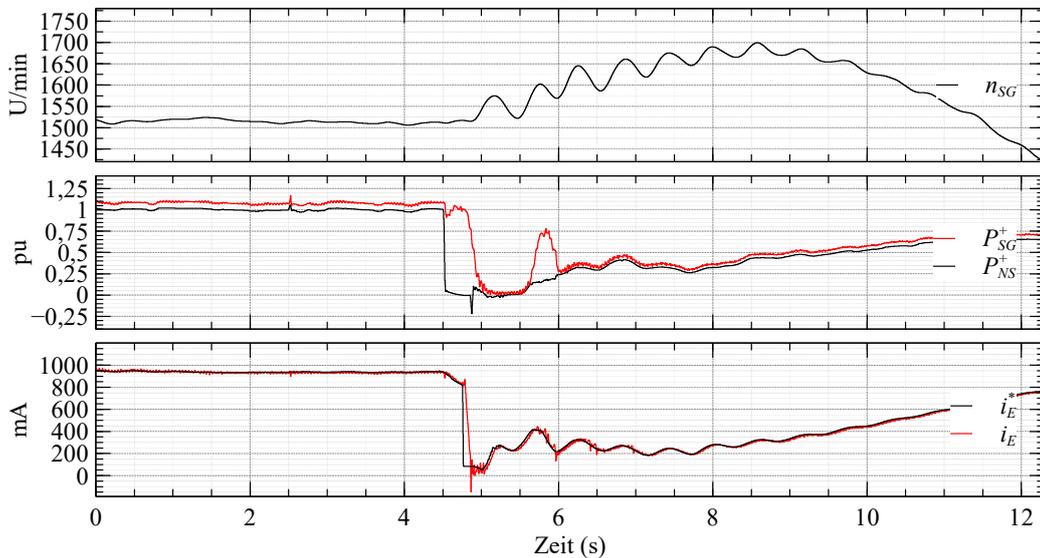
#### Zeitbereich nach Fehlerklärung:

Im weiteren Verlauf des Spannungseinbruchstests wird der Kurzschluss  $t_2 - t_1 = 335$  ms nach Einleitung des Spannungseinbruchs durch Öffnen des Leistungsschalters  $S_Q$  in Abb. 9.1 aufgelöst. Infolgedessen detektieren die LSCs die Rückkehr der Spannungseffektivwerte in das Toleranzband ( $U_{123,NS} > 0,9$  pu) und stoppen die dynamische Netzstützung.

Die Spannungseffektivwerte verbleiben jedoch im Anschluss aufgrund des Inrush-Effekts und der damit verbundenen, kurzzeitigen Sättigung des Transformators nicht dauerhaft im Toleranzband, sodass die LSCs einen weiteren Netzfehler detektieren müssten. Um jedoch ein Toggeln der Netzfehlerdetektion in Kap. 6.4 zu vermeiden, wird die Fehlererkennung im Vorfeld dieses Spannungseinbruchstests derart modifiziert, dass nach Fehlerklärung eine weitere Detektion eines Spannungseinbruchs für einen parametrierbaren Zeitraum unterbleibt. Da für die niederspannungsseitige Mitsystemspannung nach Fehlerklärung dauerhaft  $U_{NS}^+ > 0,9$  pu gilt, eine Netzstützung durch Blindstromeinspeisung demzufolge nicht erforderlich ist, widerspricht dieses Verhalten der LSCs nicht den Anforderungen der NARs.

Hinsichtlich des mittel- und niederspannungsseitigen Blindleistungseinspeisung nach Fehlerklärung zeigen die Messergebnisse in Abb. 9.5, dass die EZE zur Magnetisierung des EZE-Transformators

mittelspannungsseitig für ungefähr 1,2 s Blindleistung aufnimmt, niederspannungsseitig erfolgt hingegen keine signifikante Blindleistungseinspeisung respektive Blindleistungsaufnahme. Die mittel- und niederspannungsseitige Wirkleistungssteigerung beginnt in Abhängigkeit der übergeordnete WKA-Regelung zeitlich verzögert, ungefähr 700 ms nach Fehlerklärung. Gem. Abb. 9.7



**Abbildung 9.7:** Generatorfrequenz  $n_{SG}$ , Effektivwerte der stator- und niederspannungsseitigen Mitsystemwirkleistung  $P_{SG}^+$  und  $P_{NS}^+$  sowie die Momentanwerte des Erregerstromreferenz- und -istwerts  $i_E^*$  und  $i_E$  während des Spannungseinbruchstests vom Typ D mit  $U_r = 0,15$  pu unter Volllast

wird der Referenzwert des Generatorerregerstroms  $i_E^*$  durch die übergeordnete Regelung der WKA aufgrund der Abweichung zwischen der statorseitigen Wirkleistungseinspeisung  $P_{SG}^+$  in den Zwischenkreis der LSCs und der netzseitigen Wirkleistungseinspeisung  $P_{NS}^+$  zunächst um lediglich  $i_E^* = 125$  mA reduziert und anschließend, 250 ms nach Fehlereintritt, sprunghaft auf  $i_E^* = 82$  mA abgesenkt. Der Erregerstrom  $i_E$  folgt dem Referenzwert mit einer zeitlichen Verzögerung von  $\Delta t = 103$  ms, sodass im Zeitbereich der Fehlerklärung nahezu keine Erregung des SGs vorhanden ist.

In Korrelation zum Erregerstrom  $i_E$  speist der Generator während des Spannungseinbruchs im Mittel die Wirkleistung  $P_{SG}^+ = 0,990$  pu, die über die jeweiligen Bremswiderstände der LSCs zur Vermeidung einer Überspannung im Zwischenkreis abgeführt wird, in die Zwischenkreise der LSCs ein. Im Zeitraum 700 ms nach Fehlerklärung beträgt die statorseitige Wirkleistung hingegen im Mittel  $P_{SG}^+ = 0,114$  pu, sodass die LSCs nahezu keine Wirkleistung einspeisen können.

Im Anschluss wird die Erregung des SGs langsam erhöht, sodass die LSCs in Abhängigkeit der statorseitig eingespeisten Wirkleistung die netzseitige Wirkleistungseinspeisung erhöhen. Daraus resultierend beträgt der 5 s-Mittelwert der Wirkleistung nach Fehlerklärung  $P_{5s,NS}^+ = 0,305$  pu, dem ein gemittelter Gradient der Wirkleistungssteigerung  $\Delta \frac{P}{P_N} = 0,122$  pu s<sup>-1</sup> entspricht. Die Vorfehlerwirkleistung wird jedoch nicht erreicht, da die WKA-Regelung ca. 2,4 s nach Fehlerklärung beginnt die Rotorblätter aufgrund von Triebstrangschwingungen, ausgelöst durch die Beschleunigung des Rotors auf  $n_{SG} = 1700$  U min<sup>-1</sup>, in Fahnenstellung zu pitchen und sich die WKA im Anschluss vom Netz trennt.

Da die auftretenden Triebstrangschwingungen einzig von der übergeordneten WKA-Regelung abhängig sind, hat die Trennung der WKA vom Netz aufgrund der Triebstrangschwingungen keinen Einfluss auf die Bewertung der in dieser Arbeit thematisierten LVRT-Fähigkeit der LSCs.

Im Vergleich zum 3-phasigen Spannungseinbruchstest unter Volllast verlaufen die Triebstrangschwin-

gungen bei dem Spannungseinbruchstest unter Teillast aufgrund der kleineren Lastwechsel und der damit verbundenen, geringeren Beschleunigung des Rotors, unterhalb des Grenzwerts, sodass sich die WKA nicht vom Netz.

## 9.2 Auswertung und Analyse der 2-phasigen Spannungseinbruchstests

In Analogie zur Testreihe der symmetrischen Netzfehler wird zunächst die Impedanzkonfiguration zur richtlinienkonformen Emulation 2-phasiger Spannungseinbrüche ohne Erdschluss mit einer Residualspannung  $U_r = 0,15$  pu anhand der Messergebnisse des Kurzschlussstests im Leerlauf in Kap. 9.2.1 überprüft.

Im Anschluss werden die Messergebnisse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests unter Vollast in Kap. 9.2.2 analysiert.

Die Messergebnisse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests unter Teillast weichen wiederum nicht signifikant hinsichtlich einer Bewertung der LVRT-Fähigkeit des LSCs von denen des Spannungseinbruchstests unter Vollast ab, sodass diese ausgewertet, jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht veranschaulicht und diskutiert werden.

In Tab. 9.6 sind wiederum die relevanten, elektrischen Größen der drei 2-phasigen Spannungseinbruchstests zusammengefasst.

### 9.2.1 Auswertung und Analyse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests im Leerlauf

Während des 2-phasigen Spannungseinbruchs ohne Erdschluss vom Typ C (vgl. Kap. 2.2) im Leerlauf durch den Kurzschluss zwischen den Phasen L1 und L3 über der Querimpedanz  $Z_Q = 15,2$  pu bricht der Effektivwert der Spannung zwischen diesen Phasen in Abhängigkeit der Vorfehlermitsystemspannung  $U_{MS,0}^+ = 1,050$  pu, der Netzimpedanz  $Z_n = 14,52$  pu sowie der verwendeten Längsimpedanz  $Z_L = 79,93$  pu, entsprechend der angestrebten Residualspannung  $U_r^* = 0,15$  pu auf  $U_{31,MS} = 0,148$  pu in Abb. 9.8 ein. Die Effektivwerte der übrigen verketteten Spannungen sind nahezu identisch und betragen  $U_{12,MS} = 0,914$  pu respektive  $U_{23,MS} = 0,907$  pu.

Im Vergleich zu den Effektivwerten der verketteten Spannungen gilt für jene der Strangspannungen der fehlerbehafteten Phasen  $U_{1,MS} = 0,547$  pu und  $U_{3,MS} = 0,533$  pu. Der Effektivwert der Strangspannung in der vom Kurzschluss nicht betroffenen Phase L2 entspricht während des Spannungseinbruchs mit  $U_{2,MS} = 1,047$  pu der Vorfehlermspannung in dieser Phase.

Aufgrund der gegenüber der Nennspannung leicht erhöhten Vorfehlermspannung im Mitsystem  $U_{MS,0}^+ = 1,050$  pu beträgt die Mitsystemspannung während des Spannungseinbruchs  $U_{MS}^+ = 0,598$  pu und die Gegensystemspannung  $U_{MS}^- = 0,450$  pu.

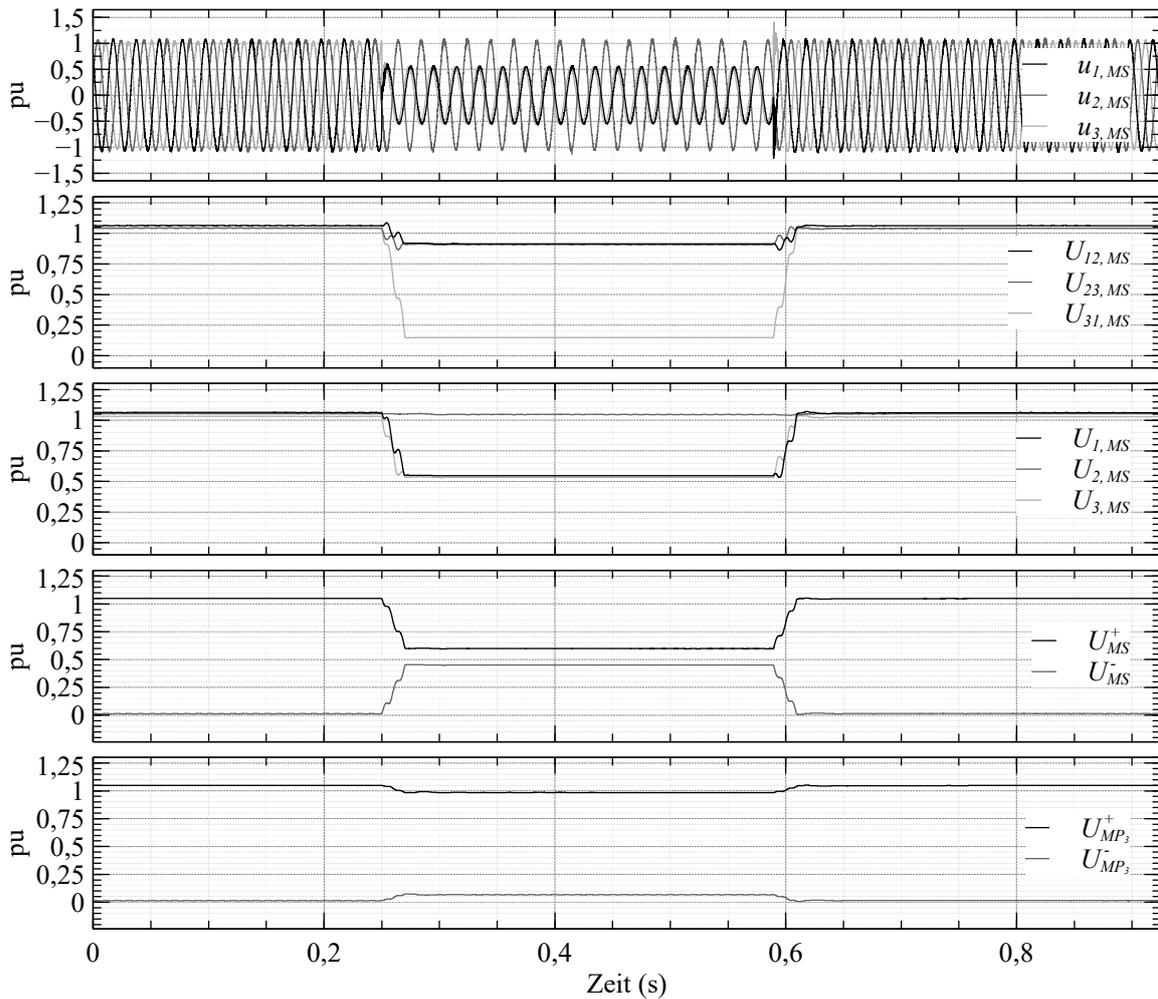
Die Mitsystemspannung des vorgelagerten Mittelspannungsnetzes bricht im Vergleich zum symmetrischen Spannungseinbruch im Leerlauf um lediglich  $0,064$  pu auf  $U_{MP_3}^+ = 0,985$  pu ein und für die Gegensystemspannung gilt dementsprechend  $U_{MP_3}^- = 0,067$  pu.

