

Fault-Ride-Through-Regelung von Windenergieanlagen mit Vollumrichter und LCL-Netzfilter

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur
(abgekürzt: Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing.
Karl Robert Meyer

geboren am 16.04.1982
in Höxter

2014

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
Tag der Promotion: 30.10.2014

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Leibniz Universität Hannover. An dieser Stelle möchte ich allen Personen danken, die mich auf dem Weg bis zur erfolgreichen Fertigstellung der Arbeit in vielfältiger Art und Weise unterstützt haben.

Mein besonderer Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für das mir entgegengebrachte Vertrauen und die Möglichkeit am IAL zu promovieren. Die gute Mischung aus intensiven fachlichen Gesprächen, gewährten Freiräumen und angenehmer Arbeitsatmosphäre hat entscheidend zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Des Weiteren möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick für die gute Zusammenarbeit am IAL und die Übernahme des Prüfungsvorsitzes bedanken. Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs von der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel danke ich für das Interesse an meiner Arbeit und insbesondere dafür, dass er trotz wohlverdienten Ruhestandes das Koreferat bei meiner Arbeit übernommen hat.

Bei allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Instituts möchte ich mich für die Unterstützung und die sehr angenehme Zeit am Institut bedanken. Bei den Kolleginnen aus dem Geschäftszimmer möchte ich mich außerdem herzlichst für die wichtige administrative Unterstützung bedanken. Des Weiteren gilt mein Dank der gesamten Mannschaft aus der Werkstatt, die mich bei allen praktischen Arbeiten im Labor vorbildlich unterstützt hat. Hervorheben möchte ich außerdem meine Kollegen und Freunde Arvid Merkert und Felix Fuchs, die mir bei unzähligen fachlichen Herausforderungen immer eine große Hilfe waren. Des Weiteren bedanke ich mich bei meinen ehemaligen Bürokollegen und Freunden Dirk Braunisch, Jakob Emmrich, Sebastian Tegeler und Michael Wöhrmann für die abwechslungsreiche und kurzweilige Zeit am Institut.

Herzlich bedanken möchte ich mich außerdem bei allen Studenten, die mich im Rahmen ihrer Diplom-, Bachelor- und Masterarbeiten tatkräftig unterstützt haben: Yousef Firouz, Stefan Lücke, Malte v. Hofen, Alexander Zlotnik, Simon Müller und Lauritz Rebers. Die Resultate aus den Arbeiten haben mir sehr geholfen und die Zusammenarbeit war mir immer eine große Freude.

Meiner gesamten Familie und insbesondere meinen Eltern danke ich für die schon immer vorhandene große Unterstützung in allen Lebenslagen, wodurch diese Arbeit überhaupt erst ermöglicht wurde.

Mein größter Dank gilt jedoch meiner Frau Verena für ihre Geduld und ihr Verständnis für die wenige gemeinsame Zeit während der Fertigstellung dieser Arbeit, sowie dem Korrekturlesen. Ihr ist diese Dissertation gewidmet.

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird die Netzintegration dezentraler Erzeugungsanlagen hoher Leistung untersucht, die über Mittelspannungsumrichter in das Energieversorgungsnetz einspeisen. Im Fokus stehen dabei die Anforderungen an die Spannungsqualität und das Verhalten der Anlagen bei Netzfehlern. Beides ist in den am Aufstellungsort einer Anlage gültigen Netzanschlussbedingungen geregelt. Als konkretes Beispiel wird im Rahmen der Arbeit eine 5 MW Windenergieanlage mit Vollumrichter näher betrachtet.

Eine häufig genutzte Schaltungstopologie im Mittelspannungsbereich ist der 3-Punkt Neutral-Point-Clamped Umrichter, der auch in dieser Arbeit verwendet wird. Eine Eigenschaft dieser Topologie ist die niedrige Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter, die aufgrund thermischer Randbedingungen in der Regel lediglich wenige hundert Hertz beträgt.

Durch die niedrige Schaltfrequenz werden von einem derartigen Umrichtersystem Oberschwingungen mit niedriger Ordnungszahl, wie der 5. und 7. Harmonischen, erzeugt. Dies erschwert die Auslegung eines geeigneten Netzfilters, da die bekannten Standardverfahren zur Filterauslegung nicht angewendet werden können.

Aus diesem Grund wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein spezielles Verfahren zur Auslegung von LCL-Netzfiltern für Umrichter mit niedriger Schaltfrequenz vorgeschlagen. Es berücksichtigt die Oberschwingungsgrenzwerte aus den Netzanschlussbedingungen, sämtliche Betriebspunkte der Anlage und alle signifikanten Parametertoleranzen. Dadurch wird eine Anregung der Resonanzfrequenz des Filters auch bei schwankenden Systemparametern sicher ausgeschlossen. Das entwickelte Verfahren ist für alle Umrichtertopologien und alle synchronen Modulationsverfahren, die lediglich die umrichtertypischen ungeradzahligen Harmonischen erzeugen, geeignet.

Ein weiterer Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ist die Regelung des netzseitigen Wechselrichters im Fall eines Netzfehlers. Die Netzanschlussbedingungen schreiben vor, dass dezentrale Erzeugungsanlagen bei Netzfehlern für eine festgelegte Dauer am Netz verbleiben müssen, um dieses mit einem definierten Blindstrom zu stützen. Dieses „Durchfahren“ eines Netzfehlers wird als „Fault-Ride-Through“ (FRT) bezeichnet.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Verfahren entwickelt, das eine konventionelle dq -Stromregelung mit einer prädiktiven Regelung kombiniert. Dadurch wird ein sicheres Durchfahren von Netzfehlern ermöglicht, ohne dabei die Leistungshalbleiter durch transiente Stromspitzen zu überlasten. Das vorgestellte Verfahren ermöglicht auch den Einsatz alternativer Modulationsverfahren, wie beispielsweise offline optimierter Pulsmuster. Im Laufe der Arbeit wird gezeigt, dass dadurch eine signifikante Reduktion der Schaltfrequenz und der resultierenden Schaltverluste erreicht werden kann, ohne dabei das Netzfilter negativ zu beeinflussen.

Schlagworte:

Windenergie, 3-Punkt-Umrichter, Mittelspannung, Regelung, Netzfehler, FRT, prädiktive Regelung, LCL-Filter, Modulation, optimierte Pulsmuster

Abstract

The topic of this thesis is the grid integration of distributed high-power generation systems feeding into the public grid via medium-voltage converters. The focus is on the voltage quality requirements and on the system behaviour in case of grid faults. Both are regulated by the grid code that is valid on the point of common coupling of the generation system. Within the scope of this work, a 5 MW wind turbine with full-scale converter is investigated in detail.

The three-level neutral-point-clamped topology used in this study is commonly applied for medium-voltage converters. One feature of this topology is the semiconductors' low switching frequency of just a few hundred Hertz due to thermal requirements.

Due to the low switching frequency, converter systems of this kind generate low-order harmonics, like the 5th and 7th. The design of an appropriate grid filter is therefore more difficult, as the existing standard filter design methods are not applicable.

For this reason, a specific LCL-filter design method for converters with low switching frequency is proposed in this thesis, considering the harmonic limits as defined in the grid code, the system's operating points as well as all significant parameter tolerances. In this way, an excitation of the filter's resonance frequency can safely be avoided even in case of varying system parameters. The method is suitable for all converter topologies and all types of synchronous modulation methods that only generate converter-typical odd-order harmonics.

Another focus of the present work is on the control of the grid-side converter in case of grid faults. According to the grid code, decentralized power generation systems must be capable of stabilizing the grid by supplying a defined reactive current during a specified period of time, called „fault-ride-through“ (FRT) capability.

The method developed in this study combines conventional current control in dq -frame with a predictive control strategy. This method provides safe fault-ride-through, avoiding an overloading of the semiconductors by transient current peaks. The method presented is also suitable when using alternative modulation methods, as for example offline-optimized pulse patterns. In the course of the work, it is shown that thereby switching frequency and resulting switching losses can significantly be reduced without having a negative impact on the line filter.

Keywords:

wind energy, three-level converter, medium-voltage, control, grid-fault, FRT, predictive control, LCL-filter, modulation, optimized pulse patterns

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|------------|
| Vorwort | I |
| Kurzfassung / Abstract | II |
| Inhaltsverzeichnis | V |
| Nomenklatur | VI |
| 1 Einleitung | 1 |
| 2 Grundlagen | 3 |
| 2.1 Eigenschaften eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters | 3 |
| 2.2 Berechnung des Spannungsspektrums eines Umrichters | 10 |
| 3 Auslegung eines LCL-Netzfilters | 14 |
| 3.1 Grenzwerte für Oberschwingungen von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz | 17 |
| 3.2 Mathematische Modellierung eines LCL-Filters | 19 |
| 3.2.1 Übertragungsfunktion des Filters | 21 |
| 3.2.2 Einfluss der Systemparameter auf die Übertragungsfunktion | 22 |
| 3.2.3 Berechnung von Grundschiebungswerten | 32 |
| 3.3 Verfahren zur Filterauslegung | 38 |
| 3.4 Optimierung der Filterparameter | 45 |
| 3.5 Beispielhafte Auslegung | 49 |
| 3.6 Experimentelle Ergebnisse | 60 |
| 4 „Fault-Ride-Through“-Regelung | 67 |
| 4.1 Konventionelle Stromregelung im dq -System | 71 |
| 4.2 Prädiktive Stromregelung | 81 |
| 4.3 Kombination aus konventioneller und prädiktiver Regelung zur Verbesserung der Reglerdynamik bei Netzfehlern | 94 |
| 4.4 Experimentelle Ergebnisse | 104 |
| 5 Reduktion der Schaltfrequenz durch offline optimierte Pulsmuster | 108 |
| 6 Zusammenfassung und Ausblick | 122 |
| Literaturverzeichnis | 124 |
| Wissenschaftlicher Werdegang | 129 |

Nomenklatur

Generelle Definition

| | |
|-----------------|--|
| g | zeitabhängige Größe |
| \hat{g} | Amplitude |
| \hat{g}_n | Amplitude der n -ten Oberschwingung |
| \bar{g} | Mittelwert |
| G | Effektivwert |
| G_n | Effektivwert der n -ten Oberschwingung |
| \underline{G} | komplexe Größe |
| \vec{g} | zeitabhängiger Zeiger |

Lateinische Buchstaben

| | | |
|------------------|---|----|
| a | Aussteuergrad | |
| a' | Aussteuergrad mit sinusförmigem Verlauf | |
| C_f | Filterkapazität | F |
| d | d -Komponente | |
| f | Frequenz | Hz |
| f_0 | Resonanzfrequenz | Hz |
| f_1 | Grundfrequenz | Hz |
| f_c | Trägerfrequenz | Hz |
| f_s | Schaltfrequenz | Hz |
| i | Strom | A |
| I | Insel (kennzeichnet den Inselbetrieb einer Anlage, wenn diese vom Netz getrennt ist) | |
| k_I | Faktor zur Bestimmung der Stromgrenze, bei der von dq - auf prädiktive Regelung umgeschaltet wird | |
| k_{XR} | Verhältnis von Netzreaktanz zum Netzwidestand | |
| $L_{f,N}$ | Netzseitige Filterinduktivität | H |
| $L_{f,N,\sigma}$ | Netzseitige Filterinduktivität inkl. Trafostreuinduktivität | H |
| $L_{f,WR}$ | Umrichterseitige Filterinduktivität | H |
| L_N | Netzinduktivität | H |
| m | Modulationsgrad | |
| n | Harmonische Ordnungszahl | |
| N | Netz | |
| p | prädiktiv | |
| q | q -Komponente | |
| r | rated (Bemessungsgröße) | |
| S_k | Netzkurzschlussleistung | VA |
| t | Zeit | s |

| | | |
|----------|---|----------|
| u | Spannung | V |
| U_{DC} | Zwischenkreisspannung | V |
| U_r | Bemessungsspannung des Netzes (verkettet) | V |
| Z_N | Netzimpedanz | Ω |
| z_T | Taktzahl (Verhältnis zwischen Schaltfrequenz und Grundfrequenz bei optimierten Pulsmustern) | |

Griechische Buchstaben

| | | |
|-----------------|--|----|
| α | α -Komponente | |
| β | β -Komponente | |
| λ_{LCL} | Gewichtungsfaktor bei der Filteroptimierung | |
| λ_p | Gewichtungsfaktor bei der prädiktiven Regelung | |
| σ | Streuung | |
| ω | Kreisfrequenz | Hz |

Sonstige Zeichen

| | |
|--------|----------------------------------|
| + | Kennzeichnet das Mitsystem |
| - | Kennzeichnet das Gegensystem |
| \sim | mit einem Wechselanteil behaftet |
| * | Sollwert |

Abkürzungen

| | |
|-----------|---|
| ARS | Asymmetrical-Regular-Sampled (Modulation mit zeitdiskreter Abtastung im Maximum und Minimum des Trägersignals (doppelte Abtastung)) |
| bez | bezogene Größe |
| DDSRF-PLL | Decoupled-Double-Synchronous-Reference-Frame-PLL (Phasenregelschleife zur Ermittlung von Mit- und Gegensystem) |
| NPC | Neutral-Point-Clamped (Schaltungsvariante bei 3-Punkt-Wechselrichtern) |
| OPM | Optimierte Pulsmuster |
| PCC | Point of Common Coupling (Netzanschlusspunkt) |
| PD | Phase-Disposition (Die Trägersignale der 3-Level-Modulation sind phasengleich) |
| PLL | Phase-Locked-Loop (Phasenregelschleife zur Ermittlung des Phasenwinkels) |
| POD | Phase-Opposite-Disposition (Die Trägersignale der 3-Level-Modulation sind um 180° phasenverschoben) |
| PWM | Pulse-Width-Modulation (Pulsdauermodulation) |
| SRS | Symmetrical-Regular-Sampled (Modulation mit zeitdiskreter Abtastung im Maximum oder Minimum des Trägersignals (einfache Abtastung)) |
| SVM | Space-Vector-Modulation (Raumzeigermodulation) |
| THD | Total-Harmonic-Distortion (Gesamte harmonische Verzerrung) |
| WC | Worst-Case |
| WR | Wechselrichter |
| zul | Zulässig |

1 Einleitung

In den letzten Jahren haben regenerative Energiequellen, wie Windenergie- oder Photovoltaikanlagen, immer mehr an Bedeutung gewonnen. Dies ist vor allem auf die immer knapper werdenden fossilen Energieträger und das steigende Umweltbewusstsein in der Bevölkerung zurückzuführen. Durch das atomare Unglück im japanischen Fukushima im März 2011 sind außerdem die Gefahren der atomaren Energieerzeugung wieder stärker in den öffentlichen Fokus gerückt. Des Weiteren ist die sichere Endlagerung des hoch radioaktiven Abfalls aus der Kernenergie bis heute ungelöst. Als Konsequenz wurde von der Bundesregierung Mitte 2011 mit dem „13. Gesetz zur Änderung des Atomgesetzes“ der schrittweise Ausstieg aus der Kernenergie bis 2022 beschlossen. Zum Ausgleich soll unter anderem der Ausbau dezentraler regenerativer Energieerzeuger verstärkt voran getrieben werden.

Bedingt durch den immer größer werdenden Anteil dezentraler Energieerzeuger befindet sich die Struktur des Energieversorgungsnetzes in einem Wandel. Bis vor wenigen Jahren wurde der größte Teil der elektrischen Energie in konventionellen Kraftwerken erzeugt, die über Generatoren in das Netz einspeisen. Diese liefern eine nahezu sinusförmige Spannung und sind in der Lage, einen transienten Kurzschlussstrom in das Netz einzuspeisen, der ein Vielfaches des eigentlichen Bemessungsstromes beträgt. Benötigt wird dieser, damit im Falle eines Netzfehlers die Netzschutzeinrichtungen sicher auslösen und der Netzfehler schnell geklärt wird.

Um trotz des steigenden Anteils dezentraler Energieerzeuger weiterhin ein stabiles Netz mit einer guten Spannungsqualität zu gewährleisten, müssen Erzeugungsanlagen die Anforderungen aus den technischen Anschlussbedingungen der Netzbetreiber erfüllen. Dazu zählen vor allem Grenzwerte für die erzeugten Oberschwingungen und das korrekte Verhalten der Anlagen bei Netzfehlern.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit den Herausforderungen, die die Netzanschlussbedingungen insbesondere für Anlagen großer Leistung darstellen. Das Ziel der Arbeit ist es, Methoden zu entwickeln, mit denen die Netzanschlussbedingungen sicher in allen Betriebspunkten erfüllt werden können. Gleichzeitig sollen eine hohe Effizienz und Ausnutzung der Anlagen gewährleistet werden. Als konkretes Beispiel wird eine 5 MW Windenergieanlage mit Vollumrichter betrachtet, die über einen 3-Punkt-NPC-Mittelspannungsumrichter in das Energieversorgungsnetz einspeist.

In den Grundlagen wird zu Beginn der Arbeit auf die Eigenschaften des 3-Punkt-NPC-Umrichters eingegangen. Dazu zählt die bei Mittelspannungsumrichtern übliche niedrige Schaltfrequenz und das daraus resultierende Spannungsspektrum mit Harmonischen niedriger Ordnungszahl. Außerdem wird aufgezeigt, wie das ideale Spannungsspektrum eines Umrichters effektiv vorausberechnet werden kann.

Darauf aufbauend werden in Kapitel 3 die zulässigen Oberschwingungsgrenzwerte aus den Netzanschlussbedingungen näher betrachtet, die nur mit einem geeigneten Netzfilter eingehalten werden können. Es wird gezeigt, dass die bekannten Standardverfahren (z.B. [9]) zur Auslegung von Netzfiltern für Umrichter großer Leistung mit niedriger Schaltfrequenz nicht

geeignet sind. Aus diesem Grund wird ein Verfahren zur Auslegung von LCL-Netzfiltern vorgestellt, das im Rahmen der vorliegenden Arbeit speziell für Umrichtersysteme großer Leistung entwickelt wurde [3–5]. Das Verfahren berücksichtigt alle wichtigen Parametertoleranzen, wodurch eine Anregung der Filterresonanz in allen Betriebspunkten sicher vermieden werden kann. Darüber hinaus werden die zulässigen Oberschwingungsgrenzwerte aus den Netzanschlussbedingungen zuverlässig eingehalten. Experimentelle Ergebnisse von einem skalierten Niederspannungsprüfstand schließen das Kapitel ab.

Anschließend werden in Kapitel 4 die Anforderungen an dezentrale Erzeugungsanlagen im Falle von Netzfehlern untersucht. Um die Stabilität des Netzes zu gewährleisten, müssen dezentrale Erzeugungsanlagen bei Spannungseinbrüchen für eine gewisse Zeit am Netz verbleiben und dieses mit einem definierten Kurzschlussstrom stützen. Diese Anforderung wird allgemein als „Fault-Ride-Through“ (FRT) bezeichnet. Insbesondere für Umrichtersysteme großer Leistung, die mit einer niedrigen Schaltfrequenz betrieben werden, stellt diese Anforderung eine große Herausforderung dar, da die Dynamik der betrachteten Erzeugungsanlagen stark begrenzt ist. In Kombination mit einem großen Netzfilter, das zum Einhalten der Oberschwingungsgrenzwerte benötigt wird, führt die geringe Dynamik bei einem plötzlichen Einbruch der Netzspannung zu ausgeprägten transienten Vorgängen, die im schlimmsten Fall zur Zerstörung des Umrichtersystems führen können. In der vorliegenden Arbeit wird gezeigt, dass eine konventionelle dq -Regelung des Netzstromes mit PI-Reglern nicht in der Lage ist, die Ausgleichsvorgänge sicher zu begrenzen. Aus diesem Grund wird ein prädiktiver Regelansatz vorgestellt, der die Dynamik der konventionellen dq -Regelung signifikant verbessert [1, 2]. Es wird demonstriert, dass die transienten Ausgleichsvorgänge, die durch Netzfehler hervorgerufen werden, dadurch zuverlässig auf ein sicheres Maß begrenzt und gleichzeitig die zulässigen Oberschwingungsgrenzwerte im stationären Betrieb eingehalten werden können. Eine Validierung der simulativen Ergebnisse erfolgt durch Messungen an einem skalierten Niederspannungsprüfstand.

Ein Vorteil des entwickelten Regelungsverfahrens gegenüber vergleichbaren Methoden ist, dass es neben einer klassischen Pulsdauermodulation auch den Einsatz alternativer Modulationsverfahren, wie beispielsweise offline optimierten Pulsmustern, erlaubt. In Kapitel 5 wird gezeigt, dass die geringe Dynamik der optimierten Pulsmuster gut durch den prädiktiven Regelansatz kompensiert werden kann. Durch den Einsatz der optimierten Pulsmuster kann eine signifikante Reduktion der Schaltfrequenz und der daraus resultierenden Schaltverluste erzielt werden, ohne dabei das Netzfilter negativ zu beeinflussen. Dadurch können die Kosten des Umrichtersystems reduziert und die Leistungsdichte erhöht werden.

2 Grundlagen

2.1 Eigenschaften eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters

Das Ersatzschaltbild eines idealen dreiphasigen 3-Punkt-NPC (Neutral-Point-Clamped) Wechselrichters ist in Bild 2.1 dargestellt. Er benötigt neben der positiven und negativen Zwischenkreisspannung zusätzlich ein Nullpotenzial im Zwischenkreis. Dadurch ermöglicht er drei Spannungspotenziale am Wechselspannungsausgang.

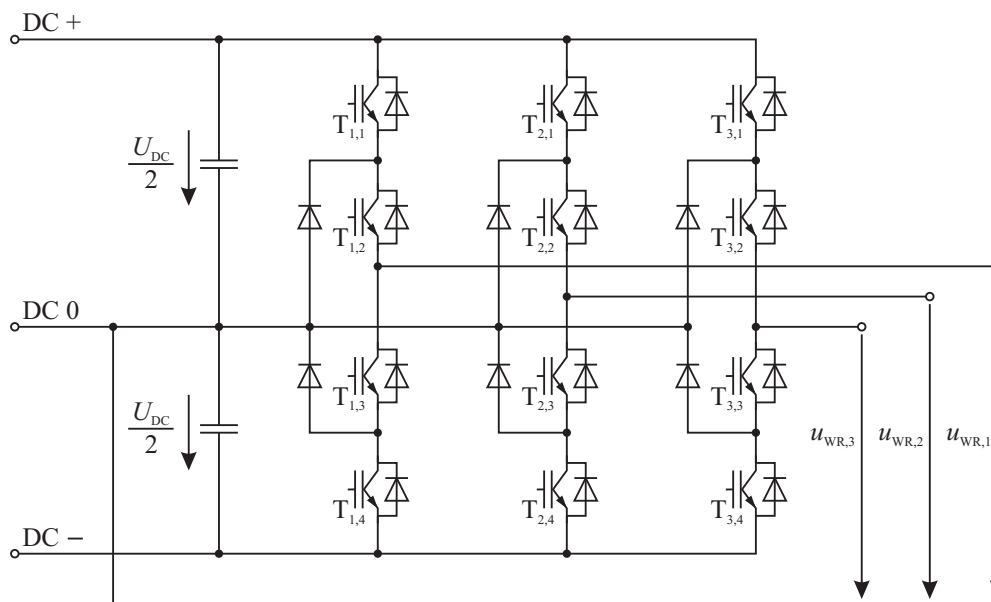


Bild 2.1: Ersatzschaltbild eines idealen 3-Punkt-NPC-Wechselrichters

Tabelle 2.1 gibt einen Überblick, wie die drei Schaltzustände in den drei Phasen ($b = 1, 2, 3$) generiert werden können. Es wird deutlich, dass sich je Phase zwei Schalterpaare ergeben. Das Paar $T_{b,1}/T_{b,3}$ schaltet lediglich bei einem Wechsel zwischen $s_b = 0$ und $s_b = 1$ und das zweite Paar $T_{b,2}/T_{b,4}$ bei einem Wechsel zwischen $s_b = 0$ und $s_b = -1$.

Tabelle 2.1: Schaltzustände eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters

| Schaltzustand s_b | $u_{WR,b}$ | $T_{b,1}$ | $T_{b,2}$ | $T_{b,3}$ | $T_{b,4}$ |
|---------------------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | $U_{DC}/2$ | ein | ein | aus | aus |
| 0 | 0 | aus | ein | ein | aus |
| -1 | $-U_{DC}/2$ | aus | aus | ein | ein |

Ein entscheidender Vorteil von 3-Punkt-Wechselrichtern ist, dass bei diesen jeder Leistungshalbleiter nur die halbe Zwischenkreisspannung sperren muss. Bei gleicher Sperrspannung der

Halbleiter lässt sich somit die Zwischenkreisspannung bei einem 3-Punkt-Wechselrichter gegenüber einem 2-Punkt-Wechselrichter verdoppeln.

Damit dies auch während eines Schaltvorganges gilt, muss ein direktes Durchschalten zwischen -1 und 1 vermieden werden. Dieser Fall wäre identisch mit einem 2-Punkt-Wechselrichter, bei dem jeweils zwei Halbleiter in Reihe geschaltet sind. Ein exakt gleichzeitiges Schalten von zwei in Reihe geschalteten Halbleitern ist nur mit einem hohen Aufwand erreichbar. Daher besteht in solch einem Fall die Gefahr, dass einer der Leistungshalbleiter vor dem anderen sperrt und kurzzeitig die gesamte Zwischenkreisspannung aufnehmen muss. Dies kann zu einem Überschreiten der Sperrspannung führen und den Leistungshalbleiter zerstören. Daher ist es wichtig, dass immer der Nullzustand als Zwischenschritt bei einem Wechsel zwischen den Schaltzuständen -1 und 1 verwendet wird. In diesem sperren der obere und der untere Schalter und nehmen jeweils die halbe Zwischenkreisspannung auf. Beim Wechsel in den Zustand 1 oder -1 bleibt einer der Schalter weiterhin aus und sperrt die halbe Zwischenkreisspannung. Daher findet in diesem Fall ein normaler Kommutierungsvorgang zwischen zwei Schaltern statt, bei dem lediglich die halbe Zwischenkreisspannung wirksam ist.

Bei einem dreiphasigen 3-Punkt-Wechselrichter ergeben sich aus den drei möglichen Schaltzuständen in jeder der drei Phasen $3^3 = 27$ unterschiedliche Schaltvektoren \vec{s} . Werden diese dreidimensional dargestellt, spannen sie einen Würfel auf. Mit Hilfe der leistungsinvarianten Clarke-Transformation (2.1) können die Schaltvektoren in Raumzeigerkoordinaten $(\alpha\beta 0)$

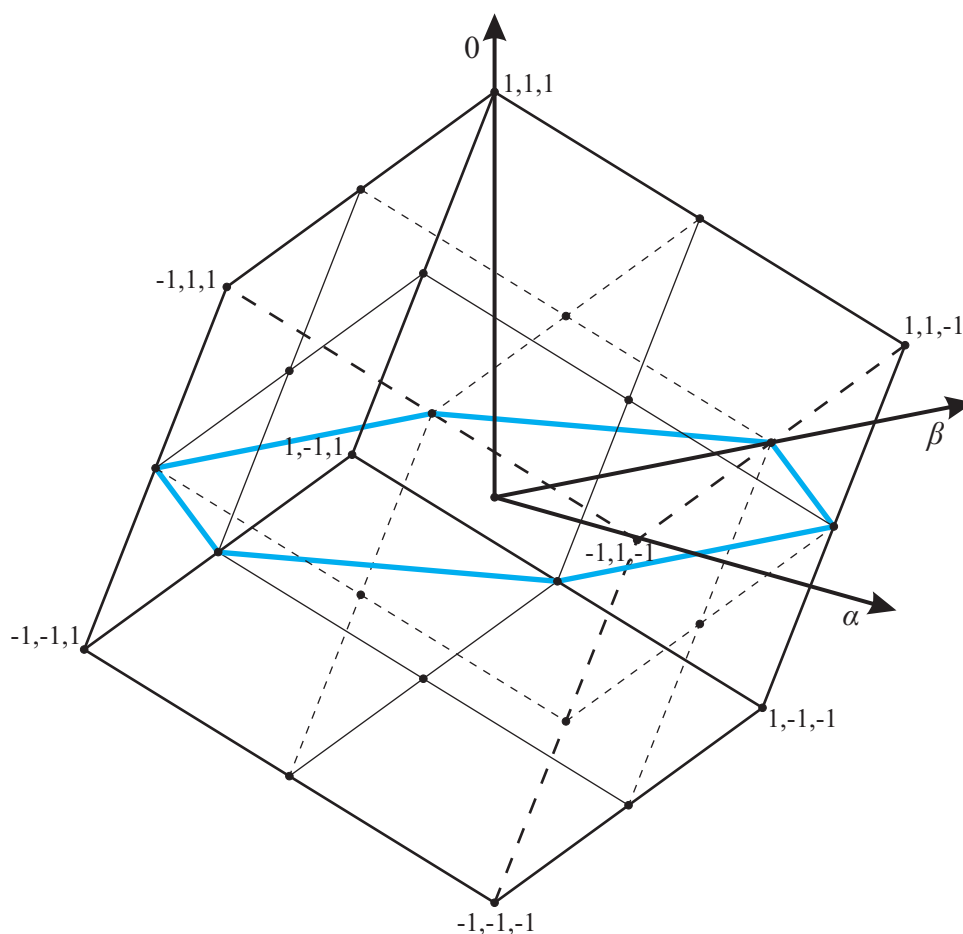


Bild 2.2: Dreidimensionale Darstellung der 27 Schaltvektoren eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters in Raumzeigerkoordinaten

überführt werden, was zu einer Drehung des Würfels führt. Bild 2.2 zeigt die resultierende dreidimensionale Darstellung des Würfels in Raumzeigerkoordinaten, die beispielsweise aus [10] bekannt ist.

$$\vec{s}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \\ s_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \quad \vec{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Die Punkte in Bild 2.2 kennzeichnen die Lage der 27 Schaltvektoren. Sie liegen in den acht Ecken (Schaltvektoren ohne Nullzustand), mittig auf den zwölf Kanten (Schaltvektoren mit einem Nullzustand) und den sechs Seitenflächen (Schaltvektoren mit zwei Nullzuständen) sowie im Mittelpunkt des Würfels. Das blau dargestellte Sechseck begrenzt die Schnittfläche des Würfels mit der Raumzeigerebene ($\alpha\beta$ -Ebene). Werden nur die α - und β -Komponenten der Schaltvektoren betrachtet, ergibt sich die zweidimensionale Anordnung der Schaltvektoren als Projektion auf die Raumzeigerebene, die zusätzlich in Bild 2.3 dargestellt ist.

Das dargestellte äußere Sechseck ist eine Projektion der maximalen Ausmaße des Würfels auf die Raumzeigerebene. Die Schnittfläche des Würfels mit der $\alpha\beta$ -Ebene wird wie in Bild 2.2 durch das blau gezeichnete Sechseck begrenzt. Innen liegt ein weiteres Sechseck, in dessen Ecken die sechs Schaltvektoren liegen, die mittig auf den Seitenflächen des Würfels angeord-

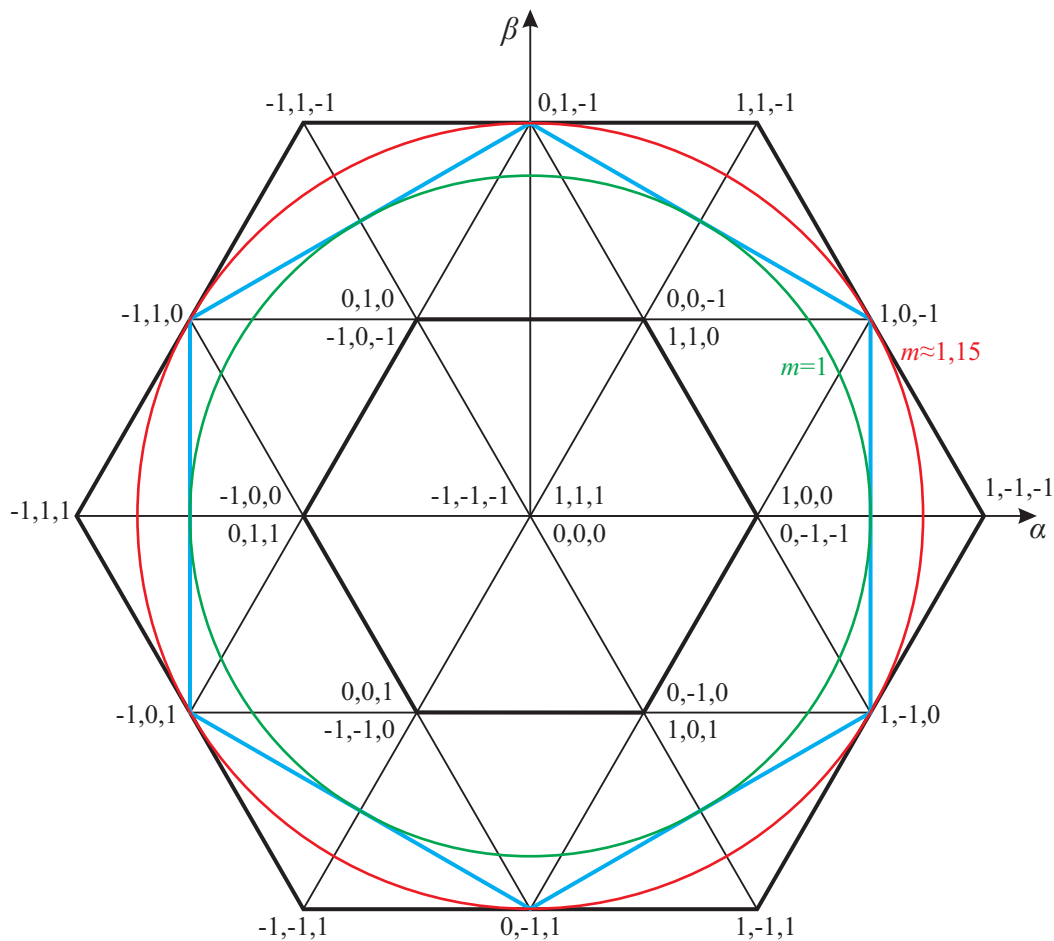


Bild 2.3: Schaltvektoren eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters in der Raumzeigerebene

net sind (Schaltvektoren mit zwei Nullzuständen). Auf die gleichen Punkte in der $\alpha\beta$ -Ebene fällt jeweils noch ein weiterer Schaltvektor von einer Würfelkante (Schaltvektoren mit einem Nullzustand). Daher ergeben sich in den Ecken des inneren Sechsecks jeweils zwei redundante Schaltvektoren, die sich lediglich durch die Nullkomponente unterscheiden. Gleiches gilt für den Nullspannungszeiger im Koordinatenursprung, der mit drei redundanten Schaltvektoren realisiert werden kann. Folglich gibt es insgesamt nur 19 unabhängige Spannungszeiger.

In einem symmetrischen sinusförmigen System, das mit (2.2) bis (2.4) beschrieben werden kann, verläuft der Raumzeiger der sinusförmigen Aussteuergrade a' kreisförmig in der $\alpha\beta$ -Ebene. Bei einem Modulationsgrad von $m = 1$ stößt der Kreis des Raumzeigers an den blau gezeichneten Rand der Schnittfläche zwischen Würfel und Raumzeigerebene. Höhere Modulationsgrade sind daher nur möglich, wenn der Raumzeiger zusätzlich eine Nullkomponente besitzt. Dadurch kann ein maximaler Modulationsgrad von $m = 2/\sqrt{3} \approx 1,15$ erreicht werden, bei dem der kreisförmige Verlauf des Raumzeigers von innen an die Begrenzung des äußeren Sechsecks stößt.

$$a'_1 = m \cdot \sin(\omega_1 t + \Phi) \quad (2.2)$$

$$a'_2 = m \cdot \sin\left(\omega_1 t + \Phi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

$$a'_3 = m \cdot \sin\left(\omega_1 t + \Phi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

Die Nullkomponente des Raumzeigers a_0 wird zu den ursprünglichen Aussteuergraden a'_b der drei Phasen ($b = 1, 2, 3$) gemäß (2.5) addiert. Bei der Wahl der Nullkomponente gibt es diverse Möglichkeiten. Eine naheliegende und weit verbreitete Vorgehensweise ist das Aufmodulieren einer 3. Harmonischen mit 1/6 Amplitude nach Gleichung (2.6).

$$a_b = a'_b + a_0 \quad (2.5)$$

$$a_{0,3.\text{Harm}} = \frac{1}{6} \cdot m \cdot \sin\left(3 \cdot (\omega_1 t + \Phi)\right) \quad (2.6)$$

Nachteilig macht sich bei dieser Methode bemerkbar, dass die Nullkomponente nur bestimmt werden kann, wenn der Modulationsgrad, die Phasenlage Φ und die Kreisfrequenz der Grundschwingung ω_1 bekannt sind. Eine direkte Berechnung aus den Zeitaugenblickswerten der nullsystemfreien Aussteuergrade a'_b ist nicht möglich.

Anders ist dies bei der sogenannten Raumzeigermodulation (Space-Vector-Modulation (SVM)), bei der die Nullkomponente mit (2.7) bestimmt wird. Unter anderem wird die Raumzeigermodulation aus diesem Grund am häufigsten als Verfahren zur Pulsdauermodulation (Pulse-Width-Modulation (PWM)) verwendet. Daher wird sie auch im Rahmen dieser Arbeit als Standard-PWM-Verfahren genutzt.

$$a_{0,\text{SVM}} = -\frac{\max(a'_1, a'_2, a'_3) + \min(a'_1, a'_2, a'_3)}{2} \quad (2.7)$$

Bei der Generierung der Schaltzustände aus der Sollspannung des Wechselrichters mit einer PWM gibt es verschiedene Möglichkeiten, die im Folgenden näher erläutert werden. Bei den Verfahren handelt es sich um Standardverfahren, die aus [11] bekannt sind. Die Benennung orientiert sich ebenfalls an [11].

Bei der Pulsdauermodulation werden die Aussteuergrade mit einem dreieckförmigen Trägersignal (Carrier) verglichen. Die Schnittpunkte der Verläufe geben die Schaltzeitpunkte an. Werden für den Vergleich zeitkontinuierliche Aussteuergrade verwendet, handelt es sich um eine „Naturally-Sampled“ PWM. Bei einer zeitdiskreten Regelung kann dieses Verfahren nicht verwendet werden, da die Regelung nur zeitdiskrete Aussteuergrade liefern kann. Daher wird auf dieses Verfahren im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter eingegangen.

Werden die Aussteuergrade einmal pro Trägerperiode im Minimum oder Maximum des Trägersignales abgetastet und bleiben für die folgende Trägerperiode konstant, handelt es sich um eine „Symmetrical-Regular-Sampled“ PWM (SRS-PWM). Im Gegensatz dazu werden die Aussteuergrade bei einer „Asymmetrical-Regular-Sampled“ PWM (ARS-PWM) zweimal pro Trägerperiode im Minimum und Maximum des Trägersignales abgetastet. Beide Verfahren können daher bei einer zeitdiskreten Regelung verwendet werden, wobei die Abtastfrequenz der Regelung mit der Abtastfrequenz der PWM synchronisiert sein muss, um zusätzliche unerwünschte Frequenzanteile in der resultierenden Umrichterspannung zu vermeiden.

Bei einem 3-Punkt-Wechselrichter ist außerdem zu beachten, dass zwei dreieckförmige Träger für die Pulsdauermodulation benötigt werden; ein Positiver zum Schalten zwischen 0 und 1 und eine Negativer zum Schalten zwischen 0 und -1. Sind beide Trägersignale phasengleich, wird das Verfahren als „Phase-Disposition“ (PD) bezeichnet. Bei um 180° phasenverschobenen Trägersignalen wird das Verfahren hingegen „Phase-Opposite-Disposition“ (POD) genannt.

In Bild 2.4 ist die Pulsdauermodulation eines 3-Punkt-Wechselrichters mit phasengleichen Trägersignalen (PD-PWM) für ein sinusförmiges Sollsignal mit einem Modulationsgrad von 0,9 für eine Phase dargestellt. Als Trägerfrequenz wurde die neunfache Grundfrequenz gewählt, da bei einem dreiphasigen Wechselrichter mit Pulsdauermodulation das Verhältnis zwischen Trägerfrequenz f_c und Grundfrequenz f_1 immer ein ganzzahliges Vielfaches von drei sein sollte. Um dies zu gewährleisten, müssen die Trägerfrequenz und die Grundfrequenz synchronisiert werden. Durch das gewählte Frequenzverhältnis wird erreicht, dass das Trägersignal in allen drei Phasen identisch zum Sollsignal liegt und das resultierende Spannungsspektrum in allen drei Phasen identisch ist. Dadurch bilden die Frequenzanteile, deren Ordnungszahl durch drei teilbar ist, ein Nullsystem, das in der verketteten Spannung nicht vorhanden ist. Außerdem wird ein Nullsystemstrom in den meisten Anlagen durch das Erdungskonzept vermieden. Daher werden die Frequenzanteile, die ein Nullsystem darstellen, in der Regel nicht in das Netz übertragen.

Bei dem PD-Verfahren muss die Trägerfrequenz außerdem ein ungeradzahliges Vielfaches der Grundfrequenz sein, da nur dann gewährleistet ist, dass die positive und die negative Halbwelle symmetrisch zu beiden Trägersignalen liegen. Ist dies nicht der Fall, sind die resultierenden positiven und negativen Spannungspulse unsymmetrisch und erzeugen unerwünschte geradzahlige Harmonische.

In Bild 2.4 ist zu erkennen, dass sich bei der gewählten Trägerfrequenz f_c fünf positive und fünf negative Spannungspulse je Grundswingungsperiode bilden. Da bei den positiven und negativen Spannungspulsen unterschiedliche Schalterpaare schalten, beträgt die resultierende mittlere Schaltfrequenz je Schalter $f_s = 5 \cdot f_1$. Allgemein kann die mittlere Schaltfrequenz einer PD-Modulation mit (2.8) berechnet werden.

$$f_{s,PD} = \frac{f_c + f_1}{2} \quad (2.8)$$

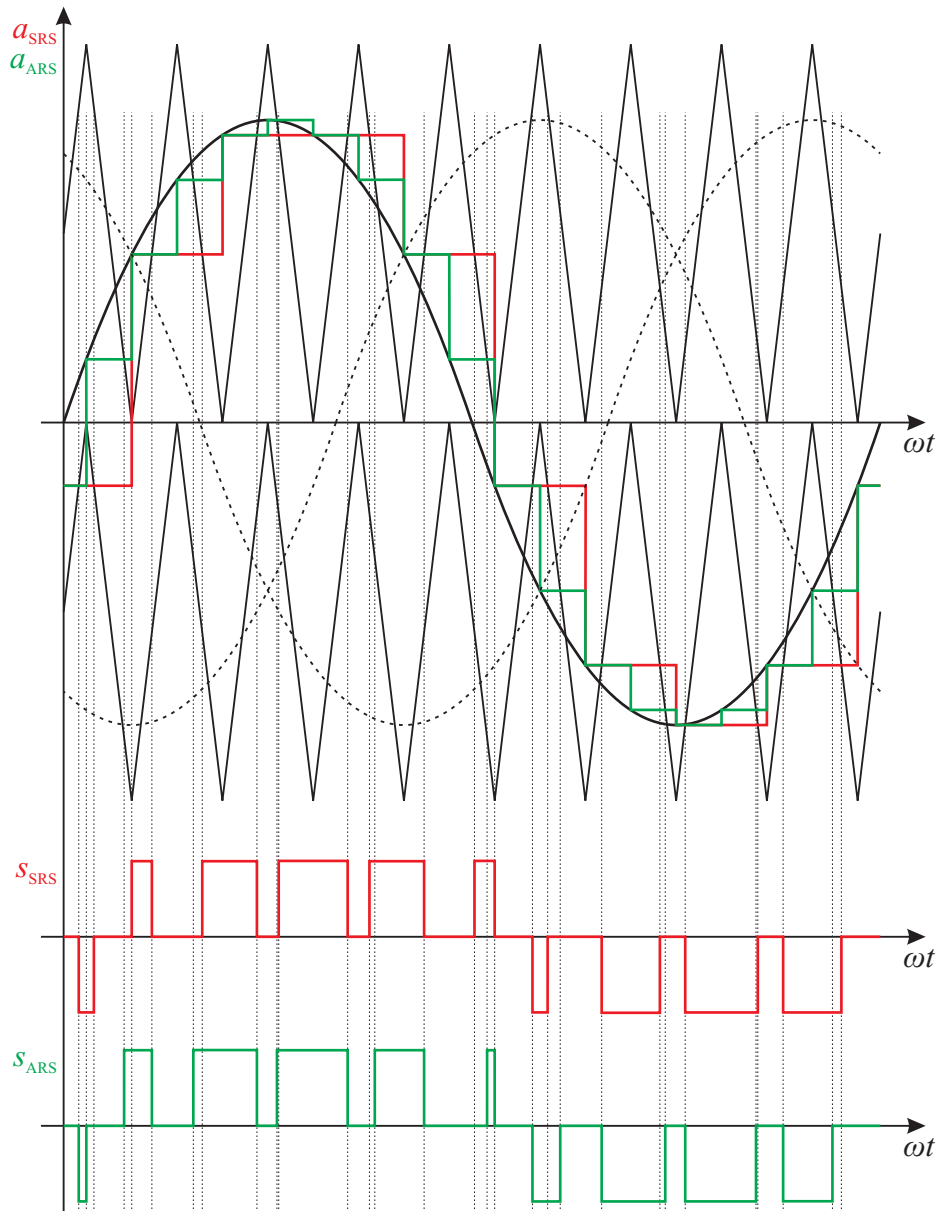


Bild 2.4: Pulsdauermodulation eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters mit phasengleichen Trägersignalen (PD-PWM) und $f_c = 9 \cdot f_1$ am Beispiel einer Phase bei symmetrischer (SRS) und asymmetrischer (ARS) Abtastung (basierend auf [11])

In Bild 2.4 fällt auf, dass bei der ARS-PD-PWM die Pulsfolge der positiven und negativen Spannungspulse identisch ist, woraus sich eine Symmetrie ergibt. Dies liegt daran, dass aufgrund der doppelten Abtastung der Verlauf des Aussteuergrades, der mit dem Trägersignal verglichen wird, ebenfalls symmetrisch ist. Dieses Verhalten ist unabhängig von der Phasenlage zwischen Trägersignal und Sollsignal. Daher beinhaltet das resultierende Spektrum der Umrichterspannung bei einer ARS-PD-PWM, deren Trägerfrequenz ein ungeradzahliges Vielfaches der dreifachen Grundfrequenz ist, immer lediglich ungeradzahlige Harmonische.