### 9.2.2 Auswertung und Analyse des 2-phasigen Spannungseinbruchstests unter Vollast

Während des 2-phasigen Spannungseinbruchstests unter Vollast ist das Einspeiseverhalten der WKA vor Einleitung des Spannungseinbruchs sowie nach Fehlerklärung im Bezug auf den 3-phasigen Spannungseinbruchstest unter Vollast in Kap. 9.1.2 konsistent. Gemäß der Übersicht des mittel- und niederspannungsseitigen Verlaufs der Mit- und Gegensystemspannung sowie der Wirk- und Blindleistung im Mitsystem in Abb. 9.9 speist die WKA wiederum infolge der Abweichung des PLL-Winkels

**Tabelle 9.6:** Charakteristische Größen der 2-phasigen Spannungseinbruchstests

Lastbereich	Leerlauf	Teillast		Volllast	
Spannungsebene	33 kV	33 kV	600 V	33 kV	600 V
Fehlerdauer	339 ms	353 ms		335 ms	
Mittelwerte der Vorfehlereffektivleistungen im Mitsystem ( $t_1 - 2000$ ms bis $t_1$ )					
Mitsystemwirkleistung $P_0^+$	0,000 pu	0,255 pu	0,254 pu	0,918 pu	0,916 pu
Mitsystemblindleistung $Q_0^+$	0,000 pu	-0,015 pu	-0,010 pu	-0,029 pu	0,017 pu
Mittelwerte der Effektivspannungen ( $t_1 + 100$ ms bis $t_2 - 20$ ms)					
Mitsystemspannung $U^+$	0,598 pu	0,588 pu	0,601 pu	0,591 pu	0,602 pu
Gegensystemspannung $U^-$	0,450 pu	0,420 pu	0,376 pu	0,422 pu	0,376 pu
Mittelwerte der Effektivströme ( $t_1 + 100$ ms bis $t_2 - 20$ ms)					
Mitsystemwirkstrom $I_W^+$	0,000 pu	-0,046 pu	-0,022 pu	-0,054 pu	-0,020 pu
Mitsystemblindstrom $I_B^+$	0,000 pu	0,387 pu	0,415 pu	0,370 pu	0,418 pu
Gegensystemwirkstrom $I_W^-$	0,000 pu	0,037 pu	0,021 pu	0,047 pu	0,022 pu
Gegensystemblindstrom $I_B^-$	0,000 pu	-0,458 pu	-0,443 pu	-0,477 pu	-0,444 pu
Mittelwerte der Effektivleistungen ( $t_1 + 100$ ms bis $t_2 - 20$ ms)					
Mitsystemwirkleistung $P^+$	0,000 pu	-0,027 pu	-0,013 pu	-0,032 pu	-0,012 pu
Mitsystemblindleistung $Q^+$	0,000 pu	0,228 pu	0,249 pu	0,219 pu	0,252 pu
Gegensystemwirkleistung $P^-$	0,000 pu	0,016 pu	0,008 pu	0,020 pu	0,008 pu
Gegensystemblindleistung $Q^-$	0,000 pu	-0,192 pu	-0,167 pu	-0,201 pu	-0,167 pu
An- und Einschwingzeit des Blindstroms im Mitsystem					
Anschwingzeit $t_a$	-	28,5 ms	27,1 ms	31,2 ms	29,4 ms
Einschwingzeit $t_e$	-	28,5 ms	27,1 ms	31,2 ms	29,4 ms
Mittelwert der Wirkleistung nach Fehlerklärung ( $t_2$ bis $t_2 + 5$ s)					
Mitsystemwirkleistung $P_{5s}^+$	0,000 pu	0,188 pu	0,189 pu	0,238 pu	0,240 pu



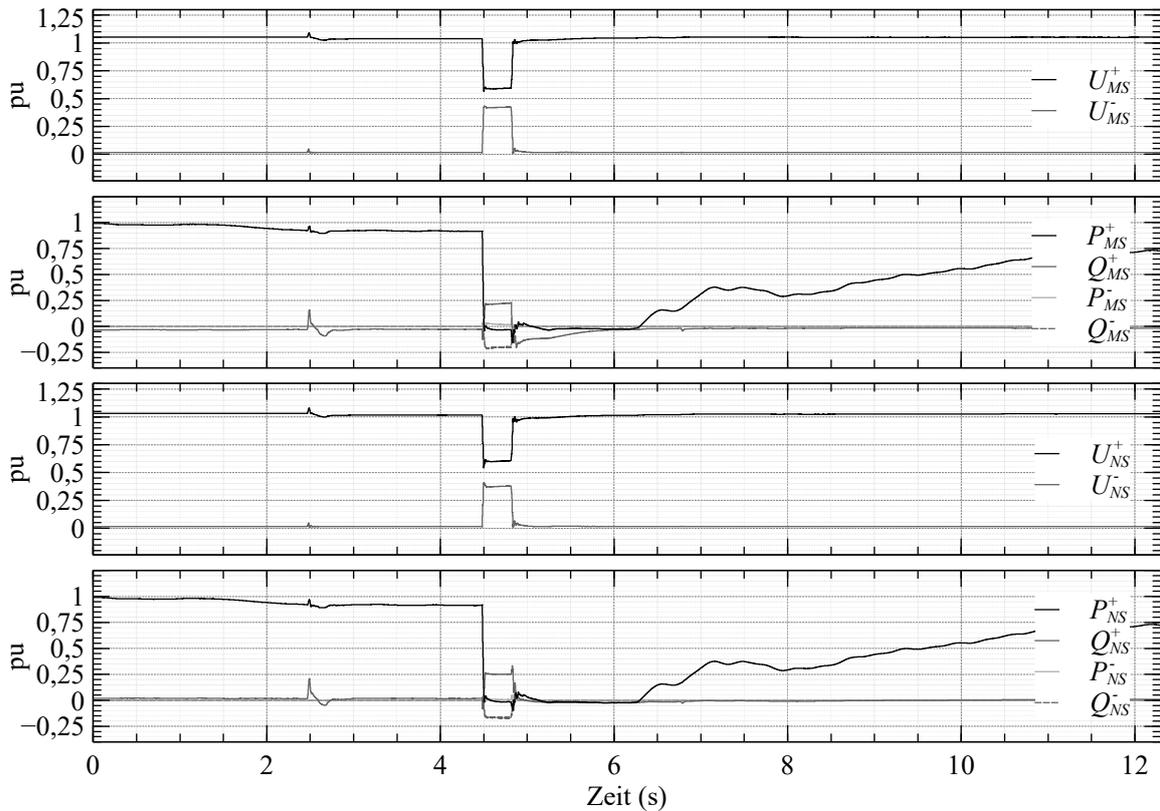
**Abbildung 9.8:** Mittelspannungsseitige Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123,MS}$ , Effektivwerte der verketteten Phasenspannungen  $U_{12,MS}$ ,  $U_{23,MS}$  und  $U_{31,MS}$ , der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,MS}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}_{MS}^{+-}$  sowie der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}_{MP_3}^{+-}$  des vorgelagerten Versorgungsnetzes während des Spannungseinbruchstests Typ C mit  $U_r = 0,15$  pu im Leerlauf

vom Phasenwinkel der Netzspannung durch die sprunghaften Änderung der Netzimpedanz aus Sicht der EZE zum Zeitpunkt  $t_1 - 2$  s kurzzeitig Blindleistung ein.

Ebenso bezieht die WKA nach Klärung des Netzfehlers mittelspannungsseitig für ca. 1,2 s Blindleistung zur Magnetisierung des WKA Transformator und beginnt erst ca. 1,3 s nach Fehlerklärung mit der Wirkleistungssteigerung. Darüber hinaus trennt sich die WKA in Analogie zum 3-phasigen Spannungseinbruchstest unter Volllast im Anschluss an den Spannungseinbruch aufgrund von Triebstrangschwingungen vom Netz.

Während des Spannungseinbruchs hingegen ist das Einspeiseverhalten aufgrund des unterschiedlichen Typs der Netzfehler nicht vergleichbar, da die WKA im Falle des asymmetrischen Netzfehlers neben der, zur dynamischen Netzstützung erforderlichen, spannungshhebenden Blindleistungseinspeisung im Mitsystem, spannungssenkende Blindleistung im Gegensystem einspeist.

Hinsichtlich der niederspannungsseitigen Blindstromeinspeisung im Mitsystem folgt aus der relevanten Spannungsabweichung  $\Delta U_r = 0,298$  pu und dem parametrisierten k-Faktor  $k = 2$  die erforderliche Blindstromabweichung  $\Delta I_B^+ = 0,596$  pu. Da für den resultierenden Referenzblindstrom im Mitsystem



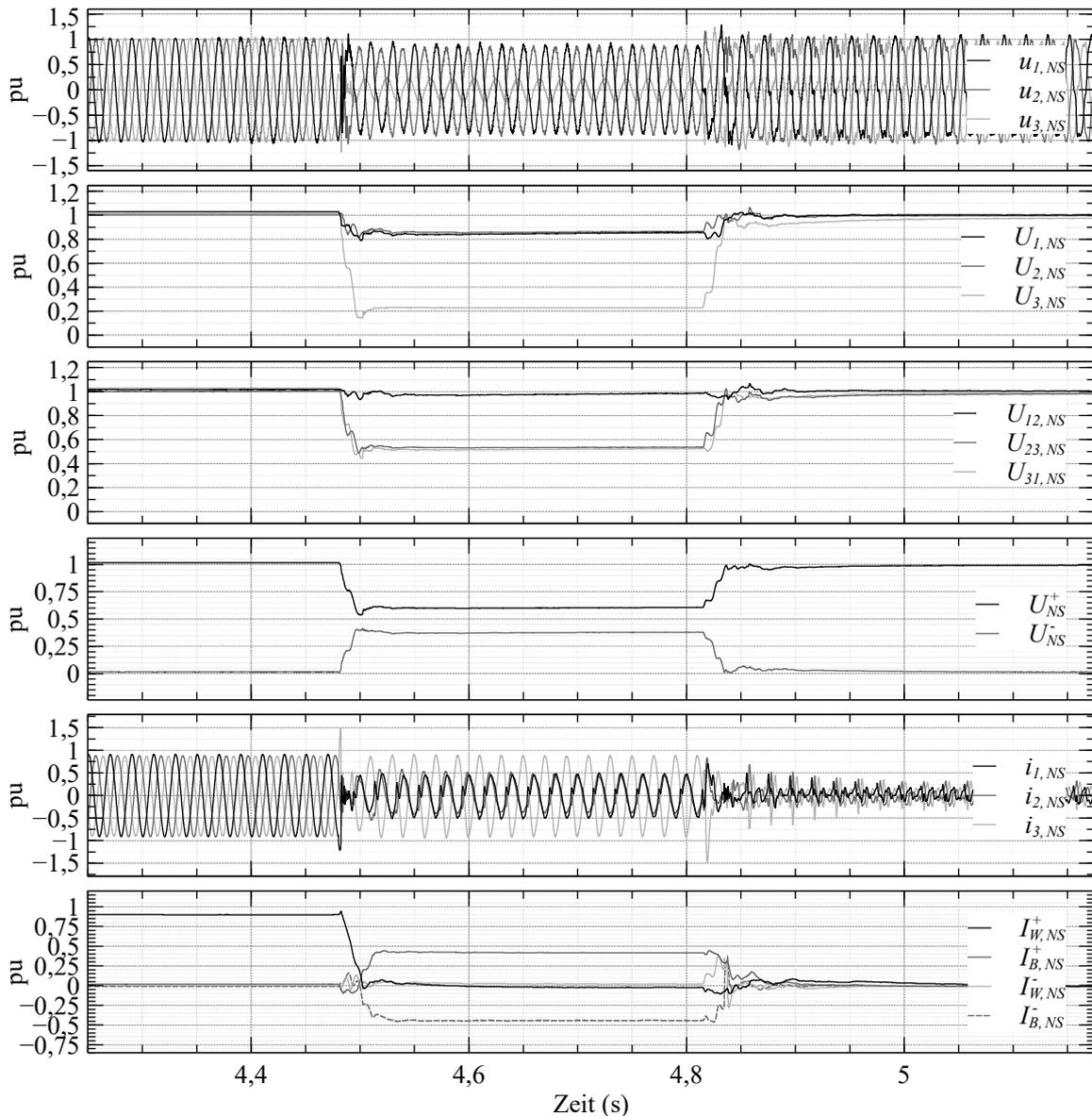
**Abbildung 9.9:** Übersicht der mittel- und niederspannungsseitigen Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung  $U_{MS}^{+-}$  und  $U_{NS}^{+-}$  sowie der Wirk- und Blindleistung im Mit- und Gegensystem  $P_{MS}^{+-}$ ,  $Q_{MS}^{+-}$ ,  $P_{NS}^{+-}$  und  $Q_{NS}^{+-}$  während des Spannungseinbruchstests Typ C mit  $U_r = 0,15$  pu unter Volllast

unter Berücksichtigung des Vorfehlerblindstroms  $I_{B,0}^+ = 0,016$  pu,  $I_B^+ > 0,4$  pu gilt, wird dieser gem. [2] Anl. 1 Nr. II.12.d.b.v auf  $I_B^+ = 0,4$  pu begrenzt.

Der Referenzblindstrom im Gegensystem  $I_B^- = -0,467$  pu folgt gem. der PRPC in Kap. 6.7.4 in Abhängigkeit des Referenzblindstroms im Mitsystem  $I_B^+ = 0,4$  pu sowie der niederspannungsseitigen Mitsystemspannung  $U_{NS}^+ = 0,602$  pu und Gegensystemspannung  $U_{NS}^- = 0,376$  pu.

Die resultierenden Blindströme im Mit- und Gegensystem  $I_{B,NS}^+ = 0,418$  pu und  $I_{B,NS}^- = -0,444$  pu in Abb. 9.10 weichen aufgrund der Differenz zwischen dem PLL-Winkel und dem Phasenwinkel der Netzspannung infolge des Phasensprungs zu Beginn des Spannungseinbruchs um  $\Delta I_{B,NS}^+ = 0,018$  pu respektive  $\Delta I_{B,NS}^- = 0,023$  pu minimal von den Referenzwerten ab. Der Mitsystemblindstrom passiert nach der Anschwingzeit  $t_a = 29,4$  ms erstmalig die untere Toleranzbandgrenze und verbleibt anschließend im Toleranzband, sodass für die Einschwingzeit im Bezug auf die Anschwingzeit  $t_e = t_a$  gilt. Demnach erfolgt die dynamische Netzstützung auch während des 2-phasigen Spannungseinbruchstests richtlinienkonform.

Die Auswirkung der dynamischen Netzstützung auf den Verlauf der mittel- und niederspannungsseitigen Phasenspannungen veranschaulicht die phasenindividuelle Auswertung der Stromeinspeisung in Abb. 9.12. Durch die simultane Blindstromeinspeisung im Mit- und Gegensystem auf Basis der PRPC, wird niederspannungsseitig ausschließlich der Effektivwert der kleinsten Phasenspannung  $U_{3,NS}$  durch den Blindstrom  $I_{3,B,NS} = 0,861$  pu gestützt. Infolgedessen wird der initiale Effektivwert  $U_{3,NS} = 0,143$  pu nach Initiierung des Spannungseinbruchs auf  $U_{3,NS} = 0,227$  pu angehoben. In den übrigen Phasen wird stattdessen nahezu ausschließlich Wirkstrom mit unterschiedlicher Polarität

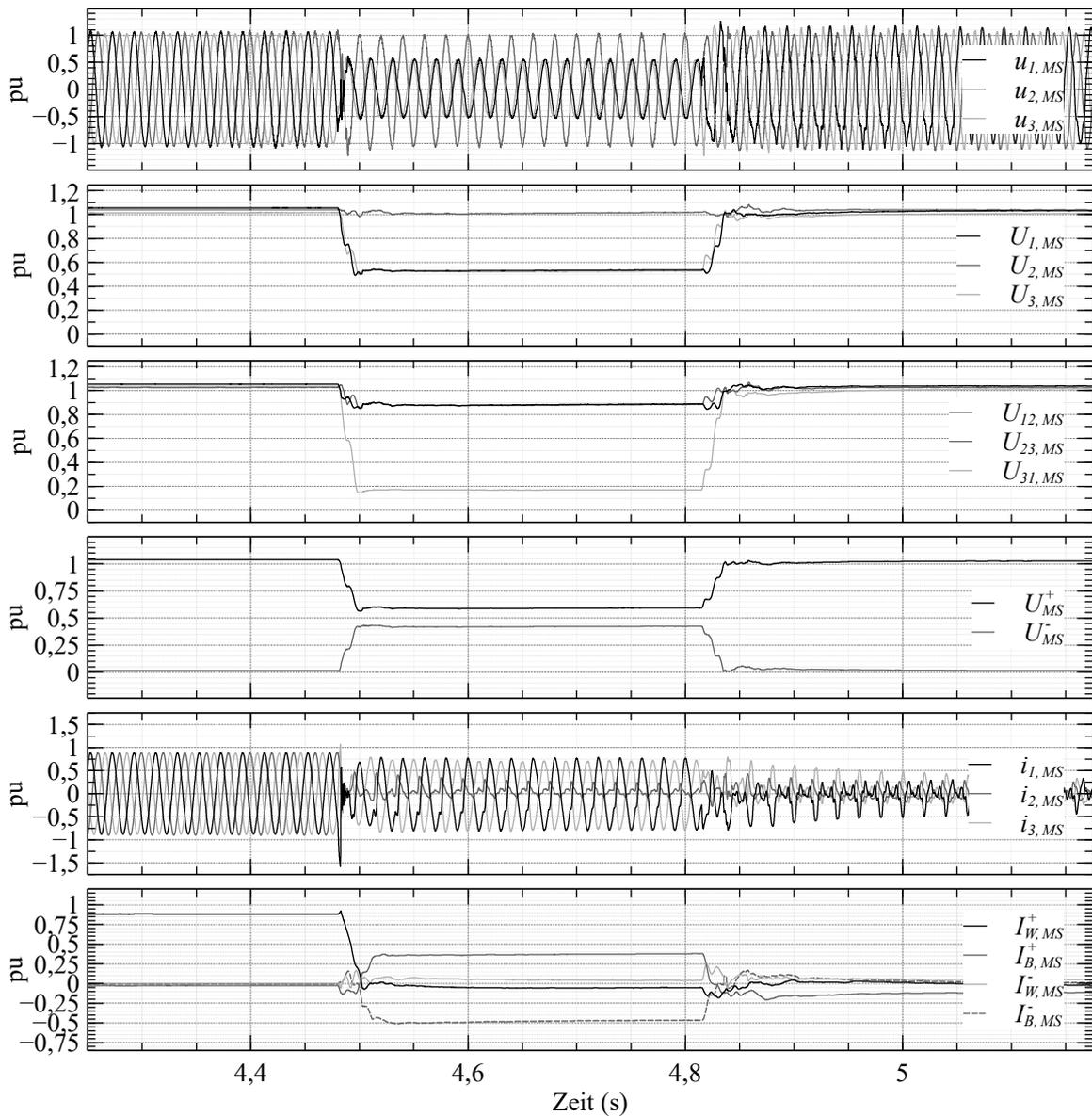


**Abbildung 9.10:** Niederspannungsseitige Momentanwerte der Phasenspannungen  $u_{123,NS}$  und Phasenströme  $i_{123,NS}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123,NS}$ , der verketteten Phasenspannungen  $U_{12,NS}$ ,  $U_{23,NS}$  und  $U_{31,NS}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $U_{NS}^{+-}$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $I_{W,NS}^{+-}$  und  $I_{B,NS}^{+-}$  während des Spannungseinbruchstests Typ C mit  $U_r = 0,15$  pu unter Vollast

eingespeist, sodass die Phasenspannungen  $U_{1,NS}$  und  $U_{2,NS}$  nicht gestützt werden.

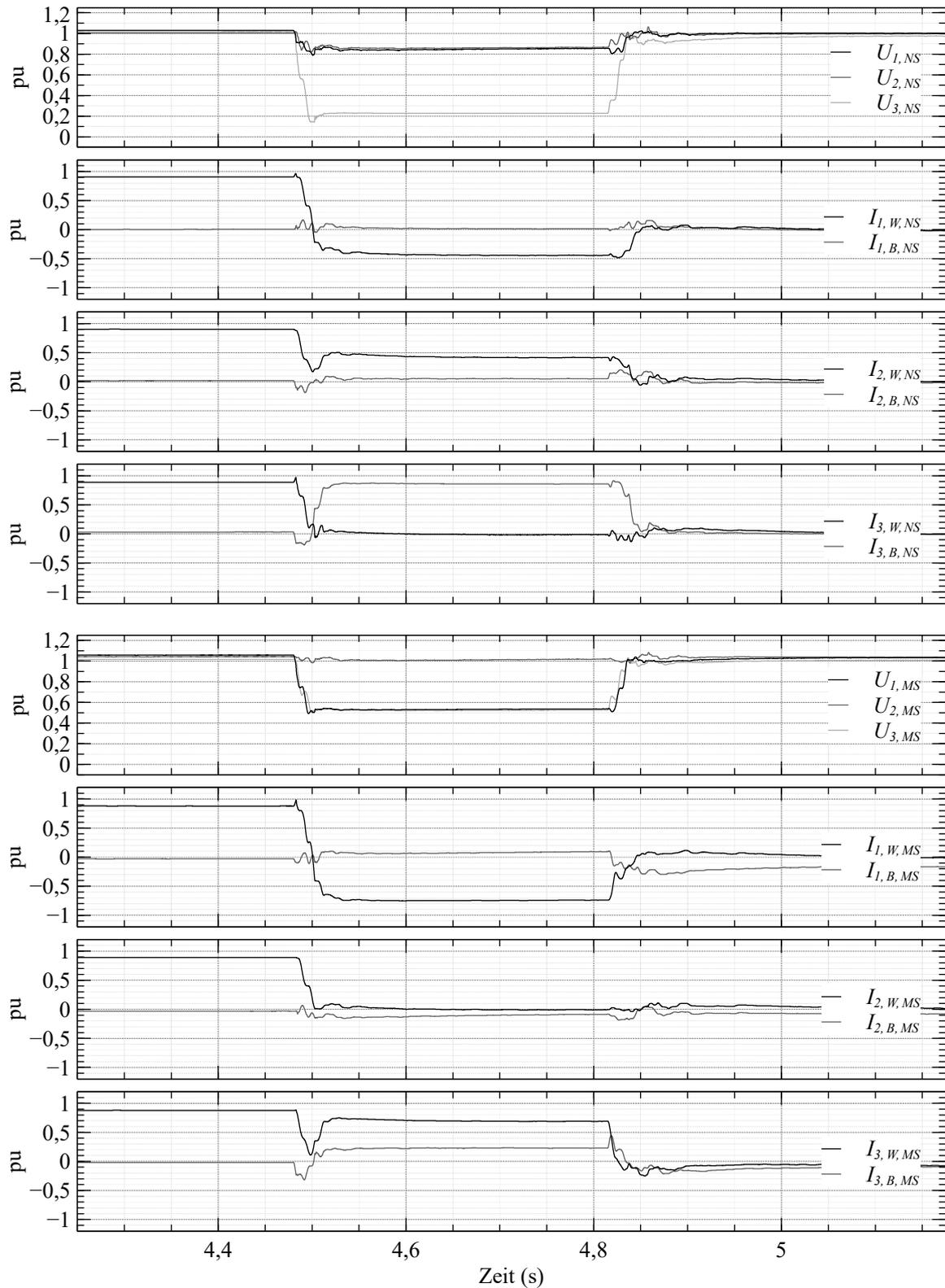
In Analogie zu den Simulationsergebnissen in Abb. 6.64b werden die mittelspannungsseitigen Spannungseffektivwerte der fehlerbehafteten Phasen, die durch den Kurzschluss zwischen den Phasen L1 und L3 anfänglich auf  $U_{1,MS} = 0,492$  pu und  $U_{3,MS} = 0,501$  pu einbrechen, durch den Blindstrom  $I_{1,B,MS} = 0,077$  pu respektive  $I_{3,B,MS} = 0,230$  pu gestützt, sodass für deren Mittelwerte  $U_{1,MS} = 0,533$  pu und  $U_{3,MS} = 0,523$  pu gilt. Infolgedessen wird insb. der kleinste Effektivwert der verketteten Phasenspannungen  $U_{31,MS}$  in Abb. 9.11 durch die dynamische Netzstützung von  $U_{31,MS} = 0,144$  pu auf  $U_{31,MS} = 0,170$  pu angehoben.