Bei der SRS-PD-PWM ist die Pulsfolge der positiven und negativen Spannungspulse hingegen unsymmetrisch. Dies ist in Bild 2.4 gut an dem ersten positiven Spannungspuls zu erkennen, der deutlich breiter als der erste negative Spannungspuls ist. Durch diese Asymmetrie beinhaltet das Spektrum bei diesem Verfahren zusätzlich geradzahlige Harmonische. Eine Symmetrie

könnte hier nur erreicht werden, wenn die Frequenz des Trägersignales ein geradzahliges Vielfaches der Grundfrequenz wäre. In diesem Fall würde allerdings das Sollsignal unsymmetrisch zum positiven und negativen Trägersignal sein, wodurch ebenfalls geradzahlige Harmonische hervorgerufen werden. Folglich werden bei der SRS-PD-PWM immer geradzahlige Harmonische erzeugt. Daher ist das Verfahren ungeeignet und wird im Folgenden nicht weiter berücksichtigt.

In Bild 2.5 ist die Pulsdauermodulation am Beispiel einer Phase für um 180° phasenverschobene Trägersignale (POD-PWM) dargestellt. Um eine Symmetrie zwischen den beiden Trägersignalen und dem Sollsignal zu erhalten, muss die Trägerfrequenz ein geradzahliges Vielfaches der Grundfrequenz sein. Außerdem muss das Verhältnis zwischen Träger- und Grundfrequenz weiterhin ein ganzzahliges Vielfaches von drei sein, da es sich um ein dreiphasiges System

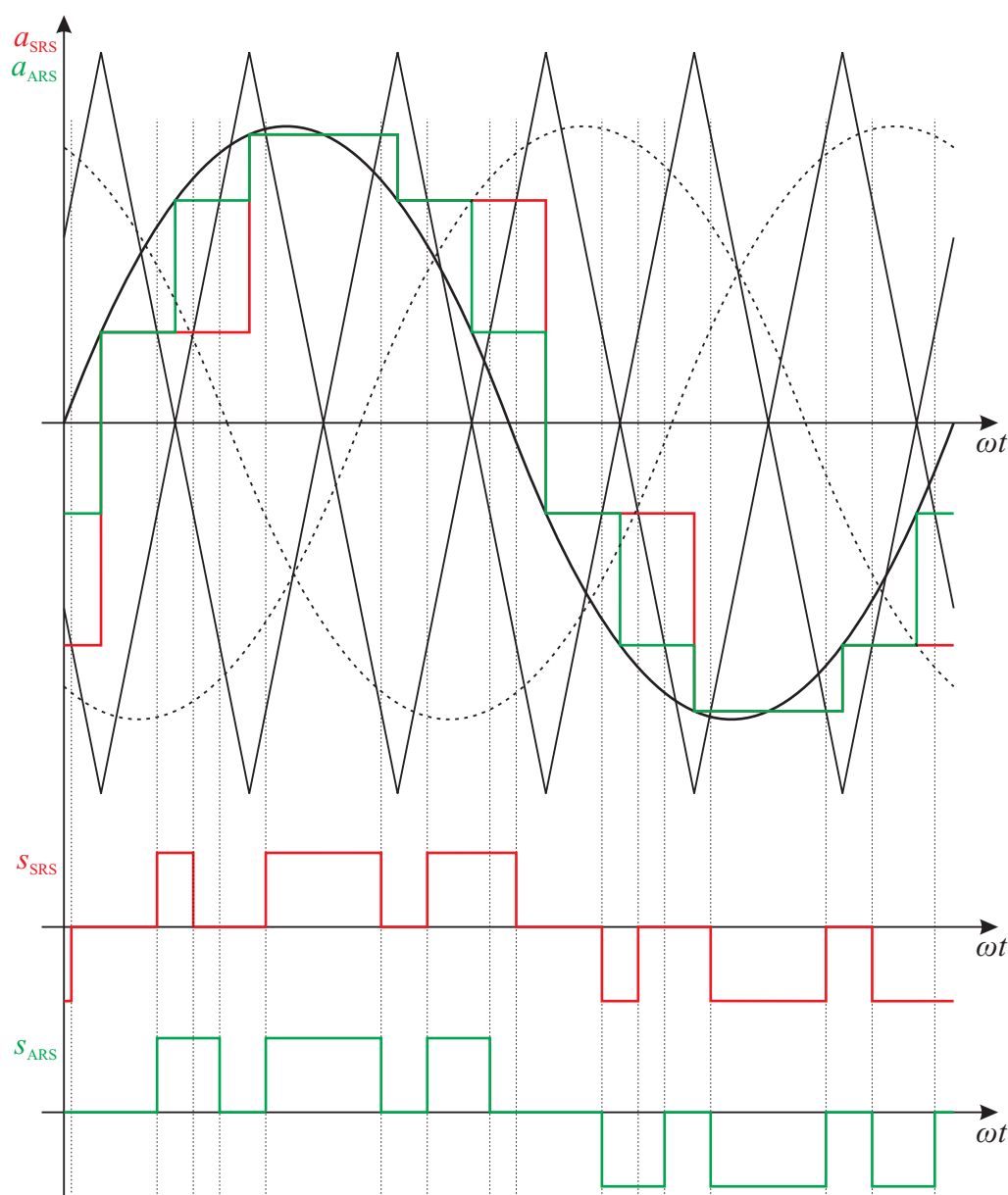


Bild 2.5: Pulsdauermodulation eines 3-Punkt-NPC-Wechselrichters mit phasenverschobenen Trägersignalen (POD-PWM) und $f_c = 6 \cdot f_1$ am Beispiel einer Phase bei symmetrischer (SRS) und asymmetrischer (ARS) Abtastung (basierend auf [11])

handelt. Daher wurde als Trägerfrequenz die sechsfache Grundfrequenz gewählt.

Es ist zu erkennen, dass die Pulsfolge der positiven und negativen Spannungspulse bei der SRS-POD-PWM und bei der ARS-POD-PWM jeweils symmetrisch ist. Daher erzeugen beide Verfahren wie gewünscht lediglich ungeradzahlige Harmonische. Des Weiteren sind jeweils drei positive und drei negative Spannungspulse je Grundschwingungsperiode zu erkennen. Die mittlere Schaltfrequenz beträgt somit $f_s = 3 \cdot f_1$ und kann allgemein über (2.9) berechnet werden.

$$f_{s,POD} = \frac{f_c}{2} \quad (2.9)$$

Die Gleichungen (2.8) und (2.9) zeigen, dass die mittlere Schaltfrequenz bei einem 3-Punkt-Wechselrichter gleich bzw. ungefähr gleich der halben Trägerfrequenz ist. Damit ist die Schaltfrequenz, bei gleicher Trägerfrequenz, bei einem 3-Punkt-Wechselrichter nur etwa halb so groß, wie bei einem klassischen 2-Punkt-Wechselrichter, bei dem die Schaltfrequenz identisch mit der Trägerfrequenz ist. Außerdem bietet der 3-Punkt-Wechselrichter ein zusätzliches Spannungslevel, wodurch die Sollspannung genauer abgebildet werden kann. Bei gleicher Trägerfrequenz führt dies zu geringeren Oberschwingungen im Vergleich zum 2-Punkt-Wechselrichter. Dadurch wird eine Reduktion der Schaltfrequenz oder des Filteraufwandes ermöglicht.

Da der 3-Punkt-Wechselrichter im Vergleich zum klassischen 2-Punkt-Wechselrichter eine Erhöhung der Zwischenkreisspannung und eine Verringerung der Schaltfrequenz ermöglicht, eignet er sich besonders gut als Mittelspannungsumrichter für Anlagen großer Leistung.

2.2 Berechnung des Spannungsspektrums eines Umrichters

Das Spannungsspektrum eines Umrichters kann bei Kenntnis des Spannungsverlaufes auf verschiedenen Wegen berechnet werden. Allgemein ist dies über eine Fourier-Analyse mit den Fourier-Koeffizienten a_n und b_n für beliebige Spannungsformen möglich. Die Amplitude der Wechselrichterspannung kann dabei mit (2.12) für alle Ordnungszahlen n bestimmt werden. Im Grundprinzip wird dieses Verfahren beispielsweise in [11] zur Berechnung der Spannungsspektren von verschiedenen Umrichtertopologien und Modulationsverfahren verwendet.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{WR}(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) d\omega t \quad (2.10)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{WR}(\omega t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) d\omega t \quad (2.11)$$

$$\hat{u}_{n,WR} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.12)$$

Ein weiteres sehr effizientes Verfahren wurde bereits in [12] zur Berechnung der Spannungsspektren genutzt. Im Rahmen dieser Arbeit wird es ebenfalls verwendet und im Folgenden kurz für einen 3-Punkt-Wechselrichter erläutert.

Die ideale Ausgangsspannung eines 3-Punkt-Wechselrichters bezogen auf den Zwischenkreismittelpunkt weist positive und negative Spannungspulse mit halber Zwischenkreisspannung auf, die einzeln über (2.13) und (2.14) beschrieben werden können. Dabei wird von einer konstanten Zwischenkreisspannung und von idealen Schaltflanken ausgegangen. Jeder Span-

nungspuls ist durch die Pulsdauer T_{pos} bzw. T_{neg} und durch die mittig im Spannungspuls angeordnete zeitliche Position t_{pos} bzw. t_{neg} definiert.

Für die Bestimmung des Spannungsspektrums muss eine vollständige Periode der Spannungspulse mit der Periodendauer T_p betrachtet werden. Entspricht die Trägerfrequenz des Modulators einem ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz, gilt $T_p = 1/f_1$.

$$u_{\text{pos}}(t) = \begin{cases} \frac{U_{\text{DC}}}{2} & -\frac{T_{\text{pos}}}{2} \leq t \leq \frac{T_{\text{pos}}}{2} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.13)$$

$$u_{\text{neg}}(t) = \begin{cases} -\frac{U_{\text{DC}}}{2} & -\frac{T_{\text{neg}}}{2} \leq t \leq \frac{T_{\text{neg}}}{2} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.14)$$

Die idealen rechteckförmigen Spannungspulse können über eine Rechteck-Funktion (rect) beschrieben werden. Bei k positiven und l negativen Spannungspulsen innerhalb der Periodendauer T_p kann die auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogene Ausgangsspannung im Zeitbereich durch eine Faltung der Rechteck-Funktionen mit einer Dirac-Stoßfolge gemäß (2.15) beschrieben werden.

Durch eine Fourier-Transformation wird die Funktion in den Frequenzbereich überführt und es ergibt sich mit (2.16) ein komplexes Frequenzspektrum. Das Amplitudenspektrum kann anschließend mit (2.17) gebildet werden.

$$u_{\text{WR,bez}}(t) = \left(\sum_{\text{pos}=1}^k \text{rect} \left(\frac{t-t_{\text{pos}}}{T_{\text{pos}}} \right) - \sum_{\text{neg}=1}^l \text{rect} \left(\frac{t-t_{\text{neg}}}{T_{\text{neg}}} \right) \right) * \sum_{q=-\infty}^{\infty} \delta(t-q \cdot T_p) \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \circ \\ u_{\text{WR,bez}}(f) = & \left(\sum_{\text{pos}=1}^k \frac{T_{\text{pos}}}{T_p} \cdot \text{si}(\pi \cdot T_{\text{pos}} \cdot f) \cdot e^{(-j2\pi \cdot t_{\text{pos}} \cdot f)} \right) \cdot \sum_{q=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - \frac{q}{T_p} \right) \\ & - \left(\sum_{\text{neg}=1}^l \frac{T_{\text{neg}}}{T_p} \cdot \text{si}(\pi \cdot T_{\text{neg}} \cdot f) \cdot e^{(-j2\pi \cdot t_{\text{neg}} \cdot f)} \right) \cdot \sum_{q=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - \frac{q}{T_p} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\hat{u}_{n,\text{WR}} = |u_{\text{WR,bez}}(n \cdot f_1)| \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{2} \quad (2.17)$$

In Bild 2.6 bis Bild 2.8 sind die mit dem vorgestellten Verfahren berechneten, auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenen Amplitudenspektren der Leiter-Sternpunktspannung für eine Raumzeigermodulation (aufmodulierte Nullkomponente nach (2.7)) mit Modulationsgrad $m = 0,9$ dargestellt. Frequenzanteile, die lediglich ein Nullsystem bilden (3., 9., 15., ...), sind im Spektrum nicht vorhanden, da der Sternpunkt nicht mit dem Zwischenkreis verbunden ist.

Die dargestellten Spektren unterscheiden sich durch die verwendeten Modulationsverfahren, bei denen es sich um die drei geeigneten Standardverfahren aus dem vorherigen Abschnitt handelt. Es wird deutlich, dass bei den beiden POD-Verfahren (Bild 2.7 und Bild 2.8) die Seitenbänder um die Trägerfrequenz stark ausgeprägt sind. Dafür sind die Frequenzanteile zwischen der Grundfrequenz und dem Seitenband der Trägerfrequenz relativ klein. Bei der ARS-PD-SVM (Bild 2.6) ist dies genau umgekehrt. Die Amplituden der Seitenbänder um die Trägerfrequenz sind deutlich kleiner, als bei der POD-Modulation. Dafür sind die Seitenbänder breiter und die Frequenzanteile zwischen der Grundfrequenz und den Seitenbändern weisen

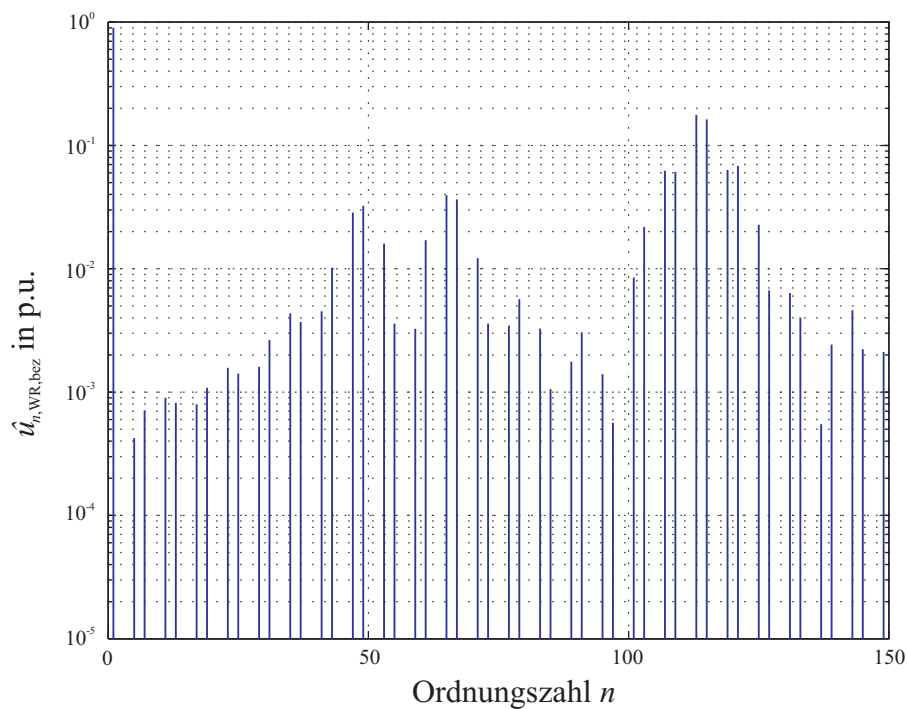


Bild 2.6: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit ARS-PD-SVM für $m = 0,9$ und $f_c = 57 \cdot f_1$ (Leitersternpunkt ohne Nullsystem)

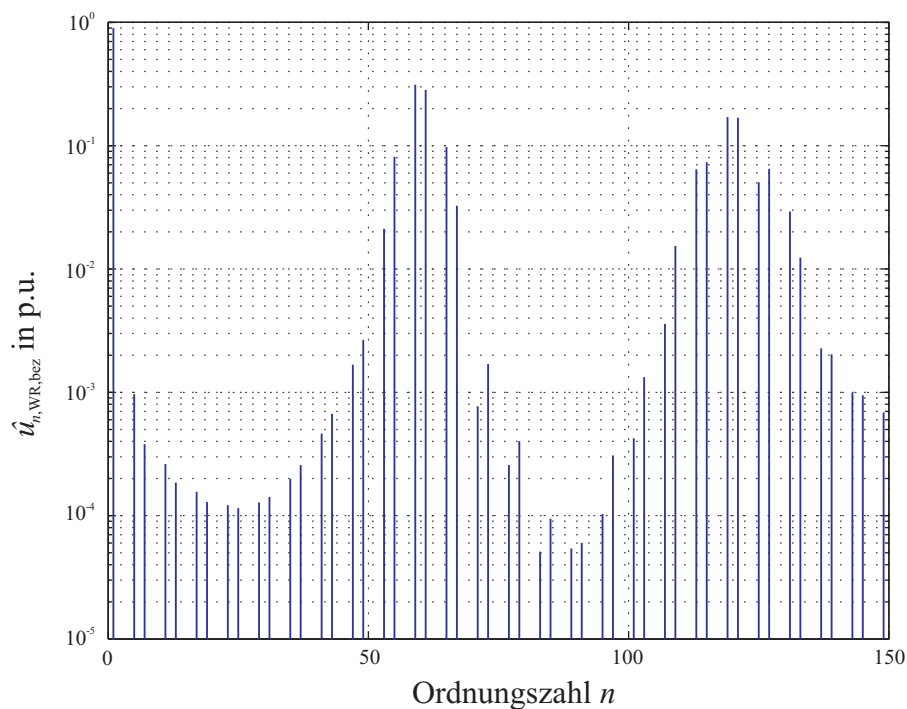


Bild 2.7: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit SRS-POD-SVM für $m = 0,9$ und $f_c = 60 \cdot f_1$ (Leitersternpunkt ohne Nullsystem)

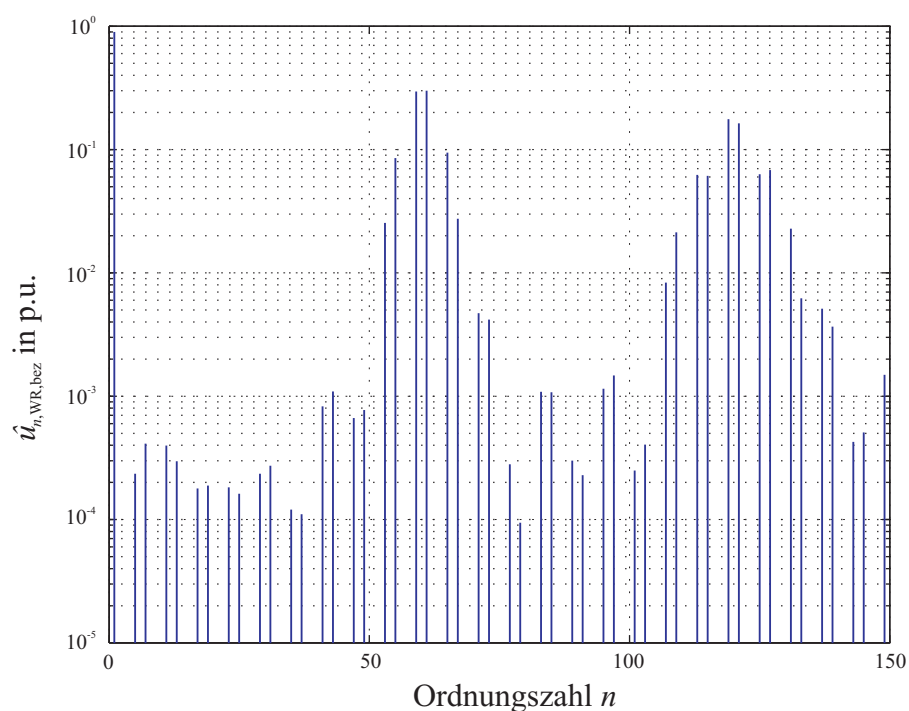


Bild 2.8: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit ARS-POD-SVM für $m = 0,9$ und $f_c = 60 \cdot f_1$ (Leitersternpunkt ohne Nullsystem)

eine deutlich höhere Amplitude auf.

Welches Verfahren am besten für Umrichter in dezentralen Erzeugungsanlagen geeignet ist, kann an dieser Stelle nicht beurteilt werden. Die Antwort hängt von dem Zusammenspiel von Umrichterspektrum und Netzfilter ab, das im nächsten Kapitel eingehend betrachtet wird.

3 Auslegung eines LCL-Netzfilters

Leistungselektronische Schaltungen verursachen aufgrund ihrer schaltenden Betriebsweise unerwünschte Oberschwingungen im Energieversorgungsnetz. Um trotz der zunehmenden Anzahl an dezentralen Erzeugern und Verbrauchern, die über Umrichter an das Netz angeschlossen sind, die Qualität der Netzspannung zu gewährleisten, müssen definierte Grenzwerte für die verursachten Oberschwingungen eingehalten werden. Um dies zu erreichen, ist der Einsatz von Netzfiltern bei netzgekoppelten Umrichtern unabdingbar.

Am häufigsten werden LCL-Filter als Netzfilter verwendet, da diese mit einem geringeren Volumen eine bessere Filterwirkung erzielen können als einfache L-Filter [13–19]. Nachteilig macht sich jedoch die Resonanzfrequenz des LCL-Filters bemerkbar, da eine Anregung unbedingt vermieden werden muss. Die Lage der Resonanz muss daher bei der Filterauslegung berücksichtigt werden, was die Auslegung erschwert. Folglich werden auch nur sehr selten Filter höherer Ordnung mit mehr als einer Resonanzstelle verwendet.

Die Auslegung von LCL-Netzfiltern wurde bereits in der Vergangenheit intensiv behandelt. In [9] und [13] wird ein sehr häufig verwendetes Auslegungsverfahren Schritt für Schritt beschrieben. Die Induktivitäten werden dabei über die zulässige Stromschwankungsbreite und die Filterkapazität über die maximal zulässige Blindleistung des Filters bestimmt. Bei der Auswahl der Kapazität wird außerdem berücksichtigt, dass die resultierende Filterresonanz zwischen dem zehnfachen der Grundfrequenz und der Hälfte der Schaltfrequenz liegt. Dieses Kriterium soll eine Anregung der Filterresonanz durch vom Umrichter erzeugte Oberschwingungen verhindern.

Das beschriebene Verfahren wird mit leichten Abwandlungen in diversen Veröffentlichungen verwendet. In [14] und [15] wird es aufgegriffen, um LCL-Filter für netzgekoppelte Umrichter im Allgemeinen zu entwerfen. Als konkrete Anwendung wird in [20] die Auslegung des Netzfilters für einen Energiespeicher betrachtet. In [21] ist das Anwendungsgebiet ein aktiver Filter zur Kompensation von Oberschwingungen und in [22] erfolgt eine Auslegung für eine Windkraftanlage. Die Auslegung für parallele Umrichter in Windkraftanlagen wird zusätzlich in [16] untersucht. Neben der Auslegung des Filters wird in [23] außerdem eine aktive Dämpfung der Filterresonanz betrachtet.

Als weiteres wichtiges Kriterium kommen in [24] die zulässigen Oberschwingungsgrenzwerte für die Netzeinspeisung hinzu, die von den Netzbetreibern vorgegeben werden. In [17–19] werden alternativ die Empfehlungen der IEEE 519-1992 [25] als Grenzwerte für Oberschwingungen berücksichtigt.

Die erwähnten Arbeiten befassen sich allesamt mit der Auslegung des Netzfilters für Umrichtersysteme, deren Schaltfrequenz im Kilohertz-Bereich liegt. Wie bereits erwähnt ist dies eine Voraussetzung für die Anwendung des Auslegungsverfahrens, da Umrichter mit herkömmlichen Modulationsverfahren im Bereich zwischen der Grundfrequenz und den Seitenbändern der Trägerfrequenz keine signifikanten Oberschwingungen erzeugen. Dies ist in Bild 3.1(a) beispielhaft für das Spektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit SRS-POD-PWM (sinusför-

mige Modulation ohne Nullsystem) und einer mittleren Schaltfrequenz von 900 Hz dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass im Bereich zwischen der 5. und 29. Harmonischen keine signifikanten Oberschwingungen erzeugt werden. Unter Vernachlässigung möglicher Anregungen aus dem Netz bietet sich dieser Bereich für die Resonanzfrequenz des LCL-Filters an. Im Vergleich dazu zeigt Bild 3.1(b) das Spektrum für einen 3-Punkt-Umrichter mit halbiertes Schaltfrequenz (450 Hz). Es ist gut zu erkennen, dass die Seitenbänder der Trägerfrequenz bis an die Grundfrequenz heranreichen. Außerdem gehen die Seitenbänder der Trägerfrequenz und deren Vielfache direkt ineinander über. Das Spektrum beinhaltet somit Oberschwingungen im gesamten Frequenzbereich und das beschriebene Verfahren zur Filterauslegung ist nicht anwendbar.

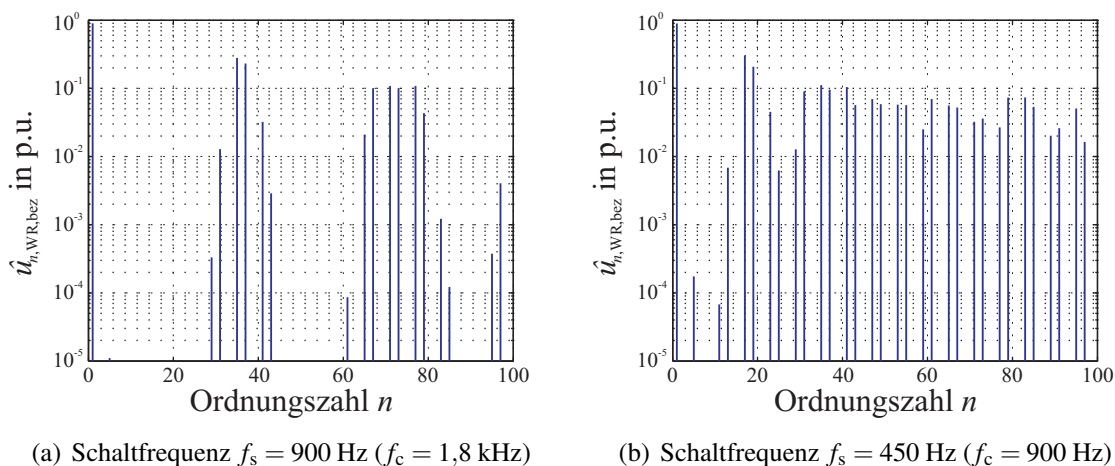


Bild 3.1: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit SRS-POD-PWM (sinusförmige Modulation ohne Nullsystem) bei $m = 0,9$ (Leiter-Sternpunkt ohne Nullsystem)

Mit der steigenden Leistung von Windkraftanlagen geht der Trend immer mehr zu einer direkten Einspeisung der erzeugten Energie in das Mittelspannungsnetz. Hinzu kommt, dass der Phasenstrom von Niederspannungsumrichtern großer Leistung (einzelne MW) bereits im Kiloampere-Bereich liegt. Daraus resultieren hohe Stromwärmeverluste in den Leistungshalbleitern und den parasitären Widerständen der Anlage sowie ein erhöhter Kupferaufwand, um die Stromtragfähigkeit des Systems sicherzustellen. Dies führt dazu, dass für die Netzanbindung von Windkraftanlagen großer Leistung immer häufiger Mittelspannungsumrichter verwendet werden, da bei diesen der Phasenstrom bei gleicher Leistung deutlich geringer ist.

Ein entscheidender Nachteil von Mittelspannungsumrichtern sind jedoch die erhöhten Schaltverluste im Vergleich zu Niederspannungsumrichtern. Aufgrund der höheren Sperrspannung dauert der Schaltvorgang der Leistungshalbleiter von Mittelspannungsumrichtern deutlich länger als bei Niederspannungsumrichtern, was die Schaltverlustenergie erhöht. Um die Schaltverluste bei Mittelspannungsumrichtern trotzdem auf ein akzeptables Maß zu begrenzen, werden diese häufig mit Schaltfrequenzen von lediglich einigen hundert Hertz betrieben. Das resultierende Spektrum ist daher in der Regel ähnlich dem in Bild 3.1(b) gezeigten. Es bietet keinen größeren Bereich ohne signifikante Oberschwingungen für die sichere Lage der Filterresonanz und somit ist das eingangs beschriebene Verfahren zur Filterauslegung für Anlagen großer Leistung mit Mittelspannungsumrichtern nicht anwendbar.

Mit der Filterauslegung für Anlagen größerer Leistung mit niedriger Schaltfrequenz beschäfti-

gen sich nur sehr wenige Veröffentlichungen. Häufig werden Auslegungen für Anlagen großer Leistung beschrieben, die aber aufgrund der verwendeten Topologie und Spannungsebene trotzdem eine Schaltfrequenz im Bereich weniger Kilohertz aufweisen [16, 20, 24]. Eine Ausnahme stellt [26] dar. Dort wird die Auslegung eines LCL-Filters für eine 6 MW Windenergieanlage mit 3-Punkt-NPC-Mittelspannungsumrichter und einer Schaltfrequenz von 1,05 kHz betrachtet. Die Randbedingungen sind somit vergleichbar zu denen der vorliegenden Arbeit.

Das in [26] beschriebene Verfahren berücksichtigt die Vorgaben der Netzbetreiber bezüglich der zulässigen Oberschwingungen und die Stromschwankungsbreite. Mit diesen Randbedingungen wird das LCL-Filter grundlegend ausgelegt, wobei vorerst die Filterresonanz vernachlässigt wird. Dadurch ist es auch möglich, dass die Filterresonanz genau auf einer Harmonischen liegt. In einem zweiten Schritt wird dann die Filterresonanz so stark passiv gedämpft, dass die Oberschwingungsgrenzwerte auch für den Bereich um die Filterresonanz eingehalten werden. Um das zu erreichen, ist eine sehr starke passive Dämpfung erforderlich, die die Filterresonanz komplett eliminiert. Dies hat den zusätzlichen Vorteil, dass die Resonanz durch Störungen aus dem Netz ebenfalls nicht angeregt werden kann. Nachteilig machen sich jedoch die hohen Verluste bemerkbar, die durch den erforderlichen Dämpfungswiderstand hervorgerufen werden.

Um diese zu reduzieren, wird in [26] zusätzlich eine resonante Dämpfung vorgestellt. Dabei wird parallel zu dem Dämpfungswiderstand eine Kapazität und eine Induktivität geschaltet. Die Resonanz des resultierenden Schwingkreises wird gleich der eigentlichen Filterresonanz gewählt. Dadurch ist der Dämpfungswiderstand nur im Bereich der Filterresonanz aktiv. Bei kleineren und größeren Frequenzen dominiert das Verhalten der parallelen Induktivität bzw. Kapazität, wodurch die Verluste der passiven Dämpfung deutlich reduziert werden können. Eine Grundvoraussetzung für eine wirksame Dämpfung der Resonanz ist jedoch, dass die Resonanz des Dämpfungsschwingkreises in allen Betriebspunkten ungefähr der Resonanz des Filters entspricht. Dies kann allerdings aufgrund von Abweichungen der Filterparameter und durch eine schwankende Netzimpedanz nicht immer gewährleistet werden. Insbesondere die Netzimpedanz kann in schwachen Netzen in Abhängigkeit des Netzzustandes stark variieren und eine signifikante Frequenzabhängigkeit aufweisen [27, 28].

Um eine Filterauslegung für Anlagen großer Leistung mit niedriger Schaltfrequenz auch an schwachen Netzen zu ermöglichen, wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein spezielles Auslegungsverfahren entwickelt [3–5], das im Folgenden detailliert beschrieben wird. Es berücksichtigt die zulässigen Oberschwingungsgrenzwerte für Erzeugungsanlagen am Netz und die variable Filterresonanz. Außerdem werden die Toleranzen der Filterelemente, der Netzspannung und der Netzfrequenz bei der Auslegung berücksichtigt. Dadurch kann eine Anregung der Filterresonanz in allen Betriebspunkten ausgeschlossen werden und die Oberschwingungsgrenzwerte werden sicher eingehalten. Eine zusätzliche verlustbehaftete passive Dämpfung ist dabei nicht erforderlich.

Im folgenden Abschnitt wird zuerst auf die zulässigen Grenzwerte der Netzbetreiber für Oberschwingungen eingegangen, die eine wichtige Randbedingung während des Auslegeprozesses spielen. Anschließend wird die Auslegung des LCL-Filters von der mathematischen Beschreibung bis hin zu der Auswahl der optimalen Filterelemente erläutert. Darauf aufbauend wird die Filterauslegung am Beispiel einer 5 MW Windenergieanlage mit 3-Punkt-Mittelspannungsumrichter demonstriert. Abgeschlossen wird das Kapitel mit einer experimentellen Validierung an einem skalierten Niederspannungsprüfstand.

3.1 Grenzwerte für Oberschwingungen von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz

Die geltenden Oberschwingungsgrenzwerte für Umrichter am Netz variieren zwischen Verbrauchern und Erzeugern, den Spannungsclassen und den gültigen nationalen Bestimmungen. Da sich die vorliegende Arbeit mit der Integration von dezentralen Energieerzeugern großer Leistung in das Mittelspannungsnetz beschäftigt, werden im Folgenden die in Deutschland gültigen Bestimmungen für Erzeugungslagen am Mittelspannungsnetz [29] verwendet.

In Tabelle 3.1 sind die dort aufgeführten Oberschwingungsgrenzwerte für Ströme, die eine Anlage in das Netz einspeisen darf, dargestellt. Der Index n gibt die Ordnungszahl an, die ganzzahlig und gebrochen (Zwischenharmonische) sein kann. Zu beachten ist, dass es sich dabei um Grenzwerte für Oberschwingungsströme handelt, die von der Anlage erzeugt und in das Netz eingespeist werden dürfen. Oberschwingungsströme, die aufgrund von vorhandenen Oberschwingungen im Netz zustande kommen zählen nicht dazu. Speisen mehrere Anlagen gemeinsam an einem Netzanschlusspunkt (Point of Common Coupling (PCC)) in das Netz, gelten die Grenzwerte für den Summenstrom, der in das Netz fließt.

Tabelle 3.1: Auf die Netzkurzschlussleistung bezogener zulässiger Oberschwingungsstrom [29]
¹⁾ Messbandbreite 200 Hz

| Ordnungszahl n | Zulässiger, bezogener Oberschwingungsstrom $i_{n,zul,bez}$ in A/MVA | | |
|------------------------|---|--------------------|--------------------|
| | 10 kV Netz | 20 kV Netz | 30 kV Netz |
| 5 | 0,058 | 0,029 | 0,019 |
| 7 | 0,082 | 0,041 | 0,027 |
| 11 | 0,052 | 0,026 | 0,017 |
| 13 | 0,038 | 0,019 | 0,013 |
| 17 | 0,022 | 0,011 | 0,07 |
| 19 | 0,018 | 0,009 | 0,006 |
| 23 | 0,012 | 0,006 | 0,004 |
| 25 | 0,01 | 0,005 | 0,003 |
| 29, 31, 35, 37 | $0,01 \cdot 25/n$ | $0,005 \cdot 25/n$ | $0,003 \cdot 25/n$ |
| sonst. $n \leq 40$ | $0,06/n$ | $0,03/n$ | $0,02/n$ |
| $n > 40$ ¹⁾ | $0,18/n$ | $0,09/n$ | $0,06/n$ |

Die aufgeführten Grenzwerte sind bezogen auf die Kurzschlussleistung S_k des Netzes in MVA. Sie können mit (3.1) in Stromwerte umgerechnet werden, die eine Anlage am PCC in das Netz speisen darf. Die zulässigen Ströme sind somit proportional zu der Kurzschlussleistung und, wie aus Tabelle 3.1 ersichtlich, antiproportional zu der Bemessungsspannung des Netzes.

$$I_{n,PCC,zul} = i_{n,zul,bez} \cdot S_k \quad (3.1)$$

Mit Hilfe der Netzimpedanz $Z_{N,n}$ und der verketteten Bemessungsspannung des Netzes U_r kann mit (3.2) aus den zulässigen Oberschwingungsströmen am Netzanschlusspunkt eine zulässige auf die Bemessungsspannung bezogene Oberschwingungsspannung ermittelt werden.

Die Netzkurzschlussleistung lässt sich wiederum nach (3.3) aus der verketteten Bemessungsspannung und der Netzimpedanz der Grundschwingung $Z_{N,1}$ berechnen. Wird des Weiteren

eine rein induktive Netzimpedanz vorausgesetzt, gilt außerdem (3.4).

$$u_{n,zul,bez} = \frac{U_{n,PCC,zul}}{U_r/\sqrt{3}} = \frac{I_{n,PCC,zul} \cdot Z_{N,n} \cdot \sqrt{3}}{U_r} = \frac{i_{n,zul,bez} \cdot Z_{N,n} \cdot S_k \cdot \sqrt{3}}{U_r} \quad (3.2)$$

$$S_k = 3 \cdot \frac{(U_r/\sqrt{3})^2}{Z_{N,1}} = \frac{U_r^2}{Z_{N,1}} \quad (3.3)$$

$$Z_{N,n} = n \cdot \omega_1 \cdot L_N \quad (3.4)$$

Daraus ergibt sich für die auf die Bemessungsspannung bezogene zulässige Oberschwingungsspannung am PCC:

$$u_{n,zul,bez} = \frac{i_{n,zul,bez} \cdot n \cdot \omega_1 \cdot L_N \cdot U_r^2 \cdot \sqrt{3}}{U_r \cdot \omega_1 \cdot L_N} = i_{n,zul,bez} \cdot n \cdot U_r \cdot \sqrt{3} \quad \text{für } Z_{N,n} = n \cdot \omega \cdot L_N \quad (3.5)$$

Da $i_{n,zul,bez}$ bei gegebener Kurzschlussleistung antiproportional zu der Bemessungsspannung des Netzes ist, ist $u_{n,zul,bez}$ folglich unabhängig von der Bemessungsspannung. Außerdem sind die Spannungsgrenzwerte unabhängig von der Netzkurzschlussleistung. Die aus (3.5) resultierenden festen Grenzwerte für Spannungsüberschwingungen am Netzanschlusspunkt, die von Erzeugungsanlagen an einem Netz mit rein induktiver Netzimpedanz verursacht werden dürfen, sind zusätzlich tabellarisch in [29] aufgeführt und hier in Tabelle 3.2 dargestellt.

Tabelle 3.2: Auf die Bemessungsspannung bezogene zulässige Oberschwingungsspannung bei einer rein induktiven Netzimpedanz [29]

¹⁾ Messbandbreite 200 Hz

| Ordnungszahl n | Zulässige, bezogene Oberschwingungsspannung $u_{n,zul,bez}$ in % von U_r |
|------------------------|--|
| 5 | 0,5 |
| 7 | 1 |
| 11 | 1 |
| 13 | 0,85 |
| 17 | 0,65 |
| 19 | 0,6 |
| 23 | 0,5 |
| 25 | 0,4 |
| 29, 31, 35, 37 | 0,4 |
| sonst. $n \leq 40$ | 0,1 |
| $n > 40$ ¹⁾ | 0,3 |

Die Annahme einer rein induktiven Netzimpedanz ist in der Regel in Hochspannungsnetzen und teilweise sogar im Mittelspannungsnetz zulässig. In Niederspannungsnetzen und in den meisten Mittelspannungsnetzen ist der ohmsche Anteil der Netzimpedanz jedoch nicht vernachlässigbar. Der ohmsche Anteil führt zu einer geringeren Dämpfung der Stromharmonischen mit höherer Ordnungszahl im Vergleich zu einer rein induktiven Netzimpedanz. Im Extremfall einer rein ohmschen Netzimpedanz ergibt sich aus (3.5) als Grenzwert für Spannungsüberschwingungen am PCC:

$$u_{n,zul,bez} = i_{n,zul,bez} \cdot U_r \cdot \sqrt{3} \quad \text{für } Z_{N,n} = R_N \quad (3.6)$$

Die zulässigen Spannungsgrenzwerte sind bei einer ohmschen Netzimpedanz durch den Wegfall der Ordnungszahl n geringer als bei einer induktiven Netzimpedanz. Die Grenzwerte für eine ohmsch-induktive Netzimpedanz liegen dazwischen und sind immer geringer als bei einer rein induktiven Netzimpedanz.

Folglich können die Grenzwerte für Spannungsharmonische aus Tabelle 3.2 nur für Netze mit rein induktiver Netzimpedanz verwendet werden. Bei der Filterauslegung für Anlagen an Netzen mit signifikantem ohmschen Anteil an der Netzimpedanz müssen daher die Grenzwerte für Stromharmonische aus Tabelle 3.1 beachtet werden.

3.2 Mathematische Modellierung eines LCL-Filters

Um ein LCL-Filter auszulegen, muss dieses zuerst mathematisch modelliert werden. Ziel dieser Modellierung ist es, alle wichtigen Eigenschaften des Filters in Gleichungen zu fassen, die dann bei dem eigentlichen Auslegeprozess verwendet werden können. Dazu zählt die Berechnung der erzeugten Stromüberschwingungen am Netzanschlusspunkt, die Lage der Filterresonanz und die Berechnung des Aussteuergrades für verschiedene Betriebspunkte.

Als Ausgangspunkt dient das Ersatzschaltbild des Systems bestehend aus Wechselrichter, LCL-Filter, Netztransformator und Netz, welches in Bild 3.2 dargestellt ist. Der Umrichter ist dabei als ideal schaltende Quelle ohne parasitäre Impedanzen modelliert. Das Netz wird mit einer ohmsch-induktiven Netzimpedanz und einer rein sinusförmigen Gegenspannungsquelle modelliert, die ausschließlich ein Mitsystem der Grundfrequenz beinhaltet.

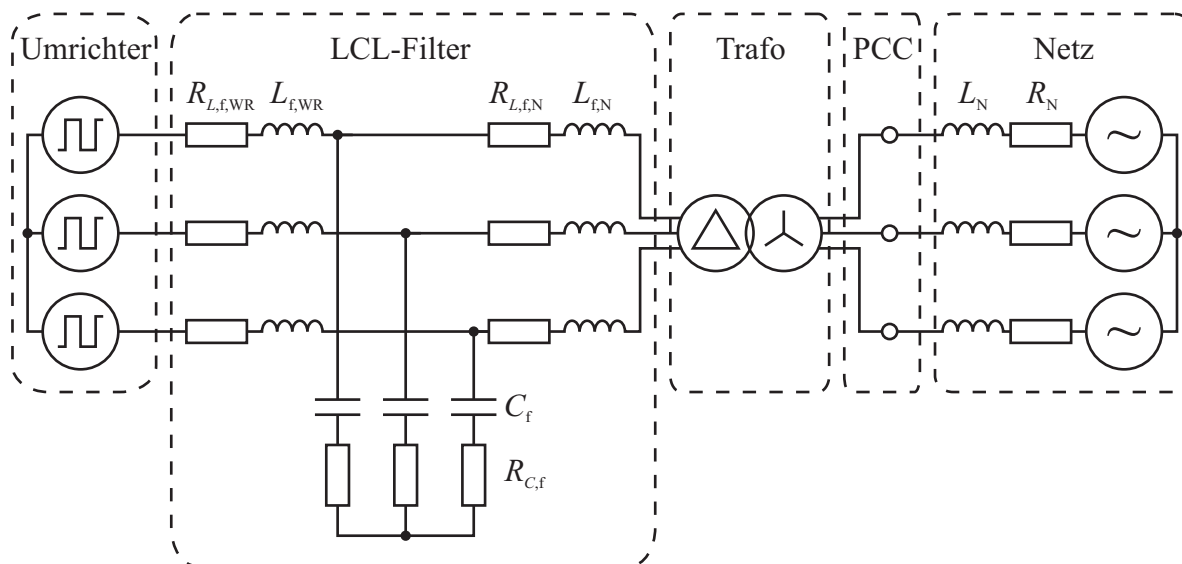


Bild 3.2: Ersatzschaltbild des Systems bestehend aus Umrichter, LCL-Filter und Netzmodell

Da der Zwischenkreis des Umrichters nicht geerdet ist, beinhaltet die von ihm erzeugte Spannung, bezogen auf den Sternpunkt des Filters, kein Nullsystem. Da außerdem das Netzfilter nicht geerdet ist, kann sich in diesem auch kein Nullsystemstrom ausbilden. Zusätzlich ist die Anlage durch einen Netztransformator vom Netz entkoppelt. Das Nullsystem kann folglich bei der Filterauslegung vernachlässigt werden.

Die Vernachlässigung des Nullsystems ermöglicht eine einphasige Betrachtung des Systems,

was die mathematische Beschreibung erheblich vereinfacht. In Bild 3.3 ist das resultierende einphasige Ersatzschaltbild dargestellt. Der Netztransformator wird dabei vereinfachend durch seine Streuinduktivität L_σ modelliert, die bei der Auslegung als Teil der netzseitigen Filterinduktivität betrachtet werden kann.