In der nicht fehlerbehafteten Phase wird stattdessen spannungssenkender Blindstrom  $I_{2,B,MS} =$



**Abbildung 9.11:** Mittelspannungsseitige Momentanwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{u}_{123,MS}$  und Phasenströme  $\mathbf{i}_{123,MS}$ , Effektivwerte der Phasenspannungen  $\mathbf{U}_{123,MS}$ , der verketteten Phasenspannungen  $U_{12,MS}$ ,  $U_{23,MS}$  und  $U_{31,MS}$ , der Mit- und Gegensystemspannung  $\mathbf{U}_{MS}^{+-}$  sowie des Wirk- und Blindstroms im Mit- und Gegensystem  $\mathbf{I}_{W,MS}^{+-}$  und  $\mathbf{I}_{B,MS}^{+-}$  während des Spannungseinbruchstests Typ C mit  $U_r = 0,15$  pu unter Vollast

$-0,106$  pu eingespeist, sodass der Effektivwert der Phasenspannung  $U_{3,MS} = 1,012$  pu im Bezug auf dessen Vorfehlereffektivwert  $U_{3,MS} = 1,035$  pu durch die dynamische Netzstützung entsprechend den Richtlinien nicht erhöht, sondern minimal abgesenkt wird.



**Abbildung 9.12:** Mittel- und niederspannungsseitige Effektivwerte der Phasenspannungen  $U_{123,NS}$  und  $U_{123,MS}$  sowie der phasenindividuellen Wirk- und Blindströme  $I_{123,W,MS}$ ,  $I_{123,B,MS}$ ,  $I_{123,W,NS}$  und  $I_{123,B,NS}$  während des Spannungseinbruchstests Typ C mit  $U_r = 0,15$  pu unter Vollast

### 9.3 Zusammenfassung der Messergebnisse

Während die WKA symmetrische und asymmetrische Spannungseinbrüche mit einer Residualspannung von  $U_r = 0,15$  pu im Teillastbereich durchfährt, leitet die übergeordnete WKA-Regelung während Spannungseinbruchstests im Volllastbereich ca. 2,4 s nach Fehlerklärung die Trennung der WKA aufgrund von Triebstrangschwingungen ein. Da die auftretenden Triebstrangschwingungen einzig von der übergeordneten WKA-Regelung abhängig sind, fließt die zeitlich verzögerte Trennung der WKA nicht in die Bewertung der LVRT-Fähigkeit des LSCs ein.

Während der Spannungseinbrüche erfolgt die richtlinienkonforme, dynamische Netzstützung durch spannungshebende Blindstromeinspeisung im Mitsystem. Die charakteristischen Größen der Blindstromsprungantwort, die jeweilige An- und Einschwingzeit, entsprechen den Anforderungen der in Deutschland gültigen NARs. Während der asymmetrischen Spannungseinbrüche erfolgt zusätzlich eine spannungssenkende Blindstromeinspeisung im Gegensystem auf Basis der PRPC, sodass lediglich die fehlerbehafteten Phasen durch spannungshebenden Blindstrom gestützt werden.

Aufgrund einer fehlerhaften Parametrierung der Netzsynchonisierung gilt für den Wirkstrom während der Spannungseinbrüche  $I_W^+ \neq 0$  pu, die resultierende Wirkleistungseinspeisung respektive -aufnahme widerspricht jedoch nicht den Spezifikationen der NAR. Nach Fehlerklärung wird die Wirkleistungseinspeisung entsprechend den Anforderungen der NAR, jedoch aufgrund der Entregung des SGs durch die übergeordnete WKA-Regelung zeitlich verzögert, wieder gesteigert.

Zusammenfassend belegen die Messergebnisse der Spannungseinbruchstests unter Verwendung einer Freifeldprüfeinrichtung, verifiziert durch den akkreditierten Zertifizierer DEWI (UL International GmbH)<sup>64</sup>, die richtlinienkonforme LVRT-Fähigkeit des LSCs.

---

<sup>64</sup>Deutsches Windenergie-Institut, Tochtergesellschaft der Unternehmensgruppe Underwriters Laboratories

## 10 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Entwicklung und Implementierung der LVRT-Fähigkeit<sup>65</sup> eines netzseitigen 625 kW-Frequenzumrichters als einer von vier parallelen Vollumrichtern einer drehzahlvariablen Windkraftanlage auf Basis eines Synchrongenerators mit vier Wicklungssystemen und einer Nennleistung von bis zu 2,5 MW, um den Spezifikationen der in Deutschland gültigen Netzanschlussrichtlinien bzgl. kurzzeitiger Spannungseinbrüche, zu genügen. Darüber hinaus wird ein Laborprüfstand als Entwicklungs- und Testumgebung auf Grundlage eines umrichterbasierten Kurzschlussmodulators mit einer Nennleistung von 2,5 MW konzipiert und realisiert.

Die Analyse der etablierten Regelstruktur eines netzseitigen Frequenzumrichters zeigt, dass folgende in der vorliegenden Arbeit realisierten Modifizierungen dieser zwingend erforderlich sind, um auch während der zu erwartenden symmetrischen und asymmetrischen Spannungseinbrüche eine richtlinienkonforme Leistungseinspeisung entsprechend den, aus den Netzanschlussrichtlinien erarbeiteten LVRT-Anforderungen, zu gewährleisten.

Die bestehende Netzsynchonisierung mittels Phasenregelschleife im synchronen Referenzsystem wird durch ein Vorfilter auf Basis zweier allgemeiner Integriertoren zweiter Ordnung zur Extraktion der Mitsystemspannung im stationären Referenzsystem ergänzt, sodass insb. während asymmetrischer Spannungseinbrüche eine exakte Detektion des aktuellen Phasenwinkels der Mitsystemspannung erfolgt. Zusätzlich wird der Phasenwinkel der Gegensystemspannung in Abhängigkeit des Mitsystemspannungsphasenwinkels sowie der relativen Phasenlage beider Spannungssysteme zueinander, die über die Fourierkoeffizienten der Grundschwingung ermittelt wird, bestimmt.

Die Zwischenkreisspannungsregelung wird um einen Zweipunktregler, der während eines Spannungseinbruchs die Ansteuerung des Bremswiderstands in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannung regelt, erweitert, sodass eine von der netzseitig eingespeisten Wirkleistung unabhängige Zwischenkreisspannungsregelung folgt.

Um eine simultane Leistungseinspeisung im Mit- und Gegensystem zu realisieren, wird die etablierte, Proportional-Integral-Regler basierte Stromregelung im synchronen Referenzsystem bzgl. der Mitsystemspannung, durch eine auf frequenzselektiven Proportional-Resonanten-Reglern basierende Stromregelung im stationären Referenzsystem ersetzt. Durch Verwendung der Proportional-Resonanten-Stromregelung wird die Komplexität der Stromregelstruktur im Vergleich zu Proportional-Integralen-Stromregelungen auf Basis zweier synchroner Referenzsysteme zur Regelung der Mit- und Gegensystemströme, mittels derer eine vergleichbare Regelgüte realisierbar ist, signifikant reduziert. Darüber hinaus ist, unabhängig von der LVRT-Fähigkeit, die Kompensation einzelner harmonischer Stromüberschwingungen durch die Implementierung zusätzlicher resonanter Anteile mit der entsprechenden Resonanzfrequenz gegeben. Aufgrund der Frequenzselektivität jedes einzelnen resonanten Anteils ist das Regelverhalten der einzelnen Reglerglieder voneinander entkoppelt.

Da die Netzanschlussrichtlinien in Abhängigkeit des aktuellen Netzzustands divergierende Anforderungen an die Leistungseinspeisung einer Windkraftanlage spezifizieren, wird eine Netzfehler- und Asymmetriedetektion in Kombination mit einer LVRT-Routine implementiert. Durch die Analyse des aktuellen Netzzustands auf Basis der Halbschwingungseffektivwerte der einzelnen Phasenspannungen sowie der 1-Perioden-Effektivwerte der Mit- und Gegensystemspannung erfolgt eine zuverlässige, frühzeitige Detektion von Spannungseinbrüchen, der Spannungsrückkehr sowie eine Differenzierung zwischen symmetrischen und asymmetrischen Netzfehlern. In Abhängigkeit des detektierten Netzzustands wird durch den Zustandsautomat der LVRT-Routine im Anschluss eine Fallunterscheidung hinsichtlich der erforderlichen Leistungseinspeisung entsprechend den Anforderungen der Netzanschlussrichtlinien durchgeführt. Gleichzeitig wird die Netzfehlerdetektion genutzt, um eine Trennung der Windkraftanlage vom Netz infolge einer potentiellen Überstromabschaltung während

<sup>65</sup>vgl. Low Voltage Ride Through: Durchfahren von Spannungseinbrüchen

des Netzfehlereintritts sowie der Spannungswiederkehr zu unterbinden. Aufgrund der totzeitbehafteten Stromregelschleife sowie der integralen Prägung des Proportional-Resonanten-Reglers können Phasenströme, die das Spitzenstromlimit überschreiten, ausgelöst durch sprunghafte Netzspannungsänderungen, auftreten. Erfolgt innerhalb einer parametrierbaren Karenzzeit nach Überstromabschaltung und Pulssperre eine Netzfehlerdetektion, wird eine entsprechende Fehlermeldung an die übergeordnete Windkraftanlagensteuerung unterdrückt und die Leistungseinspeisung fortgesetzt.

Hinsichtlich der Leistungseinspeisung während eines Netzfehlers priorisiert die SDLWindV<sup>66</sup> die dynamische Netzstützung durch Blindleistungseinspeisung im Mitsystem in Abhängigkeit der Residualspannung. Da eine Spezifikation des einzuspeisenden Gegensystemblindstroms sowie des Wirkstroms im Mit- und Gegensystem unterbleibt, kann die Leistungseinspeisung durch die resultierenden Freiheitsgrade insb. während asymmetrischer Netzfehler hinsichtlich unterschiedlicher Aspekte wie bspw. einer konstanten Momentanwirkleistungseinspeisung zur Reduzierung der Zwischenkreisspannungssoszillationen, optimiert werden. Während eine symmetrische Blindstromeinspeisung im Falle von symmetrischen Spannungseinbrüchen obligatorisch ist, zeigt die ausführliche Analyse der Leistungseinspeisung während asymmetrischen Spannungseinbrüchen, dass eine Anhebung der fehlerfreien Phasenspannung auf Basis der in dieser Arbeit entwickelten Methode zur Leistungseinspeisung, im Gegensatz zu den in der Literatur diskutierten Strategien, unterbunden wird. Gleichzeitig erfolgt unter Berücksichtigung der Blindströme im Mit- und Gegensystem die Ermittlung des maximal einspeisbaren Wirkstroms auf Basis einer Leistungs- und Phasenstrombegrenzung, sodass eine sinnvolle Begrenzung des Zwischenkreisspannungsreglers, falls eine zusätzliche Wirkleistungseinspeisung parametrierbar ist, erfolgen kann.

Als Entwicklungs- und Testumgebung wird ein Laborprüfstand auf Basis eines umrichterbasierten Kurzschlussemulators, unter Berücksichtigung der Anforderungen an eine LVRT-Prüfeinrichtung, zur Verifizierung der richtlinienkonformen Funktionalität des netzseitigen Frequenzumrichters in verschiedensten statischen und transienten Arbeitspunkten und Leistungsbereichen, bei gleichzeitiger Unterbindung von Kurzschlussrückwirkungen auf das vorgelagerte Mittelspannungsnetz, konzipiert. Um eine hochdynamische Spannungsregelung zur Darstellung der erforderlichen Flankensteilheit zu realisieren, wird letztlich eine zustandsraumbasierte Linear-Quadratische-Regelung mit kaskadierender Ausgangsspannungsrückführung in Kombination mit einer Vorsteuerung implementiert. Ergänzt wird die Regelstruktur durch die Nachbildung des Scheinwiderstands der Netzimpedanz mittels einer Statikregelung. Das Primärenergieangebot wird durch einen Emulator des Windkraftanlagengenerators nachgebildet, der den Prüfling mit der bzgl. des Windkraftanlagengenerators äquivalenten Maximalleistung versorgt und darüber hinaus das Trägheitsmoment der Energieversorgung emuliert. Die Funktionalität des Kurzschlussemulators wird zunächst durch entsprechende Simulationsergebnisse sowie abschließend durch Messergebnisse der Spannungseinbruchstests zur Konformitätsbewertung des netzseitigen Frequenzumrichters belegt. Im Rahmen dieser Konformitätsbewertung werden symmetrische und asymmetrische Spannungseinbrüche im Teil- und Volllastbereich mit unterschiedlichen Residualspannungen entsprechend den Spezifikationen der jeweiligen Richtlinien durchgeführt, ausgewertet und veranschaulicht. Auf Basis der resultierenden Messergebnisse bestätigt der akkreditierte Zertifizierer DNV GL<sup>67</sup> als Ergebnis einer Vorzertifizierung die vollständige, richtlinienkonforme LVRT-Fähigkeit des netzseitigen Frequenzumrichters.

Abschließend wird die richtlinienkonforme Funktionalität des netzseitigen Frequenzumrichters durch die Messergebnisse von Spannungseinbruchstests, die im Anschluss an eine Zertifizierungskampagne einer Windkraftanlage bzgl. der indischen Netzanschlussrichtlinie mit einer Freifeldprüfeinrichtung in Karad, Maharashtra, Indien in Zusammenarbeit mit DEWI (UL International GmbH)<sup>68</sup> durchgeführt

<sup>66</sup>Systemdienstleistungsverordnung-Wind: Bestandteil des Erneuerbare-Energien-Gesetzes zur Spezifikation der technischen und betrieblichen Anforderungen an Windkraftanlagen hinsichtlich eines Anspruchs auf vorrangigen Netzanschluss

<sup>67</sup>Zusammenschluss der Klassifikationsgesellschaften Det Norske Veritas (DNV) und Germanischer Lloyd (GL)

<sup>68</sup>Deutsches Windenergie-Institut, Tochtergesellschaft der Unternehmensgruppe Underwriters Laboratories

werden, bewiesen.

Mit Ausblick auf die bevorstehende Revisionierung der in Deutschland gültigen Netzanschlussrichtlinien und den daraus resultierenden, von den aktuellen Spezifikationen abweichenden Anforderungen an die Leistungseinspeisung oder das Durchfahren von Überspannungen im Netz, wird der netzseitige Frequenzumrichter voraussichtlich auch zukünftig, geringfügige Anpassungen vorausgesetzt, aufgrund der insgesamt robusten Regelstruktur, den Anforderungen entsprechen. Darüber hinaus ist eine potentiell erforderliche Adaption der Funktionalität an die Anforderungen anderer Netzanschlussrichtlinien ebenfalls durch geringfügige Modifikationen gegeben, da diese zumeist eine vergleichsweise geringere Komplexität und Differenziertheit der Anforderungen aufweisen.

## Literaturverzeichnis

- [1] *Gesetz für den Vorrang Erneuerbarer Energien (Erneuerbare-Energien-Gesetz - EEG)*. Bundesgesetzblatt Jahrgang 2000 Teil I Nr.13 S.305, Bundesrepublik Deutschland, 29. März 2000.
- [2] *Verordnung zu Systemdienstleistungen durch Windenergieanlagen (Systemdienstleistungsverordnung - SDLWindV)*. Bundesgesetzblatt Jahrgang 2009 Teil I Nr.39 S.1734, Bundesrepublik Deutschland, 3. Juli 2009.
- [3] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu und F. Blaabjerg. „Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation“. In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. Juni 2005, S. 2474–2481.
- [4] A. V. Timbus u. a. „PLL algorithm for power generation systems robust to grid voltage faults“. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Juni 2006, S. 1–7.
- [5] G. Saccomando und J. Svensson. „Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions“. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. Bd. 4. Sep. 2001, 2419–2424 vol.4.
- [6] Adrian Vasile Timbus. „Grid monitoring and advanced control of distributed power generation systems“. Diss. Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2007.
- [7] P. Rodríguez u. a. „New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions“. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Juni 2006, S. 1–7.
- [8] A. Luna u. a. „Advanced structures for grid synchronization of power converters in distributed generation applications“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Sep. 2012, S. 2769–2776.
- [9] C. L. Fortescue. „Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks“. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers XXXVII.2* (Juli 1918), S. 1027–1140. ISSN: 2330-9431.
- [10] Mihai Ciobotaru. „Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems“. Diss. Institute of Energy Technology, Aalborg University, Jan. 2009.
- [11] J. F. Conroy und R. Watson. „Low-voltage ride-through of a full converter wind turbine with permanent magnet generator“. In: *IET Renewable Power Generation* 1.3 (Sep. 2007), S. 182–189. ISSN: 1752-1424.
- [12] F. Deng und Z. Chen. „Low-voltage ride-through of variable speed wind turbines with permanent magnet synchronous generator“. In: *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. Nov. 2009, S. 621–626.
- [13] Hong-Seok Song und Kwanghee Nam. „Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 46.5 (Okt. 1999), S. 953–959. ISSN: 1557-9948.
- [14] M. Reyes u. a. „Decoupled Double Synchronous Reference Frame current controller for unbalanced grid voltage conditions“. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Sep. 2012, S. 4676–4682.

- [15] M. Reyes u. a. „Enhanced Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Controller for Unbalanced Grid-Voltage Conditions“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.9 (Sep. 2012), S. 3934–3943. ISSN: 1941-0107.
- [16] A. Timbus u. a. „Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.3 (März 2009), S. 654–664. ISSN: 1941-0107.
- [17] C. Lee, C. Hsu und P. Cheng. „A Low-Voltage Ride-Through Technique for Grid-Connected Converters of Distributed Energy Resources“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 47.4 (Juli 2011), S. 1821–1832. ISSN: 1939-9367.
- [18] S. Alepuz u. a. „Control Strategies Based on Symmetrical Components for Grid-Connected Converters Under Voltage Dips“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.6 (Juni 2009), S. 2162–2173. ISSN: 1557-9948.
- [19] Jan Lunze. *Regelungstechnik 2. Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung. 5.*, neu bearbeitete Auflage. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2008. ISBN: 978-3-540-78463-0.
- [20] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre und A. V. Timbus. „Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.5 (Okt. 2006), S. 1398–1409. ISSN: 1557-9948.
- [21] J. Holtz. „Pulsewidth modulation for electronic power conversion“. In: *Proceedings of the IEEE* 82.8 (Aug. 1994), S. 1194–1214. ISSN: 1558-2256.
- [22] Remus Teodorescu, Marco Liserre und Pedro Rodríguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. New York: John Wiley & Sons, Ltd., 2011. ISBN: 978-0-470-05751-3.
- [23] S. Hartge, F. Fischer und M. Bartsch. „Enercon Transmission Windenergieanlagen - Technische Lösungen zur Erfüllung aktueller Netzanschlussregeln“. In: *Internationaler ETG-Kongress 2005*. Sep. 2005.
- [24] Alfred Beekmann, Stephan Wachtel und Volker Diedrichs. „Evaluation of wind energy converter behaviour during network faults. Limitations of low voltage ride through tests and interpretation of the test results“. In: *9. international workshop on large-scale integration of wind power into power systems as well as on transmission networks for offshore wind power plants, Quebec City (Canada), 18-19 Oct 2010* (1. Juli 2010).
- [25] *Ergänzende Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen. Zusätzliche technische und organisatorische Regeln für den Netzanschluss von Windenergieanlagen innerhalb der Regelzone der E.ON Netz GmbH*. Techn. Ber. E.On Netz GmbH, Dez. 2001.
- [26] *Windenergieanlagen - Teil21: Messung und Bewertung der Netzverträglichkeit von netzgekoppelten Windenergieanlagen (IEC 61400-21:2008) Deutsche Fassung EN 61400-21:2008*. Norm DIN EN 61400-21 (VDE 0127-21). DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE, Juni 2009.
- [27] *Technische Richtlinien für Erzeugungseinheiten und -anlagen Teil 3. Bestimmung der Elektrische Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen am Mittel-, Hoch-, und Höchstspannungsnetz*. Techn. Ber. Version 23. Fördergesellschaft Windenergien und anderer Erneuerbaren Energien (FGW e. V.), 7. Jan. 2013.
- [28] J. Dirksen. „LVRT Low Voltage Ride-Through“. In: *DEWI Magazin* No. 43 (Aug. 2013), S. 56–60.
- [29] Juan Carlos Ausin, Daniel Navarro Gevers und Björn Andresen. „Fault ride-through capability test unit for wind turbines“. In: *Wind Energy* 11.1 (2008), S. 3–12.

- [30] *Arbeitsdokument der FGW-Arbeitsgruppe „Prüfeinrichtungen“*. Techn. Ber. Fördergesellschaft Windenergien und anderer Erneuerbaren Energien (FGW e. V.), 5. Okt. 2010.
- [31] C. Wessels, R. Lohde und F. W. Fuchs. „Transformer based voltage sag generator to perform LVRT and HVRT tests in the laboratory“. In: *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*. Sep. 2010, S. 8–13.
- [32] O. S. Senturk und A. M. Hava. „A simple sag generator using SSRs“. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. Sep. 2010, S. 4049–4056.
- [33] Wu Jian, Huang Zhihao, Xu Dianguo und Hua Ke. „An experimental research on comparison of two kinds of voltage sag generators“. In: *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*. Bd. 4. Juni 2012, S. 2784–2788.
- [34] R. Zeng, H. Nian und P. Zhou. „A three-phase programmable voltage sag generator for low voltage ride-through capability test of wind turbines“. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. Sep. 2010, S. 305–311.
- [35] R. Lohde und F. W. Fuchs. „Laboratory type PWM grid emulator for generating disturbed voltages for testing grid connected devices“. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. Sep. 2009, S. 1–9.
- [36] R. Pöllänen u. a. „Full-power converter based test bench for low voltage ride-through testing of wind turbine converters“. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. Aug. 2011, S. 1–10.
- [37] Y. Yang, F. Blaabjerg und Z. Zou. „Benchmarking of Voltage Sag Generators“. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Okt. 2012, S. 943–948.
- [38] *Application guide to the European Standard EN 50160 on "voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems". Electricity Product Characteristics and Electromagnetic Compatibility*. Techn. Ber. Union Of The Electricity Industry - Eurelectric, Juli 1995.
- [39] *IEEE 1159-2009 - IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality (Revision of IEEE Std 1159-1995)*. Norm. IEEE Power & Energy Society PE/T&D - Transmission und Distribution, 26. Juni 2009, S. 1–94.
- [40] Math Bollen u. a. *Voltage Dip Immunity of Equipment and Installations*. CIGRE/CIREU/UIE Joint Working Group C4.110, Apr. 2010, S. 1–249. ISBN: 978-2-85873-099-5.
- [41] Florin Iov, Anca Daniela Hansen, Poul Sørensen und Nicolaos Antonio Cutululis. *Mapping of grid faults and grid codes*. Risø-R-1617(EN). Technical University of Denmark, Risø National Laboratory, Juli 2007. ISBN: 978-87-550-3622-2.
- [42] Prof. Dr. Götz Lipphardt. *Elektrische Anlagen und Netze*. Skriptum. Version Rev.B - WS 2006/2007. Fakultät für Elektrotechnik Hochschule Mannheim.
- [43] *Ergänzende Netzanschlussregeln für Windenergieanlagen. Zusätzliche technische und organisatorische Regeln für den Netzanschluss von Windenergieanlagen innerhalb der Regelzone der E.ON Netz GmbH*. Techn. Ber. E.ON Netz GmbH, 1. Dez. 2001.
- [44] *Technische und organisatorische Regeln für den Netzanschluss innerhalb der Regelzone der E.ON Netz GmbH für den Bereich der ehemaligen Preussen Elektra Netz GmbH & Co. KG*. Techn. Ber. E.ON Netz GmbH, 1. Dez. 2001.
- [45] *E.ON Netzanschlussregeln Hoch- und Höchstspannung*. Techn. Ber. E.ON Netz GmbH, Aug. 2003.