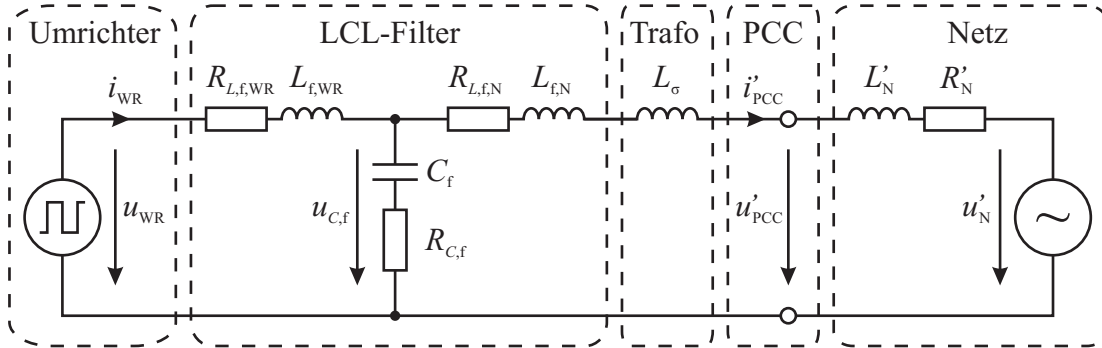


Bild 3.3: Einphasiges Ersatzschaltbild des Systems bestehend aus Umrichter, LCL-Filter und Netzmodell

Die Streuinduktivität kann über die Kurzschlussspannung u_k in p.u., die Bemessungsleistung S_r des Transformators sowie über die verkettete Bemessungsspannung und die Grundfrequenz des Netzes mit (3.7) berechnet werden. Aus (3.8) ergibt sich anschließend die wirksame netzseitige Filterinduktivität.

$$L_\sigma = \frac{u_k \cdot U_r'^2}{\omega_1 \cdot S_r} \quad (3.7)$$

$$L_{f,N,\sigma} = L_{f,N} + L_\sigma \quad (3.8)$$

Es ist zu beachten, dass als Bemessungsspannung des Netzes anstatt der Spannungsebene des Mittelspannungsnetzes (z.B. 20 kV) direkt die Spannungsebene auf der Anlagenseite des Transformators (z.B. 3 kV) verwendet werden muss. Dies ist notwendig, da alle netzseitigen Größen im Ersatzschaltbild aufgrund des Übersetzungsverhältnisses des Transformators auf die Anlagenseite bezogen werden. Das Vorgehen bietet außerdem den Vorteil, dass eine Filterauslegung unabhängig von der eigentlichen Spannungsebene des Netzes stattfinden kann. Ausschlaggebend sind lediglich die Parameter der Anlage und die Kurzschlussleistung des Netzes. Mit dieser lässt sich direkt die wirksame bezogene Netzimpedanz berechnen:

$$Z'_N = \frac{U_r'^2}{S_k} \quad (3.9)$$

Die Aufteilung der Netzimpedanz in den ohmschen und den induktiven Anteil erfolgt über den Faktor k_{XR} , der das Verhältnis von induktivem Imaginär- zum Realteil beschreibt:

$$k_{XR} = \frac{\omega_1 \cdot L'_N}{R'_N} \quad (3.10)$$

Der Widerstand und die Induktivität der Netzes können daraus wie folgt berechnet werden:

$$R'_N = \frac{Z'_N}{\sqrt{1 + k_{XR}^2}} \quad L'_N = \frac{R'_N \cdot k_{XR}}{\omega_1} \quad (3.11)$$

3.2.1 Übertragungsfunktion des Filters

Ein wichtiges Kriterium bei der Auslegung des Filters ist, dass die zulässigen Grenzwerte für Oberschwingungsströme am Netzanschlusspunkt nicht überschritten werden. Um die erzeugten Oberschwingungsströme bei Kenntnis des Spektrums der Umrichtersterntenspannung u_{WR} zu berechnen, wird die Übertragungsfunktion $\underline{G}_I(\omega) = \underline{I}'_{PCC}(\omega)/\underline{U}_{WR}(\omega)$ des Filters benötigt. Sie gibt das Verhältnis vom Strom am Netzanschlusspunkt zur Spannung des Wechselrichters in Abhängigkeit der Frequenz an.

Aufgrund der Modellierung des Netzes muss bei der Bestimmung der Übertragungsfunktion zwischen der Grundfrequenz und den Oberschwingungen unterschieden werden. Bei der Grundfrequenz sind die Netzimpedanz und die sinusförmige Gegenspannungsquelle wirksam. Für alle übrigen Frequenzen stellt die grundfrequente Gegenspannungsquelle hingegen einen Kurzschluss dar und braucht nicht berücksichtigt zu werden.

Für die Berechnung der Strom Oberschwingungen ist die Grundschiwingung nicht relevant. Daher ist es ausreichend, die Übertragungsfunktion für die Oberschwingungen zu bilden. Sie kann über eine komplexe Netzwerkberechnung auf Basis des einphasigen Ersatzschaltbildes (Bild 3.3) ermittelt werden. Bei der Bildung der Übertragungsfunktion können die beiden Teilfunktionen (3.12) und (3.13) genutzt werden, die im Wesentlichen über Spannungsteiler und die Reihen- und Parallelschaltung von Impedanzen gebildet werden. Eine Multiplikation beider Teilfunktionen führt zu der komplexen Übertragungsfunktion in (3.14).

$$\frac{\underline{U}_{C,f}(\omega)}{\underline{U}_{WR}(\omega)} = \frac{\left(\frac{1}{j\omega(L'_N + L_{f,N,\sigma}) + R'_N + R_{L,f,N}} + \frac{1}{j\omega C_f + R_{C,f}} \right)^{-1}}{\left(\frac{1}{j\omega(L'_N + L_{f,N,\sigma}) + R'_N + R_{L,f,N}} + \frac{1}{j\omega C_f + R_{C,f}} \right)^{-1} + j\omega L_{f,WR} + R_{L,f,WR}} \quad \omega \neq \omega_1 \quad (3.12)$$

$$\frac{\underline{I}'_{PCC}(\omega)}{\underline{U}_{C,f}(\omega)} = \frac{1}{j\omega(L'_N + L_{f,N,\sigma}) + R'_N + R_{L,f,N}} \quad \omega \neq \omega_1 \quad (3.13)$$

$$\underline{G}_I(\omega) = \frac{\underline{I}'_{PCC}(\omega)}{\underline{U}_{WR}(\omega)} = \frac{\underline{U}_{C,f}(\omega)}{\underline{U}_{WR}(\omega)} \cdot \frac{\underline{I}'_{PCC}(\omega)}{\underline{U}_{C,f}(\omega)} \quad \omega \neq \omega_1 \quad (3.14)$$

Die für einen Vergleich mit den zulässigen Grenzwerten benötigten Effektivwerte der Oberschwingungsströme können mit dem Betrag der Übertragungsfunktion aus (3.15) berechnet werden. Da die resultierenden Gleichungen der komplexen Übertragungsfunktion und deren Betrag relativ groß und unübersichtlich sind, wird auf eine Darstellung an dieser Stelle verzichtet. Mit mathematischen Programmen zur Umformung von Gleichungen, wie beispielsweise Maple, ist eine Berechnung aber ohne Einschränkungen möglich.

$$I'_{PCC}(\omega) = |\underline{G}_I(\omega)| \cdot U_{WR}(\omega) \quad \omega \neq \omega_1 \quad (3.15)$$

Unter Vernachlässigung der parasitären Verlustwiderstände des Filters und unter der Annahme einer rein induktiven Netzimpedanz ($k_{XR} \rightarrow \infty$) vereinfacht sich die Übertragungsfunktion erheblich. Gleichung (3.16) gibt den resultierenden Betrag der Funktion an.

$$|\underline{G}_I(\omega)| = \frac{1}{L_{f,WR} \cdot (L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot C_f \cdot \omega^3 - (L_{f,WR} + L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot \omega} \quad \omega \neq \omega_1 \quad (3.16)$$

Es wird deutlich, dass die Funktion eine Resonanz aufweist, die aus der Nullstelle des Zäh-

lers (3.17) bestimmt werden kann. Bei der Umstellung nach der Resonanzfrequenz f_0 kann die negative Lösung verworfen werden, da die Frequenz positiv sein muss. Unter Vernachlässigung der parasitären ohmschen Widerstände und unter der Annahme einer rein induktiven Netzimpedanz ergibt sich (3.18) zur Berechnung der Resonanzfrequenz.

$$0 = L_{f,WR} \cdot (L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot C_f \cdot \omega_0^3 - (L_{f,WR} + L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot \omega_0 \quad (3.17)$$

$$\Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f,WR} + L_{f,N,\sigma} + L'_N}{L_{f,WR} \cdot (L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot C_f}} \quad (3.18)$$

3.2.2 Einfluss der Systemparameter auf die Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion des Filters wird durch die Parameter der Filterelemente und des Netzes beeinflusst. Abweichungen der Parameter haben folglich einen direkten Einfluss auf die resultierenden Stromüberschwingungen. Dies kann von kleineren Änderungen der Stromüberschwingungen bis hin zu einer Verschiebung und Anregung der Filterresonanz reichen. Um dies zu vermeiden, ist es unerlässlich, dass relevante Parameterabweichungen während des Design-Prozesses berücksichtigt werden. Nur so kann sichergestellt werden, dass die Grenzwerte der Stromüberschwingungen in allen Betriebspunkten eingehalten werden und eine Anregung der Filterresonanz vermieden wird.

Im Folgenden werden daher die Auswirkungen von Parameterabweichungen auf die Übertragungsfunktion untersucht. Dadurch soll es ermöglicht werden, diese Abweichungen gezielt bei der Auslegung des Filters zu berücksichtigen. Die Parameter einer beispielhaften Filterauslegung, die für die folgenden Untersuchungen verwendet wird, sind in Tabelle 3.3 gegeben. Dabei handelt es sich um die optimierten Parameter aus Abschnitt 3.5.

Tabelle 3.3: Systemparameter für eine beispielhafte Filterauslegung

| | |
|---|---|
| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes (verkettet): | $U'_r = 2900 \text{ V}$ |
| Netzkurzschlussleistung: | $S_k = 100 \text{ MVA}$ |
| Verhältnis der Netzreaktanz zum Netzwiderstand: | $k_{XR} \rightarrow \infty$ |
| Umrichterseitige Filterinduktivität: | $L_{f,WR} = 740 \text{ } \mu\text{H}$ |
| Netzseitige Filterinduktivität: | $L_{f,N,\sigma} = 485 \text{ } \mu\text{H}$ |
| Filterkapazität: | $C_f = 385 \text{ } \mu\text{F}$ |
| Widerstand der umrichterseitigen Induktivität: | $R_{L,f,WR} = 0 \text{ } \Omega$ |
| Widerstand der netzseitigen Induktivität: | $R_{L,f,N} = 0 \text{ } \Omega$ |
| Widerstand der Kapazität: | $R_{C,f} = 1 \text{ m}\Omega$ |

Netzimpedanz

Die Netzimpedanz stellt einen sehr wichtigen Parameter bei der Filterauslegung dar, da sie in Abhängigkeit des Netzzustandes an einem Netzanschlusspunkt stark variieren kann. Dies betrifft zum einen den Betrag der Netzimpedanz, der mit (3.9) aus der Kurzschlussleistung berechnet werden kann, und zum anderen das Verhältnis k_{XR} zwischen Imaginär- und Realteil der Netzimpedanz. Daher ist es entscheidend, wie sich die Filterübertragungsfunktion in Abhängigkeit der Netzimpedanz verhält. In Bild 3.4 ist die Übertragungsfunktion des Systems

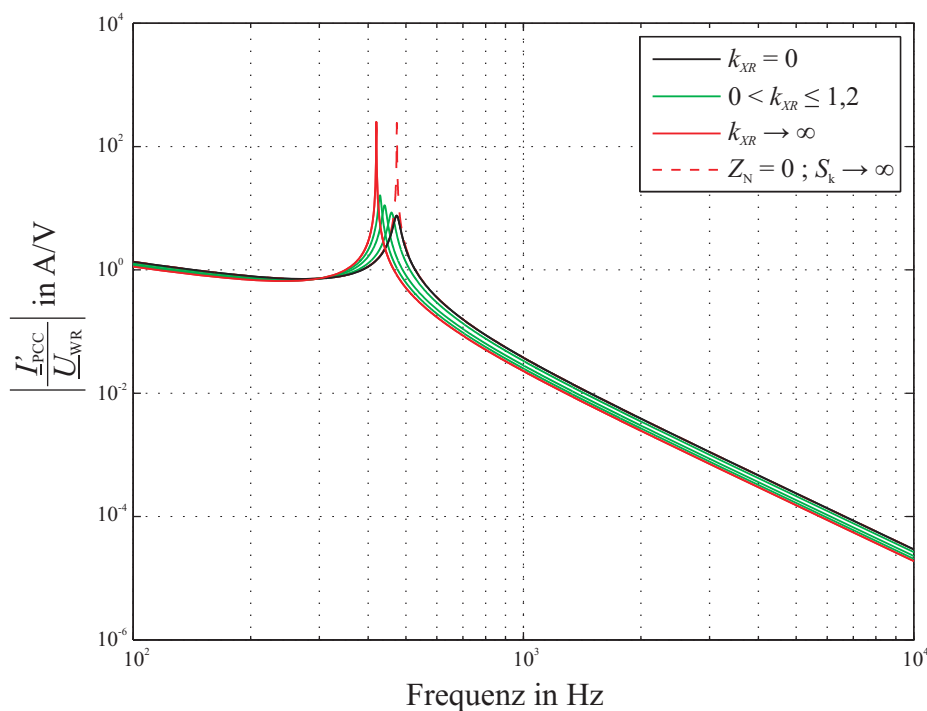


Bild 3.4: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene Netzimpedanzen

für eine Netzimpedanz mit variierendem k_{XR} dargestellt. Der Betrag der Netzimpedanz bleibt dabei konstant.

Die schwarze Kurve zeigt die Übertragungsfunktion für eine rein ohmsche Netzimpedanz. Die grünen Kurven zeigen die Auswirkung einer Erhöhung von k_{XR} bis hin zu einer rein induktiven Netzimpedanz, die durch den roten Verlauf gekennzeichnet ist. Es wird deutlich, dass das Verhältnis zwischen Real- und Imaginärteil der Netzimpedanz die Lage der Resonanzfrequenz und den Betrag der Übertragungsfunktion beeinflusst.

Die Resonanzfrequenz ist bei einem rein induktiven Netz am kleinsten und bei einer ohmschen Netzimpedanz am größten. Zusätzlich ist mit der rot gestrichelten Linie der Verlauf der Übertragungsfunktion für eine Netzimpedanz von Null gegeben ($S_k \rightarrow \infty$). Es wird deutlich, dass die Resonanz für diesen Fall fast identisch mit der Resonanz bei einer rein ohmschen Netzimpedanz ist. Bei genauer Betrachtung zeigt sich allerdings, dass die Resonanzfrequenz bei $Z_N = 0$ etwas größer ist. Die maximale Resonanzfrequenz wird folglich bei $Z_N = 0$ erreicht und die minimale bei einer rein induktiven Netzimpedanz ($k_{XR} \rightarrow \infty$) mit maximalem Betrag.

Daher ist es für die Berechnung der minimal ($Z_{N,max}$, $k_{XR} \rightarrow \infty$) und maximal ($Z_N = 0$) zu erwartenden Resonanzfrequenz zulässig den ohmschen Anteil der Netzimpedanz zu vernachlässigen und Gleichung (3.18) zu verwenden.

Mit dieser Kenntnis ist es möglich, das Filter so auszulegen, dass die vom Umrichter erzeugten Oberschwingungen und die typischen Oberschwingungen des Netzes nicht in den Bereich zwischen der minimalen und maximalen Resonanzfrequenz fallen. Dadurch wird eine Anregung der Resonanz auch bei schwankenden Netzimpedanzen vermieden.

Für die Berechnung der maximal zu erwartenden Stromüberschwingungen wird der maximale Betrag der Übertragungsfunktion für die einzelnen Frequenzen benötigt. In Bild 3.4 ist zu

erkennen, dass bei kleinen Frequenzen der schwarze Verlauf ($k_{XR} = 0$) den höchsten Betrag aufweist. Kurz vor der minimalen Resonanzfrequenz schneiden sich alle Verläufe in einem Punkt bei der Kreisfrequenz ω_N . Gleichung (3.20) zeigt, dass diese Frequenz unabhängig von der Netzimpedanz, der netzseitigen Filterinduktivität und dem parasitären ohmschen Widerstand der netzseitigen Filterinduktivität ist.

$$|\underline{G}_I(\omega_N, L'_N, R'_N, L_{f,N,\sigma}, R_{L,f,N})| = |\underline{G}_I(\omega_N, x_1 \cdot L'_N, x_2 \cdot R'_N, x_3 \cdot L_{f,N,\sigma}, x_4 \cdot R_{L,f,N})| \quad (3.19)$$

$$\Rightarrow \omega_N = \frac{1}{\sqrt{L_{f,WR} \cdot C_f}} \quad \text{für} \quad R_{L,f,WR} = R_{C,f} = 0 \quad (3.20)$$

Werden zusätzlich die parasitären ohmschen Widerstände der umrichterseitigen Filterinduktivität und der Filterkapazität berücksichtigt, führt dies zu einer Verschiebung der Verläufe, so dass sie sich nicht mehr exakt in einem Punkt bei ω_N schneiden. Dies ist in Bild 3.5 für $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = 20 \text{ m}\Omega$ und $R_{C,f} = 50 \text{ m}\Omega$ dargestellt.

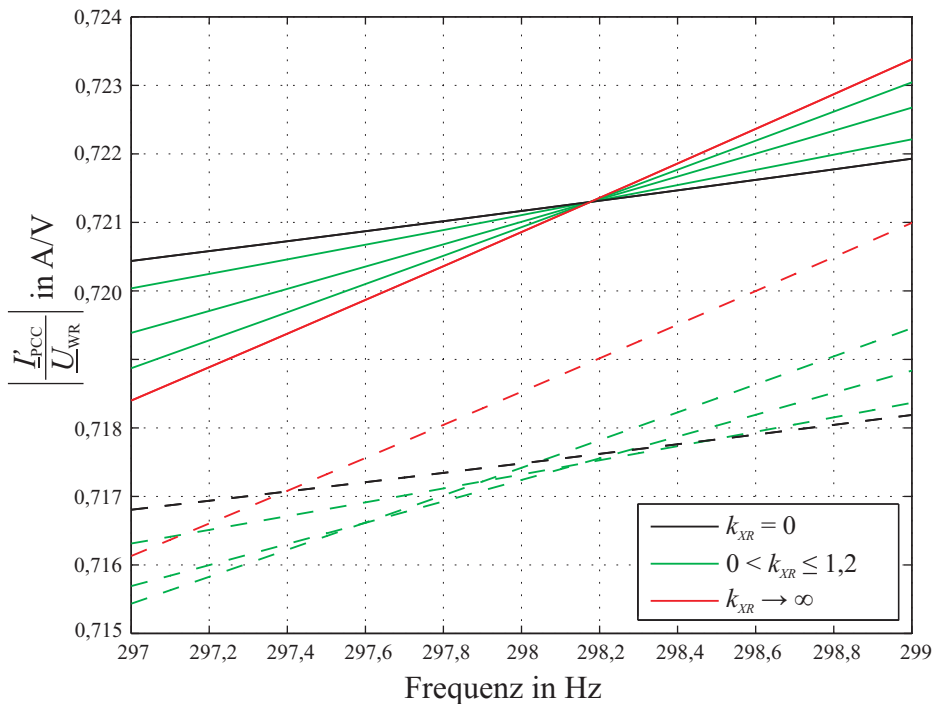


Bild 3.5: Vergrößerter Ausschnitt aus der Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene Netzimpedanzen
 durchgezogen: $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = R_{C,f} = 0$
 gestrichelt: $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = 20 \text{ m}\Omega$ und $R_{C,f} = 50 \text{ m}\Omega$

Im späteren Verlauf dieses Abschnitts wird bei der Betrachtung der parasitären ohmschen Widerstände gezeigt, dass diese unterhalb der minimalen Resonanzfrequenz die Übertragungsfunktion dämpfen. Für eine Worst-Case Betrachtung der Stromüberschwingungen ist es daher zulässig die parasitären ohmschen Widerstände in diesem Bereich zu vernachlässigen.

Folglich weist unterhalb von ω_N der schwarze Verlauf ($k_{XR} = 0$) den höchsten Betrag auf und oberhalb von ω_N bis zur minimalen Resonanzfrequenz der rote Verlauf ($k_{XR} \rightarrow \infty$). Oberhalb der maximalen Resonanzfrequenz ist dann wiederum der schwarze Verlauf ($k_{XR} = 0$) am größten. Lediglich im Bereich zwischen der minimalen und maximalen Resonanz weisen die

Verläufe mit einem k_{XR} zwischen Null und unendlich den größten Betrag auf. Da in diesem Bereich keine Oberschwingungen liegen dürfen, ist es ausreichend, die Stromüberschwingungen für das kleinste und das größte zu erwartende k_{XR} zu berechnen und aus den Ergebnissen das Maximum für jede Frequenz zu bestimmen.

Filterinduktivitäten und -kapazitäten

Die Abweichungen der Filterinduktivitäten und -kapazitäten sind im Vergleich zu den Schwankungen der Netzimpedanz relativ gering. Trotzdem ist es sinnvoll auch diese Abweichungen bei der Filterauslegung zu berücksichtigen. Die Bilder 3.6 und 3.7 zeigen die Übertragungsfunktion des Systems für verschiedene Filterinduktivitäten und Bild 3.8 für verschiedene Kapazitäten. Der schwarze Verlauf entspricht jeweils dem kleinsten betrachteten Parameter und der rote dem größten. Die grünen Verläufe gehören zu Parametern, die dazwischen liegen.

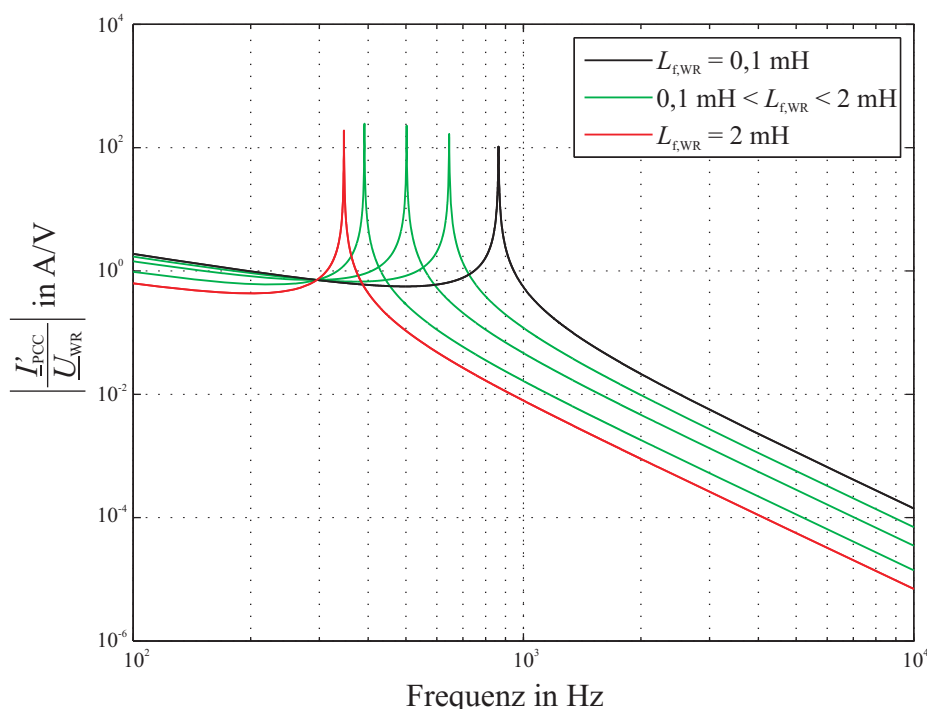


Bild 3.6: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene umrichterseitige Filterinduktivitäten

Es ist gut zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz des Systems mit steigenden Parametern sinkt. Dies entspricht auch den Erwartungen aus Gleichung (3.18). Für die Berechnung der kleinsten zu erwartenden Resonanzfrequenz müssen folglich die maximalen Parameter und für die größte Resonanzfrequenz die minimalen Parameter verwendet werden.

Genau wie bei der schwankenden Netzimpedanz weist vor der minimalen und nach der maximalen Resonanzfrequenz immer der rote oder der schwarze Verlauf die höchsten Werte auf. In Bild 3.6 und Bild 3.7 tritt vor der minimalen Resonanzfrequenz jeweils wieder ein Schnittpunkt auf, in dem sich alle Verläufe schneiden. Für die variierende netzseitige Filterinduktivität ist dieser Schnittpunkt bereits mit (3.20) hergeleitet. Für die umrichterseitige Filterinduktivität kann dies analog erfolgen, wodurch sich (3.22) ergibt.

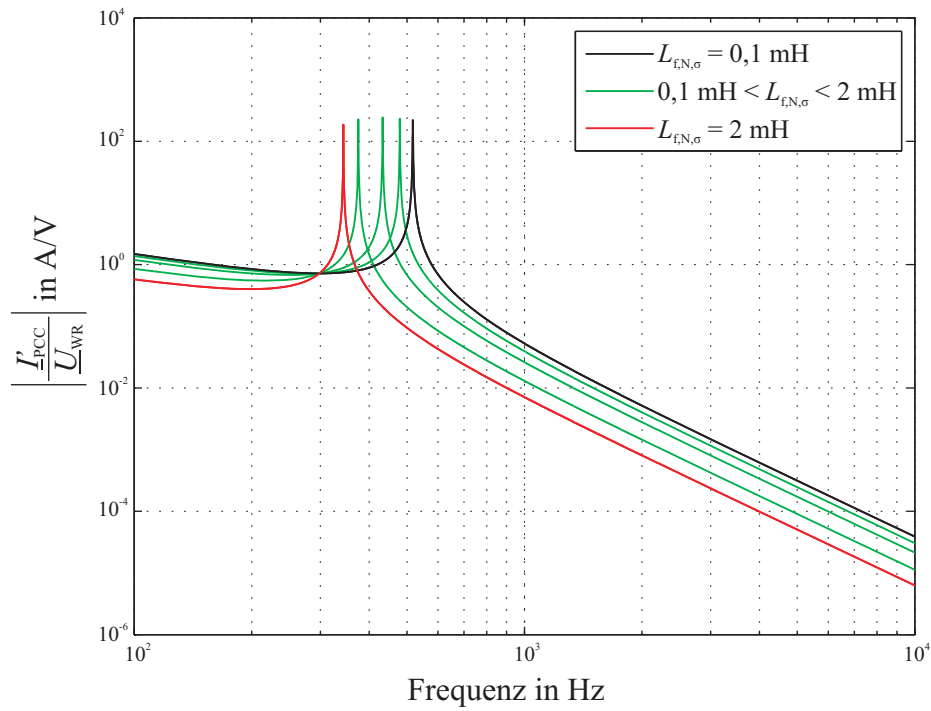


Bild 3.7: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene netzseitige Filterinduktivitäten

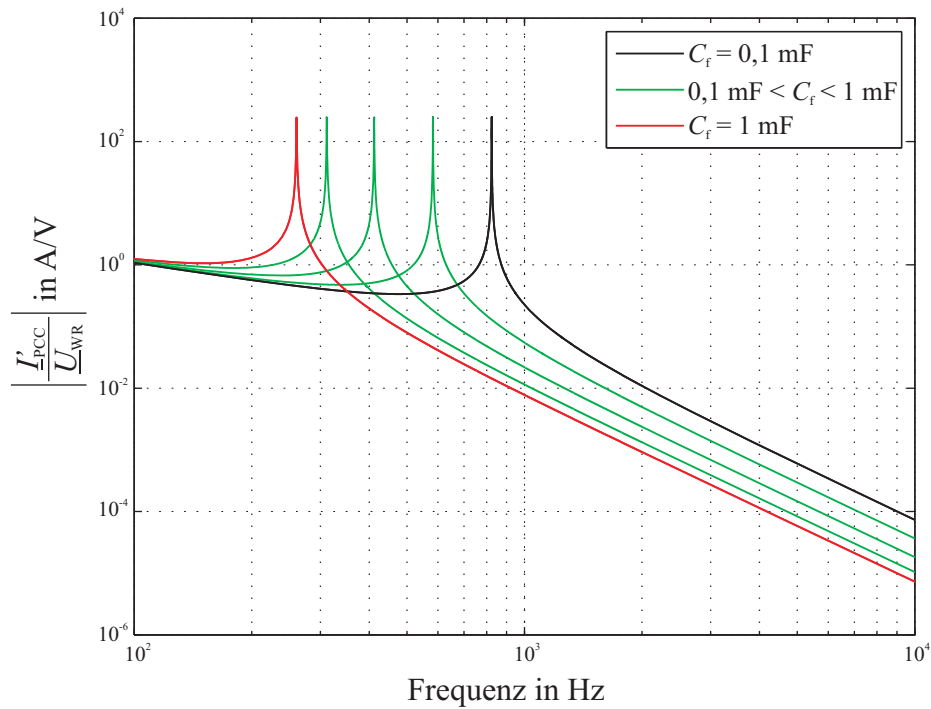


Bild 3.8: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene Filterkapazitäten

$$\left| \underline{G}_I(\omega_{WR}, L_{f,WR}, R_{L,f,WR}) \right| = \left| \underline{G}_I(\omega_{WR}, x_1 \cdot L_{f,WR}, x_2 \cdot R_{L,f,WR}) \right| \quad (3.21)$$

$$\Rightarrow \omega_{WR} = \frac{1}{\sqrt{(L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot C_f}} \quad \text{für} \quad R_{L,f,N} = R_{C,f} = R'_N = 0 \quad (3.22)$$

Werden die gekennzeichneten ohmschen Widerstände vernachlässigt, schneiden sich die Verläufe der Filterübertragungsfunktion bei variierender netzseitiger Induktivität bei ω_N und bei variierender umrichterseitiger Induktivität bei ω_{WR} . Bild 3.9 und Bild 3.10 zeigen die Verläufe der Filterübertragungsfunktion im Bereich der Schnittpunkte jeweils mit und ohne ohmsche Widerstände. Es ist zu erkennen, dass die ohmschen Widerstände die Verläufe verschieben, so dass sie sich nicht mehr in einem Schnittpunkt treffen. Da die Widerstände im betrachteten Bereich unterhalb der minimalen Resonanzfrequenz jedoch die Filterübertragungsfunktion dämpfen, stellt der Fall mit vernachlässigten ohmschen Widerständen den Worst-Case dar. Daher weist vor der minimalen Resonanzfrequenz immer der schwarze oder der rote Verlauf den maximalen Betrag auf.

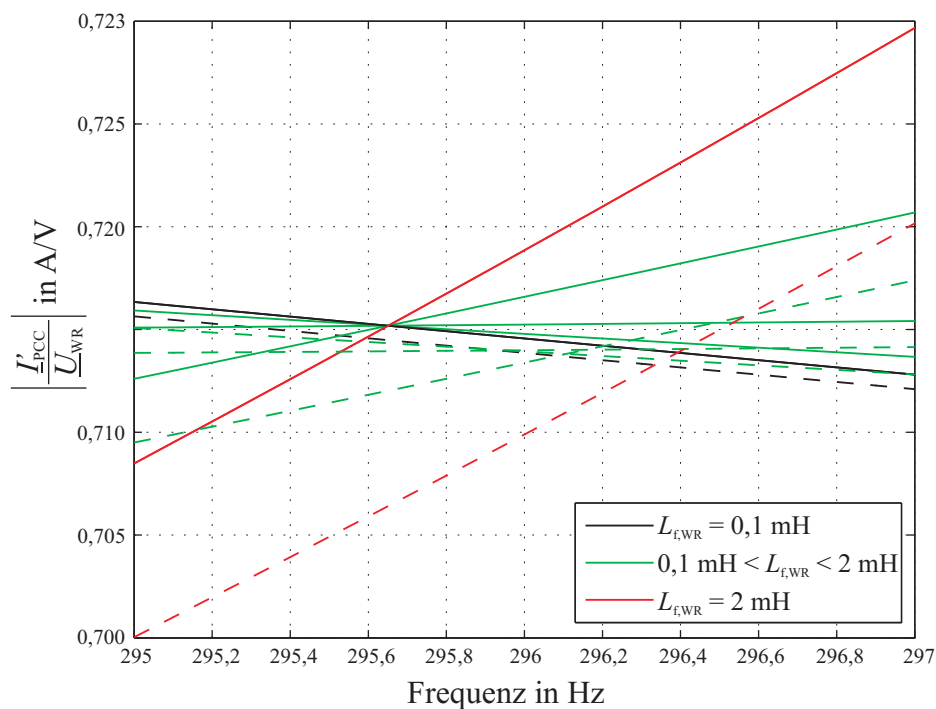


Bild 3.9: Vergrößerter Ausschnitt aus der Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene umrichterseitige Filterinduktivitäten
 durchgezogen: $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = R_{C,f} = 0$
 gestrichelt: $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = 20 \text{ m}\Omega$ und $R_{C,f} = 50 \text{ m}\Omega$

Zu beachten ist, dass die Schnittpunkte bei ω_{WR} und ω_N von weiteren Parametern, wie beispielsweise der Filterkapazität abhängen. Wenn die Filterkapazität oder die umrichterseitige Filterinduktivität variieren, verschiebt sich beispielsweise nach (3.20) ω_N und damit der Schnittpunkt. Für verschiedene Parameterkombinationen ergeben sich folglich verschiedene Schnittpunkte. Können alle Parameter variieren, resultieren daraus eine Vielzahl von Schnittpunkten. Trotzdem muss vor der minimalen und nach der maximalen Resonanzfrequenz wei-

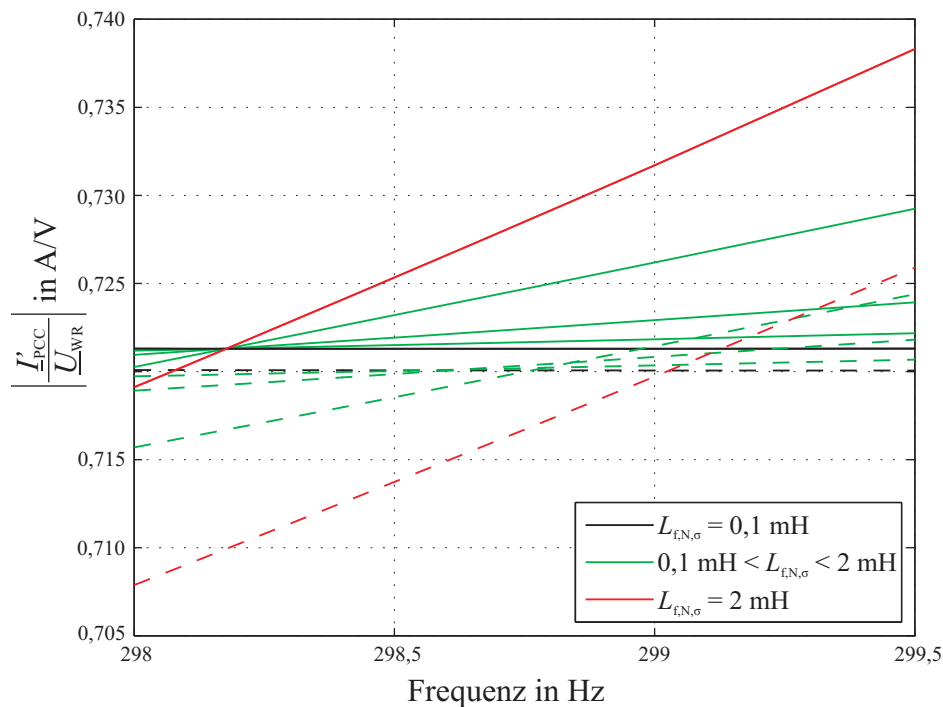


Bild 3.10: Vergrößerter Ausschnitt aus der Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene netzseitige Filterinduktivitäten
 durchgezogen: $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = R_{C,f} = 0$
 gestrichelt: $R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = 20 \text{ m}\Omega$ und $R_{C,f} = 50 \text{ m}\Omega$

terhin immer ein roter oder schwarzer Verlauf den maximalen Betrag aufweisen.

Für die Berechnung der maximal zu erwartenden Stromüberschwingungen ist es folglich ausreichend, die Stromüberschwingungen für alle Kombinationen aus kleinsten und größten Parametern zu berechnen und anschließend für jede Frequenz das Maximum zu ermitteln. Eine zusätzliche Berücksichtigung von Parameterwerten, die zwischen dem kleinsten und größten möglichen Wert liegen, ist nicht notwendig, da diese nicht zum maximalen Betrag der Filterübertragungsfunktion führen können.

Für Frequenzen unterhalb der minimalen Resonanzfrequenz führt eine Vernachlässigung der ohmschen Widerstände in Reihe zu den Filterelementen und die maximal zu erwartende Filterkapazität zum größten Betrag der Filterübertragungsfunktion. Durch die zu berücksichtigenden Parameterabweichungen von k_{XR} , $L_{f,WR}$ und $L_{f,N,\sigma}$ ergeben sich für jede Frequenz unterhalb der minimalen Resonanzfrequenz daher lediglich $2^3 = 8$ Parameterkombinationen, die zum maximalen Betrag der Filterübertragungsfunktion führen können. Der Frequenzbereich oberhalb der maximalen Resonanzfrequenz wird im folgenden Abschnitt betrachtet.

Ohmsche Widerstände in Reihe zu den Filterelementen

Die ohmschen Widerstände in Reihe zu den Filterelementen bestehen aus den parasitären Widerständen der Elemente und gegebenenfalls aus zusätzlichen ohmschen Widerständen zur Dämpfung der Filterresonanz. Für die Auslegung des Filters ist es wichtig, die Auswirkung der ohmschen Widerstände im System zu kennen, um diese bei Bedarf während der Auslegung mit zu berücksichtigen.

In Bild 3.11 und Bild 3.12 sind die Übertragungsfunktionen des Systems für verschiedene Widerstände in Reihe zu den Filterinduktivitäten dargestellt. Die schwarzen Kurven entsprechen jeweils einem Widerstand von Null und die roten einem Widerstand von $10\ \Omega$. Die grünen Verläufe zeigen die Übertragungsfunktion für Werte, die dazwischen liegen.

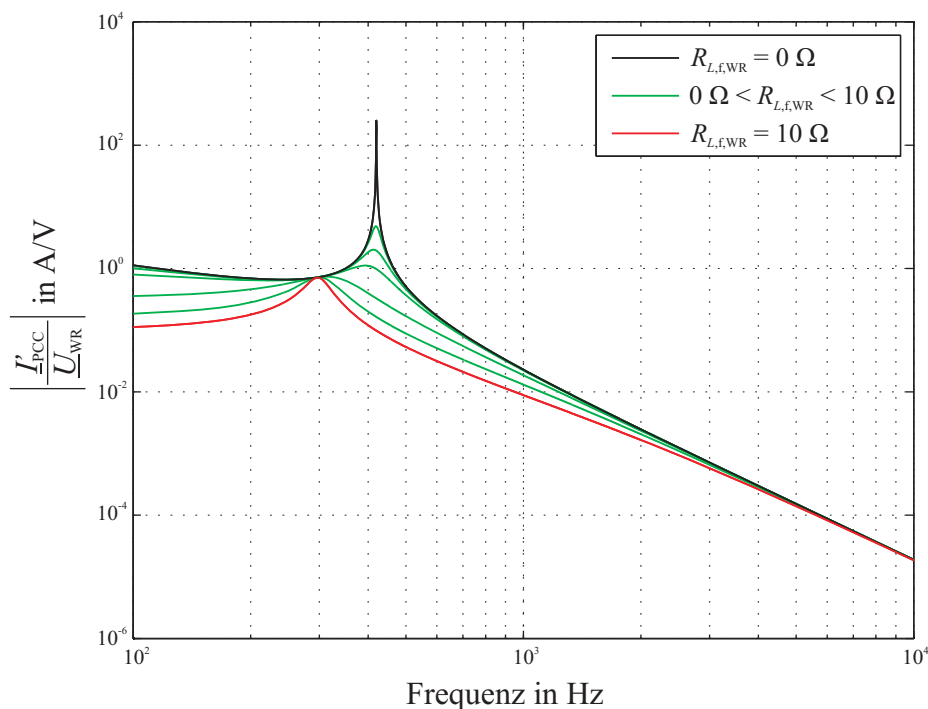


Bild 3.11: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene Widerstände in Reihe zu der umrichterseitigen Filterinduktivität

Es ist gut zu erkennen, dass sich die Resonanzfrequenz mit größer werdenden Widerständen verringert und gleichzeitig die Amplitude gedämpft wird. Ab einer gewissen Größe der Widerstände ist eine Berechnung der Resonanzfrequenz mit (3.18) daher nicht mehr zulässig. Da durch die Widerstände der gesamte Strom der Anlage fließt, ist es zur Minimierung der Verluste wichtig, die Widerstände so klein wie möglich zu halten. Zur Dämpfung der Filterresonanz werden daher keine zusätzlichen Widerstände in Reihe zu den Induktivitäten geschaltet, weshalb dort ausschließlich die parasitären ohmschen Anteile der Induktivitäten wirksam sind. Für übliche Werte im Bereich weniger Milliohm ist eine Berechnung der Resonanzfrequenz mit (3.18) unter Vernachlässigung der Widerstände daher weiterhin zulässig.

In Bild 3.11 und Bild 3.12 ist zu erkennen, dass sich die dargestellten Verläufe in einem Punkt vor der Resonanz berühren. Die Gleichungen (3.20) und (3.22) zeigen, dass es unter Vernachlässigung der übrigen Widerstände genau einen Punkt bei ω_N bzw. ω_{WR} gibt, in dem sich alle Verläufe schneiden. Da es keinen zweiten Schnittpunkt gibt, tangieren sich die Verläufe in diesem Punkt lediglich. Folglich weist die schwarze Kurve ($R = 0$) im gesamten Frequenzbereich den höchsten Betrag auf.

Daher ist es für eine Worst-Case Betrachtung zulässig, die Widerstände in Reihe zu den Filterinduktivitäten für die Berechnung der maximal möglichen Stromüberschwingungen zu vernachlässigen.

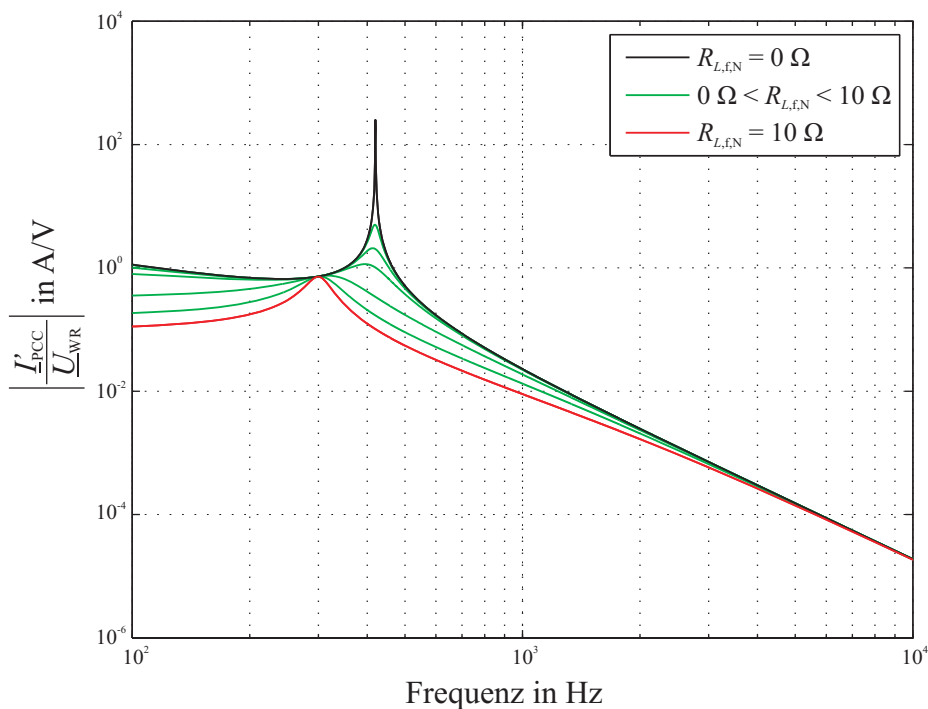


Bild 3.12: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene Widerstände in Reihe zu der netzseitigen Filterinduktivität

In Bild 3.13 ist die Übertragungsfunktion des Systems für verschiedene Widerstände in Reihe zu der Filterkapazität dargestellt. Der schwarze Verlauf entspricht einem Widerstand von Null und der rote einem Widerstand von 2Ω . Die grünen Verläufe sind für dazwischen liegende Werte.