- [46] *E.ON Netzanschlussregeln Hoch- und Höchstspannung*. Techn. Ber. E.ON Netz GmbH, Apr. 2006.
- [47] *TransmissionCode 2007. Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber*. Techn. Ber. Version 1.1. Verband der Netzbetreiber - VDN - e.V. beim VDEW, Aug. 2007.
- [48] *EEG-Erzeugungsanlagen am Hoch- und Höchstspannungsnetz. Leitfaden für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen auf Basis erneuerbarer Energien an das Hoch- und Höchstspannungsnetz in Ergänzung zu den NetzCodes*. Techn. Ber. Verband der Netzbetreiber - VDN - e.V. beim VDEW, Aug. 2004.
- [49] *Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz. Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. Techn. Ber. BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., Juni 2008.
- [50] Vereinigung Deutscher Elektrizitätswerke - (VDEW) - e.V. - Fachausschuss „Elektrotechnik“. *Eigenerzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz. Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Eigenerzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*. Hrsg. von VDEW-Verlag, Frankfurt am Main. 2. Ausgabe. 1998. ISBN: 3-8022-0584-7.
- [51] *Regelungen und Übergangsfristen für bestimmte Anforderungen in Ergänzung zur technischen Richtlinie: Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz (Ausgabe Juni 2008)*. Techn. Ber. BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., 15. Feb. 2011.
- [52] *Regelungen und Übergangsfristen für bestimmte Anforderungen in Ergänzung zur technischen Richtlinie: Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz (Ausgabe Juni 2008)*. Techn. Ber. BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V., 1. Jan. 2013.
- [53] *Technische Richtlinien für Erzeugungseinheiten und -anlagen Teil 8. Bestimmung der Elektrische Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen am Mittel-, Hoch-, und Höchstspannungsnetz*. Techn. Ber. Version 5. Fördergesellschaft Windenergien und anderer Erneuerbaren Energien (FGW e. V.), 1. Juli 2011.
- [54] Thomas Ackermann u. a. „Scaling up variable renewable power: The role of grid codes“. In: *World Future Energy* (Mai 2016). Hrsg. von International Renewable Energy Agency (IRENA).
- [55] *ISO Rules Part 500 - Facilities Division 502 - Technical Requirements Section 502.1 - Wind Aggregated Generating Facilities Technical Requirements*. Alberta Electric System Operator (AESO), 1. Dez. 2011.
- [56] *First amendment in CEA (Technical Standards for Connectivity to the Grid) - Regulations 2007*. Techn. Ber. New Delhi: Ministry of Power - Central Electricity Authority (CEA), 15. Okt. 2013.
- [57] *Grid Code Requirements for Wind Turbines connected to distribution or transmission systems in South Africa*. Techn. Ber. Version Draft rev. 4.4. NERSA, System Operations, Eskom Planning Division, März 2011.
- [58] *Technical requirements for wind power and photovoltaic installations and any generating facilities whose technology does not consist on a synchronous generator directly connected to the grid. „Facilities connected to the transport grid and generating equipment: minimum design requirements, equipment, operation, deployment and security“*. Offprint form the O.P. 12.2 outline. Okt. 2008.

- [59] *Draft: Second amendment in CEA (Technical Standards for Connectivity to the Grid) - Regulations 2007*. Techn. Ber. New Delhi: Ministry of Power - Central Electricity Authority (CEA), 2016.
- [60] *Integrated Resource Plan for Electricity 2010-2030. Version 2 Final Report*. Department: Mineral Resources und Energy - Republic of South Africa, 25. März 2011.
- [61] Dennis Thiel, Jens Hauser und Boakye Agyeman. *Zielmarktanalyse Südafrika - Mit Profilen der Marktakteure - Windenergie 2014*. Deutsche Industrie- und Handelskammer für das Südliche Afrika, Feb. 2014.
- [62] *Zielmarktanalyse Indien - Dezentrale Energieversorgung unter Einsatz von erneuerbaren Energien*. Deutsch-Indische Handelskammer, 9. Sep. 2014.
- [63] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3. bearbeitete Auflage. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2009. ISBN: 978-3-540-89612-8.
- [64] D. Grahame Holmes und Thomas A. Lipo. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. Hrsg. von Mohamed E. El-Hawary. Bd. 18. IEEE Series on Power Engineering. Wiley-IEEE Press, 2003. ISBN: 0-471-20814-0.
- [65] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre und P. C. Loh. „Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters“. In: *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 153.5 (Sep. 2006), S. 750–762. ISSN: 1350-2352.
- [66] Martin Meyer. *Signalverarbeitung*. Bd. 7. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 11. Feb. 2014. ISBN: 978-3-658-02612-7.
- [67] G. C. Goodwin, R. H. Middleton und H. V. Poor. „High-speed digital signal processing and control“. In: *Proceedings of the IEEE* 80.2 (Feb. 1992), S. 240–259. ISSN: 1558-2256.
- [68] R. Middleton und G. Goodwin. „Improved finite word length characteristics in digital control using delta operators“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 31.11 (Nov. 1986), S. 1015–1021. ISSN: 1558-2523.
- [69] M. J. Newman und D. G. Holmes. „Delta operator digital filters for high performance inverter applications“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 18.1 (Jan. 2003), S. 447–454. ISSN: 1941-0107.
- [70] F. P. Marafao, S. M. Deckmann und A. Lopes. „Robust delta operator-based discrete systems for fixed-point DSP implementations“. In: *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*. Bd. 3. Feb. 2004, 1764–1770 Vol.3.
- [71] Hanspeter Hochreutener. *Festkomma-Signalprozessor fixed-point DSP*. Zentrum für Signalverarbeitung und Nachrichtentechnik, ZHW, 9. Juni 2007.
- [72] J. Kauraniemi, T. I. Laakso, I. Hartimo und S. J. Ovaska. „Delta operator realizations of direct-form IIR filters“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing* 45.1 (Jan. 1998), S. 41–52. ISSN: 1558-125X.
- [73] Jouko Niiranen. „About the active and reactive power measurements in unsymmetrical voltage dip ride-through testing“. In: *Wind Energy* 11.1 (2008), S. 121–131.
- [74] Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe und Mauricio Aredes. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. New York: Wiley-IEEE Press, 2007. ISBN: 978-0-470-10761-4.
- [75] Roland Calvas, Benoit De Metz Noblat, André Ducluzaux und Georges Thomasset. *Technisches Heft Nr. 158 - Berechnung von Kurzschlussströmen*. Schneider Electric, Sep. 1992.

- [76] *Kurzschlußströme in Drehstromnetzen. Teil 0: Berechnung der Ströme (DIN EN 60909-0:2002-07) (VDE 0102:2002-07)*. Norm. DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE, Juli 2002.
- [77] I. J. Gabe, H. A. Gründling und H. Pinheiro. „Design of a voltage sag generator based on impedance switching“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Nov. 2011, S. 3140–3145.
- [78] S. Hu, J. Li und H. Xu. „Comparison of Voltage Sag Generators for Wind Power System“. In: *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. März 2009, S. 1–4.
- [79] C. Saniter und J. Janning. „Test Bench for Grid Code Simulations for Multi-MW Wind Turbines, Design and Control“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.4 (Juli 2008), S. 1707–1715. ISSN: 1941-0107.
- [80] Jan Lunze. *Regelungstechnik 1. Systemtheoretische Grundlagen Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. 5., neu bearbeitete Auflage. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2006. ISBN: 3-540-20742-2.
- [81] J. Eloy-Garcia, J. C. Vasquez und J. M. Guerrero. „Grid simulator for power quality assessment of micro-grids“. In: *IET Power Electronics* 6.4 (Apr. 2013), S. 700–709. ISSN: 1755-4535.
- [82] Stephan Rupp. *Regelungssysteme Teil 1 und Teil 2. Vorlesung und Übung*. Duale Hochschule Baden-Württemberg, Stuttgart, 6. Dez. 2015. 118 S.
- [83] Kai Müller. *Entwurf robuster Regelungen*. 2013. Aufl. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 1. Jan. 1996. 230 S. ISBN: 978-3-663-12091-9.
- [84] *Technical Standards for Connectivity to the Grid - Regulations 2007*. Techn. Ber. New Delhi: Ministry of Power - Central Electricity Authority (CEA), 21. Feb. 2007.

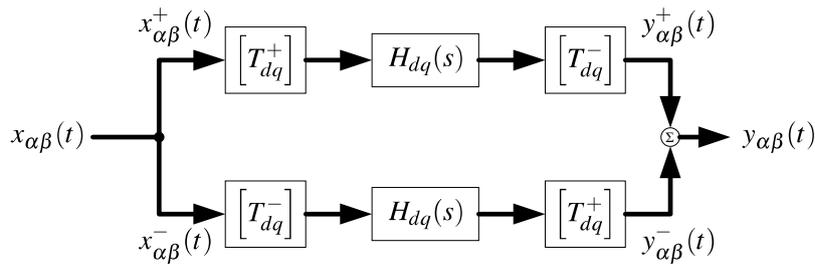
## A Park-Transformation von Übertragungsfunktionen

Die Transformation einer (Filter- oder Regler-) Übertragungsfunktion vom jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystems in das STRF wird im Folgenden unter Verwendung der Laplace Korrespondenzen in Tab. A.1 und des Strukturdiagramms in Abb. A.1 erläutert.

Die Ausgangsgröße des Mitsystemregelkreises  $y_{\alpha\beta}^+(t)$  im STRF folgt in Gl. (A.1) nach Transformation

**Tabelle A.1:** Laplace Korrespondenzen

Originalfunktion		Bildfunktion
$f(t)g(t)$	○—●	$F(s) * G(s)$
$f(t) * g(t)$	○—●	$F(s)G(s)$
$e^{j\omega t}$	○—●	$\frac{1}{s - j\omega}$
$e^{-j\omega t}$	○—●	$\frac{1}{s + j\omega}$
$f(t)e^{-j\omega t}$	○—●	$F(s + j\omega)$
$f(t) \cos(\omega t)$	○—●	$\frac{1}{2} (F(s - j\omega) + F(s + j\omega))$
$f(t) \sin(\omega t)$	○—●	$\frac{1}{2j} (F(s - j\omega) - F(s + j\omega))$



**Abbildung A.1:** Strukturdiagramm der Filterung und Regelung im SRF des Mit- und Gegensystems

der Eingangsgröße des Mitsystemregelkreises  $x_{\alpha\beta}^+(t)$  durch die Park-Transformation  $\begin{bmatrix} T_{dq}^+ \end{bmatrix}$  vom STRF in das SRF des Mitsystems, anschließender Faltung mittels der Laplace-Transformierten der Übertragungsfunktion  $g_{dq}(t) = \mathcal{L}\{G_{dq}(s)\}$  und Rücktransformation durch die inverse Park-Transformation  $\begin{bmatrix} T_{dq}^+ \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} T_{dq}^- \end{bmatrix}$ .

$$\begin{bmatrix} y_{\alpha}^+(t) \\ y_{\beta}^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq}^- \end{bmatrix} \left\{ g_{dq}(t) * \left( \begin{bmatrix} T_{dq}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha}^+(t) \\ x_{\beta}^+(t) \end{bmatrix} \right) \right\} \quad (\text{A.1})$$

Durch Anwendung der Park- und inversen Park-Transformation resultieren die einzelnen Komponenten der Ausgangsgröße

$$y_{\alpha}^{+}(t) = \begin{pmatrix} \underbrace{\cos(\omega t) \left[ g_{dq}(t) * \left( x_{\alpha}^{+}(t) \cos(\omega t) + x_{\beta}^{+}(t) \sin(\omega t) \right) \right]}_{y_{\alpha}^{\cos}(t)} \\ \underbrace{-\sin(\omega t) \left[ g_{dq}(t) * \left( -x_{\alpha}^{+}(t) \sin(\omega t) + x_{\beta}^{+}(t) \cos(\omega t) \right) \right]}_{y_{\alpha}^{\sin}(t)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

und

$$y_{\beta}^{+}(t) = \begin{pmatrix} \underbrace{\sin(\omega t) \left[ g_{dq}(t) * \left( x_{\alpha}^{+}(t) \cos(\omega t) + x_{\beta}^{+}(t) \sin(\omega t) \right) \right]}_{y_{\beta}^{\sin}(t)} \\ \underbrace{+\cos(\omega t) \left[ g_{dq}(t) * \left( -x_{\alpha}^{+}(t) \sin(\omega t) + x_{\beta}^{+}(t) \cos(\omega t) \right) \right]}_{y_{\beta}^{\cos}(t)} \end{pmatrix}. \quad (\text{A.3})$$