Es ist gut zu erkennen, dass die Filterresonanz mit steigendem Widerstand gedämpft wird. Da durch diesen Widerstand nicht der gesamte Strom der Anlage fließt, bietet er sich zur passiven Dämpfung der Resonanz an. Daher wird häufig ein zusätzlicher Dämpfungswiderstand in Reihe zu der Kapazität geschaltet. Neben der Dämpfung der Resonanz macht sich jedoch eine schlechtere Dämpfung der höheren Frequenzen bemerkbar. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die reine Kapazität bei hohen Frequenzen eine sehr geringe Impedanz hat und somit der größte Teil des Oberschwingungsstromes nicht in das Netz, sondern durch die Filterkapazität fließt. Durch das Einbringen eines ohmschen Widerstandes erhöht sich die Impedanz des kapazitiven Zweiges und der höherfrequente Strom in das Netz wird vergrößert. Daher darf der Dämpfungswiderstand nicht beliebig groß gewählt werden. Für typische Werte von einigen zehn bis wenigen hundert Milliohm ist die Verschiebung der Resonanzfrequenz sehr gering. Daher ist eine Berechnung mit (3.18) weiterhin zulässig.

Bei der Berechnung der Stromüberschwingungen darf der Widerstand jedoch nicht vernachlässigt werden, da er, wie bereits beschrieben, zu einer schlechteren Dämpfung der höheren Frequenzen führt. In Bild 3.13 ist zu erkennen, dass bis kurz nach der Resonanz der schwarze Verlauf maximal ist. Mit (3.24) kann gezeigt werden, dass es unter Vernachlässigung der übrigen Widerstände exakt einen Schnittpunkt bei der Kreisfrequenz ω_C gibt, in dem sich alle Verläufe schneiden. Daher weist unterhalb von ω_C der schwarze Verlauf den maximalen Betrag auf und oberhalb der rote. Wie bereits gezeigt, ist eine Vernachlässigung der übrigen ohmschen

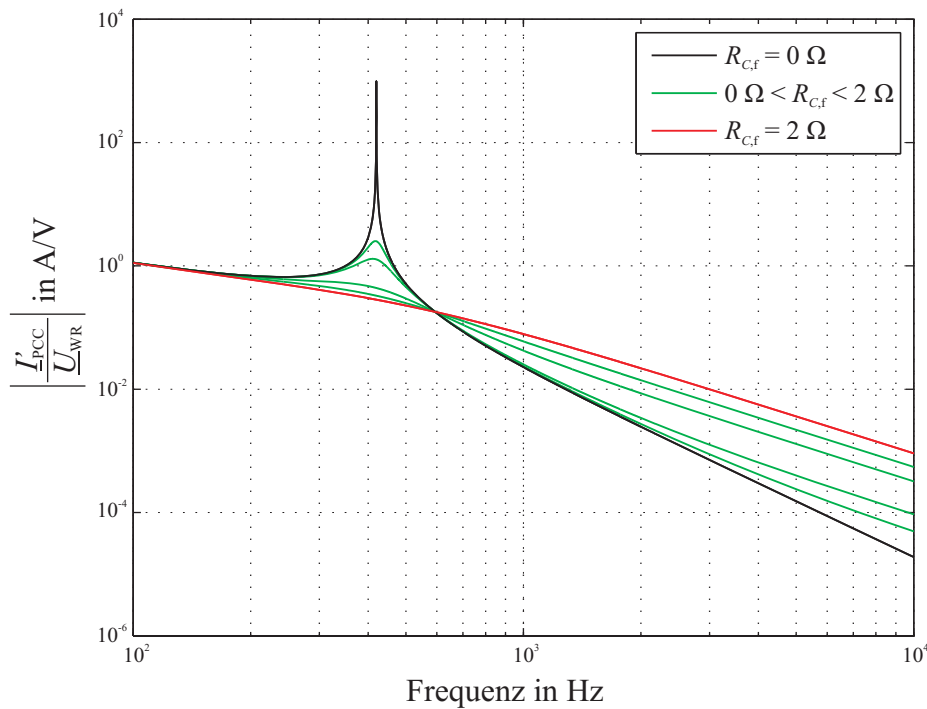


Bild 3.13: Übertragungsfunktion eines LCL-Filters für verschiedene Widerstände in Reihe zu der Filterkapazität

Widerstände für eine Worst-Case Betrachtung zulässig, da diese im gesamten Frequenzbereich die Filterübertragungsfunktion dämpfen.

$$|\underline{G}_I(\omega_C, R_{C,f})| = |\underline{G}_I(\omega_C, x \cdot R_{C,f})| \quad (3.23)$$

$$\Rightarrow \omega_C = \sqrt{\frac{2 \cdot (L_{f,WR} + L_{f,N,\sigma} + L'_N)}{L_{f,WR} \cdot (L_{f,N,\sigma} + L'_N) \cdot C_f}} \quad \text{für} \quad R_{L,f,WR} = R_{L,f,N} = R'_N = 0 \quad (3.24)$$

Folglich ist es für die Berechnung der maximal zu erwartenden Stromüberschwingungen zulässig unterhalb der minimalen Resonanzfrequenz den Widerstand zu vernachlässigen und oberhalb der maximalen Resonanzfrequenz lediglich den minimalen und maximalen Widerstand in Reihe zur Kapazität zu betrachten. Wie bereits im vorherigen Abschnitt erwähnt, ergeben sich für Frequenzen unterhalb der minimalen Resonanzfrequenz dadurch $2^3 = 8$ Parameterkombinationen, die zum maximalen Betrag der Filterübertragungsfunktion führen können.

Für Frequenzen oberhalb der maximalen Resonanzfrequenz führen minimale Filterinduktivitäten und -kapazitäten, das minimale k_{XR} und eine Vernachlässigung der ohmschen Widerstände in Reihe zu den Filterinduktivitäten zum größtmöglichen Betrag der Filterübertragungsfunktion. Durch die Berücksichtigung des minimalen und maximalen Widerstandes in Reihe zu der Filterkapazität ergeben sich in diesem Frequenzbereich folglich lediglich zwei Parameterkombinationen, die zum maximalen Betrag der Filterübertragungsfunktion führen können.

3.2.3 Berechnung von Grundswingungsgrößen

Neben den Stromüberschwingungen und der Lage der Filterresonanz muss auch die Grundschiwingung bei der Auslegung des Filters berücksichtigt werden. Zum einen muss gewährleistet sein, dass alle spezifizierten stationären Betriebspunkte angefahren werden können. Das bedeutet, dass es ohne Reduzierung des Anlagenstroms möglich sein muss, den vorgegebenen Bereich des Leistungsfaktors $\cos \varphi$ sowohl bei minimaler, als auch bei maximaler Netzspannung einzustellen. Um dies zu gewährleisten, muss die maximale Grundschiwingungsspannung ermittelt werden, die der Umrichter zur Verfügung stellen muss. Wie sich später noch zeigen wird, ist es außerdem sinnvoll, die minimal benötigte Grundschiwingungsspannung des Umrichters zu bestimmen.

Zum anderen ist für die Auslegung der Filterelemente deren maximale Belastung von Bedeutung. Daher wird der maximal zu erwartende Grundschiwingungsstrom der Filterinduktivitäten und die maximale Grundschiwingungsspannung der Filterkapazitäten benötigt.

Grundschiwingungsstrom der netzseitigen Filterinduktivität

Der maximal von der Anlage abzugebende Strom entspricht dem Bemessungsstrom I_r' , wenn gleichzeitig die verkettete Bemessungsspannung U_r' am Netzanschlusspunkt anliegt. Da die Spannung am Netzanschlusspunkt allerdings auch im fehlerfreien Netz um einige Prozent von dem Bemessungswert abweichen kann, muss auch der Strom der Anlage angepasst werden, um weiterhin die Bemessungsleistung der Anlage in das Netz einzuspeisen. Der maximal in das Netz einzuspeisende Grundschiwingungsstrom $I'_{\text{PCC},1,\text{max}}$ kann folglich aus der Bemessungsleistung der Anlage und der minimal zulässigen Sternspannung am Netzanschlusspunkt $U'_{\text{PCC},1,\text{min}}$ mit (3.25) ermittelt werden. Er stellt gleichzeitig den maximalen Grundschiwingungsstrom der netzseitigen Filterinduktivität dar.

$$I'_{\text{PCC},1,\text{max}} = \frac{S_r}{3 \cdot U'_{\text{PCC},1,\text{min}}} \quad (3.25)$$

$$\text{mit } U'_{\text{PCC},1,\text{min}} = \frac{U'_{r,\text{min}}}{\sqrt{3}} \quad (3.26)$$

Grundschiwingungsspannung der Filterkapazität

Die Grundschiwingungsspannung der Filterkapazität kann über eine komplexe Netzwerkbeziehung nach (3.27), basierend auf dem einphasigen Ersatzschaltbild des Systems aus Bild 3.3, erfolgen. Die Widerstände in Reihe zu den Filterelementen werden dabei vernachlässigt, da sie im Vergleich zu den Filterelementen sehr klein sind. Der Winkel φ gibt den Winkel zwischen Netzspannung und Netzstrom an.

$$\underline{U}_{C,f,1} = U'_{\text{PCC},1} + j\omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot I'_{\text{PCC},1} \cdot e^{-j\varphi} \quad (3.27)$$

Zur Bestimmung der maximalen Spannung an der Filterkapazität ist eine genauere Betrachtung der einzelnen Parameter notwendig. Dazu sind die Zeigerbilder für verschiedene Winkel φ von einem rein induktiven bis hin zu einem rein kapazitiven Netzstrom in Bild 3.14 dargestellt. Es ist klar zu erkennen, dass die Spannung an der Filterkapazität maximal wird, wenn der Winkel φ den größten induktiven Wert aufweist und die Spannung an der netzseitigen Filterinduktivität maximal ist. Daher führen die maximale Induktivität und die maximale Grundschiwingungs-

frequenz zur höchsten Spannung an der Filterkapazität. In der Regel führt außerdem eine maximale Spannung am Netzanschlusspunkt zur maximalen Spannung an der Filterkapazität. Da aber mit steigender Netzspannung und gleichbleibender Leistung nach (3.25) der Netzstrom sinkt, verringert sich der Spannungsabfall an der netzseitigen Induktivität. Falls die Induktivität also so groß gewählt wird, dass der Spannungsabfall im Bemessungsbetrieb im Bereich der Netzspannung liegt, könnte eine minimale Netzspannung durch den höheren Netzstrom zur maximalen Spannung an der Kapazität führen. Eine solche Auslegung ist allerdings technisch nicht sinnvoll, so dass die maximale Spannung an der Filterkapazität bei sinnvollen Filterparametern mit (3.28) und (3.29) berechnet werden kann.

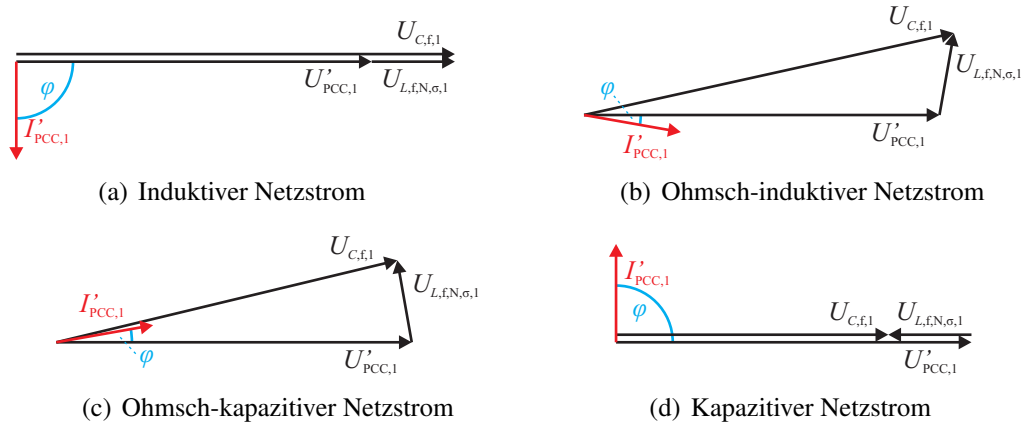


Bild 3.14: Zeigerbilder für die Bestimmung der Spannung an der Filterkapazität

$$\underline{U}_{C,f,1,\max} = U'_{PCC,1,\max} + j\omega_{1,\max} \cdot L_{f,N,\sigma,\max} \cdot \frac{S_r}{3 \cdot U'_{PCC,1,\max}} \cdot e^{-j\varphi_{\max,\text{ind}}} \quad (3.28)$$

$$U_{C,f,1,\max} = |\underline{U}_{C,f,1,\max}| \quad (3.29)$$

Grundschwingungsstrom der umrichterseitigen Filterinduktivität

Der Grundschwingungsstrom des Umrichters kann unter Vernachlässigung der ohmschen Widerstände über (3.31) mit Hilfe von (3.27) berechnet werden. Bild 3.15 zeigt die zugehörigen Zeigerbilder für verschiedene Winkel φ von einem rein induktiven, bis hin zu einem rein kapazitiven Netzstrom. Da der Umrichterstrom durch die umrichterseitige Filterinduktivität fließt, ist sein Maximalwert von Bedeutung für die Auslegung der Induktivität.

$$I_{WR,1} = I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi} + j\omega_1 \cdot C_f \cdot \underline{U}_{C,f,1} \quad (3.30)$$

$$\Leftrightarrow I_{WR,1} = I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi} + j\omega_1 \cdot C_f \cdot (U'_{PCC,1} + j\omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi}) \quad (3.31)$$

Es wird deutlich, dass der Umrichterstrom bei einem kapazitiven Netzstrom am größten ist. Dies ist allerdings nur der Fall, wenn der Spannungsabfall an der netzseitigen Filterinduktivität nicht zu groß ist. In Bild 3.15(d) ist zu erkennen, dass sich ansonsten der Zeiger der Kondensatorspannung und damit auch der des Kondensatorstromes um 180° drehen könnte, wodurch der Kondensatorstrom den Umrichterstrom verkleinern würde. In diesem Fall könnte auch ein induktiver Netzstrom zum maximalen Umrichterstrom führen. Wie bereits erwähnt, ist eine solche Filterauslegung technisch nicht sinnvoll, und folglich führt bei sinnvollen Filterparametern ein kapazitiver Netzstrom zum maximalen Umrichterstrom. Zu beachten ist, dass

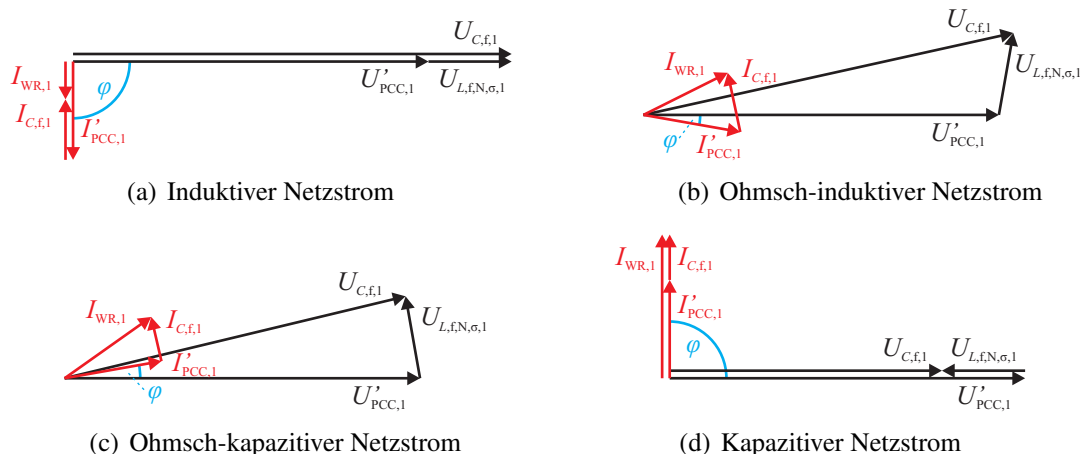


Bild 3.15: Zeigerbilder für die Bestimmung des Umrichterstromes

der Winkel bei einem kapazitiven Netzstrom negativ ist. Daher bewirkt der kleinste kapazitive Winkel $\varphi_{\min, \text{kap}}$ den maximalen Umrichterstrom.

Des Weiteren wird der Umrichterstrom bei einem kapazitiven Winkel durch den Kondensatorstrom vergrößert. Dieser ergibt sich aus der Kondensatorspannung und der Kapazität selbst. Der größte Umrichterstrom wird folglich durch die maximale Filterkapazität und eine hohe Spannung an der Filterkapazität hervorgerufen. Die Kondensatorspannung wird von der Netzspannung, der netzseitigen Filterinduktivität und der Grundfrequenz beeinflusst. Eine hohe Netzspannung führt grundsätzlich zu einer hohen Kondensatorspannung. Gleichzeitig bewirkt sie allerdings bei gleichbleibender Leistung auch eine Verringerung des Netzstromes und damit des Umrichterstromes. Da der Netz- und der Kondensatorstrom bei hohen Kapazitätswerten in einer Größenordnung liegen können, ist eine eindeutige Aussage, welcher Betrag der Netzspannung zum höchsten Umrichterstrom führt, nicht möglich.

Gleiches gilt für die netzseitige Filterinduktivität und die Grundfrequenz. Bei einem rein kapazitiven Netzstrom (Bild 3.15(d)) führen eine kleine Induktivität und eine kleine Grundfrequenz zu einem geringen Spannungsabfall und damit zu einer größeren Spannung an der Kapazität. Bei einem nahezu ohmschen Netzstrom (Bild 3.15(c)) kehrt sich dieses Verhalten allerdings um, so dass eine große Induktivität und eine große Grundfrequenz die Spannung an der Filterkapazität vergrößern.

Daher hängt es bei der Netzspannung, der netzseitigen Filterinduktivität und der Grundschnwingungsfrequenz stark von den Parametern ab, welche Werte zum maximalen Umrichterstrom führen. Es kann eine Kombination aus deren Minimal- und Maximalwerten, aber auch aus den Zwischenwerten sein. Mit diesen Erkenntnissen kann der maximal mögliche Umrichterstrom mit (3.32) und (3.33) berechnet werden.

Für eine exakte Berechnung des maximalen Umrichterstromes ist der gesamte Wertebereich innerhalb der Parametertoleranzen in kleinen Schritten zu prüfen. Da bei der Auslegung des Netzfilters eine ganze Reihe an Filterparameterkombinationen untersucht werden, führt dies zu einem hohen Rechenaufwand.

Um diesen zu minimieren, können für eine erste Abschätzung des maximalen Umrichterstromes nur die Minimal- und Maximalwerte der nicht eindeutigen Parameter betrachtet werden. Daraus ergeben sich bei einer Berücksichtigung der minimalen und maximalen Netzspannung,

netzseitigen Filterinduktivität und Grundschwingungsfrequenz lediglich $2^3 = 8$ Möglichkeiten, die untersucht werden müssen. Anschließend wird ausschließlich für die ausgewählte Filterparameterkombination eine exakte Berechnung zur Überprüfung des vorher abgeschätzten Wertes durchgeführt. Dadurch reduziert sich der Rechenaufwand erheblich.

Dieses Verfahren ist zulässig, da bei technisch sinnvollen Filterauslegungen und Toleranzbereichen der Parameter nur in seltenen Ausnahmefällen Zwischenwerte der nicht eindeutigen Parameter zu einem minimal größeren Umrichterstrom führen. Bei den im späteren Abschnitt 3.5 untersuchten Filterauslegungen gibt es jeweils sogar eine genaue Übereinstimmung zwischen dem exakt berechneten Umrichterstrom und dem Umrichterstrom, der nur über Minimal- und Maximalwerte berechnet wurde.

$$\underline{I}_{WR,1,max} = \frac{S_r}{3 \cdot U'_{PCC,1}} \cdot e^{-j\varphi_{min,kap}} + j\omega_1 \cdot C_{f,max} \cdot \left(U'_{PCC,1} + j\omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot \frac{S_r}{3 \cdot U'_{PCC,1}} \cdot e^{-j\varphi_{min,kap}} \right) \quad (3.32)$$

mit $L_{f,N,\sigma,min} \leq L_{f,N,\sigma} \leq L_{f,N,\sigma,max}$ und $\omega_{1,min} \leq \omega_1 \leq \omega_{1,max}$
 und $U'_{PCC,1,min} \leq U'_{PCC,1} \leq U'_{PCC,1,max}$
 $I_{WR,1,max} = |\underline{I}_{WR,1,max}| \quad (3.33)$

Grundschwingungsspannung der Wechselrichters

Um den Betriebsbereich des Umrichters abzuschätzen, wird die minimale und die maximale Sternspannung benötigt, die der Umrichter bereitstellen muss, um alle spezifizierten Betriebspunkte anfahren zu können.

Die Grundschwingungsspannung des Wechselrichters kann mit (3.37) unter Nutzung von (3.27) und (3.31) aus der Sternspannung am Netzanschlusspunkt und dem Netzstrom berechnet werden. Bild 3.16 zeigt die zugehörigen Zeigerbilder für verschiedene Netzströme von einem rein induktiven bis zu einem rein kapazitiven Netzstrom.

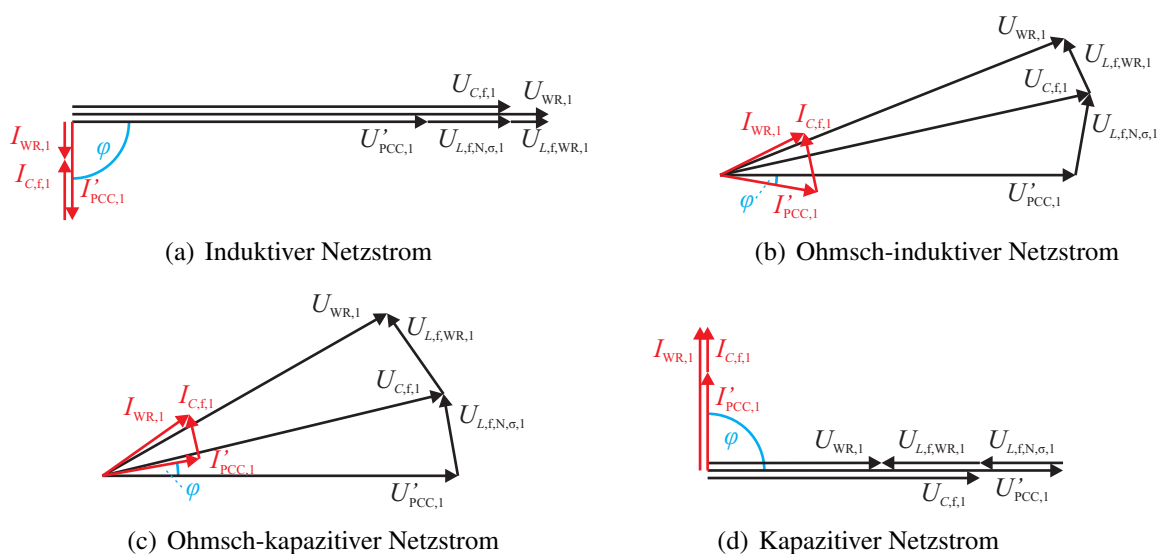


Bild 3.16: Zeigerbilder für die Bestimmung der Umrichterspannung

$$\underline{U}_{WR,1} = \underline{U}_{C,f,1} + j\omega_1 \cdot L_{f,WR} \cdot \underline{I}_{WR,1} \quad (3.34)$$

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{WR,1} = \underline{U}_{C,f,1} + j\omega_1 \cdot L_{f,WR} \cdot (I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi} + j\omega_1 \cdot C_f \cdot \underline{U}_{C,f,1}) \quad (3.35)$$

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{WR,1} = \underline{U}_{C,f,1} \cdot (1 - \omega_1^2 \cdot L_{f,WR} \cdot C_f) + j\omega_1 \cdot L_{f,WR} \cdot I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi} \quad (3.36)$$

$$\Leftrightarrow \underline{U}_{WR,1} = (U'_{PCC,1} + j\omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi}) \cdot (1 - \omega_1^2 \cdot L_{f,WR} \cdot C_f) + j\omega_1 \cdot L_{f,WR} \cdot I'_{PCC,1} \cdot e^{-j\varphi} \quad (3.37)$$

In den dargestellten Zeigerbildern ist gut zu erkennen, dass ein kapazitiver Netzstrom zur minimal benötigten Sternspannung des Umrichters führt. Des Weiteren begünstigt eine geringe Netzspannung eine kleine Umrichterspannung, da sie diese direkt reduziert. Dies ist auch bei einem nahezu ohmschen Netzstrom mit kapazitivem Anteil (Bild 3.16(c)) der Fall, solange der Spannungsabfall an den Filterinduktivitäten insgesamt kleiner ist als die Netzspannung. Diese Einschränkung kommt von der Vergrößerung des Spannungsabfalls durch den Netzstrom, der bei gleichbleibender Leistung und fallender Netzspannung ansteigt. Wie bereits erwähnt, ist diese Voraussetzung bei technisch sinnvollen Filterauslegungen erfüllt, so dass die minimale Umrichterspannung bei der kleinsten Netzspannung auftritt.

Eine generelle Aussage darüber, welche Filterparameter und welche Grundfrequenz zur minimal benötigten Umrichterspannung führen, ist nicht möglich. In Bild 3.16(d) sieht es zwar so aus, dass ein großer Spannungsabfall an den Induktivitäten und damit möglichst große Induktivitäten die Umrichterspannung reduzieren, allerdings ist dies nicht immer der Fall. Bei einem signifikanten ohmschen Anteil im Netzstrom (Bild 3.16(c)) führt ein höherer Spannungsabfall an den Induktivitäten zu einer vergrößerten Umrichterspannung. Außerdem hängt der Spannungsabfall an der umrichterseitigen Induktivität zusätzlich von dem Umrichterstrom ab, der wiederum von dem Strom in der Filterkapazität und damit von der Kapazität selbst beeinflusst wird. Daher kann nicht eindeutig bestimmt werden, ob eine große oder eine kleine Filterkapazität die minimale Umrichterspannung hervorruft.

Mit den gewonnen Erkenntnissen kann die minimal benötigte Sternspannung des Umrichters mit (3.39) berechnet werden. Für eine exakte Bestimmung der minimalen Umrichterspannung müssen die Filterelemente und die Grundschwingungsfrequenz innerhalb ihrer Toleranzen in kleinen Schritten variiert werden, was zu einem sehr hohen Rechenaufwand führt.

$$\underline{U}_{WR,1,\min} = (U'_{PCC,1,\min} + j\omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot \frac{S_r}{3 \cdot U'_{PCC,1,\min}} \cdot e^{-j\varphi_{\min,kap}}) \cdot (1 - \omega_1^2 \cdot L_{f,WR} \cdot C_f) + j\omega_1 \cdot L_{f,WR} \cdot \frac{S_r}{3 \cdot U'_{PCC,1,\min}} \cdot e^{-j\varphi_{\min,kap}} \quad (3.38)$$

$$\text{mit } L_{f,WR,\min} \leq L_{f,WR} \leq L_{f,WR,\max} \quad \text{und} \quad L_{f,N,\sigma,\min} \leq L_{f,N,\sigma} \leq L_{f,N,\sigma,\max}$$

$$\text{und} \quad C_{f,\min} \leq C_f \leq C_{f,\max} \quad \text{und} \quad \omega_{1,\min} \leq \omega_1 \leq \omega_{1,\max}$$

$$U_{WR,1,\min} = |\underline{U}_{WR,1,\min}| \quad (3.39)$$

Mit guter Näherung ist es bei der Auslegung des Filters ausreichend zunächst nur die minimalen und maximalen Werte der nicht eindeutigen Parameter für die Berechnung der minimalen Umrichterspannung zu verwenden. Daraus ergeben sich lediglich $2^4 = 16$ mögliche Kombinationen, wodurch der Rechenaufwand erheblich reduziert werden kann. Anschließend wird dann nur für die aus der Auslegung resultierenden optimalen Filterparameter mit einer exakten Berechnung überprüft, ob diese Näherung zutreffend ist oder das Ergebnis gegebenenfalls korrigiert werden muss. Bei den in Abschnitt 3.5 vorgestellten Filterauslegungen kommt es

lediglich in einem Fall zu einer Abweichung von $3,5 \cdot 10^{-4} \%$. Bei allen übrigen Auslegungen führt die Abschätzung mit den minimalen und maximalen Parametern zu dem gleichen Ergebnis, wie eine exakte Berechnung. Daher ist es bei technisch sinnvollen Filterauslegungen und Parametertoleranzen zulässig dieses Verfahren zur Berechnung der minimalen Umrichterspannung zu verwenden.

In Bild 3.16(a) und 3.16(b) ist zu erkennen, dass ein induktiver Laststrom in Kombination mit der maximalen Netzspannung zur maximal benötigten Sternspannung des Umrichters führt. Dies setzt allerdings voraus, dass der Spannungsabfall an den Induktivitäten geringer als die Netzspannung ist. Wie bereits erwähnt, ist dies bei technisch sinnvollen Filterauslegungen der Fall.

Außerdem ist zu erkennen, dass die maximale Umrichterspannung bei einem hohen Spannungsabfall an der netzseitigen Induktivität, und damit bei dem maximalen Induktivitätswert, erreicht wird. Bei der umrichterseitigen Induktivität ist dies nicht eindeutig. In Abhängigkeit des Stromes in der Filterkapazität ändert sich der Winkel des Umrichterstromes und damit die Lage des Spannungszeigers der umrichterseitigen Induktivität. Dadurch kann die Spannung an der umrichterseitigen Induktivität die Umrichterspannung in Abhängigkeit der übrigen Parameter vergrößern und verkleinern.

Unabhängig davon ist in Bild 3.16(a) und Bild 3.16(b) zu erkennen, dass ein kleiner Strom in der Filterkapazität die Umrichterspannung erhöht, weil sich dadurch der Spannungszeiger der umrichterseitigen Induktivität nach rechts dreht und die Umrichterspannung somit vergrößert. Daher führt eine minimale Filterkapazität zur maximalen Umrichterspannung.

Mit diesen Erkenntnissen kann die maximal benötigte Sternspannung des Umrichters mit (3.41) berechnet werden. Da keine eindeutige Aussage darüber möglich ist, welcher Wert der umrichterseitigen Induktivität zur maximalen Umrichterspannung führt, kann dies auch nicht bei der Grundfrequenz definiert werden.

$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{WR},1,\text{max}} = & (U'_{\text{PCC},1,\text{max}} + j\omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma,\text{max}} \cdot \frac{S_r}{3 \cdot U'_{\text{PCC},1,\text{max}}} \cdot e^{-j\varphi_{\text{max,ind}}}) \cdot (1 - \omega_1^2 \cdot L_{f,\text{WR}} \cdot C_{f,\text{min}}) \\ & + j\omega_1 \cdot L_{f,\text{WR}} \cdot \frac{S_r}{3 \cdot U'_{\text{PCC},1,\text{max}}} \cdot e^{-j\varphi_{\text{max,ind}}} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\text{mit } L_{f,\text{WR},\text{min}} \leq L_{f,\text{WR}} \leq L_{f,\text{WR},\text{max}} \quad \text{und} \quad \omega_{1,\text{min}} \leq \omega_1 \leq \omega_{1,\text{max}}$$

$$U_{\text{WR},1,\text{max}} = |\underline{U}_{\text{WR},1,\text{max}}| \quad (3.41)$$

Um die Rechenzeit zu minimieren, werden für eine erste Abschätzung der maximalen Umrichterspannung wiederum nur die Extremwerte der umrichterseitigen Induktivität und der Grundfrequenz verwendet, woraus sich $2^2 = 4$ Möglichkeiten ergeben. Anschließend wird für die ausgewählte Parameterkombination das Ergebnis mit einer genauen Berechnung überprüft und gegebenenfalls korrigiert. Bei den in Abschnitt 3.5 vorgestellten beispielhaften Filterauslegungen kommt es zu keiner Abweichung zwischen der exakten Berechnung und der Abschätzung. Daher ist das Verfahren zumindest für technisch sinnvolle Filterauslegungen und Parametertoleranzen sehr gut zur Reduktion der Rechenzeit nutzbar.

Über die resultierende minimal und maximal benötigte Umrichterspannung ist es wiederum möglich den minimal benötigten Modulationsgrad m_{kap} des Umrichters, der bei kapazitiver Last auftritt, und den maximalen Modulationsgrad m_{ind} bei induktiver Last mit der Zwischen-

kreissspannung U_{DC} aus (3.42) und (3.43) zu berechnen. Insbesondere der maximal benötigte Modulationsgrad ist ein wichtiger Faktor bei der Auslegung des Filters, da er unterhalb des maximalen Modulationsgrades des verwendeten Modulationsverfahren liegen muss, damit alle spezifizierten stationären Betriebspunkte eingestellt werden können.

$$m_{\text{kap}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{WR},1,\text{min}}}{U_{\text{DC}}/2} \quad (3.42)$$

$$m_{\text{ind}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{WR},1,\text{max}}}{U_{\text{DC}}/2} \quad (3.43)$$

3.3 Verfahren zur Filterauslegung

Bei der Auslegung des LCL-Netzfilters muss sichergestellt sein, dass drei wichtige Randbedingungen erfüllt werden. Die Stromoberschwingungen, die von der Anlage in das Netz eingespeist werden, dürfen die vorgegebenen Grenzwerte in keinem stationären Betriebspunkt überschreiten. Außerdem darf die Resonanzfrequenz des Filters unter keinen Umständen angeregt werden. Des Weiteren muss gewährleistet werden, dass alle spezifizierten Betriebspunkte von der Anlage angefahren werden können. Dabei ist es entscheidend, dass alle drei Bedingungen auch dann erfüllt werden, wenn die Parameter des Systems von ihren Bemessungsgrößen abweichen, aber innerhalb der spezifizierten Toleranz liegen.

Um diese Bedingungen zu erfüllen, wurde ein Verfahren zur Filterauslegung entwickelt, das im Folgenden näher beschrieben wird und dessen Ablauf in Bild 3.17 dargestellt ist.

Am Anfang der Auslegung stehen die Parameter des Netzes am geplanten Netzanschlusspunkt, die eine feste Randbedingung darstellen. Dies sind die Netzspannung, die Grundfrequenz, die Kurzschlussleistung und das Verhältnis der Netzreaktanz zum Netzwideerstand. All diese Parameter können sich im laufenden Betrieb ändern, so dass Toleranzen vorgegeben werden, in denen ein uneingeschränkter Betrieb gewährleistet sein muss. Beispielsweise darf die Netzspannung im fehlerfreien Betrieb nach [29] um $\pm 10\%$ vom Bemessungswert abweichen. Hinzu kommt die projektierte Bemessungsleistung der Anlage, die ebenfalls als feste Randbedingung anzusehen ist, und der minimale induktive und kapazitive $\cos \varphi$, der in der Regel vom Netzbetreiber festgelegt wird.

Auf Basis dieser Daten wird während der Projektierung der Anlage eine geeignete Umrichter-topologie inklusive der zugehörigen Zwischenkreissspannung, dem Modulationsverfahren und der Schaltfrequenz festgelegt. Diese Parameter sind für die Filterauslegung ebenfalls als feste Randbedingung anzusehen. Falls aus der Filterauslegung allerdings kein geeignetes Filter resultiert, ist unter Umständen eine Anpassung dieser Parameter erforderlich.

Basierend auf diesen Randbedingungen wird eine Abschätzung über den minimalen und maximalen Modulationsgrad vorgenommen, der benötigt wird, um alle stationären Betriebspunkte anzufahren. Für diesen Bereich wird anschließend das Worst-Case Spektrum der Umrichterspannung berechnet. Dieses Worst-Case Spektrum beinhaltet die maximale Amplitude für jede einzelne Frequenz innerhalb des geschätzten Bereichs des Modulationsgrades. Das Spektrum wird in der Form folglich nie real vom Umrichter erzeugt. Daher wird es auch virtuelles Spektrum genannt.

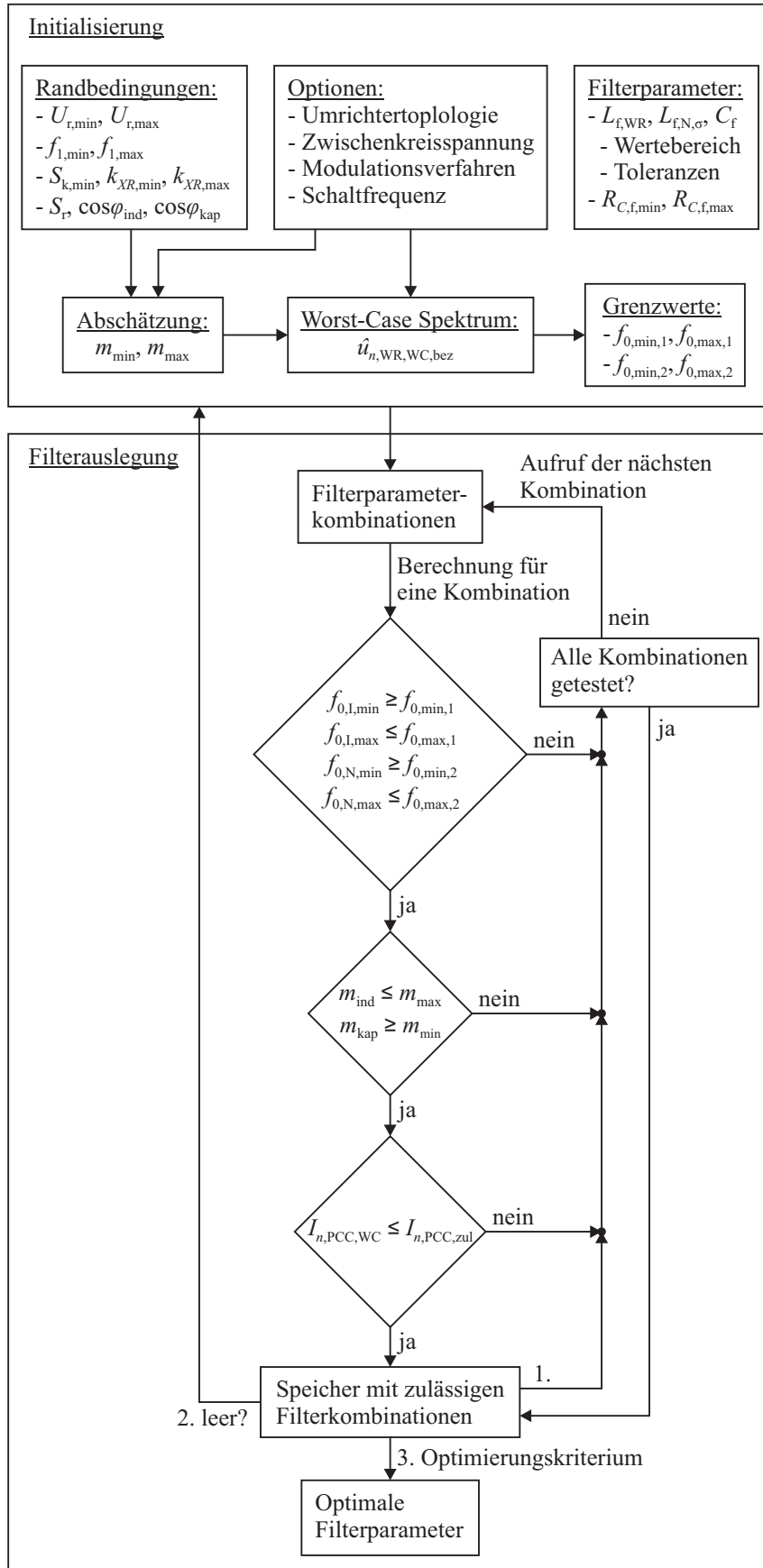


Bild 3.17: Ablaufdiagramm für die Auslegung eines LCL-Filters

Um das Worst-Case Spektrum zu generieren, wird das Spektrum der Umrichterspannung nach der in Abschnitt 2.2 beschriebenen Methode für einzelne Modulationsgrade zwischen dem minimalen und maximalen Modulationsgrad berechnet. Je feiner die Schrittweite gewählt wird, umso genauer wird das resultierende Worst-Case Spektrum. Sehr gute Ergebnisse können bereits bei einer Schrittweite von 0,01 erzielt werden. Das bedeutet, dass ausgehend von dem minimalen Modulationsgrad in Abständen von 0,01 das Spektrum bis zum maximalen Modulationsgrad berechnet wird. Außerdem wird die Phasenlage zwischen der Grundschwingung und dem Trägersignal bei der Modulation in feinen Schritten variiert, da sich in Abhängigkeit der Phasenlage ebenfalls das Spektrum ändert.

In Bild 3.18(a) ist beispielhaft ein berechnetes Worst-Case Spektrum für einen 3-Punkt-NPC-Umrichter mit ARS-PD-SVM dargestellt. Dabei ist der gesamte mögliche Bereich des Modulationsgrades zwischen 0 und 1,15 berücksichtigt. Der zu den einzelnen Frequenzen gehörende Modulationsgrad, bei dem die höchste Anregung auftritt, ist zusätzlich in Bild 3.18(b) dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die maximale Anregung in Abhängigkeit der Frequenz bei unterschiedlichen Modulationsgraden auftritt. Daher ist die Verwendung des Worst-Case Spektrums anstelle des Spektrums von einem festen Modulationsgrad notwendig, um die maximal zu erwartenden Stromüberschwingungen am PCC zu berechnen.

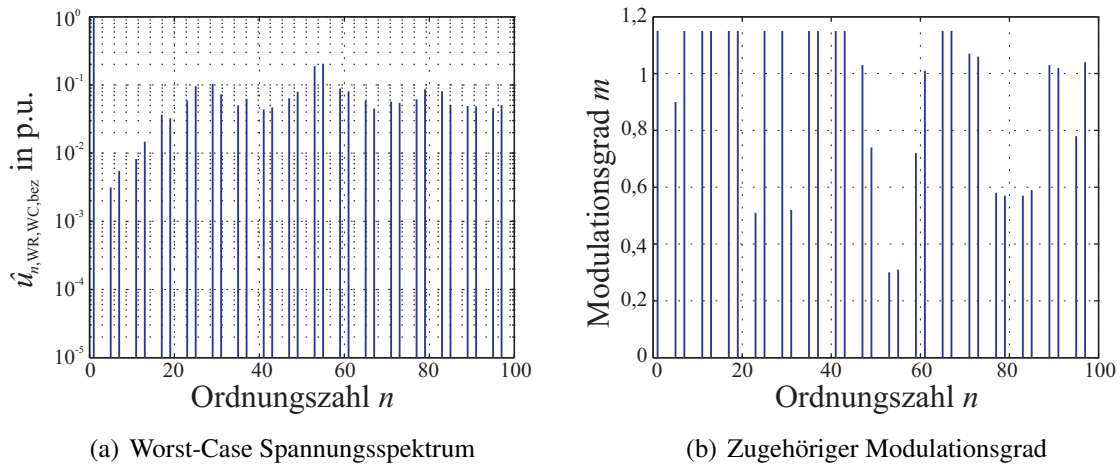


Bild 3.18: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit ARS-PD-SVM für $m = 0 - 1,15$ und $f_c = 1,35$ kHz (Leiter-Sternpunkt ohne Nullsystem)

Mit Hilfe des minimalen und maximalen Modulationsgrades kann während der folgenden Auslegung geprüft werden, ob alle spezifizierten Betriebspunkte der Anlage angefahren werden können. Außerdem ermöglicht das Worst-Case Spektrum die Berechnung der maximal zu erwartenden Stromüberschwingungen am Netzanschlusspunkt.

Um darüber hinaus sicherzustellen, dass die Filterresonanz nicht angeregt wird, muss die Lage der Filterresonanz während der Auslegung berücksichtigt werden. Diese kann wie bereits hergeleitet allgemein mit (3.18) berechnet werden. Zur besseren Übersicht wird die Gleichung an dieser Stelle wiederholt:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f,WR} + L_{f,N,\sigma} + L'_N}{L_{f,WR} \cdot (L_{f,N,\sigma} + L'_N)} \cdot C_f} \quad (3.44)$$

Da sowohl die Filterparameter, als auch die Netzinduktivität von ihren Bemessungsgrößen abweichen können, ist die Resonanzfrequenz des Filters nicht konstant. Insbesondere die Netzimpedanz kann während des Betriebes stark variieren und die Resonanzfrequenz beeinflussen. Um eine Anregung der Filterresonanz zu vermeiden, ist allerdings eine möglichst konstante Resonanzfrequenz, die in einem Bereich ohne signifikante Oberschwingungen des Umrichters oder des Netzes liegt, von Vorteil.

Um die Auswirkungen einer schwankenden Netzimpedanz zu minimieren, wäre nach (3.44) eine möglichst große netzseitige Filterinduktivität notwendig. Bei $L_{f,N,\sigma} \gg L'_N$ könnte der Einfluss einer schwankenden Netzimpedanz vollständig vernachlässigt werden. Um dies zu erreichen, wäre allerdings eine sehr große netzseitige Induktivität notwendig, die zu einem hohen Spannungsabfall am Filter führen würde. Um diesen nicht noch weiter zu erhöhen, müsste die umrichterseitige Induktivität möglichst klein gewählt werden. Dies ist zwar prinzipiell möglich, allerdings würde dadurch die Stromschwankungsbreite des Umrichterstroms erhöht, wodurch die Umrichterverluste unnötig vergrößert werden.

Hinzu kommt, dass die Filterresonanz durch die Toleranzen der Filterparameter immer in einem gewissen Bereich schwanken kann. Dies könnte nur durch Filterparameter mit minimalen Toleranzen verhindert werden, was die Kosten des Filters in die Höhe treibt. Folglich ist es nicht sinnvoll, eine konstante Resonanzfrequenz anzustreben. Stattdessen sollten die minimal und die maximal mögliche Resonanzfrequenz berechnet werden, wodurch sich ein Bereich ergibt, in dem die Resonanzfrequenz in Abhängigkeit der Parameter liegt. Durch den Auslegeprozess muss sichergestellt werden, dass innerhalb dieses Bereichs keine signifikanten Oberschwingungen des Umrichters und des Netzes auftreten.