Für die Laplace-Transformierte der Komponente  $y_{\alpha}^{\cos}(t)$

$$\mathcal{L} \{ y_{\alpha}^{\cos}(t) \} = \mathcal{L} \left\{ \cos(\omega t) \left[ g_{dq}(t) * \left( x_{\alpha}^{+}(t) \cos(\omega t) + x_{\beta}^{+}(t) \sin(\omega t) \right) \right] \right\} \quad (\text{A.4})$$

gilt nach Anwendung der Korrespondenzen in Tab. A.1

$$\mathcal{L} \{ y_{\alpha}^{\cos}(t) \} = \frac{1}{4} \left\{ G_{dq}(s - j\omega) \left[ X_{\alpha}^{+}(s - 2j\omega) + X_{\alpha}^{+}(s) - jX_{\beta}^{+}(s - 2j\omega) + jX_{\beta}^{+}(s) \right] \right. \\ \left. + G_{dq}(s + j\omega) \left[ X_{\alpha}^{+}(s) + X_{\alpha}^{+}(s + 2j\omega) - jX_{\beta}^{+}(s) + jX_{\beta}^{+}(s + 2j\omega) \right] \right\} \quad (\text{A.5})$$

sowie in Analogie für die Laplace-Transformierte der Komponente  $y_{\alpha}^{\sin}(t)$

$$\mathcal{L} \{ y_{\alpha}^{\sin}(t) \} = \frac{1}{4} \left\{ G_{dq}(s - j\omega) \left[ -X_{\alpha}^{+}(s - 2j\omega) + X_{\alpha}^{+}(s) + jX_{\beta}^{+}(s - 2j\omega) + jX_{\beta}^{+}(s) \right] \right. \\ \left. + G_{dq}(s + j\omega) \left[ X_{\alpha}^{+}(s) - X_{\alpha}^{+}(s + 2j\omega) - jX_{\beta}^{+}(s) - jX_{\beta}^{+}(s + 2j\omega) \right] \right\}. \quad (\text{A.6})$$

Aus der Summe von Gl. (A.5) und Gl. (A.6) folgt im Anschluss die Laplace-Transformierte

$$Y_{\alpha}^{+}(s) = \mathcal{L} \{ y_{\alpha}^{+}(t) \} \\ = \mathcal{L} \{ y_{\alpha}^{\cos}(t) \} + \mathcal{L} \{ y_{\alpha}^{\sin}(t) \} \\ = \frac{1}{2} \left[ G_{dq}(s - j\omega) \left( X_{\alpha}^{+}(s) + jX_{\beta}^{+}(s) \right) + G_{dq}(s + j\omega) \left( X_{\alpha}^{+}(s) - jX_{\beta}^{+}(s) \right) \right] \quad (\text{A.7})$$

der Komponente  $y_{\beta}^{+}(t)$  in Gl. (A.2). Die Berechnung der Laplace-Transformierten

$$Y_{\beta}^{+}(s) = \mathcal{L} \{ y_{\beta}^{+}(t) \} \\ = \mathcal{L} \{ y_{\beta}^{\cos}(t) \} + \mathcal{L} \{ y_{\beta}^{\sin}(t) \} \\ = \frac{1}{2} \left[ G_{dq}(s - j\omega) \left( -jX_{\alpha}^{+}(s) + X_{\beta}^{+}(s) \right) + G_{dq}(s + j\omega) \left( jX_{\alpha}^{+}(s) + X_{\beta}^{+}(s) \right) \right] \quad (\text{A.8})$$

der Komponente  $y_{\beta}^{+}(t)$  in Gl. (A.3) folgt in Analogie zur Ermittlung der Komponente  $Y_{\alpha}^{+}(s)$ .

Nach Substitution von

$$G_{dq}(s - j\omega) = G_{dq-} \quad (\text{A.9})$$

$$G_{dq}(s + j\omega) = G_{dq+} \quad (\text{A.10})$$

in Gl. (A.7) und Gl. (A.8) resultiert in Gl. (A.11) mit  $G_{\alpha\beta}^+(s)$ , die vom SRF des Mitsystems in das STRF transformierte Übertragungsfunktion  $G_{dq}(s)$ .

$$\begin{bmatrix} Y_{\alpha}^+(s) \\ Y_{\beta}^+(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} G_{dq-} + G_{dq+} & j(G_{dq-} - G_{dq+}) \\ j(-G_{dq-} + G_{dq+}) & G_{dq-} + G_{dq+} \end{bmatrix}}_{G_{\alpha\beta}^+(s)} \begin{bmatrix} X_{\alpha}^+(s) \\ X_{\beta}^+(s) \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Erfolgt in Analogie zur Transformation der Übertragungsfunktion  $G_{dq}(a)$  aus dem SRF des Mitsystems, eine Transformation der Übertragungsfunktion  $G_{dq}(s)$  aus dem SRF des Gegensystems in das STRF, folgt in Gl. (A.12) mit  $G_{\alpha\beta}^-(s)$  die vom SRF des Gegensystems in das STRF transformierte Übertragungsfunktion  $G_{dq}(s)$ .

$$\begin{bmatrix} Y_{\alpha}^-(s) \\ Y_{\beta}^-(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{bmatrix} G_{dq-} + G_{dq+} & j(-G_{dq-} + G_{dq+}) \\ j(G_{dq-} - G_{dq+}) & G_{dq-} + G_{dq+} \end{bmatrix}}_{G_{\alpha\beta}^-(s)} \begin{bmatrix} X_{\alpha}^-(s) \\ X_{\beta}^-(s) \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Da die Elemente auf der Nebendiagonale eine entgegengesetzte Polarität aufweisen, resultiert letztlich aus der Summe

$$\begin{bmatrix} Y_{\alpha}(s) \\ Y_{\beta}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{\alpha}^+(s) \\ Y_{\beta}^+(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{\alpha}^-(s) \\ Y_{\beta}^-(s) \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

der partiellen Regelkreise in Gl. (A.11) und Gl. (A.12) die Ausgangsgröße  $Y_{\alpha\beta}(s)$  in Abhängigkeit der Eingangsgröße  $Y_{\alpha\beta}(s)$  sowie der Übertragungsfunktion  $G_{\alpha\beta}(s)$  in Gl. (A.14).

$$\begin{bmatrix} Y_{\alpha}(s) \\ Y_{\beta}(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_{dq-} + G_{dq+} & 0 \\ 0 & G_{dq-} + G_{dq+} \end{bmatrix}}_{G_{\alpha\beta}(s)} \begin{bmatrix} X_{\alpha}(s) \\ X_{\beta}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

## B Berechnung der Effektivleistungen und -ströme im Mit- und Gegensystem

Zur Berechnung der 1-Perioden-Effektivwerte der Wirk- und Blindleistung sowie der Wirk- und Blindströme im Mitsystem anhand der Momentanwerte der Strangspannungen und Phasenströme wird in [26] sowie bzgl. der Gegensystemgrößen in [73] folgendes Verfahren empfohlen.

Zunächst werden die Fourier-Koeffizienten der Grundschwingung jeder einzelnen Strangspannung mit der Frequenz  $f_1$  für eine Grundschwingungsperiode  $T_1$ , in Gl. (B.1) und Gl. (B.2) beispielhaft für die Strangspannung  $u_1(t)$  angegeben, ermittelt.

$$u_{1,\cos}^+ = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t u_1(t) \cos(2\pi f_1 t) dt \quad (\text{B.1})$$

$$u_{1,\sin}^+ = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t u_1(t) \sin(2\pi f_1 t) dt \quad (\text{B.2})$$

Unter Verwendung der Fourier-Koeffizienten der Strangspannungsgrundschwingung folgen die Spannungsvektorkomponenten der Mitsystemkomponente der Grundschwingung

$$u_{\mathfrak{R}}^+ = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\cos}^+ - u_{2,\cos}^+ - u_{3,\cos}^+ - \sqrt{3} (u_{3,\sin}^+ - u_{2,\sin}^+) \right] \quad (\text{B.3})$$

$$u_{\mathfrak{S}}^+ = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\sin}^+ - u_{2,\sin}^+ - u_{3,\sin}^+ - \sqrt{3} (u_{2,\cos}^+ - u_{3,\cos}^+) \right] \quad (\text{B.4})$$

sowie die Spannungsvektorkomponenten der Gegensystemkomponente der Grundschwingung

$$u_{\mathfrak{R}}^- = \frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\cos}^+ - u_{2,\cos}^+ - u_{3,\cos}^+ + \sqrt{3} (u_{3,\sin}^+ - u_{2,\sin}^+) \right] \quad (\text{B.5})$$

$$u_{\mathfrak{S}}^- = -\frac{1}{6} \left[ 2u_{1,\sin}^+ - u_{2,\sin}^+ - u_{3,\sin}^+ + \sqrt{3} (u_{2,\cos}^+ - u_{3,\cos}^+) \right]. \quad (\text{B.6})$$

Für den 1-Perioden-Effektivwert der verketteten Mitsystemphasenspannung gilt

$$U^+ = \sqrt{\frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^{+2} + u_{\mathfrak{S}}^{+2})} \quad (\text{B.7})$$

sowie für den 1-Perioden-Effektivwert der verketteten Gegensystemphasenspannung

$$U^- = \sqrt{\frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^{-2} + u_{\mathfrak{S}}^{-2})}. \quad (\text{B.8})$$

In Analogie zu den Fourier-Koeffizienten der Strangspannungsgrundschwingung werden die Fourier-Koeffizienten der Grundschwingung jedes einzelnen Phasenstroms mit der Frequenz  $f_1$  für eine Grundschwingungsperiode  $T_1$ , beispielhaft in Gl. (B.9) und Gl. (B.10) für den Phasenstrom  $i_1(t)$  angegeben, berechnet.

$$i_{1,\cos} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t i_1(t) \cos(2\pi f_1 t) dt \quad (\text{B.9})$$

$$i_{1,\sin} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t i_1(t) \sin(2\pi f_1 t) dt \quad (\text{B.10})$$

Aus den Fourier-Koeffizienten der Phasenstromgrundschiwingung folgen die Stromvektorkomponenten der Mitsystemkomponente der Grundschiwingung

$$i_{\mathfrak{R}}^+ = \frac{1}{6} \left[ 2i_{1,\cos} - i_{2,\cos} - i_{3,\cos} - \sqrt{3}(i_{3,\sin} - i_{2,\sin}) \right] \quad (\text{B.11})$$

$$i_{\mathfrak{S}}^+ = \frac{1}{6} \left[ 2i_{1,\sin} - i_{2,\sin} - i_{3,\sin} - \sqrt{3}(i_{2,\cos} - i_{3,\cos}) \right] \quad (\text{B.12})$$

sowie die Stromvektorkomponenten der Gegensystemkomponente der Grundschiwingung

$$i_{\mathfrak{R}}^- = \frac{1}{6} \left[ 2i_{1,\cos} - i_{2,\cos} - i_{3,\cos} + \sqrt{3}(i_{3,\sin} - i_{2,\sin}) \right] \quad (\text{B.13})$$

$$i_{\mathfrak{S}}^- = \frac{1}{6} \left[ 2i_{1,\sin} - i_{2,\sin} - i_{3,\sin} + \sqrt{3}(i_{2,\cos} - i_{3,\cos}) \right]. \quad (\text{B.14})$$

Aus den zuvor ermittelten Spannungs- und Stromvektorkomponenten folgt anschließend der 1-Perioden-Effektivwert der Wirk- und Blindleistung der Mitsystemkomponente der Grundschiwingung

$$P^+ = \frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^+ i_{\mathfrak{R}}^+ + u_{\mathfrak{S}}^+ i_{\mathfrak{S}}^+) \quad (\text{B.15})$$

$$Q^+ = \frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^+ i_{\mathfrak{S}}^+ - u_{\mathfrak{S}}^+ i_{\mathfrak{R}}^+) \quad (\text{B.16})$$

sowie der 1-Perioden-Effektivwert der Wirk- und Blindleistung der Gegensystemkomponente der Grundschiwingung

$$P^- = \frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^- i_{\mathfrak{R}}^- + u_{\mathfrak{S}}^- i_{\mathfrak{S}}^-) \quad (\text{B.17})$$

$$Q^- = \frac{3}{2} (u_{\mathfrak{R}}^- i_{\mathfrak{S}}^- - u_{\mathfrak{S}}^- i_{\mathfrak{R}}^-). \quad (\text{B.18})$$

Für den 1-Perioden-Effektivwert des Wirk- und Blindstroms der Mitsystemkomponente der Grundschiwingung gilt letztlich

$$I_W^+ = \frac{P^+}{\sqrt{3}U^+} \quad (\text{B.19})$$

$$I_B^+ = \frac{Q^+}{\sqrt{3}U^+} \quad (\text{B.20})$$

sowie für den 1-Perioden-Effektivwert des Wirk- und Blindstroms der Gegensystemkomponente der Grundschiwingung

$$I_W^- = \frac{P^-}{\sqrt{3}U^-} \quad (\text{B.21})$$

$$I_B^- = \frac{Q^-}{\sqrt{3}U^-}. \quad (\text{B.22})$$

## C Effektivwirk- und -blindleistung der einzelnen Phasen

Die phasenindividuelle Effektivwirk- und -blindleistung wird in Abhängigkeit der Effektivwirk- und -blindströme im Mit- und Gegensystem sowie der Effektivmit- und -gegensystemspannung wie folgt ermittelt.

Zunächst wird die relative Phasenlage der Mit- und Gegensystemspannung

$$\Theta^+ = -\operatorname{atan}\left(\frac{u_{\mathfrak{S}}^+}{u_{\mathfrak{X}}^+}\right) \quad (\text{C.1})$$

$$\Theta^- = \operatorname{atan}\left(\frac{u_{\mathfrak{S}}^-}{u_{\mathfrak{X}}^-}\right) \quad (\text{C.2})$$

im Bezug auf den Winkel  $\theta = \omega t = 2\pi f_1 t$  der Sinus- und Kosinusfunktion in Gl. (B.1) und Gl. (B.2) in Abhängigkeit der Spannungsvektorkomponenten Gl. (B.3) - Gl. (B.6) derart berechnet, dass nach Transformation der Spannungsvektorkomponenten  $u_\alpha$  und  $u_\beta$  durch die Drehmatrix

$$\begin{bmatrix} T_{dq}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \Theta^+) & \sin(\omega t + \Theta^+) \\ -\sin(\omega t + \Theta^+) & \cos(\omega t + \Theta^+) \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

in das SRF des Mitsystems sowie durch die Drehmatrix

$$\begin{bmatrix} T_{dq}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \Theta^-) & -\sin(\omega t + \Theta^-) \\ \sin(\omega t + \Theta^-) & \cos(\omega t + \Theta^-) \end{bmatrix} \quad (\text{C.4})$$

in das SRF des Gegensystems für die, nach Mittelung über eine Grundschwingungsperiode resultierenden Gleichanteile der Spannungsvektorkomponenten im jeweiligen SRF  $\bar{u}_d^+ = \sqrt{\frac{2}{3}}U^+$ ,  $\bar{u}_d^{*-} = \sqrt{\frac{2}{3}}U^-$  und  $\bar{u}_q^+ = \bar{u}_q^- = 0$  mit den 1-Perioden-Effektivwerten der Mit- und Gegensystemstrangspannung  $U^+$  und  $U^-$  in Gl. (B.7) und Gl. (B.8) gilt. Dementsprechend folgen gem.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq}^+ \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_d^+ \\ \bar{u}_q^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{dq}^- \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{u}_d^- \\ \bar{u}_q^- \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

mit  $\bar{u}_q^+ = \bar{u}_q^- = 0$  die Spannungsvektorkomponenten

$$u_\alpha = \bar{u}_d^+ \cos(\omega t + \Theta^+) + \bar{u}_d^- \cos(\omega t + \Theta^-) \quad (\text{C.6})$$

$$u_\beta = \bar{u}_d^+ \sin(\omega t + \Theta^+) - \bar{u}_d^- \sin(\omega t + \Theta^-) \quad (\text{C.7})$$

im STRF.

Werden im Anschluss die Fourier-Koeffizienten der Spannungsvektorkomponente  $u_\alpha$

$$u_{\alpha,\cos} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t u_\alpha(t) \cos(\omega t) dt \quad (\text{C.8})$$

$$u_{\alpha,\sin} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t u_\alpha(t) \sin(\omega t) dt \quad (\text{C.9})$$

sowie in Analogie die der Spannungsvektorkomponente  $u_\beta$  bestimmt, gilt mit  $\Delta\Theta = \Theta^- - \Theta^+$

$$u_{\alpha,\cos} = \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \cos(\Delta\Theta) \quad (\text{C.10})$$

$$u_{\beta,\cos} = -\bar{u}_d^- \sin(\Delta\Theta) \quad (\text{C.11})$$

$$u_{\alpha,\sin} = -\bar{u}_d^- \sin(\Delta\Theta) \quad (\text{C.12})$$

$$u_{\beta,\sin} = \bar{u}_d^+ - \bar{u}_d^- \cos(\Delta\Theta). \quad (\text{C.13})$$

Nach anschließender, inverser Clarke-Transformation

$$\begin{bmatrix} u_{1,\cos} \\ u_{2,\cos} \\ u_{3,\cos} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}]^T \begin{bmatrix} u_{\alpha,\cos} \\ u_{\beta,\cos} \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \begin{bmatrix} u_{1,\sin} \\ u_{2,\sin} \\ u_{3,\sin} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}]^T \begin{bmatrix} u_{\alpha,\sin} \\ u_{\beta,\sin} \end{bmatrix} \quad (\text{C.14})$$

folgen die Fourier-Koeffizienten der Phasenspannungen

$$u_{1,\cos} = \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- \cos(\Delta\Theta) \quad (\text{C.15})$$

$$u_{2,\cos} = -\frac{1}{2} \left( \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- (\cos(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.16})$$

$$u_{3,\cos} = -\frac{1}{2} \left( \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- (\cos(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.17})$$

$$u_{1,\sin} = -\bar{u}_d^- \sin(\Delta\Theta) \quad (\text{C.18})$$

$$u_{2,\sin} = \frac{1}{2} \left( \sqrt{3} \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- (\sin(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \cos(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.19})$$

$$u_{3,\sin} = \frac{1}{2} \left( -\sqrt{3} \bar{u}_d^+ + \bar{u}_d^- (\sin(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \cos(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.20})$$

in Abhängigkeit der Spannungskomponenten  $\bar{u}_d^+$  und  $\bar{u}_d^-$  im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystem respektive der Mit- und Gegensystemspannung.

In Analogie zur Berechnung der Fourier-Koeffizienten der Phasenspannungen werden jene der Phasenströme ermittelt, indem zunächst die Stromkomponenten im STRF durch Transformation der über eine Grundschwingungsperiode gemittelten Stromkomponenten im jeweiligen SRF berechnet werden. Dementsprechend folgen aus

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [T_{dq}^+]^T \begin{bmatrix} \bar{i}_d^+ \\ \bar{i}_q^+ \end{bmatrix} + [T_{dq}^-]^T \begin{bmatrix} \bar{i}_d^- \\ \bar{i}_q^- \end{bmatrix} \quad (\text{C.21})$$

die Stromkomponenten

$$i_\alpha = \bar{i}_d^+ \cos(\omega t + \Theta^+) - \bar{i}_q^+ \sin(\omega t + \Theta^+) + \bar{i}_d^- \cos(\omega t + \Theta^-) + \bar{i}_q^- \sin(\omega t + \Theta^-) \quad (\text{C.22})$$

$$i_\beta = \bar{i}_d^+ \sin(\omega t + \Theta^+) + \bar{i}_q^+ \cos(\omega t + \Theta^+) - \bar{i}_d^- \sin(\omega t + \Theta^-) + \bar{i}_q^- \cos(\omega t + \Theta^-) \quad (\text{C.23})$$

mit  $\bar{i}_d^+ = \sqrt{2}I_W^+$ ,  $\bar{i}_q^+ = \sqrt{2}I_B^+$ ,  $\bar{i}_d^- = \sqrt{2}I_W^-$  und  $\bar{i}_q^- = \sqrt{2}I_B^-$  in Abhängigkeit der Wirk- und Blindströme im Mit- und Gegensystem.

Werden im Anschluss die Fourier-Koeffizienten der Stromkomponente  $i_\alpha$

$$i_{\alpha,\cos} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t i_\alpha(t) \cos(\omega t) dt \quad (\text{C.24})$$

$$i_{\alpha,\sin} = \frac{2}{T_1} \int_{t-T_1}^t i_\alpha(t) \sin(\omega t) dt \quad (\text{C.25})$$

sowie in Analogie die der Stromkomponente  $i_\beta$  bestimmt, gilt mit  $\Delta\Theta = \Theta^- - \Theta^+$

$$i_{\alpha,\cos} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- \cos(\Delta\Theta) + \bar{i}_q^- \sin(\Delta\Theta) \quad (\text{C.26})$$

$$i_{\beta,\cos} = -\bar{i}_d^- \sin(\Delta\Theta) + \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- \cos(\Delta\Theta) \quad (\text{C.27})$$

$$i_{\alpha,\sin} = -\bar{i}_d^- \sin(\Delta\Theta) - \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- \cos(\Delta\Theta) \quad (\text{C.28})$$

$$i_{\beta,\sin} = \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^- \cos(\Delta\Theta) - \bar{i}_q^- \sin(\Delta\Theta). \quad (\text{C.29})$$

Nach anschließender, inverser Clarke-Transformation folgen die Fourier-Koeffizienten der Phasenströme

$$i_{1,\cos} = \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- \cos(\Delta\Theta) + \bar{i}_q^- \sin(\Delta\Theta) \quad (\text{C.30})$$

$$i_{2,\cos} = -\frac{1}{2} \left( \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- (\cos(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta)) - \sqrt{3} \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- (\sin(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \cos(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.31})$$

$$i_{3,\cos} = -\frac{1}{2} \left( \bar{i}_d^+ + \bar{i}_d^- (\cos(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta)) + \sqrt{3} \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- (\sin(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \cos(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.32})$$

$$i_{1,\sin} = -\bar{i}_d^- \sin(\Delta\Theta) - \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- \cos(\Delta\Theta) \quad (\text{C.33})$$

$$i_{2,\sin} = -\frac{1}{2} \left( -\sqrt{3} \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^- (\sin(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \cos(\Delta\Theta)) - \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- (\cos(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.34})$$

$$i_{3,\sin} = -\frac{1}{2} \left( \sqrt{3} \bar{i}_d^+ - \bar{i}_d^- (\sin(\Delta\Theta) + \sqrt{3} \cos(\Delta\Theta)) - \bar{i}_q^+ + \bar{i}_q^- (\cos(\Delta\Theta) - \sqrt{3} \sin(\Delta\Theta)) \right) \quad (\text{C.35})$$

in Abhängigkeit der Stromkomponenten  $\bar{i}_d^+$ ,  $\bar{i}_q^+$ ,  $\bar{i}_d^-$  und  $\bar{i}_q^-$  im jeweiligen SRF des Mit- und Gegensystem respektive der Wirk- und Blindströme im Mit- und Gegensystem.

Zuletzt wird die jeweilige Wirk- und Blindleistung

$$P_i = P_{i,p} + P_{i,q} = \frac{1}{2} (i_{i,\cos} u_{i,\cos} + i_{i,\sin} u_{i,\sin}) \quad (\text{C.36})$$

$$Q_i = Q_{i,q} + Q_{i,p} = \frac{1}{2} (i_{i,\sin} u_{i,\cos} - i_{i,\cos} u_{i,\sin}) \quad (\text{C.37})$$

ermittelt und nach der Abhängigkeit der d- und q-Stromkomponente aufgeteilt, sodass die Wirkleistungskomponenten

$$P_{1,W} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^- + (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) \cos(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.38})$$

$$P_{1,B} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \sin(\Delta\Theta) \quad (\text{C.39})$$

$$P_{2,W} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^- + (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) (-\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta))) \quad (\text{C.40})$$

$$P_{2,B} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) (-\frac{1}{2} \sin(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.41})$$

$$P_{3,W} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^- + (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) (-\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta))) \quad (\text{C.42})$$

$$P_{3,B} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) (-\frac{1}{2} \sin(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.43})$$

sowie die Blindleistungskomponenten

$$Q_{1,B} = \frac{1}{2} (-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^- + (\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) \cos(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.44})$$

$$Q_{1,W} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) (-\sin(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.45})$$

$$Q_{2,B} = \frac{1}{2} (-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^- + (\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) (-\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta))) \quad (\text{C.46})$$

$$Q_{2,W} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) (\frac{1}{2} \sin(\Delta\Theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.47})$$

$$Q_{3,B} = \frac{1}{2} (-\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^+ + \bar{u}_d^- \bar{i}_q^- + (\bar{u}_d^+ \bar{i}_q^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_q^+) (-\frac{1}{2} \cos(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\Delta\Theta))) \quad (\text{C.48})$$

$$Q_{3,W} = \frac{1}{2} (\bar{u}_d^+ \bar{i}_d^- - \bar{u}_d^- \bar{i}_d^+) (\frac{1}{2} \sin(\Delta\Theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\Delta\Theta)) \quad (\text{C.49})$$

folgen.