Wie bereits Bild 3.4 in Abschnitt 3.2.2 zeigt, sinkt die Resonanzfrequenz mit steigender Netzimpedanz. Dies wird auch durch (3.44) bestätigt. Die minimale Resonanzfrequenz ergibt sich folglich bei einer maximalen Netzimpedanz. Wenn die Anlage getrennt vom Netz in einem Inselbetrieb betrieben wird, kommt dies einer unendlich großen Netzimpedanz gleich. Ein Inselbetrieb ergibt sich beispielsweise beim Anfahren der Anlage, bevor sie mit dem Netzschalter synchronisiert auf das Netz geschaltet wird. Die minimal mögliche Resonanzfrequenz ergibt sich folglich im Inselbetrieb (Index I). Werden des Weiteren die Parametertoleranzen berücksichtigt, kann die minimal mögliche Resonanzfrequenz im Inselbetrieb mit maximaler umrichterseitiger Induktivität und maximaler Filterkapazität durch (3.45) berechnet werden.

Die maximal mögliche Resonanzfrequenz ergibt sich nach (3.44) aus einer minimalen Netzimpedanz oder, wie Bild 3.4 zeigt, durch eine stark ohmsche Netzimpedanz. Das absolute Minimum ergibt sich bei $Z_N = 0$, was einer unendlich großen Netzkurzschlussleistung gleichkommt. Dies wird zwar praktisch nie der Fall sein, allerdings würde ein dreiphasiger Kurzschluss direkt am Netzanschlusspunkt ebenfalls zu $Z_N = 0$ führen. Auch in einem solchen Fall darf die Resonanz nicht angeregt werden, weshalb die maximal mögliche Resonanzfrequenz für $Z_N = 0$ berechnet werden muss. Unter Berücksichtigung der Parametertoleranzen kann die maximal mögliche Resonanzfrequenz mit (3.46) für den Betrieb am Netz (Index N) bei minimalen Filterinduktivitäten und -kapazitäten berechnet werden.

$$f_{0,I,\min} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{f,WR,\max} \cdot C_{f,\max}}} \quad (3.45)$$

$$f_{0,N,\max} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f,WR,\min} + L_{f,N,\sigma,\min}}{L_{f,WR,\min} \cdot L_{f,N,\sigma,\min} \cdot C_{f,\min}}} \quad (3.46)$$

Durch (3.45) und (3.46) ergibt sich ein Bereich, in dem die variable Resonanzfrequenz in Abhängigkeit der Systemparameter liegt. Lediglich die vernachlässigten ohmschen Widerstände in Reihe zur umrichterseitigen Filterinduktivität und zur Filterkapazität können, wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, zu einer Resonanzfrequenz führen, die unterhalb der mit (3.45) vorausgerechneten minimalen Frequenz liegt. Allerdings sind relativ große Widerstände notwendig, um die Resonanzfrequenz signifikant zu verringern. Dies ist aufgrund der resultierenden Verluste nicht praktikabel. Außerdem dämpfen die Widerstände die Resonanz, so dass der Verlauf der Filterübertragungsfunktion mit Widerständen bis zur Resonanzfrequenz immer unterhalb des Verlaufes ohne Widerstände liegt. Dies wird in Bild 3.11 und Bild 3.13 deutlich. Folglich ist eine Vernachlässigung für eine Worst-Case Betrachtung zulässig.

Um eine Anregung der Resonanz zu vermeiden, muss durch den Auslegeprozess sichergestellt sein, dass zwischen der minimalen und der maximalen Resonanzfrequenz keine signifikanten Oberschwingungen liegen. Ein möglichst großer Bereich ohne signifikante Oberschwingungen ist daher von Vorteil für die Filterauslegung.

Das Spektrum des Umrichters kann über die Modulation und die Schaltfrequenz beeinflusst werden, um einen möglichst großen überschwingungsfreien Bereich für die Lage der Filterresonanz zu bieten. Das Spektrum des Netzes kann allerdings nicht beeinflusst werden. Durch andere leistungselektronische Komponenten im Netz beinhaltet das Spektrum hauptsächlich die typischen ungeradzahligen Ordnungszahlen, die nicht durch drei teilbar sind. Insbesondere durch Anlagen hoher Leistung mit niedriger Schaltfrequenz und durch ungesteuerte Diodengleichrichter treten im Netz bereits Oberschwingungen mit niedriger Ordnungszahl, wie beispielsweise der 5., 7., 11. und 13. Harmonischen auf.

Folglich muss der Bereich der Resonanzfrequenz zwischen diesen typischen Oberschwingungen liegen. Falls der Umrichter zusätzliche Oberschwingungen erzeugt, müssen diese ebenfalls bei der Lage der Filterresonanz berücksichtigt werden, wodurch sich der mögliche Bereich weiter einschränkt. Selbst wenn der Umrichter im unteren Frequenzbereich keinerlei Oberschwingungen erzeugt, ist bei einem Netz mit 50 Hz Grundschwingung der Bereich für die Filterresonanz maximal 200 Hz breit. Dies ist beispielsweise zwischen der 7. und 11. Harmonischen oder der 13. und 17. Harmonischen der Fall. 200 Hz ist ein relativ kleiner Bereich und es ist in der Regel nur mit einer vergleichsweise großen netzseitigen Filterinduktivität möglich diesen einzuhalten. Wie bereits erwähnt führt dies zu einer schlechten Auslegung und einer hohen Stromschwankungsbreite des Umrichterstromes.

Um den zulässigen Bereich für die Lage der Filterresonanz zu vergrößern, ist es sinnvoll, zwischen dem normalen Betrieb am Netz und dem Inselbetrieb mit getrenntem Netz zu unterscheiden. Von Bedeutung ist, dass sowohl im Inselbetrieb, als auch im Betrieb am Netz eine Anregung der Filterresonanz ausgeschlossen sein muss. Es ist folglich denkbar, dass die Resonanzfrequenz im Inselbetrieb zwischen der 5. und 7. Harmonischen liegt und im normalen Betrieb am Netz zwischen der 7. und 11. Harmonischen. Die dazwischen liegende 7. wird in keinem Betriebspunkt angeregt. Lediglich beim Wechsel zwischen den Betriebsarten kann es durch die Veränderung der Resonanzfrequenz zu einer minimalen transienten Anregung kommen, die problemlos von der Regelung ausgeregelt werden kann.

Mit der Aufteilung in zwei zulässige Bereiche vergrößert sich der Abstand zwischen der minimalen und maximalen Resonanzfrequenz, wodurch ein effizienteres Filter ermöglicht wird. Um die beiden Bereiche exakt abzugrenzen, wird zusätzlich die maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb und die minimale im normalen Betrieb am Netz benötigt. Die maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb kann analog zu (3.45) unter Berücksichtigung der Parameterto-

leranzen mit (3.47) berechnet werden.

$$f_{0,I,\max} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_{f,WR,\min} \cdot C_{f,\min}}} \quad (3.47)$$

Die minimale Resonanzfrequenz für den Betrieb am Netz kann mit (3.48) unter Berücksichtigung der Parametertoleranzen bestimmt werden. Zu beachten ist, dass die maximale Netzinduktivität bei einer rein induktiven Netzimpedanz zur geringsten Resonanzfrequenz führt. Folglich wird für die Berechnung der minimalen Resonanzfrequenz am Netz die minimal zu erwartende Netzkurzschlussleistung am PCC mit k_{XR} gegen unendlich verwendet.

$$f_{0,N,\min} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f,WR,\max} + L_{f,N,\sigma,\max} + L'_{N,\max}}{L_{f,WR,\max} \cdot (L_{f,N,\sigma,\max} + L'_{N,\max}) \cdot C_{f,\max}}} \quad (3.48)$$

Während der Initialisierung der Filterauslegung werden basierend auf den typischen ungeradzahligten Oberschwingungen des Netzes und ggf. weiteren Oberschwingungen aus dem bereits berechneten Worst-Case Spektrum des Umrichters zwei zulässige Bereiche für die Lage der Filterresonanz definiert. Für diese Bereich gilt:

$$f_{0,\min,1} \leq f_{0,I,\min} \leq f_{0,I,\max} \leq f_{0,\max,1} \quad (3.49)$$

$$f_{0,\min,2} \leq f_{0,N,\min} \leq f_{0,N,\max} \leq f_{0,\max,2} \quad (3.50)$$

Zu beachten ist, dass beide Bereiche nicht aus einem zusammenhängendem Intervall bestehen müssen. Stattdessen kann eine Definition der Bereiche so erfolgen, dass sie immer zwischen den zu erwartenden Ordnungszahlen mit einem definierten Sicherheitsabstand zu diesen Ordnungszahlen liegen müssen.

Zum Abschluss der Initialisierung wird der Wertebereich festgelegt, in dem die einzelnen Filterparameter liegen sollen. Außerdem werden die Toleranzen der Filterparameter definiert. Zusätzlich muss der Bereich angegeben werden, in dem der Widerstand in Reihe zum Filterkondensator liegt. Dies ist notwendig, da wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben ein großer Widerstand einen negativen Einfluss auf die Dämpfung der höheren Frequenzen hat und ein kleiner Widerstand die Dämpfung im Bereich der Resonanz verringert.

Nach der Initialisierung, die im besten Fall nur einmal durchgeführt werden muss, beginnt die eigentliche Auslegung des Filters. Durch die festgelegten Wertebereiche der Filterparameter und der definierten Schrittweite ergeben sich die zu untersuchenden Induktivitäts- und Kapazitätswerte. Daraus resultieren eine Vielzahl möglicher Filterparameterkombinationen, deren Tauglichkeit während der Filterauslegung geprüft wird.

Die Filterauslegung beginnt mit der ersten Kombination aus möglichen Filterparametern, die während der Initialisierung festgelegt wurde. Für diese wird zuerst mit (3.45) bis (3.50) geprüft, ob die Resonanzfrequenz des Filters innerhalb der definierten zulässigen Bereiche liegt. Ist dies nicht der Fall, wird direkt die nächste Parameterkombination untersucht. Erfüllt eine Kombination diese Bedingung, wird im folgenden Schritt mit (3.42) und (3.43) geprüft, ob der Modulationsgrad für alle spezifizierten stationären Betriebspunkte innerhalb des definierten zulässigen Bereiches liegt. Ist dies nicht der Fall, wird die Parameterkombination verworfen

und mit der nächsten von vorne begonnen. Nur wenn auch diese Bedingung erfüllt ist, wird im folgenden Schritt berechnet, ob die maximal zu erwartenden Oberschwingungen am Netzanschlusspunkt unterhalb der vom Netzbetreiber definierten Grenzwerte liegen.

Die maximal zu erwartenden Stromüberschwingungen können für die einzelnen Ordnungszahlen n über (3.51) mit dem maximalen Betrag der Übertragungsfunktion aus (3.14) $G_{I,n,\max}$ und dem Worst-Case Spektrum (Leiter-Sternpunkt ohne Nullsystem) der Umrichterspannung berechnet werden. Da das Worst-Case Spektrum auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogen ist, muss es noch mit dieser multipliziert werden.

$$I_{n,\text{PCC,WC}} = G_{I,n,\max} \cdot \hat{u}_{n,\text{WR,WC,bez}} \cdot \frac{U_{\text{DC}}/2}{\sqrt{2}} \quad (3.51)$$

Zu beachten ist, dass der maximale Betrag der Übertragungsfunktion für die einzelnen Ordnungszahlen von den Parametertoleranzen abhängt. Da lediglich der Bereich vor der minimalen und nach der maximalen Resonanzfrequenz von Bedeutung ist, ist es ausreichend zur Bestimmung des maximalen Betrages jeweils die minimalen und die maximalen Parameter zu prüfen und anschließend das Maximum für jede Ordnungszahl zu ermitteln. Dies ist möglich, da in Abschnitt 3.2.2 gezeigt wurde, dass immer die minimale oder maximale Parameterabweichung zum maximalen Betrag der Übertragungsfunktion führt.

Zur Bestimmung des maximalen Betrages der Übertragungsfunktion für die einzelnen Ordnungszahlen müssen die Minimal- und Maximalwerte folgender Parameter geprüft werden: $L_{f,\text{WR}}$; $L_{f,\text{N},\sigma}$; C_f ; $R_{C,f}$; k_{XR} und f_1 . Anders ist dies bei der Netzkurzschlussleistung. Bei dieser ist es ausreichend, ihren minimalen Wert zu berücksichtigen. Wie in Bild 3.7 zu erkennen ist, führt die minimale Kurzschlussleistung zwar über die maximale Netzimpedanz zur stärksten Dämpfung, allerdings sind gleichzeitig die Grenzwerte der Oberschwingungen nach (3.1) am niedrigsten. Mit steigender Kurzschlussleistung steigen die Grenzwerte stärker an, als der Betrag der Filterübertragungsfunktion. Folglich ist die kleinste Kurzschlussleistung bezüglich der Oberschwingungsgrenzwerte am kritischsten und stellt den Worst-Case dar.

Wenn alle Oberschwingungen unterhalb der Grenzwerte liegen, ist die untersuchte Filterparameterkombination geeignet und kann als zulässige Kombination abgespeichert werden. Die Prüfung der einzelnen Parameterkombinationen erfolgt in einer Schleife, bis alle Kombinationen überprüft wurden. Anschließend wird der Speicher mit den zulässigen Parameterkombinationen genauer betrachtet. Ist dieser leer oder die ermittelten zulässigen Parameterkombination sind nicht zufriedenstellend (zu hohe Stromschwankungsbreite, zu großer Blindstrombedarf, etc.), müssen Anpassungen an den Randbedingungen in der Initialisierung vorgenommen werden. Dies kann von einer Erweiterung des Wertebereiches der Filterparameter über eine Erhöhung der Schaltfrequenz oder einem alternativen Modulationsverfahren, bis hin zu einer anderen Umrichtertopologie reichen. Des Weiteren ist eine Anpassung der Zwischenkreisspannung oder über das Übersetzungsverhältnis des Netztransformators eine veränderte bezogene Netzspannung denkbar. Dadurch kann der benötigte Bereich des Modulationsgrades beeinflusst werden, was zu einer verbesserten Filterauslegung führen kann. Dies wird bei der beispielhaften Filterauslegung in Abschnitt 3.5 deutlich.

In der Regel ergeben sich aber einige geeignete zulässige Parameterkombinationen. Eine weitere Aufgabe bei der Filterauslegung ist daher die Optimierung der Parameter zur Auswahl der am besten geeigneten.

3.4 Optimierung der Filterparameter

Bei der Auswahl der optimalen Filterelemente müssen einige Aspekte beachtet werden. Große Filterkapazitäten benötigen einen hohen kapazitiven Blindstrom, der vom Umrichter zur Verfügung gestellt werden muss. Dies erhöht insbesondere im Teillastbereich den Umrichterstrom und führt zu höheren Verlusten. Bei einer vergleichbaren Filterperformance ermöglicht eine erhöhte Kapazität allerdings kleinere Induktivitätswerte. Nachteilig macht sich jedoch die resultierende erhöhte Stromschwankungsbreite bemerkbar, die wiederum zu höheren Verlusten führt.

Folglich sollte die Filterkapazität möglichst gering gehalten werden, was zu größeren Induktivitäten führt. Gleichzeitig dürfen die Induktivitäten aber nicht beliebig groß werden, da sonst der Spannungsabfall am Filter und somit der benötigte Bereich des Modulationsgrades steigt.

Dementsprechend muss ein geeigneter Kompromiss bei der Auswahl der optimalen Filterelemente gefunden werden. Dabei kann in Abhängigkeit der Anforderungen eine Optimierung auf ein möglichst geringes Gewicht, ein geringes Volumen oder niedrige Kosten erfolgen. Eine bloße Minimierung der Induktivitäts- oder Kapazitätswerte ist nicht sinnvoll, da immer das Filter als Gesamtheit betrachtet werden sollte. Durch eine minimierte Induktivität steigt die Kapazität, was schlussendlich zu einem ungünstigen Filter führen kann. Außerdem ist es bei der Optimierung wichtig, nicht nur die Werte der Filterparameter zu betrachten, da beispielsweise durch eine Minimierung des Induktivitätswertes nicht zwangsläufig das Volumen, das Gewicht oder die Kosten für die Induktivität sinken. Das ist, wie bereits erwähnt, darauf zurückzuführen, dass eine kleine Induktivität zu einer großen Kapazität führt. Diese benötigt wiederum einen großen kapazitiven Blindstrom, der den Strom in der Induktivität vergrößert. Gleichzeitig steigt die Stromschwankungsbreite in der Induktivität durch eine Verkleinerung. Beide Effekte führen dazu, dass die Strombelastung der Induktivität mit sinkenden Werten zunehmen kann. Dadurch kann es vorkommen, dass das Volumen, das Gewicht und die Kosten der Induktivität trotz sinkendem Induktivitätswert ansteigen.

Um dies zu vermeiden, sollte bei der Optimierung wie in [17, 26] der maximale Energieinhalt der Filterelemente betrachtet werden, da dieser näherungsweise proportional zum Gewicht, dem Volumen und den Kosten der Filterelemente ist. Der maximale Energieinhalt der einzelnen Filterelemente kann mit (3.52) bis (3.54) berechnet werden.

$$W_{L,f,WR,max} = \frac{1}{2} L_{f,WR} \cdot \hat{I}_{WR,max}^2 \quad (3.52)$$

$$W_{L,f,N,max} = \frac{1}{2} L_{f,N} \cdot \hat{I}_{PCC,max}^2 \quad (3.53)$$

$$W_{C,f,max} = \frac{1}{2} C_f \cdot \hat{U}_{C,f,max}^2 \quad (3.54)$$

Über die Gewichtung der einzelnen Energien kann eine Optimierung des gesamten Filters erfolgen. Dazu wird ein Gewichtungsfaktor λ_{LCL} eingeführt, der das Verhältnis zwischen dem maximalen Energieinhalt der Filterkapazitäten zu dem der Filterinduktivitäten angibt. Über die Wahl des Gewichtungsfaktors kann beeinflusst werden, ob eine Optimierung auf Volumen, Gewicht oder Kosten stattfinden soll. Das Ziel der Optimierung ist es, die Filterparameterkombination zu ermitteln, die zu einer Minimierung von (3.55) führt.

$$K_{opt} = W_{L,f,WR,max} + W_{L,f,N,max} + \lambda_{LCL} \cdot W_{C,f,max} \quad (3.55)$$

Durch die Wirkung des Netzfilters kann mit guter Näherung davon ausgegangen werden, dass der Netzstrom und die Spannung am Filterkondensator nahezu sinusförmig sind. Folglich kann die für die Berechnung benötigte maximale Amplitude beider Größen mit (3.56) und (3.57) aus den jeweiligen maximal zu erwartenden Grundschiebungseffektivwerten berechnet werden, die bereits mit (3.25) und (3.29) angegeben wurden.

$$\hat{I}'_{\text{PCC,max}} = \sqrt{2} \cdot I'_{\text{PCC,1,max}} \quad (3.56)$$

$$\hat{U}_{C,f,max} = \sqrt{2} \cdot U_{C,f,1,max} \quad (3.57)$$

Beim Umrichterstrom ist diese Vereinfachung nicht zulässig, da die Stromschwankungsbreite nicht vernachlässigt werden kann. Für eine Worst-Case Abschätzung kann angenommen werden, dass die maximale Stromschwankung des Umrichterstromes mit der Amplitude der Grundschiebung zusammenfällt. Folglich kann der maximale Spitzenwert des Umrichterstromes mit (3.58) aus der maximalen Stromschwankungsbreite $\Delta I_{\text{WR,max}}$ (Spitze-Spitze) und dem maximal zu erwartenden Grundschiebungseffektivwert aus (3.33) berechnet werden.

$$\hat{I}_{\text{WR,max}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{WR,1,max}} + \frac{\Delta I_{\text{WR,max}}}{2} \quad (3.58)$$

Für die Bestimmung der maximalen Stromschwankungsbreite wird der Verlauf des Umrichterstromes benötigt. Dieser kann für beliebige Zeitpunkte t_k über (3.59), unter Vernachlässigung des ohmschen Widerstandes in Reihe zu der Filterinduktivität, aus dem Strom zum Zeitpunkt t_{k-1} und dem Mittelwert der Spannung an der Filterinduktivität im Zeitraum t_{k-1} bis t_k für jede der drei Phasen ($b = 1, 2, 3$) berechnet werden.

$$i_{\text{WR},b}(t_k) = i_{\text{WR},b}(t_{k-1}) + \bar{u}_{L,f,\text{WR},b} \cdot \frac{t_k - t_{k-1}}{L_{f,\text{WR}}} \quad (3.59)$$

Bei einem dreiphasigen Wechselrichter mit Pulsdauermodulation wird in jeder Phase einmal pro halber Trägerperiode geschaltet. Diese beginnt zum Zeitpunkt t_0 und endet zum Zeitpunkt t_4 . Zu den innerhalb dieses Intervalls liegenden Zeitpunkten t_1 , t_2 und t_3 findet jeweils eine Schalthandlung in einer der drei Phasen statt. Dadurch ergeben sich vier Abschnitte ($k = 1, 2, 3, 4$) mit der auf die halbe Trägerperiode bezogenen Dauer $T_k = (t_k - t_{k-1}) \cdot 2 \cdot f_c$.

Für die Ermittlung der Stromschwankung ist es wichtig nur die Stromänderung, die aus der schaltenden Betriebsweise des Wechselrichters resultiert, zu betrachten. Die Grundschiebung muss daher ausgeblendet werden. Um dies zu erreichen, wird die Grundschiebung der Spannung an der Filterkapazität gleich der Grundschiebung der Umrichterspannung gewählt. Wird des Weiteren davon ausgegangen, dass die Spannung an der Filterkapazität sich nur langsam ändert und innerhalb der betrachteten halben Trägerperiode nahezu konstant bleibt, entspricht der Mittelwert der Umrichterspannung in einer halben Trägerperiode dem Mittelwert der Spannung an der Filterkapazität (3.60). Dadurch ist der Strom zu den Zeitpunkten t_0 und t_4 jeweils Null und die Grundschiebung des Umrichterstromes ist ebenfalls Null.

$$\bar{u}_{L,f,\text{WR},b} = \bar{u}_{\text{WR},b} - \bar{u}_{C,f,b} \stackrel{!}{=} 0 \quad (3.60)$$

$$\Rightarrow i_{\text{WR},b}(t_0) = i_{\text{WR},b}(t_4) = 0 \quad (3.61)$$

Der Wechselrichterstrom zu den Zeitpunkten t_1 , t_2 und t_3 kann dann mit (3.64) bis (3.66) auf Basis von (3.59) mit Kenntnis der Schaltzeitpunkte und der Schaltfunktion $s_{k,b}$ des Wechsel-

richters (3.62) berechnet werden. Außerdem wird die Spannung an der Filterkapazität auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogen. Zu beachten ist, dass das Nullsystem der Umrichter-Spannung mit (3.63) eliminiert werden muss, da es nicht an der Filterinduktivität, sondern an dem offenen Sternpunkt des Systems anliegt. Dadurch wird der Strom jeder Phase auch durch die Schaltzustände der anderen Phasen beeinflusst.

$$u_{WR,k,b} = s_{k,b} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \quad \text{mit } s_{k,b} = -1, 0, 1 \quad (3.62)$$

$$u_{WR,k,b} - u_{WR,k,0} = \left(s_{k,b} - \frac{s_{k,1} + s_{k,2} + s_{k,3}}{3} \right) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \quad (3.63)$$

$$i_{WR,b}(t_1) = \left(s_{1,b} - \frac{s_{1,1} + s_{1,2} + s_{1,3}}{3} - \bar{u}_{C,f,bez,b} \right) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{T_1}{2 \cdot f_c \cdot L_{f,WR}} \quad (3.64)$$

$$i_{WR,b}(t_2) = i_{WR,b}(t_1) + \left(s_{2,b} - \frac{s_{2,1} + s_{2,2} + s_{2,3}}{3} - \bar{u}_{C,f,bez,b} \right) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{T_2}{2 \cdot f_c \cdot L_{f,WR}} \quad (3.65)$$

$$i_{WR,b}(t_3) = i_{WR,b}(t_2) + \left(s_{3,b} - \frac{s_{3,1} + s_{3,2} + s_{3,3}}{3} - \bar{u}_{C,f,bez,b} \right) \cdot \frac{U_{DC}}{2} \cdot \frac{T_3}{2 \cdot f_c \cdot L_{f,WR}} \quad (3.66)$$

Der maximale Betrag der Stromwerte aus allen drei Phasen entspricht dann der halben Stromschwankungsbreite für die betrachtete Trägerperiode (3.67). Es handelt sich lediglich um die halbe Stromschwankungsbreite, da der Stromverlauf in der zweiten Hälfte der Trägerperiode punktsymmetrisch zu der ersten ist, und somit die Stromschwankungsbreite (Spitze-Spitze) doppelt so hoch, wie der maximale Betrag, ist.

$$\frac{\Delta I_{WR}}{2} = \max(|i_{WR,b}(t_1)|, |i_{WR,b}(t_2)|, |i_{WR,b}(t_3)|) \quad (3.67)$$

Aus den vorherigen Gleichungen ist ersichtlich, dass die Stromschwankungsbreite auch über (3.68) ausgedrückt werden kann. Der Faktor x hängt dabei lediglich von den Aussteuergraden der drei Phasen, der Umrichtertopologie und dem Modulationsverfahren ab.

$$\Rightarrow \Delta I_{WR} = x \cdot \frac{U_{DC}}{f_c \cdot L_{f,WR}} \quad (3.68)$$

Die Aussteuergrade werden wiederum von dem Modulationsgrad und der Phasenlage der Grundschwingung beeinflusst. Daher ist für die Bestimmung der maximalen Stromschwankungsbreite $\Delta I_{WR,max}$ eine Auswertung aller Schaltvektoren notwendig, die während einer Grundschwingungsperiode auftreten. Bild 3.19 zeigt das Ergebnis der dreiphasigen Auswertung in Abhängigkeit des Modulationsgrades. Dargestellt ist die Stromschwankungsbreite in Abhängigkeit des Modulationsgrades für einen 2-Level und eine 3-Level Umrichter. Als Modulationsverfahren wird jeweils die Raumzeigermodulation und eine Sinusmodulation mit 3. Harmonischer (1/6 Amplitude) betrachtet. Bei dem 3-Level Umrichter wird zusätzlich zwischen phasengleichen (PD) und phasenverschobenen Trägersignalen (POD) unterschieden.

Es ist zu erkennen, dass die Stromschwankungsbreite in Abhängigkeit des Modulationsgrades variiert. Bei einem 2-Level Umrichter ergibt sich das absolute Maximum sowohl für die Raumzeigermodulation als auch für die sinusförmige Modulation mit 3. Harmonischer beim größten Modulationsgrad ($2/\sqrt{3}$). Beim 3-Level Umrichter mit PD Modulation liegt das Maximum hingegen bei einem Modulationsgrad von $1/\sqrt{3}$ und ist exakt halb so groß wie beim 2-Level

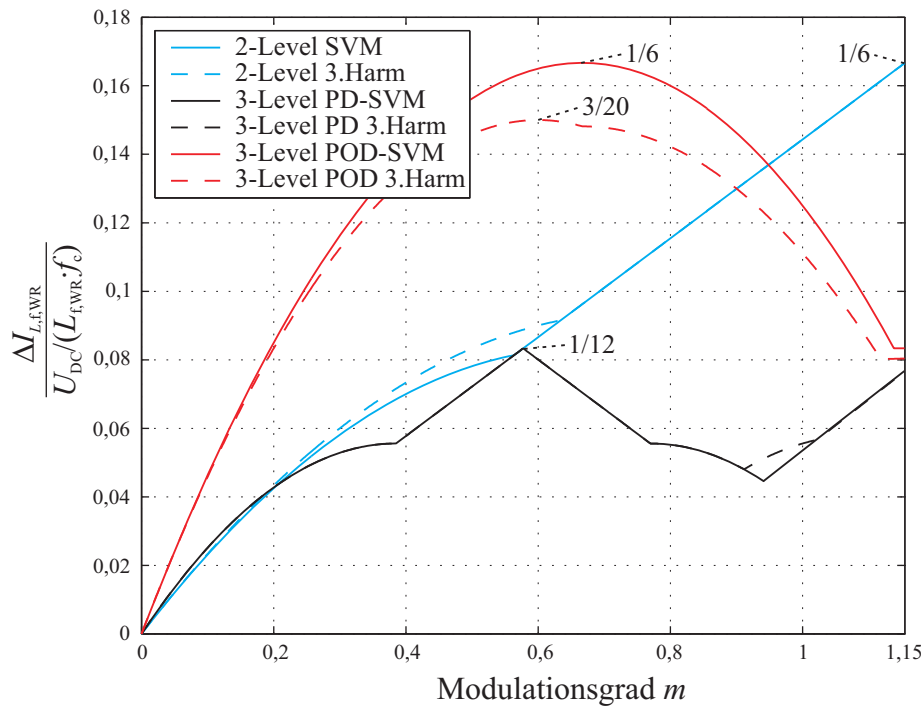


Bild 3.19: Schwankungsbreite des Umrichterstromes (Spitze-Spitze) in Abhängigkeit des Modulationsgrades für verschieden Umrichtertopologien und Modulationsverfahren

Umrichter. Auffällig ist, dass die Stromschwankungsbreite bei der POD Modulation doppelt beziehungsweise fast doppelt so groß wie bei der PD Modulation ist.

Für die Berechnung des maximalen Energieinhaltes der umrichterseitigen Induktivität mit (3.52) und (3.58) ist es wichtig die maximal mögliche Stromschwankungsbreite zu verwenden. Dies ist notwendig, da beispielsweise bei Netzfehlern der Modulationsgrad verwendet werden kann, bei dem die maximale Stromschwankung auftritt.

Mit diesen Erkenntnissen kann die maximale Stromschwankungsbreite eines 2-Level Umrichters mit (3.69) und die eines 3-Level Umrichters mit PD Modulation mit (3.70) berechnet werden. Diese Gleichungen werden in ähnlicher Form beispielsweise auch in [15, 16, 22, 23] für die Berechnung der Stromschwankungsbreite eines 2-Level Umrichters und in identischer Form in [26] zur Berechnung bei einem 3-Level Umrichter verwendet.

$$\Delta I_{WR,max,2-Level} = \frac{U_{DC}}{6 \cdot f_c \cdot L_{f,WR}} \quad (3.69)$$

$$\Delta I_{WR,max,3-Level,PD} = \frac{U_{DC}}{12 \cdot f_c \cdot L_{f,WR}} \quad (3.70)$$

Zu beachten ist, dass die Gleichungen für eine sinusförmige Spannung an der Filterkapazität gelten. Außerdem wird vorausgesetzt, dass sich die Spannung an der Filterkapazität innerhalb einer halben Trägerperiode fast nicht ändert und die Trägerfrequenz somit ausreichend hoch ist. Oberschwingungen auf der Spannung an der Filterkapazität und eine niedrige Trägerfrequenz erhöhen daher die Schwankung des Umrichterstromes etwas. Diese Erhöhung ist allerdings im Vergleich zu der berechneten Stromschwankung relativ gering, so dass die Gleichungen mit guter Näherung verwendet werden können.

3.5 Beispielhafte Auslegung

Für eine 5 MW Windenergieanlage mit 3-Punkt-NPC-Mittelspannungsumrichter soll ein LCL-Netzfilter ausgelegt werden. Die benötigten Parameter sind in Tabelle 3.4 gegeben. Als verketete bezogene Bemessungsspannung des Netzes U_r' werden ungefähr 3 kV angestrebt. Außerdem soll die Schaltfrequenz f_s im Bereich von 500 Hz liegen, was einer Trägerfrequenz f_c von ca. 1 kHz entspricht. Eine genaue Festlegung auf die bezogene Netzspannung und auf die Schaltfrequenz findet vorerst nicht statt, da beide Parameter die Möglichkeit bieten, die Filterauslegung positiv zu beeinflussen.

Tabelle 3.4: Systemparameter einer 5 MW Windenergieanlage

| | |
|--|--|
| Bemessungsleistung der Anlage: | $S_r = 5 \text{ MVA}$ |
| Leistungsfaktor: | $\cos \varphi = 0,95 \text{ ind.} \rightarrow 0,95 \text{ kap.}$ |
| Zwischenkreisspannung: | $U_{DC} = 5,5 \text{ kV}$ |
| Grundfrequenz: | $f_1 = 50 \text{ Hz} - 5 \% + 3 \%$ |
| Toleranz der Netzspannung: | $\pm 10 \%$ |
| Minimale Netzkurzschlussleistung: | $S_{k,\min} = 100 \text{ MVA}$ |
| Verhältnis der Netzreaktanz zum Netzwidestand: | $k_{XR} = 2 \rightarrow \infty$ |
| Kurzschlussspannung des Transformators: | $u_k = 6 \%$ |
| Toleranz der Filterinduktivitäten: | $\pm 5 \%$ |
| Toleranz der Filterkapazitäten: | $\pm 10 \%$ |
| Widerstand der Filterkapazität: | $R_{C,f} = 0 \rightarrow 20 \text{ m}\Omega$ |
| Gewichtungsfaktor bei der Filteroptimierung: | $\lambda_{LCL} = 1$ |

Als Modulationsverfahren wird eine Regular Sampled Raumzeigermodulation verwendet. Zu Beginn wird das ARS-PD Verfahren untersucht, bei dem das Sollsignal doppelt abgetastet wird und das positive und negative Trägersignal phasengleich sind. Später wird dann gezeigt, dass die alternativen Verfahren mit phasenverschobenen Trägern (ARS-POD) und einfacher Abstimmung (SRS-POD) zu keiner verbesserten Filterauslegung führen.

Aufgrund der von der Raumzeigermodulation aufmodulierten Nullkomponente kann ein maximaler Modulationsgrad von $2/\sqrt{3} \approx 1,15$ bei sinusförmiger Modulation erreicht werden. Um genügend Reserve bei transienten Vorgängen vorzuhalten, wird für die Auslegung des Filters ein maximaler Modulationsgrad für stationäre Zustände von 1,05 festgelegt.

Für die Optimierung der Filterelemente wird der Optimierungsfaktor K_{opt} aus dem Energieinhalt der Elemente mit einem Gewichtungsfaktor von λ_{LCL} gleich eins berechnet. Dadurch werden sowohl die Filterinduktivitäten, als auch die Filterkapazitäten berücksichtigt. Zu beachten ist, dass bei der Berechnung des Energieinhaltes der netzseitigen Induktivität lediglich die Filterinduktivität $L_{f,N}$ ohne die Streuinduktivität des Transformators berücksichtigt wird, da diese ohnehin vorhanden ist.

Als Wertebereich der Filterelemente wird für die Auslegung ein Bereich von 0 bis 1,5 mH beziehungsweise 1,5 mF mit einer Schrittweite von 5 μH beziehungsweise 5 μF festgelegt. Dieser Bereich ist ausreichend, da größere Induktivitäten den Spannungsabfall am Filter unnötig vergrößern und größere Kapazitäten den Blindstrombedarf des Filters und damit den Umrichterstrom erhöhen.

Filterauslegung für eine ideale Anlage ohne Parametertoleranzen

Im ersten Schritt soll eine Filterauslegung für eine Anlage unter idealen Bedingungen erfolgen. Das bedeutet, dass die Toleranzen der Netzspannung, der Netzfrequenz und der Filterparameter vernachlässigt werden. Dadurch soll der Einfluss der Toleranzen, die im späteren Verlauf berücksichtigt werden, verdeutlicht werden. Aufgrund der vernachlässigten Toleranzen ist der benötigte Bereich des Modulationsgrades relativ klein. Als untere Grenze wird daher ein Modulationsgrad von 0,9 angenommen.

Wie bereits in Abschnitt 2.1 erwähnt, muss die Trägerfrequenz bei einer ARS-PD-SVM ein ungeradzahliges Vielfaches der 3-fachen Grundfrequenz sein, damit das Spektrum nur die umrichtertypischen ungeradzahlig Harmonischen enthält. Für Frequenzen möglichst nahe den angestrebten 1 kHz ist diese Bedingung für eine Trägerfrequenz von 1,05 kHz erfüllt. Das resultierende Worst-Case Spektrum der Umrichterspannung für eine Trägerfrequenz von 1,05 kHz und einen Modulationsgrad von 0,9 bis 1,05 ist in Bild 3.20 gegeben.

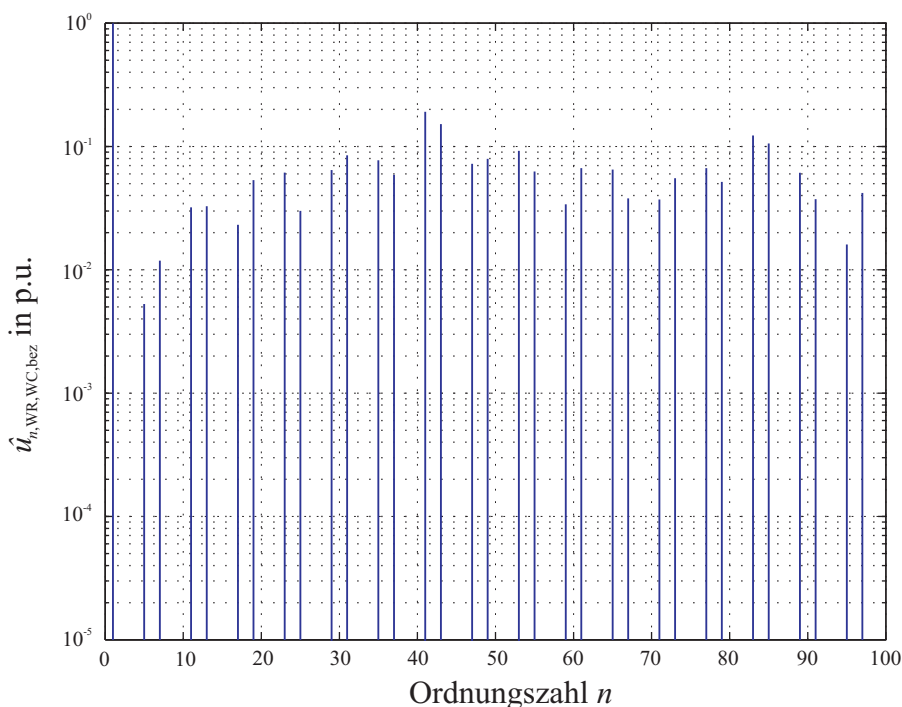


Bild 3.20: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit ARS-PD-SVM für $m = 0,9 - 1,05$ und $f_c = 1,05$ kHz (Leiter-Sternpunkt ohne Nullsystem)

Wie erwartet treten lediglich die umrichtertypischen Harmonischen auf. Die zulässigen Bereiche für die Filterresonanz werden daher so definiert, dass ein Abstand von mindestens 10 Hz zu diesen Frequenzen eingehalten wird. Die daraus resultierenden zulässigen Bereiche sind bis zur 17. Harmonischen in Tabelle 3.5 gegeben. Oberhalb der 17. Harmonischen setzen sich die zulässigen Bereiche entsprechend fort.

Basierend auf den definierten Randbedingungen wird eine Berechnung der optimalen Filterparameter gemäß dem im Abschnitt 3.3 beschriebenen Verfahren durchgeführt. Das Ergebnis für verschiedene Netzspannungen ist in Tabelle 3.6 gegeben.

Tabelle 3.5: Zulässige Bereiche für die Lage der Resonanzfrequenz

| Ordnungszahl | zulässiger Frequenzbereich |
|--------------|----------------------------|
| 1 → 5 | 60 Hz → 240 Hz |
| 5 → 7 | 260 Hz → 340 Hz |
| 7 → 11 | 360 Hz → 540 Hz |
| 11 → 13 | 560 Hz → 640 Hz |
| 13 → 17 | 660 Hz → 840 Hz |
| ⋮ | ⋮ |

Tabelle 3.6: Ergebnis der Filterauslegung für eine Trägerfrequenz von $f_c = 1,05$ kHz und verschiedene Netzspannungen unter Vernachlässigung der Parametertoleranzen

| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes U_r' (verkettet): | 3,2 kV | 3,3 kV | 3,4 kV | 3,5 kV |
|---|-------------|--------------|-------------|-------------|
| Umrichterseitige Filterinduktivität $L_{f,WR}$: | 935 μ H | 1010 μ H | 895 μ H | 835 μ H |
| Netzseitige Filterinduktivität $L_{f,N,\sigma}$: | 600 μ H | 645 μ H | 445 μ H | 525 μ H |
| Filterkapazität C_f : | 295 μ F | 270 μ F | 345 μ F | 680 μ F |
| Minimale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,min}$: | 303 Hz | 304,8 Hz | 286,4 Hz | 211,2 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,max}$: | 303 Hz | 304,8 Hz | 286,4 Hz | 211,2 Hz |
| Minimale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,min}$: | 429,6 Hz | 433 Hz | 415,1 Hz | 292,1 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,max}$: | 484,7 Hz | 488,2 Hz | 497 Hz | 339,9 Hz |
| Minimaler Modulationsgrad m_{kap} : | 0,88 | 0,9 | 0,93 | 0,94 |
| Maximaler Modulationsgrad m_{ind} : | 1,02 | 1,05 | 1,05 | 1,05 |
| Bemessungsstrom des Umrichters $I_{WR,r}$: | 902,7 A | 874,8 A | 862,8 A | 905,3 A |
| Strom des Umrichters bei halber Leistung $I_{WR,50}$: | 475,1 A | 459,2 A | 469,1 A | 587,1 A |
| Strom des Umrichters im Leerlauf $I_{WR,0}$: | 171,2 A | 161,6 A | 212,8 A | 431,7 A |
| Stromschwankungsbreite $\Delta I_{WR,max}/I_{WR,r}$: | 51,7 % | 49,4 % | 56,5 % | 57,7 % |
| Maximaler Energieinhalt der umrichterseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,WR,max}$: | 1171 J | 1169,6 J | 1078,6 J | 1208,7 J |
| Maximaler Energieinhalt der netzseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,N,max}$: | 170 J | 175,3 J | 2,5 J | 38,8 J |
| Maximaler Energieinhalt der Filterkapazität $W_{C,f,max}$: | 1073,3 J | 1045,5 J | 1384,5 J | 2906 J |
| Optimierungsfaktor K_{opt} : | 2414,3 J | 2390,4 J | 2465,6 J | 4153,5 J |

Es ist gut zu erkennen, dass die Netzspannung die Filterauslegung deutlich beeinflusst. Bei bezogenen Netzspannungen im Bereich von 3,2 kV bis 3,4 kV kann die Resonanzfrequenz sowohl für den Betrieb am Netz als auch für den Inselbetrieb zwischen der 7. und 11. Harmonischen liegen. Dies ermöglicht eine effiziente Anlage mit einer relativ kleinen Filterkapazität. Dadurch wird insbesondere der Umrichterstrom im Teillastbereich reduziert.

Bei einer Netzspannung von 3,5 kV verschiebt sich die Lage der Filterresonanz für den Betrieb am Netz zwischen die 5. und 7. Harmonische und für den Inselbetrieb unter die 5. Harmonische. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der maximale Modulationsgrad bereits bei 3,3 kV ausgeschöpft ist. Eine Erhöhung der Netzspannung auf 3,5 kV ist bei gleichem maximalen Modulationsgrad nur möglich, wenn der Spannungsabfall an den Filterinduktivitäten und somit die maximal benötigte Umrichterspannung verringert wird. Dies ist nach (3.41) möglich, wenn die netzseitige Filterinduktivität reduziert oder die Filterkapazität erhöht wird.

Dieser Effekt ist bereits bei der Erhöhung von 3,3 kV auf 3,4 kV zu beobachten. Bei 3,5 kV ist allerdings keine Filterauslegung mehr möglich, die zu einer Resonanzfrequenz zwischen der 7. und 11. Harmonischen führt und gleichzeitig die übrigen Bedingungen erfüllt. Daher ist eine Reduzierung der Resonanzfrequenz notwendig, um sämtliche Bedingungen zu erfüllen. Neben der fast doppelt so großen Filterkapazität macht sich allerdings vor allem der hohe Umrichterstrom im Teillastbereich negativ bemerkbar. Daher ist solch eine Filterauslegung unbedingt zu vermeiden.

Bei den übrigen Auslegungen führt eine Netzspannung von 3,3 kV zum optimalen Ergebnis. Zum einen ist der Optimierungsparameter K_{opt} am geringsten und zum anderen bietet die Filterauslegung auch die kleinste Filterkapazität und größte Filterinduktivität. Die geringe Filterkapazität führt zu einem reduzierten Umrichterstrom vor allem im Teillastbereich, der sogar unter dem der Auslegung für 3,4 kV liegt. Außerdem verringert die große umrichterseitige Filterinduktivität die Stromschwankungsbreite. Folglich ist eine bezogene Netzspannung von 3,3 kV für das betrachtete System ideal.

Das aus der optimalen Filterauslegung resultierende Worst-Case Spektrum des Netzstromes ist in Bild 3.21 gegeben. Zusätzlich ist das zulässige Spektrum gemäß der Richtlinien der Netz-

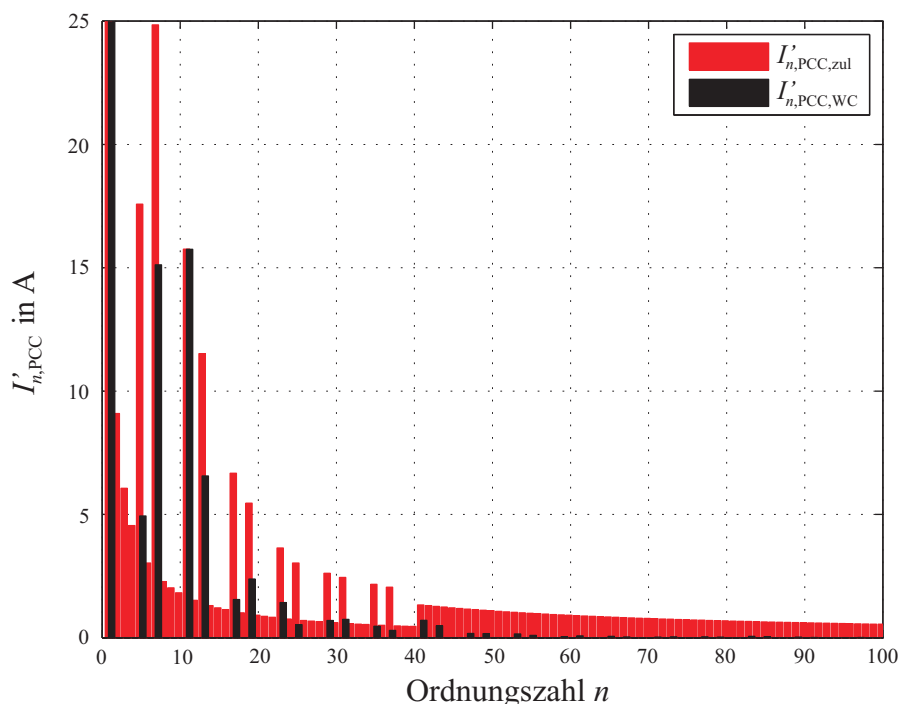


Bild 3.21: Worst-Case Spektrum des Netzstromes im Vergleich zu den zulässigen Werten für die Filterauslegung mit $U'_i = 3,3$ kV aus Tabelle 3.6

betreiber aus [29] dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass das erzeugte Spektrum unterhalb der Grenzwerte liegt. Bei der 11. Harmonischen erreicht die maximal zu erwartende Oberschwingung des Netzstromes fast den Grenzwert. Durch diese Einschränkung ist eine noch bessere Filterauslegung mit einer größeren Filterresonanz und einer kleineren Filterkapazität nicht möglich.

Filterauslegung unter Berücksichtigung der Parametertoleranzen

In einem realen System ist eine Vernachlässigung der Parametertoleranzen nicht zulässig. Insbesondere die möglichen Abweichungen der Netzspannung und der Netzfrequenz haben einen großen Einfluss auf die Filterauslegung. Die gewählten Toleranzen dieser Parameter in Tabelle 3.4 entsprechen den Anforderungen aus [29]. Die Abweichungen der übrigen Filterparameter wurden anhand der üblichen Bauteiltoleranzen gewählt.

Die zulässige Toleranz der Grundfrequenz beeinflusst insbesondere die vom Umrichter erzeugten Oberschwingungen. Das Spektrum eines Umrichters beinhaltet neben der Grundfrequenz vor allem Seitenbänder der Trägerfrequenz und Seitenbänder von ganzzahligen Vielfachen der Trägerfrequenz. Die Frequenzen der Seitenbänder haben immer einen festen Abstand von einem geradzahligen Vielfachen der Grundfrequenz zum zugehörigen Vielfachen der Trägerfrequenz.

Weicht die Grundfrequenz von ihrem Bemessungswert ab und die Trägerfrequenz bleibt gleichzeitig konstant, sind die erzeugten Oberschwingungen folglich nicht ganzzahlig. Stattdessen werden Zwischenharmonische erzeugt. Die Grenzwerte für Zwischenharmonische nach [29], die in Tabelle 3.1 gegeben sind, liegen deutlich unterhalb der Grenzwerte für die typischen ungeradzahligen Harmonischen. Dies ist auch in Bild 3.21 zu erkennen. Folglich ist es nahezu unmöglich, die Grenzwerte einzuhalten wenn die Grundschwingung signifikant von ihrem Bemessungswert abweicht und die Trägerfrequenz der Modulation gleichzeitig konstant bleibt.

Aus diesem Grund ist es ratsam eine netzsynchrone Modulation zu verwenden, deren Trägerfrequenz immer ein festes Vielfaches der Grundfrequenz ist. Dadurch ist sichergestellt, dass auch bei Schwankungen der Netzfrequenz ausschließlich ungeradzahlige Harmonische erzeugt werden. Es sei angemerkt, dass dies insbesondere für Umrichter mit niedriger Schaltfrequenz entscheidend ist, die Oberschwingungen unterhalb von 2 kHz erzeugen. Für schnell schaltende Systeme, die ausschließlich Oberschwingungen oberhalb von 2 kHz generieren, ist dies nicht relevant, da die Grenzwerte für ganzzahlige Harmonische und Zwischenharmonische oberhalb von 2 kHz identisch sind.

Aus den genannten Überlegungen wird im Folgenden eine netzsynchrone Modulation mit einem Faktor von 21 verwendet. Dies entspricht einer Trägerfrequenz von 1,05 kHz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz.

Eine weitere signifikante Auswirkung einer schwankenden Grundfrequenz sind die ebenfalls variierenden Oberschwingungsfrequenzen. Diese schwanken mit dem identischen Prozentsatz, wodurch insbesondere die höheren Harmonischen deutlich von ihren Bemessungswerten abweichen können. Dies beeinflusst vor allem die zulässigen Bereiche für die Resonanzfrequenz des Filters. Für die in Tabelle 3.4 gegebenen Toleranzen sind diese in Tabelle 3.7 dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die zulässigen Frequenzbereiche mit steigender Ordnungszahl immer schmaler werden. Folglich wird die Filterauslegung signifikant beeinflusst, da eine höhere Trägerfrequenz nicht mehr automatisch zu einer verbesserten Filterauslegung führt.

Tabelle 3.7: Zulässige Bereiche für die Lage der Resonanzfrequenz unter Berücksichtigung der Toleranz der Grundfrequenz

| Ordnungszahl | zulässiger Frequenzbereich |
|--------------|----------------------------|
| 1 → 5 | 61,5 Hz → 227,5 Hz |
| 5 → 7 | 267,5 Hz → 322,5 Hz |
| 7 → 11 | 370,5 Hz → 512,5 Hz |
| 11 → 13 | 576,5 Hz → 607,5 Hz |
| 13 → 17 | 679,5 Hz → 797,5 Hz |
| ⋮ | ⋮ |

Die zulässige Toleranz der Netzspannung beeinflusst insbesondere den benötigten Bereich des Modulationsgrades. Daher wird für die Berechnung des Worst-Case Spektrums vorerst ein unterer Wert von 0,6 angenommen. Wird dieser Bereich nicht vollständig benötigt, ist eine Erhöhung des unteren Grenzwertes möglich, wodurch sich das Worst-Case Spektrum leicht verbessert. Bei Bedarf ist auch eine weitere Reduktion möglich, wenn dadurch eine günstigere Filterauslegung ermöglicht wird. Das resultierende Worst-Case Spektrum für eine Trägerfrequenz von $21 \cdot f_1$ ist in Bild 3.22 gegeben.

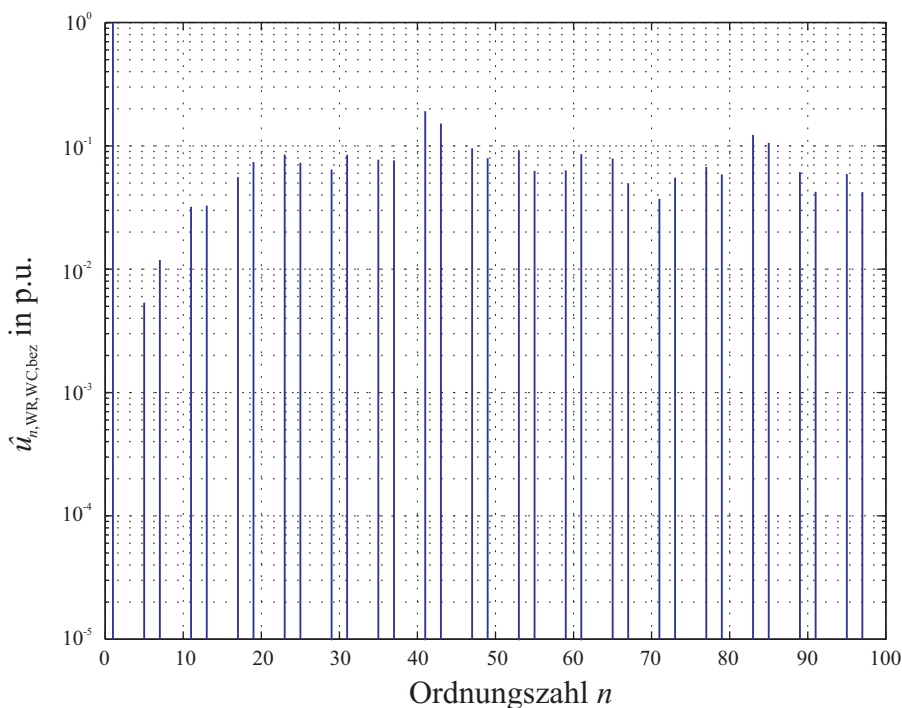


Bild 3.22: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit ARS-PD-SVM für $m = 0,6 - 1,05$ und $f_c = 21 \cdot f_1$ (Leitersternpunkt ohne Nullsystem)

Auf den ersten Blick unterscheidet sich dieses vor allem wegen der logarithmischen Darstellung kaum von dem Worst-Case Spektrum in Bild 3.20. Die logarithmische Darstellung ist allerdings hilfreich, um auch Frequenzanteile mit kleiner Amplitude, die ebenfalls die Filterresonanz anregen können, zu erkennen. Bei genauerer Betrachtung zeigt sich allerdings, dass

durch den geringeren minimalen Modulationsgrad insbesondere die 17., 19., 23. und 25. Harmonische eine höhere Amplitude aufweisen, als in Bild 3.20.

Die aus den gegebenen Randbedingungen resultierende Filterauslegung ist in Tabelle 3.8 für verschiedene Netzspannungen gegeben. Es ist zu erkennen, dass lediglich Filterauslegungen mit einer Resonanzfrequenz unterhalb der 5. Harmonischen möglich sind. Dies führt zu sehr großen Filterkapazitäten mit hohem Blindstrombedarf, der vom Umrichter gedeckt werden muss. Eine solche Auslegung sollte daher nach Möglichkeit vermieden werden.

Tabelle 3.8: Ergebnis der Filterauslegung für eine Trägerfrequenz von $f_c = 21 \cdot f_1$ und verschiedene Netzspannungen unter Berücksichtigung der Parametertoleranzen

| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes U_r' (verkettet): | 2,6 kV | 2,8 kV | 3 kV | 3,2 kV |
|--|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Umrichterseitige Filterinduktivität $L_{f,WR}$: | 1065 μH | 1040 μH | 1030 μH | 1175 μH |
| Netzseitige Filterinduktivität $L_{f,N,\sigma}$: | 1075 μH | 975 μH | 820 μH | 595 μH |
| Filterkapazität C_f : | 1070 μF | 1140 μF | 1255 μF | 1450 μF |
| Minimale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,\min}$: | 138,7 Hz | 136 Hz | 130,3 Hz | 113,5 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,\max}$: | 161,2 Hz | 158,1 Hz | 151,4 Hz | 131,9 Hz |
| Minimale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,\min}$: | 187,8 Hz | 185,3 Hz | 181,5 Hz | 172 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,\max}$: | 227,5 Hz | 227,2 Hz | 227,4 Hz | 227,4 Hz |
| Minimaler Modulationsgrad m_{kap} : | 0,57 | 0,61 | 0,64 | 0,64 |
| Maximaler Modulationsgrad m_{ind} : | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,05 |
| Bemessungsstrom des Umrichters $I_{WR,r}$: | 1106,1 A | 1085,2 A | 1101,7 A | 1178,7 A |
| Strom des Umrichters bei halber Leistung $I_{WR,50}$: | 704,8 A | 738,8 A | 808,2 A | 937,3 A |
| Strom des Umrichters im Leerlauf $I_{WR,0}$: | 504,6 A | 579 A | 682,9 A | 841,6 A |
| Stromschwankungsbreite $\Delta I_{WR,\max}/I_{WR,r}$: | 37,1 % | 38,7 % | 38,5 % | 31,5 % |
| Maximaler Energieinhalt der umrichterseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,WR,\max}$: | 2450,5 J | 2354,5 J | 2418,1 J | 3155,7 J |
| Maximaler Energieinhalt der netzseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,N,\max}$: | 1073,2 J | 769,9 J | 478,9 J | 190,1 J |
| Maximaler Energieinhalt der Filterkapazität $W_{C,f,\max}$: | 3816,5 J | 4518,6 J | 5493,5 J | 6967 J |
| Optimierungsfaktor K_{opt} : | 7340,2 J | 7643 J | 8390,5 J | 10312,8 J |

Aus diesem Grund wird die Trägerfrequenz auf $27 \cdot f_1$ erhöht, was einer Frequenz von 1,35 kHz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz entspricht. Die resultierende mittlere Schaltfrequenz nach (2.8) beträgt somit 700 Hz. Das dazugehörige Worst-Case Spektrum der Umrichterspannung ist in Bild 3.23 für einen Modulationsgrad von 0,7 bis 1,05 gegeben. Dieser Bereich ist, wie sich im Folgenden zeigt, ausreichend um ein geeignetes Filter zu erhalten.

Im Vergleich der Worst-Case Spektren für $21 \cdot f_1$ in Bild 3.22 und $27 \cdot f_1$ in Bild 3.23 fällt auf, dass vor allem die Amplituden unterhalb der 20. Harmonischen bei $27 \cdot f_1$ deutlich geringer

Tabelle 3.9: Ergebnis der Filterauslegung für eine Trägerfrequenz von $f_c = 27 \cdot f_1$ und verschiedene Netzspannungen unter Berücksichtigung der Parametertoleranzen

| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes U'_r (verkettet): | 2,8 kV | 2,9 kV | 3 kV | 3,1 kV |
|---|---------------|---------------|-------------|---------------|
| Umrichterseitige Filterinduktivität $L_{f,WR}$: | 740 μ H | 740 μ H | 200 μ H | 1035 μ H |
| Netzseitige Filterinduktivität $L_{f,N,\sigma}$: | 485 μ H | 485 μ H | 730 μ H | 715 μ H |
| Filterkapazität C_f : | 385 μ F | 385 μ F | 795 μ F | 1355 μ F |
| Minimale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,min}$: | 277,4 Hz | 277,4 Hz | 371,4 Hz | 125,1 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,max}$: | 322,5 Hz | 322,5 Hz | 431,7 Hz | 145,3 Hz |
| Minimale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,min}$: | 394,7 Hz | 392,4 Hz | 406,7 Hz | 178,1 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,max}$: | 512,5 Hz | 512,5 Hz | 487,2 Hz | 227,4 Hz |
| Minimaler Modulationsgrad m_{kap} : | 0,68 | 0,71 | 0,75 | 0,65 |
| Maximaler Modulationsgrad m_{ind} : | 1,03 | 1,05 | 1,05 | 1,05 |
| Bemessungsstrom des Umrichters $I_{WR,r}$: | 1030,7 A | 997,9 A | 1005 A | 1135,7 A |
| Strom des Umrichters bei halber Leistung $I_{WR,50}$: | 542,5 A | 528,9 A | 626,8 A | 870,5 A |
| Strom des Umrichters im Leerlauf $I_{WR,0}$: | 195,5 A | 202,5 A | 432,6 A | 761,9 A |
| Stromschwankungsbreite $\Delta I_{WR,max}/I_{WR,r}$: | 44,5 % | 46 % | 168,9 % | 28,9 % |
| Maximaler Energieinhalt der umrichterseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,WR,max}$: | 1441,7 J | 1368,8 J | 692,5 J | 2471,4 J |
| Maximaler Energieinhalt der netzseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,N,max}$: | 223 J | 186,3 J | 391,4 J | 332,7 J |
| Maximaler Energieinhalt der Filterkapazität $W_{C,f,max}$: | 1421,9 J | 1518,6 J | 3441,4 J | 6217,1 J |
| Optimierungsfaktor K_{opt} : | 3086,6 J | 3073,7 J | 4525,3 J | 9021,2 J |

sind. Dadurch wird die Auslegung eines effizienteren Filters ermöglicht. Die resultierenden Filterauslegungen sind in Tabelle 3.9 für verschiedene Netzspannungen gegeben.

Es ist zu erkennen, dass eine bezogene Netzspannung von 3,1 kV zu keiner guten Filterauslegung führt, da die Resonanzfrequenz unterhalb der 5. Harmonischen liegt und die Filterparameter entsprechend groß sind. Die Filterauslegung für 3 kV ist ebenfalls nicht geeignet, da die Netzspannung mit dem maximalen Modulationsgrad von 1,05 nur mit einer großen Kapazität erreicht werden kann. Dadurch vergrößert sich vor allem der Umrichterstrom im Teillastbereich, was zu unnötigen Verlusten führt. Trotzdem ist durch eine deutlich reduzierte umrichterseitige Filterinduktivität eine Resonanzfrequenz zwischen der 7. und 11. Harmonischen möglich, wodurch der Optimierungsfaktor K_{opt} im Vergleich zu der Auslegung für 3,1 kV halbiert werden kann. Dadurch vergrößert sich allerdings die Stromschwankungsbreite erheblich, was ebenfalls zu zusätzlichen Verlusten führt.

Insgesamt führt die Auslegung für 2,9 kV zum optimalen Ergebnis. Sie ermöglicht eine verhältnismäßig kleine Filterkapazität und eine große umrichterseitige Filterinduktivität zur Reduktion der Stromschwankungsbreite. Bezüglich der Filterparameter ist sie identisch mit der

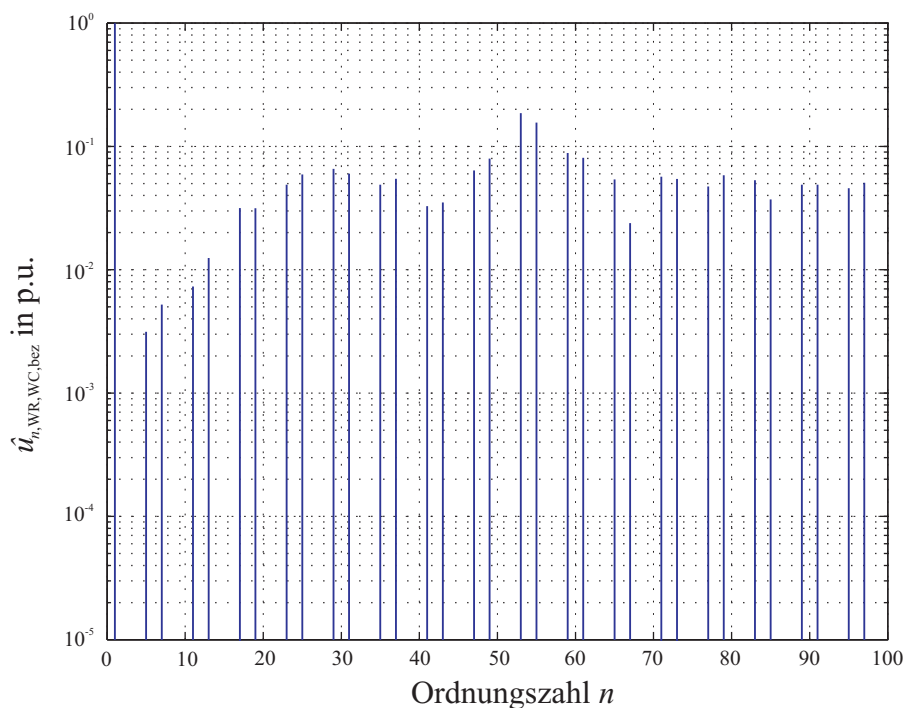


Bild 3.23: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit ARS-PD-SVM für $m = 0,7 - 1,05$ und $f_c = 27 \cdot f_1$ (Leiter-Sternpunkt ohne Nullsystem)

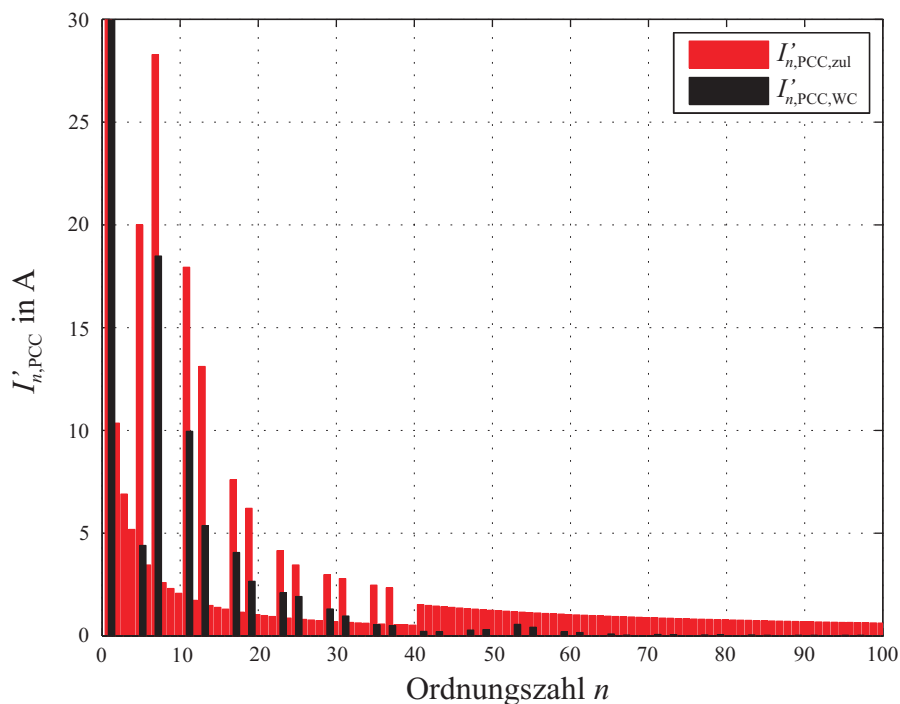


Bild 3.24: Worst-Case Spektrum des Netzstromes im Vergleich zu den zulässigen Werten für die Filterauslegung mit $U'_r = 2,9$ kV aus Tabelle 3.9

Auslegung für 2,8 kV. Aufgrund der etwas geringeren Ströme ist allerdings die Auslegung für 2,9 kV vorzuziehen. Kleinere Netzspannungen führen zu keiner verbesserten Auslegung, da sie bei gleicher Bemessungsleistung zwangsweise zu größeren Strömen führen.

In Bild 3.24 ist das resultierende Worst-Case Spektrum des Netzstromes für die Auslegung bei 2,9 kV im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten aus [29] dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass sämtliche Oberschwingungen deutlich unterhalb der Grenzwerte liegen. Daher schränkt in diesem Fall nicht das erzeugte Spektrum die Filterauslegung ein. Stattdessen wird vor allem durch den zulässigen Frequenzbereich aus Tabelle 3.7 eine noch bessere Filterauslegung verhindert. Es ist zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz im Betrieb am Netz zwischen der 7. und 11. Harmonischen liegt und den zulässigen Bereich fast vollständig ausnutzt. Im Inselbetrieb wird zusätzlich der zulässige Bereich zwischen der 5. und 7. nahezu komplett benötigt. Dies ist auf die berücksichtigten Parametertoleranzen zurückzuführen. Im Vergleich zu der Auslegung mit vernachlässigten Toleranzen in Tabelle 3.6 ist der benötigte Bereich deutlich breiter. Gleichzeitig wird der zulässige Bereich durch die Toleranz der Grundschwingung verkleinert. Beides führt zu einer deutlichen Einschränkung bei der Auslegung des Netzfilters, wodurch für das betrachtete System eine noch bessere Filterauslegung verhindert wird.

Neben der Trägerfrequenz und der bezogenen Bemessungsspannung des Netzes bietet auch das Modulationsverfahren die Möglichkeit, die Filterauslegung positiv zu beeinflussen. Bisher wurde lediglich die ARS-PD-SVM betrachtet. Im Folgenden soll daher die Auswirkung einer ARS-POD-SVM mit phasenverschobenen Trägersignalen und einer SRS-POD-SVM mit einfacher Abtastung untersucht werden. Bei diesen Verfahren sind die Oberschwingungen zwi-

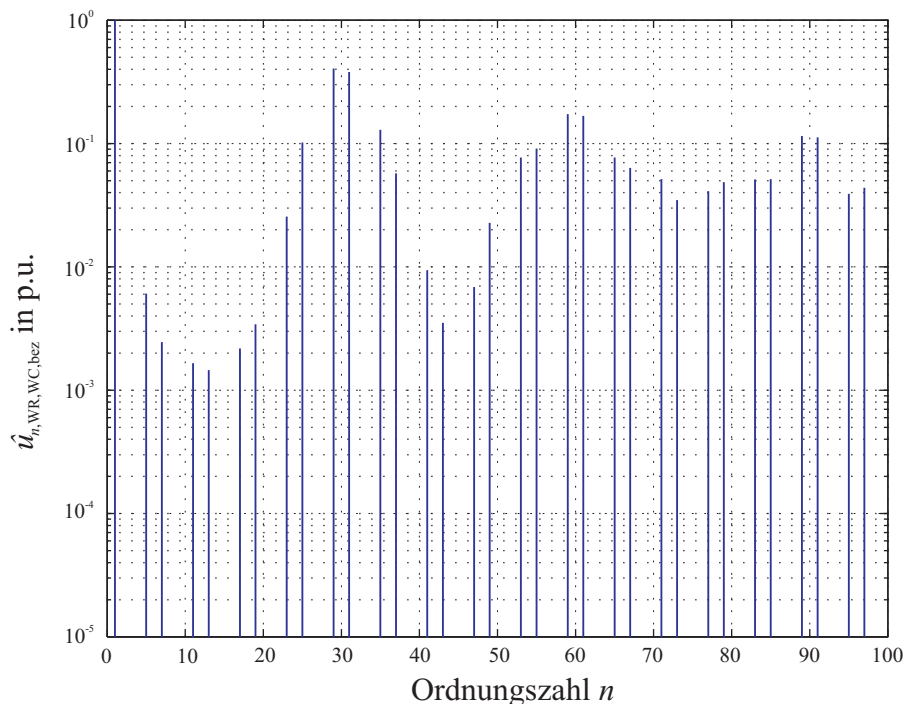


Bild 3.25: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Worst-Case Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters mit SRS-POD-SVM für $m = 0,6 - 1,05$ und $f_c = 30 \cdot f_1$ (Leiter-Sternpunkt ohne Nullsystem)

schen der Grundfrequenz und den Seitenbändern der Trägerfrequenz deutlich niedriger als bei der bisher betrachteten ARS-PD-SVM. Nachteilig machen sich jedoch die höheren Amplituden der Seitenbänder bemerkbar.

Wie bereits in Abschnitt 2.1 beschrieben, muss bei den angesprochenen Modulationsverfahren die Trägerfrequenz ein Dreifaches von einem geradzahligem Vielfachen der Grundfrequenz sein, damit ausschließlich die umrichtertypischen ungeradzahligem Harmonischen generiert werden. Da vor allem ein Vergleich zu der vorherigen Auslegung mit einer Trägerfrequenz von $27 \cdot f_1$ erfolgen soll, wird die nächstmögliche höhere Frequenz gewählt, wodurch sich eine Trägerfrequenz von $30 \cdot f_1$ ergibt. Dies entspricht einer Trägerfrequenz von 1,5 kHz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz und einer mittleren Schaltfrequenz von 750 Hz (2.9). Das resultierende Worst-Case Spektrum der SRS-POD-PWM ist in Bild 3.25 gegeben.

Als Vergleich zu der bisher optimalen Filterauslegung für $U_r' = 2,9$ kV aus Tabelle 3.9 wird für beide alternativen Modulationsverfahren eine Filterauslegung mit identischer Netzspannung durchgeführt. Das Ergebnis ist in Tabelle 3.10 dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass die alternativen Modulationsverfahren trotz der höheren Trägerfre-

Tabelle 3.10: Ergebnis der Filterauslegung für verschiedene Modulationsverfahren bei einer Trägerfrequenz von $f_c = 30 \cdot f_1$ und einer bezogenen Bemessungsspannung von 2,9 kV

| Modulationsverfahren: | ARS-POD | SRS-POD |
|--|----------------|----------------|
| Umrichterseitige Filterinduktivität $L_{f,WR}$: | 1035 μ H | 1035 μ H |
| Netzseitige Filterinduktivität $L_{f,N,\sigma}$: | 900 μ H | 900 μ H |
| Filterkapazität C_f : | 1190 μ F | 1190 μ F |
| Minimale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,min}$: | 133,4 Hz | 133,4 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,max}$: | 155,1 Hz | 155,1 Hz |
| Minimale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,min}$: | 183,7 Hz | 183,7 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,max}$: | 227,4 Hz | 227,4 Hz |
| Minimaler Modulationsgrad m_{kap} : | 0,62 | 0,62 |
| Maximaler Modulationsgrad m_{ind} : | 1,05 | 1,05 |
| Bemessungsstrom des Umrichters $I_{WR,r}$: | 1088,2 A | 1088,2 A |
| Strom des Umrichters bei halber Leistung $I_{WR,50}$: | 768,1 A | 768,1 A |
| Strom des Umrichters im Leerlauf $I_{WR,0}$: | 625,9 A | 625,9 A |
| Stromschwankungsbreite $\Delta I_{WR,max}/I_{WR,r}$: | 54,3 % | 54,3 % |
| Maximaler Energieinhalt der umrichter- seitigen Filterinduktivität $W_{L,f,WR,max}$: | 2563,6 J | 2563,6 J |
| Maximaler Energieinhalt der netzseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,N,max}$: | 618,1 J | 618,1 J |
| Maximaler Energieinhalt der Filterkapazität $W_{C,f,max}$: | 4957 J | 4957 J |
| Optimierungsfaktor K_{opt} : | 8183,7 J | 8183,7 J |

quenz und der daraus resultierenden höheren mittleren Schaltfrequenz zu einer schlechteren Filterauslegung führen. Dies ist auf die deutlich größeren Amplituden der Seitenbänder zurückzuführen. Um diese ausreichend zu dämpfen, wird eine geringere Resonanzfrequenz des Filters benötigt. Dadurch liegt diese unterhalb der 5. Harmonischen, was zu großen Filterelementen und einer ungünstigen Filterauslegung führt. Daher ist die Filterauslegung für eine ARS-PD-SVM mit $f_c = 27 \cdot f_1$ aus Tabelle 3.9 für das betrachtete System am besten geeignet. In Kapitel 5 wird im weiteren Verlauf darauf eingegangen, wie die Nutzung von offline optimierten Pulsmustern zu einer Reduzierung der Schaltfrequenz beitragen kann, ohne dabei das Netzfilter negativ zu beeinflussen.

3.6 Experimentelle Ergebnisse

Die vorgestellte Filterauslegung basiert hauptsächlich auf der Vorausberechnung des Stromspektrums der Anlage am Netzanschlusspunkt. Eine erste Überprüfung der Ergebnisse wurde anhand von Simulationen im Zeitbereich mit Matlab/Simulink und der Toolbox Plecs durchgeführt. Dabei zeigte sich eine exakte Übereinstimmung mit dem berechneten Stromspektrum sowie den Grundschwingungsgrößen, die für die Filterauslegung benötigt werden. Auf eine Darstellung wird daher an dieser Stelle verzichtet.

In diesem Abschnitt wird die Validierung der Ergebnisse mit Hilfe von Laborversuchen beschrieben. Das Ziel der Versuche ist es, zu zeigen, dass Messergebnisse zu einer guten Übereinstimmung mit der Vorausberechnung des Spektrums führen und die Methodik der Vorausberechnung für die Filterauslegung verwendet werden kann.

Zur Validierung der Ergebnisse wurde im Labor ein 3-Punkt-NPC-Niederspannungsumrichter mit reduzierter Leistung aufgebaut. Um Ergebnisse zu erhalten, die mit einem Mittelspan-

Tabelle 3.11: Systemparameter des Laboraufbaus

| | |
|---|--|
| Bemessungsleistung der Anlage: | $S_r = 4,5 \text{ kVA}$ |
| Leistungsfaktor: | $\cos \varphi = 0,95 \text{ ind.} \rightarrow 0,95 \text{ kap.}$ |
| Zwischenkreisspannung: | $U_{DC} = 440 \text{ V}$ |
| Modulationsverfahren: | ARS-PD-SVM |
| Trägerfrequenz: | $f_c = 33 \cdot f_1 \hat{=} 1,65 \text{ kHz}$ |
| Mittlere Schaltfrequenz: | $f_s = 17 \cdot f_1 \hat{=} 850 \text{ Hz}$ |
| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes (verkettet): | $U'_r = 250 \text{ V} \pm 10 \%$ |
| Grundfrequenz: | $f_1 = 50 \text{ Hz} - 5 \% + 3 \%$ |
| Minimale Netzkurzschlussleistung: | $S_{k,\min} = 200 \text{ kVA}$ |
| Verhältnis der Netzreaktanz zum Netzwidestand: | $k_{XR} = 2,5 \rightarrow \infty$ |
| Umrichterseitige Filterinduktivität: | $L_{f,WR} = 625 \mu\text{H} \pm 5 \%$ |
| Netzseitige Filterinduktivität: | $L_{f,N,\sigma} = 1530 \mu\text{H} \pm 5 \%$ |
| Filterkapazität: | $C_f = 255 \mu\text{F} \pm 10 \%$ |
| Widerstand der Filterkapazität: | $R_{C,f} = 0 \rightarrow 20 \text{ m}\Omega$ |
| Minimale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb: | $f_{0,I,\min} = 370,9 \text{ Hz}$ |
| Maximale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb: | $f_{0,N,\max} = 511,7 \text{ Hz}$ |
| Minimaler Modulationsgrad: | $m_{\text{kap}} = 0,8$ |
| Maximaler Modulationsgrad: | $m_{\text{ind}} = 1,03$ |

nungssystem näherungsweise vergleichbar sind, wurden eine niedrige Schaltfrequenz sowie hohe Pulsmindest- und Totzeiten gewählt. Die Systemparameter sind in Tabelle 3.11 gegeben. Da die Netzfrequenz während der gesamten Versuchsdauer sehr genau der Bemessungsfrequenz entsprach, wurde für die Modulation die konstante Trägerfrequenz aus Tabelle 3.11 verwendet. Auf eine exakte Synchronisierung mit der aktuellen Netzfrequenz wurde verzichtet.

Im Gegensatz zu der optimalen Filterauslegung aus dem vorherigen Abschnitt wurde eine Trägerfrequenz von $33 \cdot f_1$ gewählt, was einer Frequenz von 1,65 kHz bei einer Grundfrequenz von 50 Hz entspricht. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Auslegung und der Aufbau des Netzfilters zu einem relativ frühen Zeitpunkt stattfanden, an dem noch nicht alle Erkenntnisse zu der vorgestellten Methodik zur Filterauslegung vorlagen. Außerdem wurden hauptsächlich verfügbare Komponenten verwendet, wodurch nicht exakt das optimierte Filter aufgebaut werden konnte. Trotzdem erfüllt das Filter nahezu alle Randbedingungen der vorgestellten Methode zur Filterauslegung. Dies gilt insbesondere für die Lage der Filterresonanz, sowie für das vorausberechnete Worst-Case Spektrum des Netzstromes in Bild 3.26. Als einzige Ausnahme liegt die 11. Harmonische über dem zulässigen Grenzwert. Da allerdings die Validierung der Methodik im Vordergrund steht, kann der Laboraufbau dennoch verwendet werden.

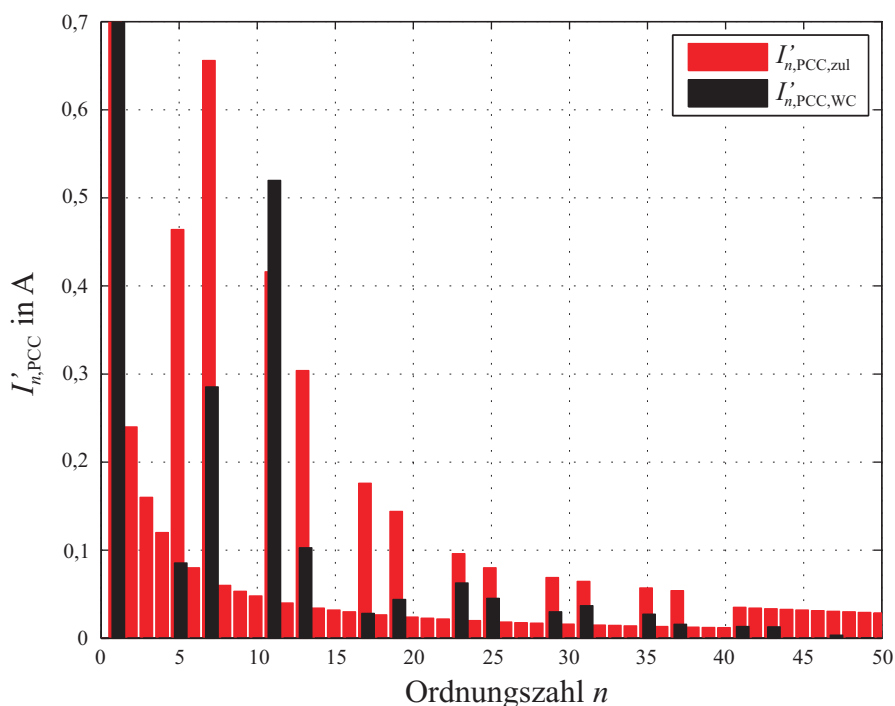
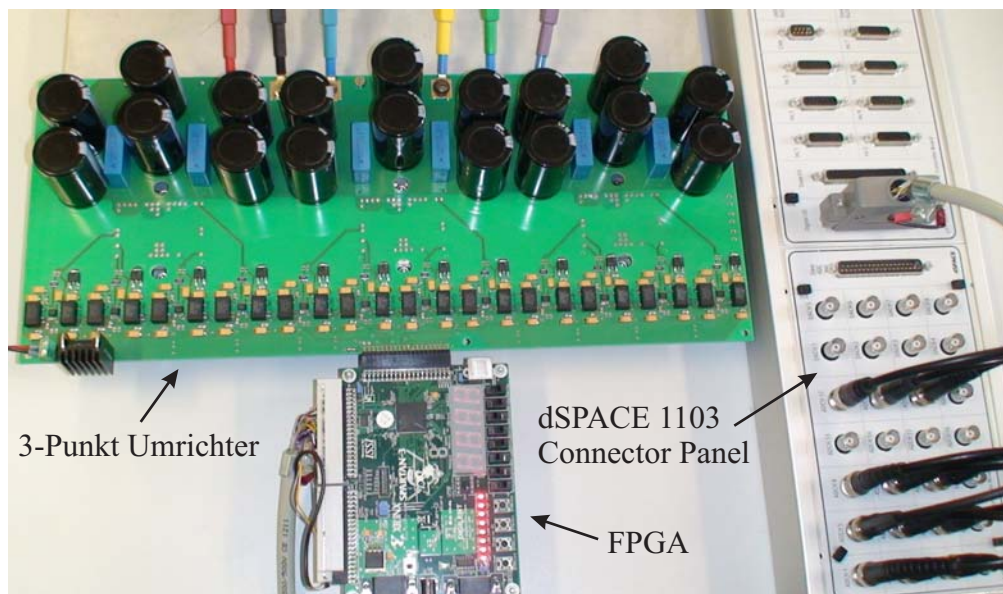


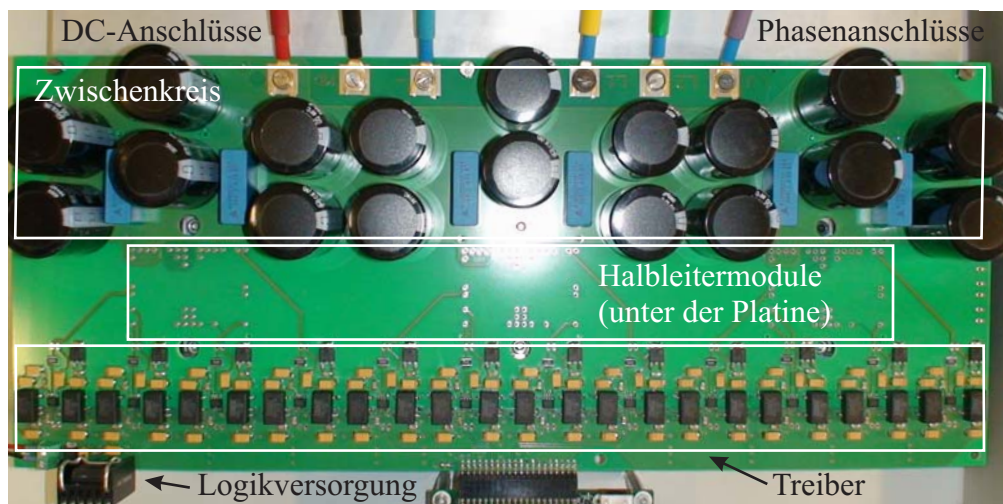
Bild 3.26: Berechnetes Worst-Case Spektrum des Netzstromes im Vergleich zu den zulässigen Werten

Eine Übersicht über den Laboraufbau gibt Blockschaltbild 3.28. Der verwendete 3-Punkt-Umrichter speist über ein LCL-Netzfilter und einen Transformator in das Labornetz ein. Als Quelle dient das DC-Netz des Labors. Zur Regelung des Systems wird ein dSPACE DS1103 Echtzeitsystem genutzt, das auf Basis der gemessenen Ströme und Spannungen am Netzanschlusspunkt die Sollwerte der Umrichterspannung für alle drei Phasen bestimmt. Diese werden an ein FPGA übergeben, von dem die Schaltsignale generiert werden.

Bild 3.27(a) zeigt den Laboraufbau, bestehend aus Umrichter, FPGA und dSPACE System.



(a) Übersicht über den Laboraufbau



(b) Aufbau der Umrichterplatine



(c) Halbleitermodule zwischen Kühlkörper und Platine

Bild 3.27: Laboraufbau eines 3-Punkt-NPC-Umrichters

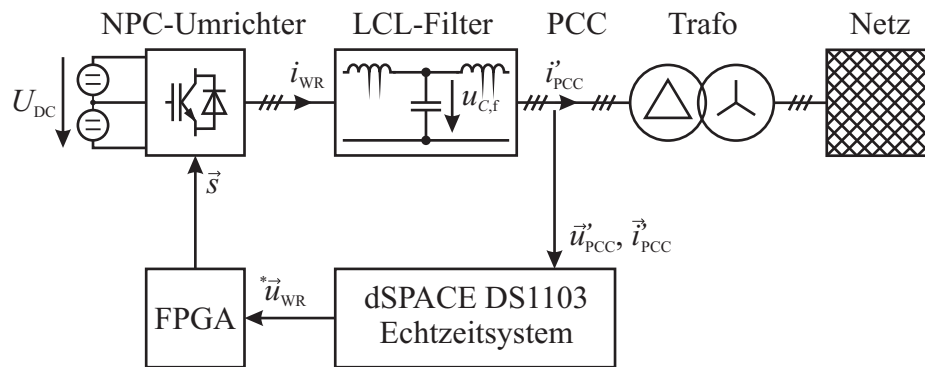


Bild 3.28: Blockdiagramm des Laboraufbaus

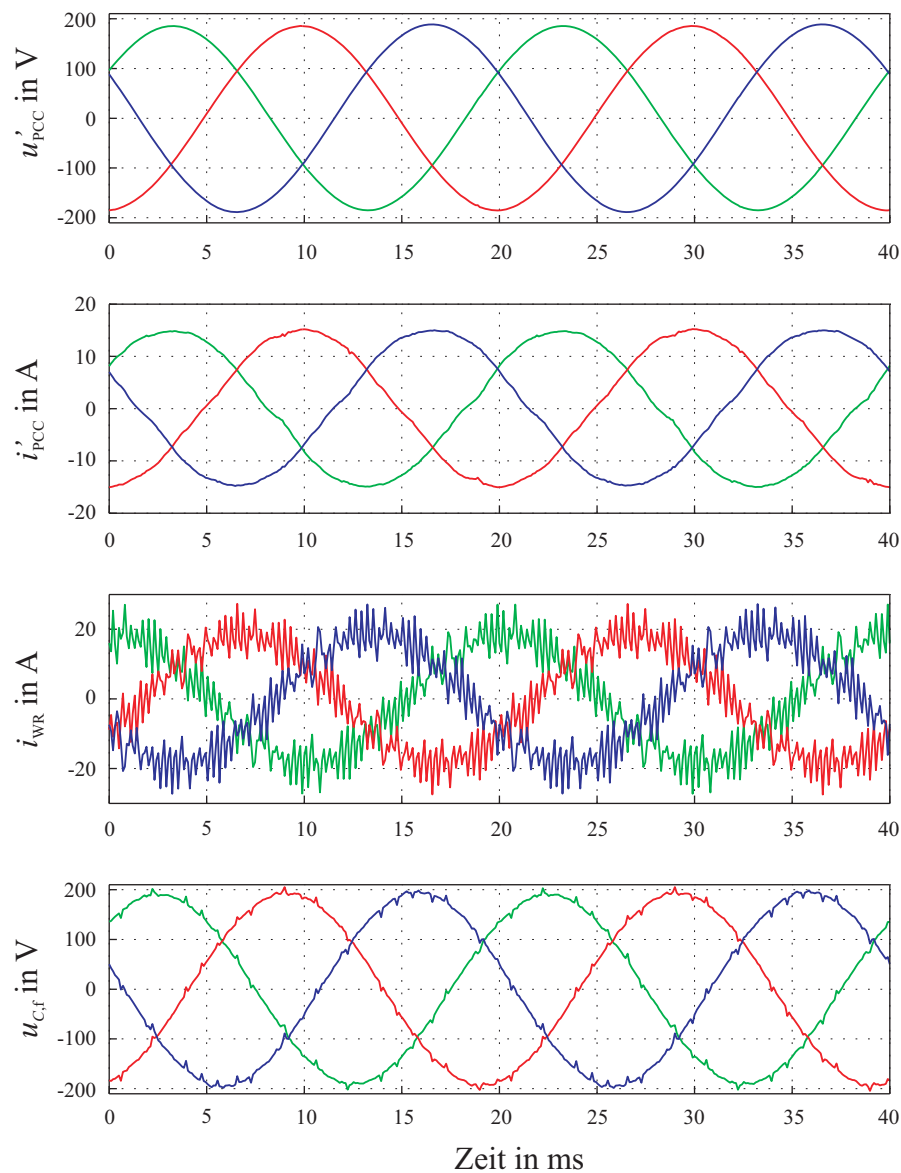


Bild 3.29: Gemessene Strom- und Spannungsverläufe bei einer eingespeisten Wirkleistung von 4,5 kW

Das Netzfilter und der Transformator sind nicht abgebildet. Zusätzlich ist in Bild 3.27(b) die Aufteilung der einzelnen Baugruppen auf der Umrichterplatine dargestellt und Bild 3.27(c) zeigt die Anbringung der Halbleitermodule zwischen Kühlkörper und Platine.

Die gemessenen Strom- und Spannungsverläufe für eine eingespeiste Wirkleistung von 4,5 kW sind in Bild 3.29 dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die Netzspannung und der Netzstrom nahezu sinusförmig sind. Die Spannung an der Filterkapazität weist etwas größere Oberschwingungen auf und der Umrichterstrom enthält die erwartete Stromschwankung, die aus der schaltenden Betriebsweise des Umrichters resultiert.

Zusätzlich ist in Bild 3.30 das Spektrum des Netzstromes dargestellt, das über eine Fourier Transformation des gemessenen Stromes gewonnen wurde. Zum Vergleich sind die vorausgerechneten Werte für diesen Arbeitspunkt gegeben. Diese resultieren nicht aus dem Worst-Case Spektrum, sondern aus dem Umrichterspektrum für den Modulationsgrad des Arbeitspunktes. Im Idealfall sollte sich folglich eine Übereinstimmung zwischen Messung und Berechnung ergeben. Dies ist allerdings nicht der Fall. Insbesondere die 5. Harmonische ist fast dreimal so groß wie erwartet. Aber auch die übrigen Harmonischen, wie beispielsweise die 11., 17. und 25., sind größer als erwartet.

Dies ist auf die verzerrte Netzspannung im Labor zurückzuführen. Der zeitliche Verlauf in Bild 3.29 wirkt zwar nahezu ideal sinusförmig, allerdings sind bei einer Betrachtung des Spektrums deutliche Oberschwingungen erkennbar. Zur besseren Beurteilung ist in Bild 3.31 das Spektrum der Netzspannung dargestellt. Die Messung erfolgte ohne die zu untersuchende Anlage. Die dargestellten Oberschwingungen in Bild 3.31 werden folglich nicht von dem betrachteten Umrichtersystem erzeugt, sondern sind unabhängig davon im Netz vorhanden. Der Grund für die Oberschwingungen im Netz sind die vielen anderen im Netz vorhandenen leistungselektronischen Verbraucher. Insbesondere Netzteile mit ungesteuerten Diodengleichrichtern verursachen signifikante Oberschwingungen mit niedriger Ordnungszahl.

Besonders auffallend ist die hohe 5. Harmonische, durch die die deutliche Abweichung zwischen Berechnung und Messung erklärt werden kann. Aber auch die übrigen ungeradzahlig Harmonischen sind bis zur 25. Harmonischen signifikant im Spektrum vertreten, wodurch auch die restlichen Abweichungen erklärt werden können. Aufgrund der im Netz vorhandenen Oberschwingungen fließen Oberschwingungsströme in das Netzfilter, weshalb die Ströme teilweise deutlich von den vorausgerechneten Werten abweichen. Nach [29] braucht dieser Anteil des Netzstromes allerdings bei der Filterauslegung nicht direkt berücksichtigt zu werden. Die Grenzwerte gelten nur für die von der Anlage verursachten Oberschwingungsströme, die in das Netz eingespeist werden.

Eine Messung an einem Netz mit signifikanten Oberschwingungen ist folglich nur bedingt geeignet, um die Vorausberechnung der Oberschwingungen des Netzstromes zu validieren. Um trotzdem eine Beurteilung zu ermöglichen ist in Bild 3.32 zusätzlich eine Messung des Spannungsspektrums auf der Anlagenseite des Netzanschlusspunktes für den Inselbetrieb gegeben. In diesem Fall ist der Netzschalter geöffnet und die Netzspannung hat keinen Einfluss mehr auf die Messung.

Da in diesem Fall kein Netzstrom fließen kann, ist ersatzweise das Spektrum der Spannung dargestellt. Dieses kann äquivalent zum Stromspektrum berechnet werden, wodurch ein Vergleich ermöglicht wird.

Es ist gut zu erkennen, dass das berechnete und das gemessene Spektrum im großen und ganzen gut übereinstimmen. Lediglich im Bereich der Filterresonanz gibt es eine leichte zusätzliche

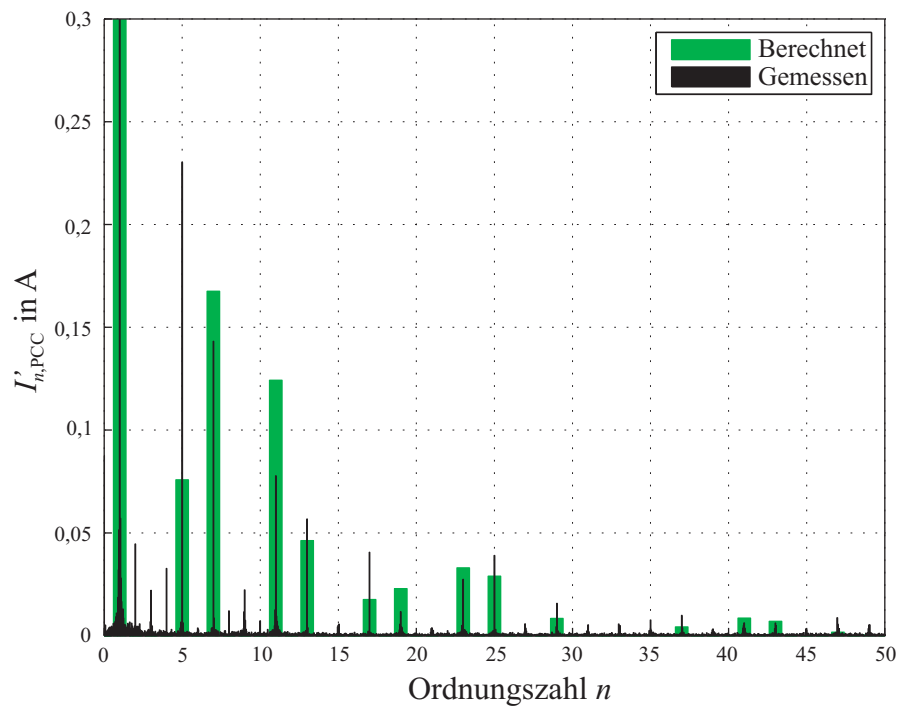


Bild 3.30: Vergleich des gemessenen und berechneten Spektrums des Netzstromes bei einer eingespeisten Wirkleistung von 4,5 kW

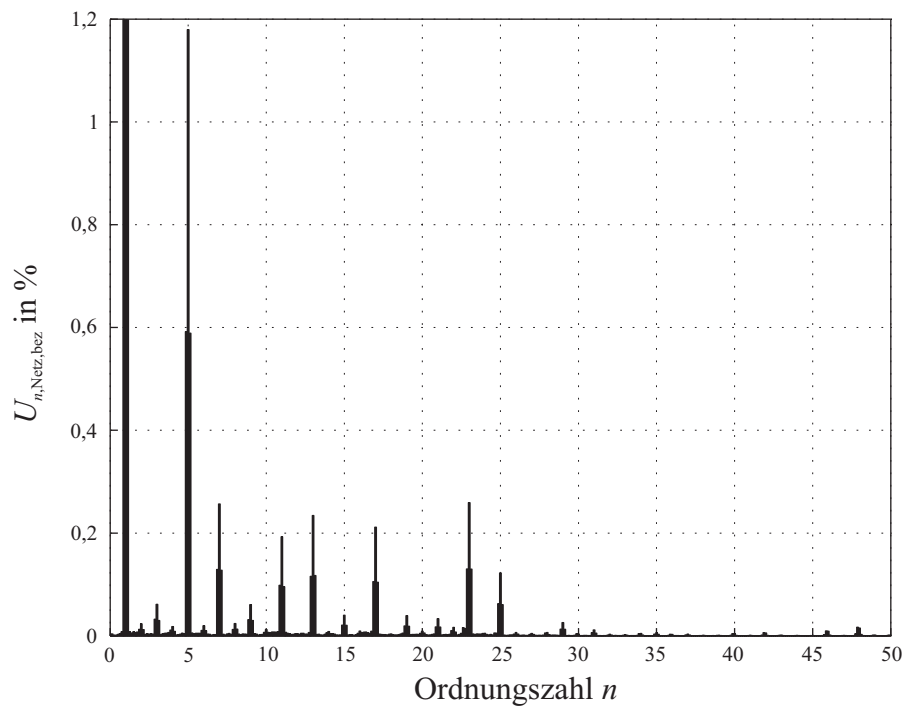


Bild 3.31: Gemessenes Spektrum der Netzspannung im Labor

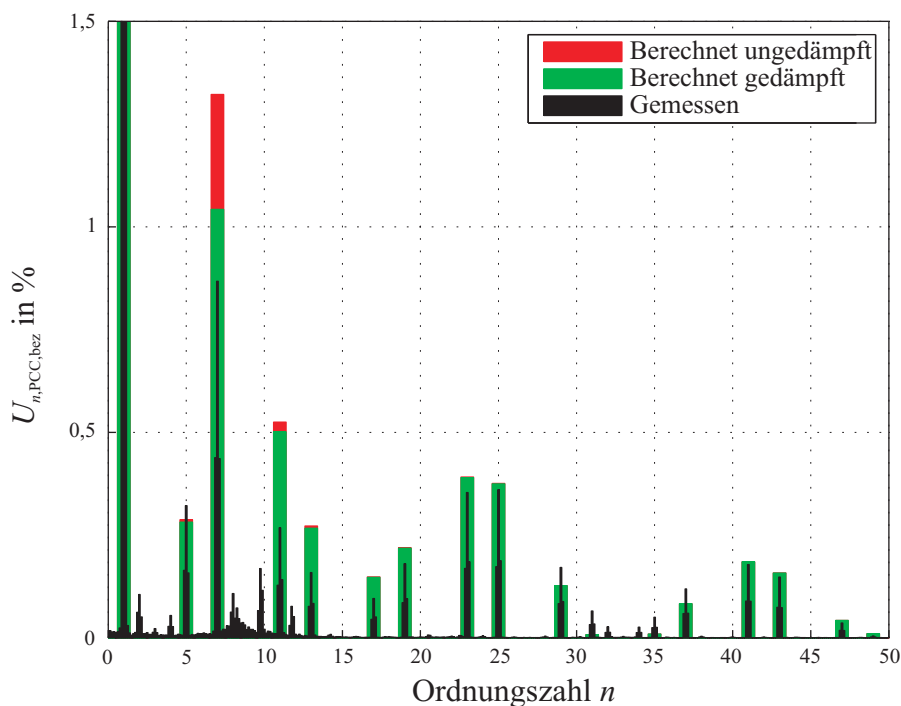


Bild 3.32: Vergleich des gemessenen und berechneten Spektrums der Anlagenspannung am Netzanschlusspunkt bei geöffnetem Netzschalter (Inselbetrieb)

Anregung. Für ein Filter, das weder passiv noch aktiv gedämpft wird, ist diese aber sehr gering. Wird das Spektrum des Netzstromes aus Bild 3.30 in diesem Frequenzbereich betrachtet, zeigt sich, dass diese Anregung zu Oberschwingungsströmen unterhalb der Grenzwerte für Zwischenharmonische (ca. 0,05 A in diesem Bereich) führt.

Des Weiteren ist auffällig, dass die gemessenen Oberschwingungen um die Filterresonanz (7.,11.,13.) deutlich geringer sind als vorausberechnet. Dies ist zum einen darauf zurückzuführen, dass bei der Berechnung als Worst-Case ein ungedämpftes Filter ohne parasitäre Widerstände betrachtet wird. Daher ist in Bild 3.32 zusätzlich das berechnete Spektrum unter Berücksichtigung der dämpfenden parasitären Widerstände dargestellt. Es ist zu erkennen, dass dadurch insbesondere die berechnete 7. Harmonische deutlich geringer ausfällt und näher an den gemessenen Wert heranrückt. Zum anderen hat auch die bei der Berechnung nicht berücksichtigte Regelung einen positiven Einfluss auf die Oberschwingungen rund um die Resonanzfrequenz, indem sie die Resonanz dämpft. Dadurch können die verbleibenden Abweichungen erklärt werden.

Folglich wird durch die Messung bestätigt, dass das vorausberechnete ungedämpfte Spektrum für die meisten Frequenzen den Worst-Case darstellt und für die Auslegung des Filters verwendet werden kann. Lediglich einige wenige Harmonische sind etwas größer als erwartet. Dies ist vermutlich auf die nicht-idealen Schaltflanken, sowie die Tot- und Mindestzeiten zurückzuführen, die bei der Berechnung nicht berücksichtigt werden. Da die Abweichungen allerdings vergleichsweise gering sind, kann das vorgestellte Verfahren zur Auslegung von Netzfiltern verwendet werden.

4 „Fault-Ride-Through“-Regelung

Neben der Qualität der Netzspannung im stationären Betrieb ist auch das dynamische Verhalten von dezentralen Erzeugungsanlagen im Falle von Netzfehlern von besonderem Interesse.

Klassische Großkraftwerke, die über Generatoren direkt in das Netz einspeisen, sind in der Lage, bei Netzfehlern einen Kurzschlussstrom in das Netz einzuspeisen, der ein Vielfaches des eigentlichen Bemessungsstromes beträgt. Aufgrund der massiven Bauweise des Generators kann dieser Kurzschlussstrom ohne weiteres für einige Sekunden bereit gestellt werden, ohne dass es zu einer thermischen Überlastung des Generators kommt. Dieses Verhalten ist entscheidend für die Stabilität des Netzes, da Netzschutzeinrichtungen den Überstrom erkennen und so den Netzabschnitt, in dem der Netzfehler auftritt, umgehend abschalten können.

Durch den stetig steigenden Anteil dezentraler Erzeuger ist es für die Stabilität des Netzes erforderlich, dass diese Anlagen im Falle eines Netzfehlers ebenfalls einen Beitrag zum Kurzschlussstrom liefern. Daher ist in den Netzanschlussbedingungen der meisten Netzbetreiber vorgeschrieben, dass dezentrale Erzeuger während eines Netzfehlers für eine bestimmte Zeit am Netz verbleiben und dieses mit einem definierten Blindstrom stützen müssen. Diese Anforderung wird als dynamische Netzstützung bezeichnet und das Verbleiben am Netz und Durchfahren des Netzfehlers ist als „Fault-Ride-Through“ (FRT) bekannt.

In Bild 4.1 sind die Grenzkennlinien für die Spannung am Netzanschlusspunkt exemplarisch aus den in Deutschland gültigen Anschlussbedingungen am Mittelspannungsnetz [29] dargestellt. Bei symmetrischen und unsymmetrischen Spannungsverläufen oberhalb von Grenzlinie 1 muss eine Anlage am Netz verbleiben. Bei Spannungsverläufen zwischen Grenzlinie 1 und 2 ist eine kurzzeitige Trennung vom Netz erlaubt. Die Anlage muss sich allerdings innerhalb von zwei Sekunden resynchronisieren und zurück auf das Netz schalten. Lediglich bei Verläufen unterhalb von Grenzlinie 2 darf sich die Anlage länger vom Netz trennen.

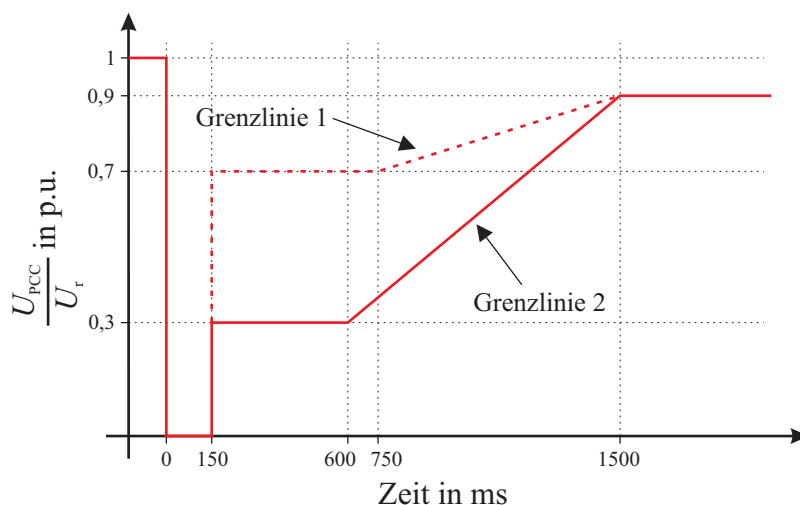


Bild 4.1: Grenzkennlinien für den Spannungsverlauf am Netzanschlusspunkt bei Netzfehlern (aus [29])

Die entscheidende Anforderung aus Bild 4.1 ist, dass Anlagen bei plötzlichen symmetrischen und unsymmetrischen Spannungseinbrüchen auf Null für mindestens 150 ms am Netz verbleiben müssen. Weit vor dem Erreichen der 150 ms sollte im Idealfall bereits ein stabiler stationärer Zustand erreicht sein. Daher werden die Möglichkeiten zur Trennung und Resynchronisierung in dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt. Stattdessen wird ein stabiler stationärer Zustand im Falle eines Netzfehlers angestrebt, wodurch die Anlage unabhängig von der Art des Netzfehlers bei Bedarf beliebig lange am Netz verbleiben kann.

Dezentrale Erzeugungsanlagen, die über einen Umrichter in das Netz einspeisen, sind nicht ohne weiteres in der Lage, einen Kurzschlussstrom bereitzustellen, der deutlich über dem Bemessungsstrom der Anlage liegt. Dies wäre nur durch eine entsprechende Dimensionierung des Umrichters möglich, was zu massiven zusätzlichen Kosten führen würde und wirtschaftlich nicht praktikabel ist. Daher ist in [29] der von diesen Anlagen geforderte Kurzschlussstrom auf den Bemessungsstrom begrenzt.

Um die Netzspannung bestmöglich zu stützen, wird in [29] und [30] die Einspeisung eines Blindstromes bei einer Abweichung der Netzspannung von ihrem Bemessungswert gefordert. Der geforderte Blindstrom in Abhängigkeit der Spannungsabweichung ist in Bild 4.2 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei einer Abweichung der Netzspannung von 50 % oder mehr der eingespeiste Blindstrom dem Bemessungsstrom entsprechen muss. Gleichzeitig ist eine Reduzierung des Wirkstromes zulässig, so dass der insgesamt eingespeiste Strom maximal dem Bemessungsstrom entspricht.

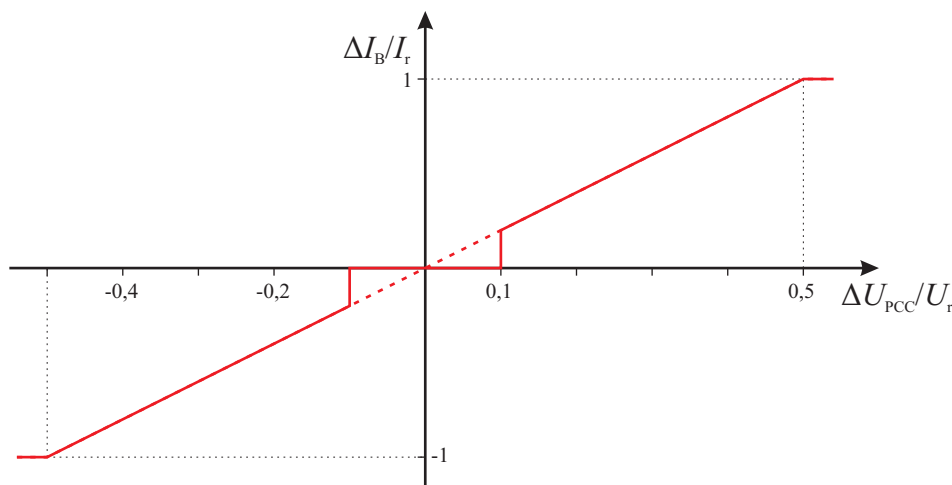


Bild 4.2: Geforderte Blindstromeinspeisung bei Netzfehlern (nach [29] und [30])

Des Weiteren ist zu erkennen, dass es bei einer Spannungsabweichung zwischen -10% und $+10\%$ zwei mögliche Blindstromanforderungen gibt. Da dieser Bereich dem normalen Toleranzband der Netzspannung entspricht, muss nicht zwangsweise ein Blindstrom eingespeist werden. Daher springt der Verlauf in diesem Bereich auf Null. In Abstimmung mit dem Netzbetreiber ist es allerdings auch möglich, auf dieses Totband zu verzichten und stattdessen den gestrichelt gezeichneten durchgezogenen Verlauf zu nutzen. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit wird der kontinuierliche Verlauf ohne Totband verwendet.

Obwohl der geforderte Kurzschlussstrom von dezentralen Erzeugungsanlagen, die über Umrichter in das Netz einspeisen, auf den Bemessungsstrom begrenzt ist, stellt das Durchfahren eines Netzfehlers eine besondere Herausforderung für die Regelung des Umrichters dar. Ein

plötzlicher Einbruch der Netzspannung führt zwangsläufig zu einem transienten Ausgleichsvorgang. Bei einer Anlage mit LCL-Netzfilter sind davon der Umrichterstrom, der Netzstrom und die Spannung an der Filterkapazität betroffen. Die Dauer des Ausgleichsvorganges und die Höhe der resultierenden Überströme und Spannungen hängen dabei von der Art des Netzfehlers und der Umrichterregelung ab.

Aufgrund der Auslegung des Umrichters auf den Bemessungsstrom und der vergleichsweise geringen thermischen Kapazität der Leistungshalbleiter, können transiente Ausgleichsvorgänge im Umrichterstrom bereits zu einer unzulässigen Erwärmung der Halbleitermodule führen und diese im schlimmsten Fall zerstören. Daher stellt die Umrichterregelung im Falle von Netzfehlern eine besondere Herausforderung dar. Nur wenn die Regelung in der Lage ist, transiente Ausgleichsvorgänge im Umrichterstrom auf ein zulässiges Maß zu reduzieren, kann die Anlage Netzfehler sicher durchfahren.

Eine häufig verwendete Regelung bei Netzstromrichtern ist die Regelung im rotierenden dq -Koordinatensystem, das auf die Netzspannung synchronisiert ist. Dieses Verfahren ermöglicht die Regelung des Mit- und Gegensystems mit Hilfe von PI-Reglern. Durch die Berücksichtigung des Gegensystems ist es auch für unsymmetrische Netzfehler geeignet. Das Verfahren wird bereits seit einigen Jahren verwendet und wurde unter anderem in [31] und [32] zur Ausregelung von Netzfehlern bei einem Niederspannungssystem mit 2-Punkt-Umrichter und in [33] bei einem Mittelspannungssystem mit 3-Punkt-Umrichter genutzt. In [34] wird das Verfahren außerdem mit resonanten Reglern zur Regelung des Gegensystems kombiniert. Das Verhalten einer 2 MW Windenergieanlage mit Vollumrichter bei Netzfehlern steht dabei im Mittelpunkt der Betrachtungen. Heutzutage kann die dq -Regelung als Standardverfahren zur Regelung von Netzstromrichtern angesehen werden und ist in entsprechenden Lehrbüchern zu finden [35].

In dieser Arbeit stehen Mittelspannungsanlagen großer Leistung im Mittelpunkt der Betrachtung. Wie bereits in Kapitel 3 erwähnt, werden diese Anlagen in der Regel lediglich mit einer Schaltfrequenz von wenigen hundert Hertz betrieben. In Kombination mit den benötigten großen Filterelementen führt dies zu einer deutlich reduzierten Dynamik der Regelung, wodurch transiente Ausgleichsvorgänge stärker ausgeprägt sein können.

Zu Systemen mit hoher Leistung und niedriger Schaltfrequenz gibt es im Vergleich zu Niederspannungssystemen relativ wenig Veröffentlichungen. In [36] wird beispielsweise das Verhalten einer 10 MW Windenergieanlage bei verschiedenen Netzfehlern untersucht. Dabei liegt der Fokus auf der Wahl der Sollwerte, so dass der Umrichterstrom auch bei unsymmetrischen Netzfehlern den Bemessungsstrom nicht übersteigt. Das thermische Verhalten der Leistungshalbleiter eines 3-Punkt-NPC-Umrichters wird außerdem in [37] für verschiedene symmetrische und unsymmetrische Netzfehler betrachtet. Die Umrichterregelung und das transiente Verhalten während des Fehlereintritts werden in beiden Veröffentlichungen hingegen nicht beschrieben.

Um die FRT Anforderungen zu erfüllen, wird in [38] und [39] eine direkte Leistungsregelung (Direct Power Control) verwendet. Der unterlagerte Regler des Umrichterstroms ist als Hystereseregler ausgeführt. Aufgrund der direkten Regelung des Umrichterstromes mit einem Hystereseregler weist die Regelung eine hohe Dynamik auf und transiente Stromspitzen können auch bei Netzfehlern vermieden werden.

Ähnlich gute Ergebnisse können mit einer prädiktiven Regelung erzielt werden, die ebenfalls eine direkte Regelung des Umrichterstromes ermöglicht. Eine modellbasierte prädiktive Regelung (Model Predictive Control) für Anlagen großer Leistung mit 3-Punkt-NPC-Umrichter

wird in [40–43] beschrieben. Der Fokus liegt dabei auf dem resultierenden THD des Netzstromes und den Schaltverlusten im stationären Betrieb. Es wird beispielsweise gezeigt, dass eine entsprechend ausgelegte prädiktive Regelung eine vergleichbare Performance, wie offline optimierte Pulsmuster bietet. Darüber hinaus wird in [44] das transiente Verhalten der prädiktiven Regelung im Falle von unsymmetrischen Netzfehlern betrachtet. Es wird gezeigt, dass im Falle von Netzfehlern keine signifikanten Stromspitzen auftreten.

Ein entscheidender Nachteil von prädiktiven Regelverfahren und Hystereseregeln ist das resultierende Spektrum. Die Schaltzeitpunkte werden im Gegensatz zu PWM basierten Verfahren direkt vom Regler vorgegeben. Daraus resultiert ein Pulsmuster, das auch im stationären Betrieb nicht exakt periodisch ist. Auch bei aufwendigeren Verfahren, die beispielsweise einen optimalen Prädiktionshorizont nutzen [45], lässt sich dies nicht vollständig vermeiden. Daraus resultiert eine Anregung des gesamten Frequenzbereiches, wodurch neben den typischen ungeradzahligem Harmonischen auch geradzahligem Harmonische und Zwischenharmonische im Umrichterspektrum auftreten. Die zulässigen Grenzwerte nach [29] sind für diese allerdings deutlich geringer. Daher ist es mit den angesprochenen Verfahren sehr schwierig, die Grenzwerte für Stromharmonische im stationären Betrieb einzuhalten. Lediglich mit rechenintensiven prädiktiven Verfahren kann ein nahezu periodisches Pulsmuster erzielt werden. Aufgrund des hohen Rechenbedarfs sind diese allerdings schwierig mit den üblichen Steuereinheiten umzusetzen. Außerdem wird in der Regel zusätzlich ein verhältnismäßig großes Netzfilter benötigt, um die Oberschwingungsgrenzwerte einzuhalten.

Eine Möglichkeit, dieses Problem zu umgehen, bietet die Verwendung einer PWM in Kombination mit einer prädiktiven Regelung [46–48]. Bei diesem Verfahren werden die Schaltzeitpunkte nicht direkt von der Regelung bestimmt. Stattdessen generiert diese einen Sollwert für die Umrichterspannung, aus dem mit Hilfe der PWM die Schaltsignale generiert werden. Dadurch lässt sich das gute transiente Verhalten einer prädiktiven Regelung mit den Vorteilen einer PWM im stationären Betrieb kombinieren. Nachteilig ist allerdings, dass wie in Abschnitt 3.5 gezeigt, die Schaltfrequenz einer PWM nicht beliebig reduziert werden kann. Im gezeigten Beispiel ist eine mittlere Schaltfrequenz von 700 Hz notwendig, um mit einem geeigneten Filter die Oberschwingungsrichtlinien einzuhalten. Eine weitere Reduzierung der Schaltfrequenz würde zwangsweise zu einer deutlich schlechteren Filterauslegung führen.

Das Ziel dieser Arbeit ist es, für Anlagen großer Leistung mit niedriger Schaltfrequenz ein gutes transientes Verhalten im Falle von Netzfehlern zu erzielen und trotzdem ein möglichst kleines Netzfilter zu verwenden. Um dieses Ziel zu erreichen wird in diesem Kapitel zunächst die konventionelle Stromregelung eines Netzstromrichters im dq -System betrachtet. Daraufhin wird eine einfache prädiktive Regelung vorgestellt, die anschließend zur Verbesserung des transienten Verhaltens der dq -Regelung genutzt wird. Abschließend werden experimentelle Ergebnisse von einem Niederspannungsprüfstand gezeigt, die die theoretischen Ergebnisse validieren. Erste Ergebnisse zu diesem Verfahren wurden bereits in eigenen Veröffentlichungen [1, 2] präsentiert.

Es sei darauf hingewiesen, dass in diesem Kapitel zunächst eine Raumzeigermodulation zur Generierung der Schaltsignale verwendet wird. Daher wird eine mittlere Schaltfrequenz von 700 Hz in Kombination mit dem optimierten Netzfilter aus Abschnitt 3.5 verwendet. Im folgenden Kapitel 5 wird dann gezeigt, wie mit Hilfe der vorgestellten Regelung eine Reduzierung der Schaltfrequenz ermöglicht wird, ohne dabei das Netzfilter negativ zu beeinflussen.

4.1 Konventionelle Stromregelung im dq -System

Die Regelung im dq -Koordinatensystem basiert auf einer Transformation der realen zeitabhängigen Größen aus dem festen 123-Koordinatensystem in das rotierende dq -Koordinatensystem. Die realen Größen aus dem 123-System werden dabei zuerst mit der amplitudeninvarianten Clarke-Transformation (4.1) in Raumzeigerkoordinaten ($\alpha\beta$) überführt.

Aufgrund der in Abschnitt 3.2 erläuterten Verschaltung der Anlage kann sich kein Nullsystem im Strom ausprägen. Ein in der Spannung vorhandenes Nullsystem hat somit keine Auswirkung und das Nullsystem kann bei der Regelung generell vernachlässigt werden. Daher reduzieren sich die drei Phasengrößen in (4.1) zu einem Raumzeiger in der $\alpha\beta$ -Ebene.

Anschließend kann dieser Raumzeiger über eine winkelabhängige Koordinatendrehung mit (4.2) in ein positiv rotierendes (dq^+) und mit (4.3) in ein negativ rotierendes (dq^-) dq -System überführt werden. Das Prinzip ist in Bild 4.3 dargestellt.

$$\vec{g}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\tilde{\vec{g}}_{dq^+} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_d^+ \\ \tilde{g}_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\tilde{\vec{g}}_{dq^-} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_d^- \\ \tilde{g}_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

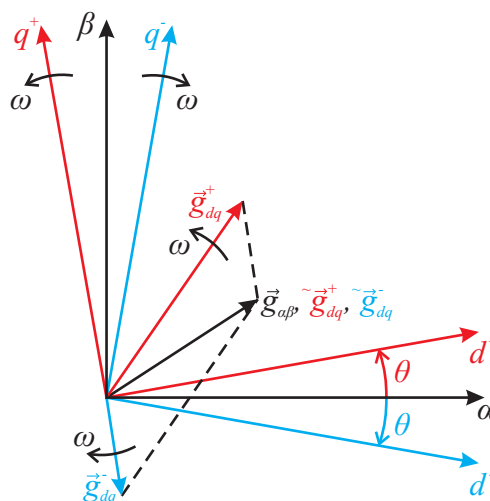


Bild 4.3: Aufteilung eines Raumzeigers in Mit- und Gegensystem in dq -Koordinaten

Bezogen auf das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem sind die aus (4.2) und (4.3) resultierenden Zeiger des Mit- und des Gegensystems identisch mit dem ursprünglichen Raumzeiger. Die dq -Koordinatensysteme des Mit- und des Gegensystems drehen sich jedoch mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit wie das Mit- und das Gegensystem des Raumzeigers und sind um den Winkel θ gegenüber dem $\alpha\beta$ -System gedreht.

Besteht der Raumzeiger aus einem rein grundfrequenten Mitsystem, ergeben sich mit (4.2) konstante Werte für die d - und q -Komponente des Mitsystems. Dies ist darauf zurückzuführen,

dass sich Zeiger und Koordinatensystem mit gleicher Winkelgeschwindigkeit in die gleiche Richtung drehen. Die aus (4.3) resultierenden Komponenten des Gegensystems schwingen allerdings mit doppelter Grundfrequenz, da sich das Koordinatensystem des Gegensystems in entgegengesetzter Richtung des Zeigers dreht. Bei einem rein grundfrequenten Gegensystem ist dies umgekehrt.

Um das Mit- und das Gegensystem zu regeln, ist eine Entkopplung der Systeme notwendig. Das Ziel dabei ist, im stationären Betrieb konstante d - und q -Werte für das Mit- und Gegensystem zu erhalten, um diese für die Regelung verwenden zu können.

Um dies zu erreichen, sind in der Literatur mehrere PLL-Strategien (Phase Locked Loop) bekannt, mit denen eine Aufteilung in Mit- und Gegensystem möglich ist. In dieser Arbeit wird die „Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL“ (DDSRF-PLL) verwendet, die als eines der Standardverfahren anzusehen ist. Sie wurde beispielsweise in [49] für die FRT-Regelung einer Windenergieanlage genutzt und ist detailliert in [35] beschrieben.

Der Ansatz bei der DDSRF-PLL ist, den Wechselanteil der Mit- und Gegensystemkomponenten zu berechnen und von diesen abzuziehen, so dass lediglich der Gleichanteil übrig bleibt. Das Blockschaltbild zur Ermittlung der entkoppelten dq -Komponenten aus den 123-Größen ist in Bild 4.4 am Beispiel der Netzspannung gezeigt. Die zur Entkopplung benötigten Gleichungen sind mit (4.4) und (4.5) gegeben.

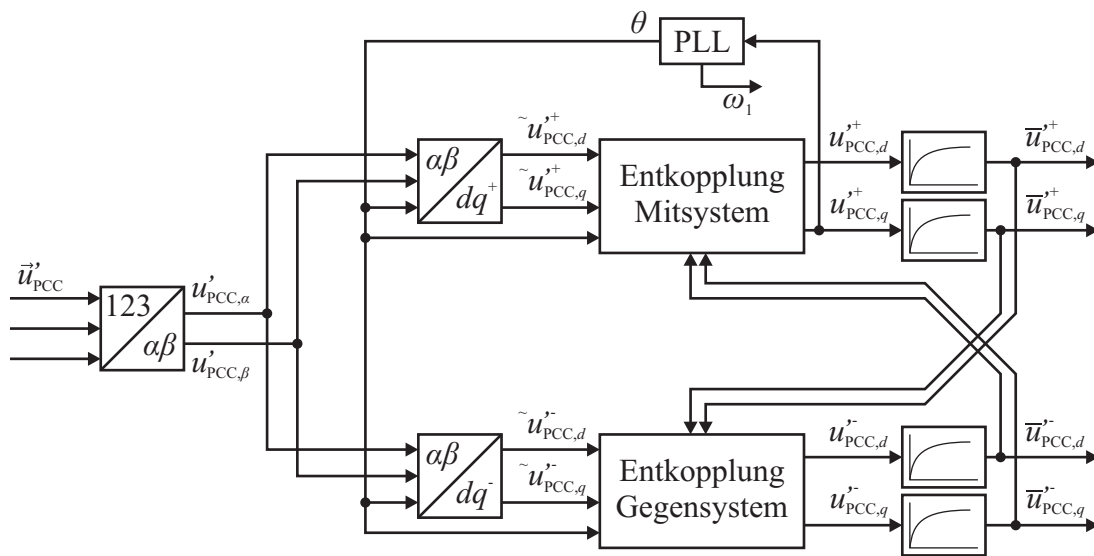


Bild 4.4: Entkopplung der dq -Komponenten des Mit- und Gegensystems der Netzspannung mit einer DDSRF-PLL (basierend auf [35])

$$\vec{g}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} g_d^+ \\ g_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_d^+ \\ \tilde{g}_q^+ \end{bmatrix} - \vec{g}_d^- \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ -\sin(2\theta) \end{bmatrix} - \vec{g}_q^- \cdot \begin{bmatrix} \sin(2\theta) \\ \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\vec{g}_{dq}^- = \begin{bmatrix} g_d^- \\ g_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{g}_d^- \\ \tilde{g}_q^- \end{bmatrix} - \vec{g}_d^+ \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \sin(2\theta) \end{bmatrix} - \vec{g}_q^+ \cdot \begin{bmatrix} -\sin(2\theta) \\ \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Es ist zu beachten, dass für die Entkopplung der dq -Komponenten geglättete Werte verwendet werden, die über einen Tiefpass gebildet werden. Dieser wird benötigt, um Oberschwingungen zu unterdrücken und einen möglichst glatten Verlauf zu erhalten. Außerdem verhindert der Tiefpass eine algebraische Schleife bei der Lösung von (4.4) und (4.5).

Zur Bestimmung des Drehwinkels θ , der für die dq -Transformation und die Entkopplung benötigt wird, kann eine einfache PLL genutzt werden. Die Aufgabe der PLL ist es, die q -Komponente des Mitsystems der Netzspannung auf Null zu regeln. Dabei verschiebt die PLL über die Stellgröße θ das dq -Koordinatensystem des Mitsystems, so dass der Zeiger des Mitsystems genau auf der d -Achse liegt. Des Weiteren liefert die PLL die aktuelle Grundfrequenz. Diese kann beispielsweise genutzt werden, um eine netzsynchrone Modulation mit festem Verhältnis zwischen Trägerfrequenz und Grundfrequenz zu gewährleisten.

Das Vorgehen zur Transformation in dq -Komponenten ist bei allen übrigen Größen, wie beispielsweise dem Netzstrom, nahezu identisch. Es wird lediglich auf die PLL verzichtet und stattdessen der aus der Netzspannung bestimmte Winkel θ verwendet. Dies ist für die Berücksichtigung der korrekten Phasenlage zwischen den unterschiedlichen Größen wichtig.

Im stationären Betrieb gelingt mit dem vorgestellten Verfahren eine vollständige Entkopplung von Mit- und Gegensystem. Aufgrund des verwendeten Tiefpasses können die Komponenten bei transienten Vorgängen allerdings nicht vollständig entkoppelt werden, was zu Einschwingvorgängen führt. Dies muss bei der Auslegung der Regelung berücksichtigt werden. Insbesondere der verwendete Tiefpass bringt eine gewisse Trägheit in das System, so dass die Dynamik der Regelung gegenüber einer einfachen Mitsystemregelung eingeschränkt ist. Zum Durchfahren unsymmetrischer Netzfehler ist eine Regelung von Mit- und Gegensystem allerdings unumgänglich, weshalb dieser kleine Nachteil akzeptiert werden muss.

Das Blockschaltbild des Gesamtsystems, bestehend aus den elektrischen Komponenten, der PLL, der Regelung und der PWM, ist in Bild 4.5 dargestellt. Vereinfachend wird für die Untersuchung der netzseitigen Regelung davon ausgegangen, dass der netzseitige Wechselrichter und der generatorseitige Gleichrichter durch den Zwischenkreis ideal entkoppelt werden. Daher wird der Zwischenkreis durch ideale Spannungsquellen modelliert.

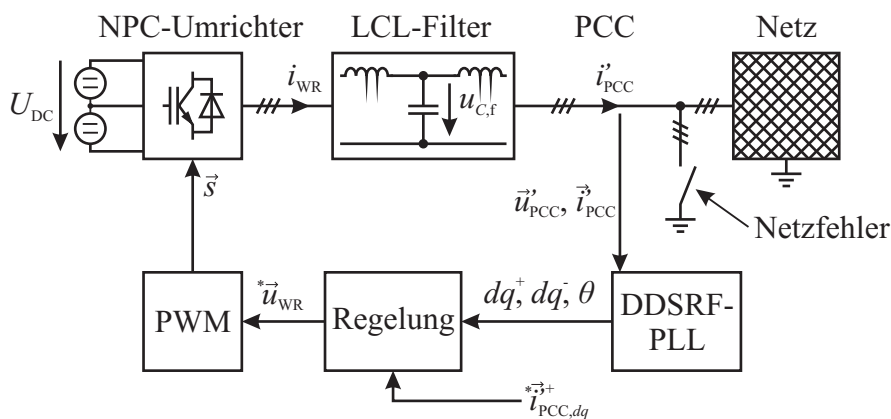


Bild 4.5: Blockdiagramm des Systems mit dq -Regelung

Die elektrischen Komponenten und die PWM werden zeitkontinuierlich simuliert. Die PLL und die Regelung sind hingegen wie in einem realen System zeitdiskret modelliert. Die Periodendauer der zeitdiskreten Regelung T_{sam} entspricht der halben Periodendauer des Trägersignals der PWM, da eine asymmetrische PWM mit doppelter Abtastung verwendet wird. Das Trägersignal der PWM und die Regelung sind synchronisiert und es wird zusätzlich eine Totzeit von einer Abtastperiode zwischen dem Eingang der PLL und dem Ausgang der Regelung berücksichtigt. Durch diese Totzeit wird die benötigte Rechenzeit in einem realen System modelliert. Die übrigen Parameter des Systems sind in Tabelle 4.1 angegeben. Sie entsprechen

Tabelle 4.1: Systemparameter einer 5 MW Windenergieanlage

| | |
|---|--|
| Bemessungsleistung der Anlage: | $S_r = 5 \text{ MVA}$ |
| Leistungsfaktor: | $\cos \varphi = 0,95 \text{ ind.} \rightarrow 0,95 \text{ kap.}$ |
| Zwischenkreisspannung: | $U_{DC} = 5,5 \text{ kV}$ |
| Modulationsverfahren: | ARS-PD |
| Trägerfrequenz: | $f_c = 1,35 \text{ kHz}$ |
| Mittlere Schaltfrequenz: | $f_s = 700 \text{ Hz}$ |
| Pulsmindestzeit: | $T_{\min} = 20 \mu\text{s}$ |
| Periodendauer der Regelung: | $T_{\text{sam}} = \frac{1}{2 \cdot f_c} = \frac{1}{2700 \text{ Hz}}$ |
| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes (verkettet): | $U_r' = 2,9 \text{ kV}$ |
| Grundfrequenz: | $f_1 = 50 \text{ Hz}$ |
| Netzkurzschlussleistung: | $S_k = 100 \text{ MVA}$ |
| Verhältnis der Netzreaktanz zum Netzwidestand: | $k_{XR} = 10$ |
| Umrichterseitige Filterinduktivität: | $L_{f,WR} = 740 \mu\text{H}$ |
| Netzseitige Filterinduktivität: | $L_{f,N,\sigma} = 485 \mu\text{H}$ |
| Filterkapazität: | $C_f = 385 \mu\text{F}$ |
| Widerstand der Filterkapazität: | $R_{C,f} = 20 \text{ m}\Omega$ |

den Parametern der optimierten Filterauslegung aus Abschnitt 3.5.

Die Struktur der Regelung ist in Bild 4.6 für das Mitsystem und in Bild 4.7 für das Gegensystem dargestellt. Sie unterscheiden sich lediglich durch Vorzeichen bei der Entkopplung der d - und q -Komponente. Mit dieser Entkopplung ist gleichzeitig eine Vorsteuerung der gemessenen Netzspannung und des gemessenen Netzstromes verbunden. Dadurch wird das Störgrößenverhalten der Regelung verbessert und insgesamt die Dynamik erhöht. Die eigentliche Regelung erfolgt parallel zu dieser Struktur durch PI-Regler für jede Komponente des Netzstromes.

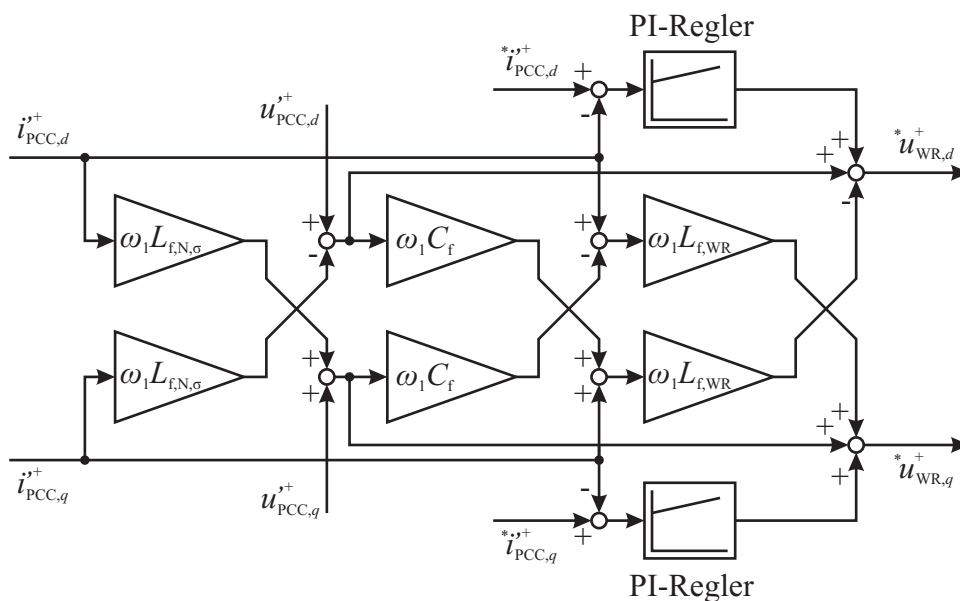


Bild 4.6: Mitsystem dq -Regelung des Netzstromes mit Vorsteuerung der Netzspannung und Entkopplung der dq -Komponenten

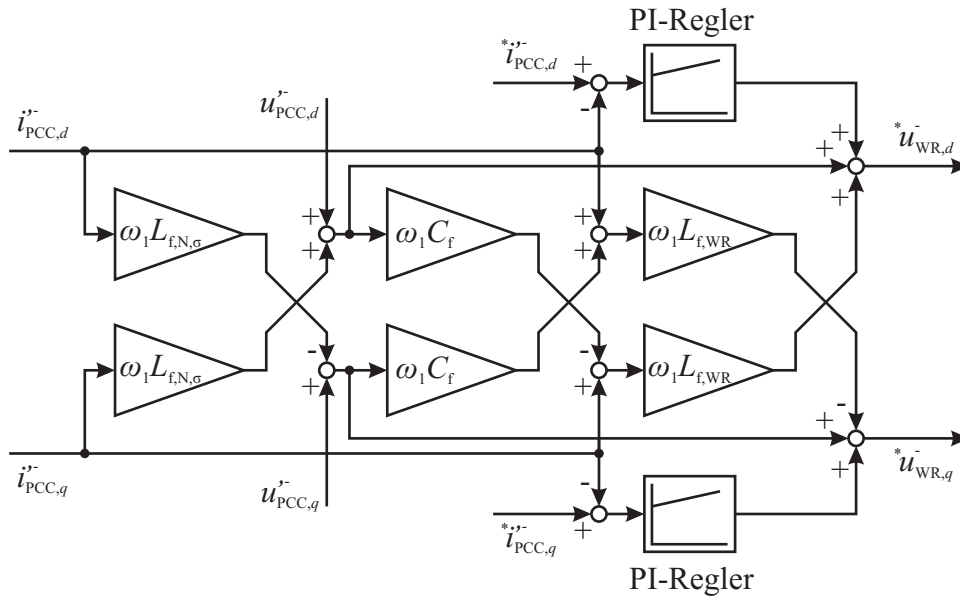


Bild 4.7: Gegensystem dq -Regelung des Netzstromes mit Vorsteuerung der Netzspannung und Entkopplung der dq -Komponenten

Die aus der Regelung resultierende Stellgröße ist die Spannung des Wechselrichters in dq -Komponenten des Mit- und Gegensystems. Diese werden über (4.6) und (4.7) zurück in $\alpha\beta$ -Komponenten transformiert. Der dafür verwendete Winkel θ wird dabei um 1,5 Abtastperioden vergrößert. Dies bewirkt ein Vordrehen der resultierenden Raumzeiger des Mit- und Gegensystems. Dadurch wird zum einen die Totzeit der Regelung (eine Abtastperiode) kompensiert. Zum anderen wird ein Sollwert gebildet, der dem eigentlichen Sollwert in der Mitte der folgenden Abtastperiode entspricht. Dadurch ist die PWM in der Lage, den Mittelwert der folgenden Abtastperiode einzustellen. Durch diese Maßnahmen verbessert sich die Dynamik der Regelung, da die Effekte nicht von den PI-Reglern ausgeglichen werden müssen. Die resultierenden $\alpha\beta$ -Komponenten des Mit- und Gegensystems können anschließend mit (4.8) addiert und zurück in das 123-System transformiert werden.

$$\begin{bmatrix} *u_{WR,\alpha}^+ \\ *u_{WR,\beta}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) & -\sin(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) \\ \sin(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) & \cos(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} *u_{WR,d}^+ \\ *u_{WR,q}^+ \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} *u_{WR,\alpha}^- \\ *u_{WR,\beta}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) & \sin(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) \\ -\sin(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) & \cos(\theta + 1,5 \cdot \omega_1 \cdot T_{\text{sam}}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} *u_{WR,d}^- \\ *u_{WR,q}^- \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{bmatrix} *u_{WR,1} \\ *u_{WR,2} \\ *u_{WR,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} *u_{WR,\alpha}^+ \\ *u_{WR,\beta}^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} *u_{WR,\alpha}^- \\ *u_{WR,\beta}^- \end{bmatrix} \right) \quad (4.8)$$

Bevor das Verhalten der beschriebenen Regelung des Netzstromes im dq -System bei Netzfehlern untersucht werden kann, muss zunächst gewährleistet sein, dass die Regelung im normalen Betrieb ordnungsgemäß funktioniert. Dafür wird ein Sollwertsprung der abgegebenen Wirkleistung von Null auf Bemessungsleistung und zurück betrachtet. Der Sollwert der d^+ -Komponente des Netzstromes wird aus der geforderten Wirkleistung und der d^+ -Komponente der Netzspannung mit (4.9) bestimmt und anschließend mit (4.10) begrenzt. Dadurch wird sichergestellt, dass der Bemessungsstrom der Anlage auch bei einem Blindstromsollwert aus der

Blindstromstatik in Bild 4.2 nicht überschritten wird. Die Sollwerte für das Gegensystem des Netzstromes werden dauerhaft auf Null gehalten.

$${}^*i_{\text{PCC},d,\text{ideal}}^{\prime+} = \frac{2 \cdot {}^*P}{3 \cdot u_{\text{PCC},d}^{\prime+}} \quad (4.9)$$

$${}^*i_{\text{PCC},d}^{\prime+} = \min \left({}^*i_{\text{PCC},d,\text{ideal}}^{\prime+}, \sqrt{(\sqrt{2} \cdot I_{\text{r}})^2 - {}^*i_{\text{PCC},q}^{\prime+2}} \right) \quad (4.10)$$

Die simulierten Strom- und Spannungsverläufe für den Sollwertsprung sind in Bild 4.8 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Regelung den geforderten Sollwert innerhalb von ca. 30 ms einstellen kann. Das dargestellte Ergebnis zeigt einen Kompromiss zwischen einer schnellen Anregelzeit und einem möglichst geringen Überschwingen. Die Dynamik der Regelung wird hauptsächlich von dem Tiefpass der DDSRF-PLL und der damit verbundenen Trägheit eingeschränkt, so dass eine signifikante Verringerung der Anregelzeit nicht möglich ist.

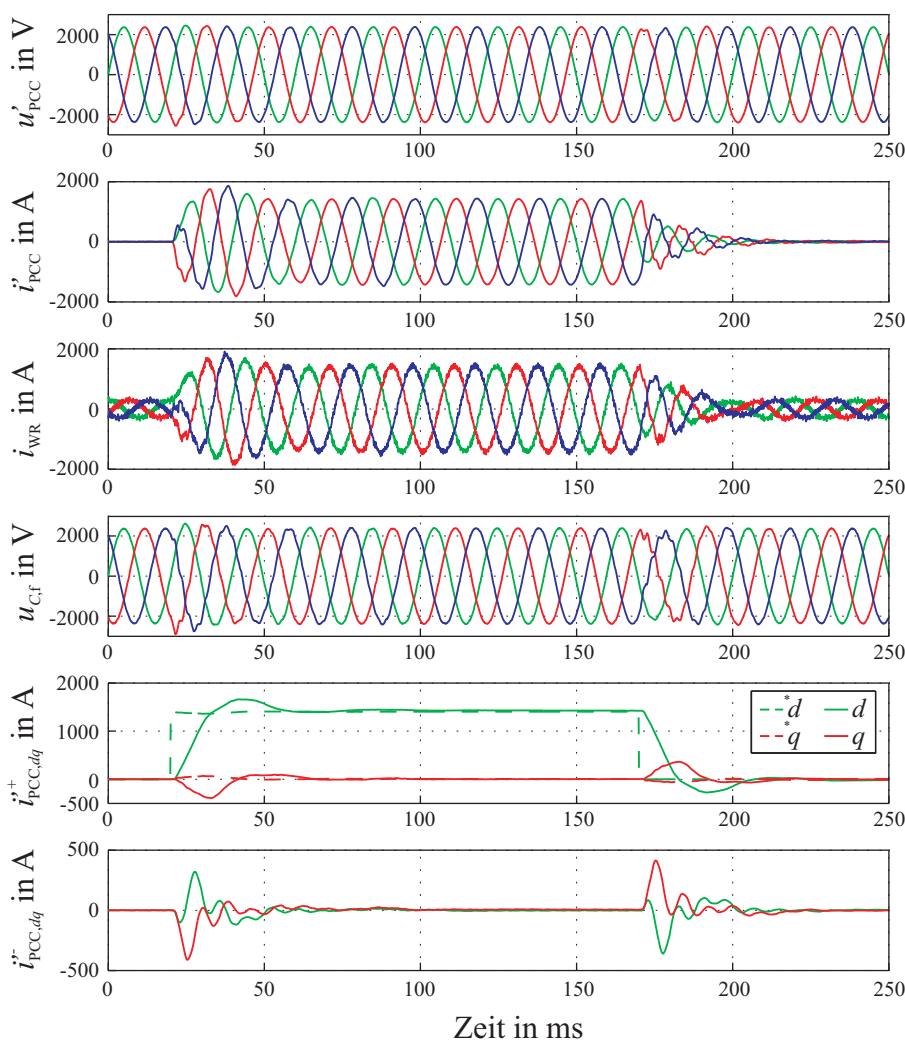


Bild 4.8: Simulierte Strom- und Spannungsverläufe bei einem Sollwertsprung aus dem Leerlauf auf Bemessungsleistung und zurück

Des Weiteren ist zu erkennen, dass die dq -Komponenten des Mit- und Gegensystems während des transienten Vorgangs nicht ideal entkoppelt sind. Wie bereits erwähnt liegt dies vor allem an den transienten Eigenschaften der DDSRF-PLL. Insgesamt zeigt die Simulation ein gutes transientes Verhalten der Regelung bei Sollwertänderungen. Als nächstes kann daher das Verhalten der Regelung bei plötzlichen Einbrüchen der Netzspannung untersucht werden.

Die simulierten Strom- und Spannungsverläufe für einen ein-, zwei- und dreiphasigen Spannungseinbruch am Netzanschlusspunkt auf 0 V sind in Bild 4.9 bis Bild 4.11 dargestellt. Es ist zu beachten, dass der Netztransformator bei der Simulation nicht verwendet wurde. Daher kann durch den Netzfehler am Netzanschlusspunkt ein Nullsystem in der Spannung auftreten und die Art des Netzfehlers ist direkt an der Spannung zu erkennen. Dies hat allerdings keinerlei Auswirkung auf die Regelung, da der Umrichter und das Netzfilter keinen Nullsystemstrom führen können. Die übrigen Verläufe sind daher von diesem Vorgehen nicht betroffen.

Es ist zu erkennen, dass die Regelung in der Lage ist, die unterschiedlichen Netzfehler auszuregulieren. Dabei wird ein Blindstrom ($i_{PCC,q}^+$) gemäß der Blindstromstatik eingespeist, wodurch es zu einer Reduzierung des Wirkstromes ($i_{PCC,d}^+$) kommt. Beim Fehlereintritt treten allerdings deutliche transiente Stromspitzen von bis zu 5 kA im Wechselrichter- und im Netzstrom auf. Dies entspricht ungefähr dem 3,5-fachen der Amplitude des Bemessungsstromes. Um die Auswirkungen dieses massiven Überstromes auf die Leistungshalbleiter zu untersuchen, sind in Bild 4.9 bis Bild 4.11 zusätzlich die Verläufe der Sperrschichttemperatur der einzelnen Leistungshalbleiter dargestellt. Die Sperrschichttemperatur der Freilaufdioden ist mit $T_{J,Diode}$ gekennzeichnet, und die der Clamping Dioden mit $T_{J,NPC}$.

Für die Ermittlung der Sperrschichttemperatur wurde beispielhaft ein geeignetes IGBT Modul der Firma Infineon mit der Bezeichnung „FZ1200R45KL3_B5“ ausgewählt. Der Bemessungsstrom beträgt 1,2 kA bei einer Sperrspannung von 4,5 kV. Die temperaturabhängigen Durchlasskennlinien und Schaltverlustenergien des IGBTs und der Freilaufdiode aus dem Datenblatt des Moduls [50] wurden für die Bestimmung der Verluste in der thermischen Domäne des Simulationsmodells berücksichtigt. Dabei wurden für die Clamping Dioden vereinfachend die Werte der Freilaufdioden verwendet.

Darüber hinaus ist in dem Datenblatt ein transienter thermischer Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse für die IGBTs (Tabelle 4.2) und die Dioden (Tabelle 4.3) angegeben. Dieser basiert auf einem Foster-Modell, welches in Bild 4.12 dargestellt ist.

Tabelle 4.2: Foster-Parameter des transienten thermischen Widerstandes der IGBTs (aus [50])

| RC-Glied b : | 1 | 2 | 3 | 4 |
|-------------------------|------------|------------|------------|------------|
| $R_{th,JC,IGBT,b}$: | 0,991 K/kW | 0,991 K/kW | 0,991 K/kW | 0,991 K/kW |
| $\tau_{th,JC,IGBT,b}$: | 0,005 s | 0,05 s | 0,24 s | 4,27 s |

Tabelle 4.3: Foster-Parameter des transienten thermischen Widerstandes der Freilauf- und NPC-Dioden (aus [50])

| RC-Glied b : | 1 | 2 | 3 | 4 |
|--------------------------|------------|------------|------------|------------|
| $R_{th,JC,Diode,b}$: | 3,522 K/kW | 10,19 K/kW | 2,309 K/kW | 1,178 K/kW |
| $\tau_{th,JC,Diode,b}$: | 0,005 s | 0,048 s | 0,247 s | 4,383 s |

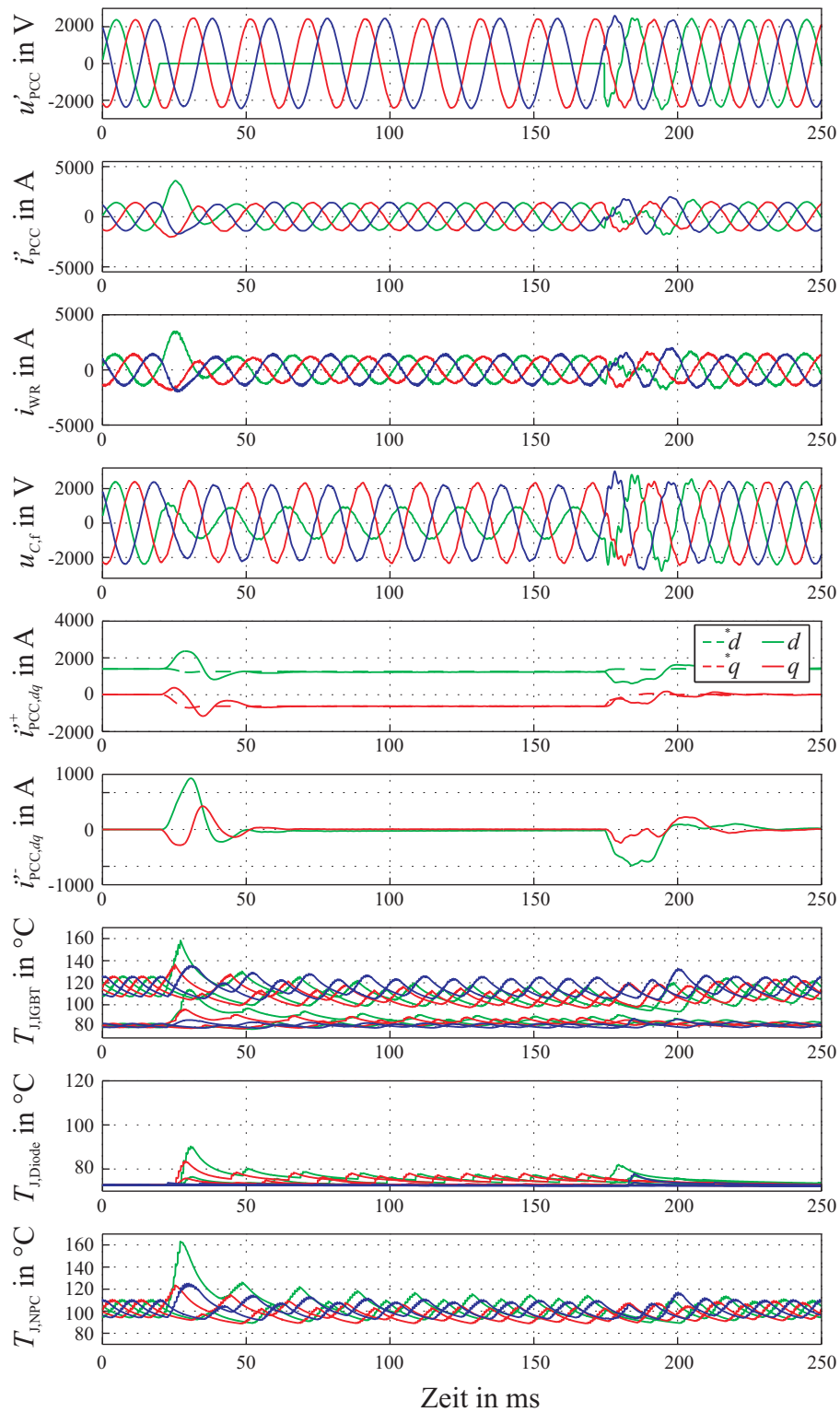


Bild 4.9: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem einphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

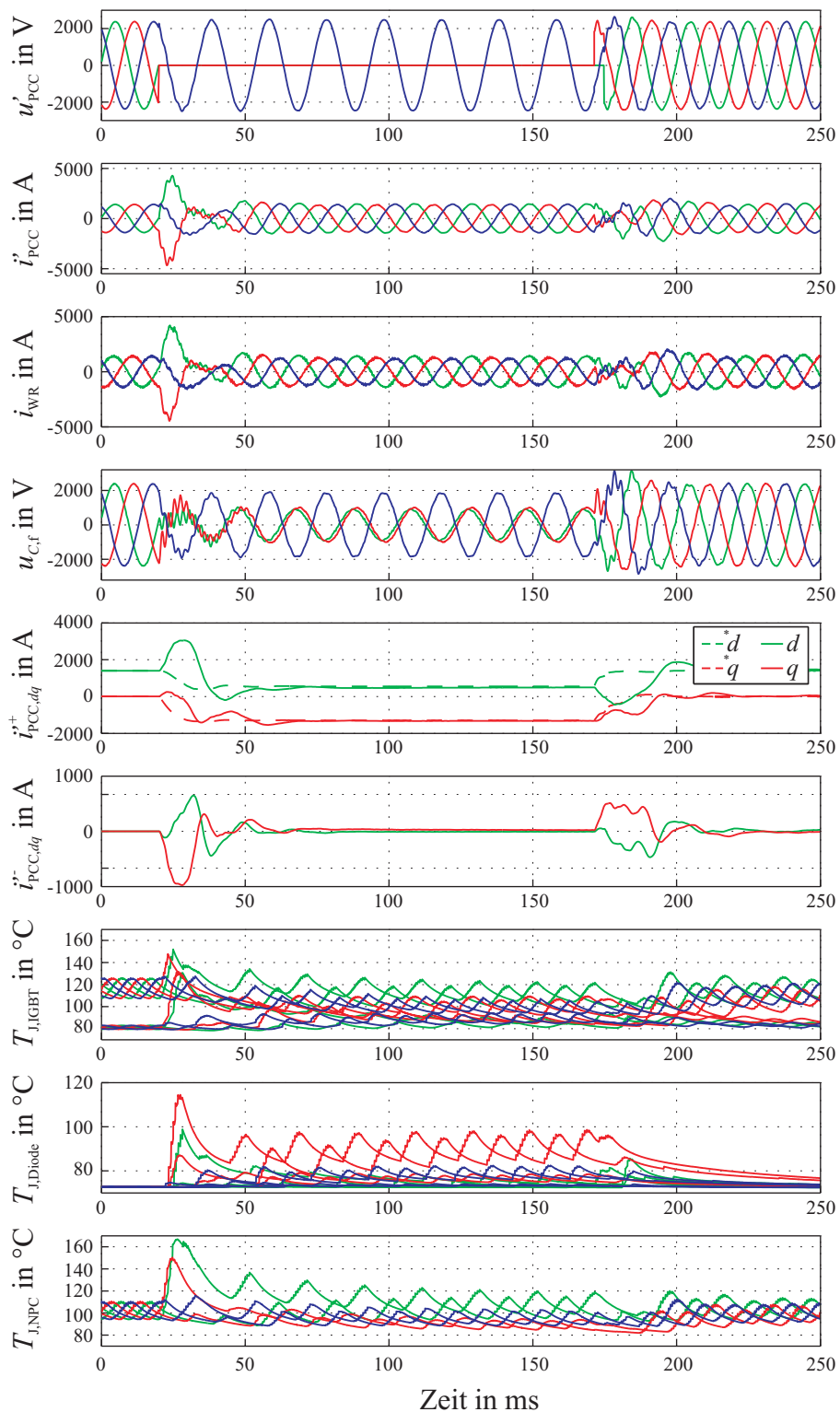


Bild 4.10: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem zweiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

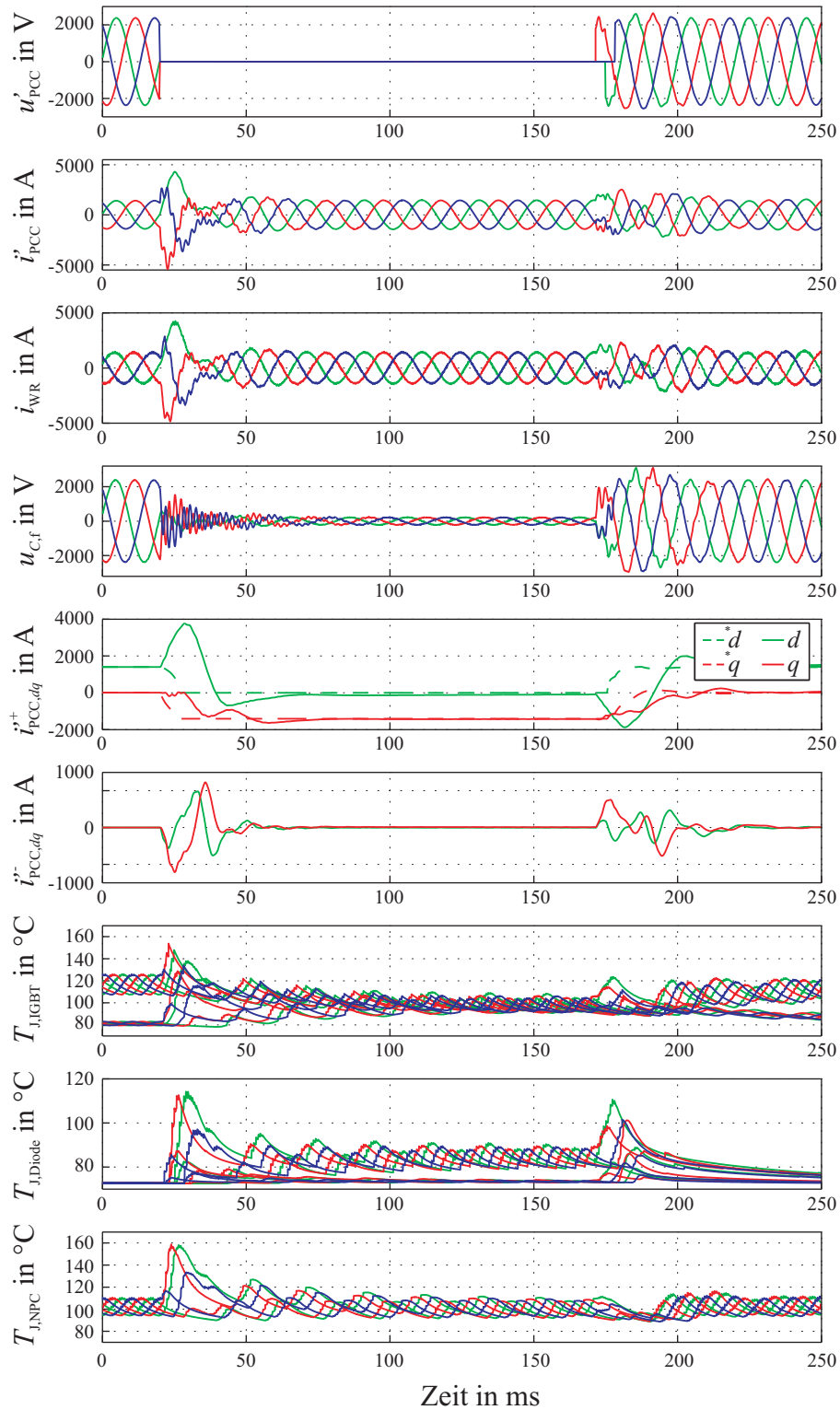


Bild 4.11: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

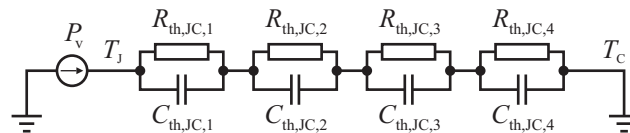


Bild 4.12: Foster-Modell des transienten thermischen Widerstandes zwischen Sperrschicht und Gehäuse

Vereinfachend wird eine konstante Temperatur des Gehäuses von $T_C = 65 \text{ }^\circ\text{C}$ angenommen, die beispielsweise mit einer Wasserkühlung erreichbar ist. Durch die gewählte Gehäusetemperatur wird im Bemessungsbetrieb die zulässige Sperrschichttemperatur von $T_{J,\text{max}} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ erreicht. Bei einem realen System wäre dies beispielsweise bei der maximal zulässigen Umgebungstemperatur der Fall, da die Umrichter häufig aus Kostengründen thermisch relativ knapp ausgelegt werden.

Neben der konstanten Gehäusetemperatur wird vereinfachend auch davon ausgegangen, dass es zu keiner thermischen Kopplung zwischen den einzelnen Leistungshalbleitern kommt. Durch diese beiden Vereinfachungen ist die simulierte Temperaturänderung bei transienten Vorgängen geringer, als bei einem realen System. Die Simulation stellt daher nicht den Worst-Case dar und kann lediglich als erster Anhaltspunkt für die erwartete Sperrschichttemperatur verwendet werden.

Trotz dieser Vereinfachungen steigt die Sperrschichttemperatur einzelner Leistungshalbleiter beim Fehlereintritt auf bis zu $170 \text{ }^\circ\text{C}$ an. Dieser massive Temperaturanstieg kann zu einer Vorschädigung des Leistungshalbleiters und damit zu einer geringeren Lebenserwartung führen. Im schlimmsten Fall kommt es zur sofortigen Zerstörung des Halbleiters. Um dies zu verhindern müsste das System entweder mit einer größeren thermischen Reserve ausgelegt werden oder die Dynamik der Regelung müsste verbessert werden, so dass die transienten Überströme deutlich reduziert werden. Eine großzügigere thermische Auslegung führt zwangsweise zu erhöhten Kosten, weshalb dies vermieden werden sollte. Da außerdem die Dynamik der dq -Regelung über eine bloße Anpassung der Reglerparameter nicht signifikant verbessert werden kann, ist die dq -Regelung für das Durchfahren von Netzfehlern bei Systemen hoher Leistung mit niedriger Schaltfrequenz nicht geeignet.

4.2 Prädiktive Stromregelung

Die modellbasierte prädiktive Regelung unterscheidet sich grundsätzlich von der dq -Regelung mit PI-Reglern. Es findet kein klassischer Vergleich zwischen Soll- und Istwert statt, dessen Differenz eine Änderung der Führungsgröße bewirkt. Stattdessen wird mit Hilfe eines Beobachters das Verhalten des Systems im Voraus berechnet. Dies wird in jedem Abtastschritt für die verschiedenen Schaltvektoren des Wechselrichters durchgeführt. Verwendet wird dann der Schaltvektor, der zur besten Übereinstimmung zwischen Soll- und Istwert führt. Durch dieses Vorgehen weist eine prädiktive Regelung eine hohe Dynamik auf, wodurch sie sich für die FRT-Regelung eines Netzstromrichters anbietet. In diesem Abschnitt soll daher das Prinzip einer prädiktiven Regelung erläutert und deren Verhalten im Fehlerfall untersucht werden. Im Gegensatz zu den weit entwickelten Ansätzen aus [40–44] wird an dieser Stelle bewusst ein möglichst einfacher und wenig rechenintensiver prädiktiver Ansatz verfolgt.

Im vorherigen Abschnitt hat sich gezeigt, dass insbesondere die Spitzen im Wechselrichterstrom, die aufgrund der geringen thermischen Kapazität der Leistungshalbleiter bei plötzlichen Spannungseinbrüchen auftreten, problematisch sind. Daher stellt der Wechselrichterstrom eine der zu regelnden Größen bei der prädiktiven Regelung dar. Als zweite Größe ist es sinnvoll, die Spannung an der Filterkapazität zu regeln. Dadurch können Schwingungen zwischen der Filterkapazität und der unregulierten netzseitigen Filterinduktivität verhindert werden.

Damit beide Größen geregelt werden können, müssen Sollwerte des Wechselrichterstromes und der Spannung an der Filterkapazität im 123-System zur Verfügung stehen. Um diese zu erhalten, können die Sollwerte des Netzstromes in dq^+ - und dq^- -Komponenten verwendet werden, die aus dem Sollwert der Wirkleistung und der Blindstromstatik stammen. Aus diesen können mit Hilfe der gemessenen Netzspannung äquivalent zu der Vorsteuerung in Bild 4.6 und Bild 4.7 Sollwerte in dq -Komponenten mit (4.11) bis (4.14) berechnet werden.

$$\begin{bmatrix} *u_{C,f,d}^+ \\ *u_{C,f,q}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{PCC,d}^+ \\ u_{PCC,q}^+ \end{bmatrix} + \omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot \begin{bmatrix} - *i_{PCC,q}^+ \\ *i_{PCC,d}^+ \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} *u_{C,f,d}^- \\ *u_{C,f,q}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{PCC,d}^- \\ u_{PCC,q}^- \end{bmatrix} + \omega_1 \cdot L_{f,N,\sigma} \cdot \begin{bmatrix} *i_{PCC,q}^- \\ - *i_{PCC,d}^- \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} *i_{WR,d}^+ \\ *i_{WR,q}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} *i_{PCC,d}^+ \\ *i_{PCC,q}^+ \end{bmatrix} + \omega_1 \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} - *u_{C,f,q}^+ \\ *u_{C,f,d}^+ \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} *i_{WR,d}^- \\ *i_{WR,q}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} *i_{PCC,d}^- \\ *i_{PCC,q}^- \end{bmatrix} + \omega_1 \cdot C_f \cdot \begin{bmatrix} *u_{C,f,q}^- \\ - *u_{C,f,d}^- \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Die resultierenden Sollwerte in dq -Komponenten können anschließend wie bereits in (4.6) bis (4.8) beispielhaft gezeigt zurück in das 123-System transformiert werden. Dabei ist zu beachten, dass der für die Transformation von dq in $\alpha\beta$ verwendete Winkel θ um zwei Abtastperioden vergrößert werden muss. Dies ist notwendig, da wie in Bild 4.13 gezeigt, der aktuell zum Zeitpunkt k berechnete optimale Schaltzustand wegen der Berechnungsdauer erst zum nächsten diskreten Zeitschritt $k+1$ angelegt werden kann und dann bis zum Zeitschritt $k+2$ verwendet wird. Der aktuell zum Zeitpunkt k berechnete optimale Schaltzustand beeinflusst daher immer die Strom- und Spannungsverläufe zum Ende des nächsten Abtastintervalls $k+2$. Folglich wird zur Auswahl des optimalen Schaltzustandes der Sollwert zum Zeitpunkt $k+2$ benötigt, der zwei Abtastperioden in der Zukunft liegt.

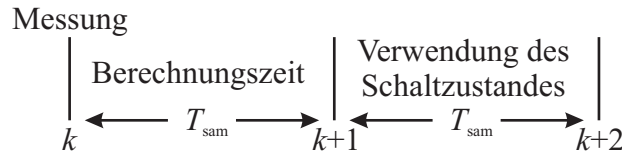


Bild 4.13: Einfluss der Abtastung auf die diskrete prädiktive Regelung

Der prädizierte Umrichterstrom $i_{WR,b}^p$ zum Zeitpunkt $k+2$ kann unter Vernachlässigung der parasitären ohmschen Widerstände mit (4.15) für alle drei Phasen ($b = 1, 2, 3$) über die Differenzgleichung der umrichterseitigen Filterinduktivität berechnet werden.

$$i_{WR,b}^p(k+2) = i_{WR,b}(k) + \frac{2 \cdot T_{\text{sam}}}{L_{f,WR}} \cdot \left(\frac{u_{WR,b}(k) + *u_{WR,b}(k+1)}{2} - u_{C,f,b}^p(k+1) \right) \quad (4.15)$$

Bei der Lösung der Differenzgleichung wird der Mittelwert der Spannung an der Filterinduktivität im Zeitraum k bis $k + 2$ benötigt. Dieser bestimmt mit der doppelten Abtastzeit und dem Induktivitätswert die Steigung des Stromes innerhalb dieses Zeitraums. In Kombination mit dem gemessenen Wechselrichterstrom zum Zeitpunkt k ergibt sich der erwartete Wert zum Zeitpunkt $k + 2$.

Der benötigte Mittelwert der Spannung besteht aus dem Mittelwert der Spannung an der Filterkapazität und der Wechselrichterspannung. Da sich die Spannung an der Filterkapazität nur relativ langsam ändert, kann die Spannung innerhalb des betrachteten Zeitraums mit guter Näherung als konstant angenommen werden. Daher kann der prädizierte Wert zum Zeitpunkt $k + 1$, der mit (4.16) berechnet werden kann, als Mittelwert verwendet werden.

Der benötigte Mittelwert der Umrichterspannung kann hingegen exakt bestimmt werden. Im ersten Abtastschritt liegt der Schaltvektor mit der Spannung $u_{WR,b}(k)$ an, der im vorherigen Abtastschritt festgelegt wurde und damit bekannt ist. Im zweiten Abtastschritt liegt der noch auszuwählende Schaltvektor mit der Sollspannung $^*u_{WR,b}(k + 1)$ an. Somit lässt sich für jeden möglichen Schaltvektor der Wechselrichterstrom zum Zeitpunkt $k + 2$ vorausberechnen.

Die Spannung an der Filterkapazität zu den Zeitpunkten $k + 1$ und $k + 2$ kann mit (4.16) und (4.17) auf ähnliche Art und Weise, wie der Wechselrichterstrom im Voraus berechnet werden. Dazu werden allerdings lediglich gemessene Werte und der prädizierte Wert des Umrichterstromes aus (4.15) benötigt. Über diesen ist die prädizierte Spannung an der Kapazität indirekt von den unterschiedlichen Schaltvektoren des Wechselrichters abhängig. Daher ergeben sich für die verschiedenen Schaltvektoren auch unterschiedliche Spannungen an der Filterkapazität.

$$u_{C,f,b}^p(k + 1) = u_{C,f,b}(k) + \frac{T_{\text{sam}}}{C_f} \cdot (i_{WR,b}(k) - i_{PCC,b}(k)) \quad (4.16)$$

$$u_{C,f,b}^p(k + 2) = u_{C,f,b}(k) + \frac{2 \cdot T_{\text{sam}}}{C_f} \cdot \left(\frac{i_{WR,b}(k) + i_{WR,b}^p(k + 2)}{2} - i_{PCC,b}(k) \right) \quad (4.17)$$

Die Wechselrichterspannung, die zur Berechnung von (4.15) benötigt wird, kann mit (4.18) aus den Schaltzuständen ($s_b = -1, 0, 1$) der drei Phasen berechnet werden. Dabei ist die Nullkomponente der Spannung bereits eliminiert, was dazu führt, dass der Schaltzustand jeder einzelnen Phase auch auf die übrigen Phasen wirkt. Folglich ist eine unabhängige Betrachtung der einzelnen Phasen nicht möglich.

$$\begin{bmatrix} u_{WR,1} \\ u_{WR,2} \\ u_{WR,3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_{DC}}{2} \quad (4.18)$$

Insgesamt können bei einem 3-Punkt-Wechselrichter 27 verschiedene Schaltvektoren aus den drei möglichen Schaltzuständen der drei Phasen generiert werden. Mit (4.18) ergeben sich daraus 19 unabhängige Spannungsvektoren. Die übrigen 8 Schaltvektoren führen zu redundanten Spannungszeigern, da sie sich lediglich durch das Nullsystem unterscheiden.

Für alle 19 unabhängigen Spannungsvektoren, die zum Zeitpunkt $k + 1$ eingestellt werden können, kann mit (4.15) und (4.17) der Wechselrichterstrom und die Spannung an der Filterkapazität zum Zeitpunkt $k + 2$ vorausberechnet werden. Zu beachten ist, dass nicht immer alle 19 Spannungsvektoren verwendet werden dürfen. Ein direktes Durchschalten vom Schaltzustand -1 nach 1 und umgekehrt sollte, wie in Abschnitt 2.1 beschrieben, in jeder Phase vermieden

werden. Daher kann sich die Anzahl der möglichen Spannungsvektoren in Abhängigkeit des aktuellen Schaltvektors reduzieren, so dass die Berechnung für maximal 19 Vektoren erfolgen muss.

Anschließend wird der Spannungsvektor, der zur besten Übereinstimmung zwischen den Sollwerten und den prädizierten Werten führt, mit einer Kostenfunktion ausgewählt:

$$g = \sum_{b=1}^3 \sqrt{\left({}^*i_{WR,b}(k+2) - i_{WR,b}^p(k+2) \right)^2} + \sum_{b=1}^3 \lambda_p \cdot \sqrt{\left({}^*u_{C,f,b}(k+2) - u_{C,f,b}^p(k+2) \right)^2} \quad (4.19)$$

Sollte der resultierende optimale Spannungsvektor über unterschiedliche redundante Schaltvektoren, die kein direktes Durchschalten erfordern, eingestellt werden können, wird der Schaltvektor ausgewählt, bei dem die wenigsten Schalthandlungen notwendig sind.

Über den Gewichtungsfaktor λ_p kann in der Kostenfunktion die Gewichtung zwischen dem Wechselrichterstrom und der Spannung an der Filterkapazität eingestellt werden. Mit steigendem λ_p steigt die Qualität der Spannung an der Filterkapazität und gleichzeitig sinkt die Qualität des Wechselrichterstromes. Da der prädizierte Wechselrichterstrom für die Berechnung der prädizierten Spannung an der Filterkapazität genutzt wird, sinkt die Qualität des Wechselrichterstromes mit steigendem λ_p weniger stark, als die Qualität der Spannung steigt. Daher ist es sinnvoll, ein möglichst großes λ_p zu verwenden. Allerdings führt ein zu großer Wert, genau wie ein zu kleiner, zu einem instabilen Verhalten der Regelung. Da ein analytisches Verfahren zur Berechnung des optimalen Gewichtungsfaktors in der Literatur nicht bekannt ist, erfolgt die Auslegung anhand von Simulationen. Dabei wird der Gewichtungsfaktor erhöht, bis keine signifikante Verbesserung der Strom- und Spannungsverläufe mehr erkennbar ist.

Ein weiterer Faktor, mit dem die Qualität der Regelung beeinflusst werden kann, ist die Abtastzeit beziehungsweise die Abtastfrequenz der diskreten Regelung. Mit steigender Abtastfrequenz steigt die Qualität der Regelung, da diese häufiger die Schaltvektoren ändern kann. Daher sollte die Abtastfrequenz grundsätzlich so hoch wie möglich gewählt werden. Begrenzt wird sie allerdings durch die resultierende mittlere Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter, die mit der Abtastfrequenz ansteigt.

Die dq -Regelung mit PWM aus dem vorherigen Abschnitt verwendet eine mittlere Schaltfrequenz von 700 Hz. Um einen fairen Vergleich zu ermöglichen, sollte dieser Wert von der prädiktiven Regelung nicht überschritten werden. Da außerdem im folgenden Abschnitt 4.3 eine Kombination aus prädiktiver und dq -Regelung untersucht wird, muss die Abtastfrequenz mit der Trägerfrequenz der PWM synchronisiert werden können. Daher muss als Abtastfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der verwendeten Trägerfrequenz gewählt werden.

Durch Simulationen hat sich ergeben, dass für das verwendete System eine Abtastfrequenz von $f_{sam} = 1/T_{sam} = 4 \cdot f_c = 5,4$ kHz zu guten Ergebnissen führt. Daher wird dieser Wert im Folgenden verwendet. Bild 4.14 zeigt die simulierten Strom- und Spannungsverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch mit einem Gewichtungsfaktor von $\lambda_p = 1$ und Bild 4.15 mit einem Faktor $\lambda_p = 2,08$. Es ist zu erkennen, dass mit dem kleineren Gewichtungsfaktor die Spannung an der Filterkapazität und der Netzstrom für ca. 30 ms nach dem Fehlereintritt schwingen. Im Gegensatz dazu weist der Wechselrichterstrom fast keine Schwingungen auf und folgt dem Sollwert sehr gut. Mit dem höheren Gewichtungsfaktor in Bild 4.15 wird die

Spannung an der Filterkapazität stärker gewichtet und das Verhalten dreht sich um. Der Wechselrichterstrom weist beim Fehlereintritt nun deutliche Schwingungen auf, wohingegen die Schwingungen bei der Spannung an der Filterkapazität und beim Netzstrom reduziert sind. Negativ bemerkbar machen sich allerdings die ausgeprägten Schwingungen bei der Spannungsrückkehr, die in allen Größen auftreten. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der gewählte Gewichtungsfaktor an der Stabilitätsgrenze liegt. Mit einem etwas größeren Faktor wird das System instabil. Als Kompromiss wird daher ein Gewichtungsfaktor von $\lambda_p = 1,5$ gewählt, der wie in Bild 4.18 zu erkennen, insgesamt zu guten Ergebnissen führt.

Die simulierten Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe mit den gewählten Parametern sind für einen ein-, zwei und dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V in Bild 4.16 bis Bild 4.18 dargestellt. Dabei handelt es sich um exakt die gleichen Fälle, die bereits bei der dq -Regelung im vorherigen Abschnitt betrachtet wurden. Die dq -Regelung mit PWM wurde lediglich durch die prädiktive Regelung ersetzt.

Es ist zu erkennen, dass mit der prädiktiven Regelung alle drei Fehlerfälle problemlos durchfahren werden können. Es kommt zu keinen signifikanten Spitzen im Wechselrichterstrom und die maximale Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter liegt unterhalb von 120 °C. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die mittlere Schaltfrequenz der IGBTs im Bereich von lediglich 500 Hz liegt. Kurzzeitig erreichen einzelne IGBTs auch eine Schaltfrequenz von bis zu 800 Hz; allerdings führt dies zu keiner unzulässigen Erwärmung der Sperrschicht.

Darüber hinaus werden die d - und q -Sollwerte des Netzstromes deutlich schneller und mit einem geringeren Überschwingen erreicht. Zur Bewertung der prädiktiven Regelung sind zusätzlich die Sollwerte des Umrichterstromes und der Spannung an der Filterkapazität dargestellt. Es zeigt sich, dass die Soll- und Istwerte auch bei transienten Vorgängen sehr gut übereinstimmen. Lediglich beim Fehlereintritt und bei der Spannungswiederkehr kommt es aufgrund einer Anregung des Filters zu kurzzeitigen Schwingungen im Netzstrom und in der Spannung an der Filterkapazität. Diese klingen durch die Regelung der Spannung an der Filterkapazität schnell ab und bleiben somit in einem akzeptablem Rahmen. Wie bereits erläutert kann über den Gewichtungsfaktor λ_p das Schwingungsverhalten entscheidend beeinflusst werden. Eine Vergrößerung sorgt für eine bessere Regelung der Spannung an der Filterkapazität und somit für ein kürzeres Einschwingen. Die Schwingungen vollständig zu eliminieren, ist jedoch nicht möglich. Außerdem reduziert sich, wie bereits erwähnt, die Qualität des Wechselrichterstromes durch eine Erhöhung des Gewichtungsfaktors.

Insgesamt weist die prädiktive Regelung wie erwartet eine deutlich höherer Dynamik als die dq -Regelung auf und ist damit sehr gut für das Durchfahren von Netzfehlern geeignet. Es ist allerdings auch zu erkennen, dass der in das Netz eingespeiste Strom auch im stationären Betrieb vor dem Fehlereintritt nicht ideal sinusförmig ist. Für eine bessere Bewertung ist in Bild 4.19 das Spektrum des Netzstromes im Bemessungsbetrieb im Vergleich zu den Grenzwerten aus [29] dargestellt. Es ist zu erkennen, dass aufgrund des nicht periodischen Schaltens der gesamte Frequenzbereich von der prädiktiven Regelung angeregt wird. Daher werden die niedrigen Grenzwerte für geradzahlige und Zwischenharmonische deutlich überschritten.

Im Vergleich ist in Bild 4.20 das Spektrum des Netzstromes dargestellt, das sich bei der Nutzung der dq -Regelung mit PWM aus dem vorherigen Abschnitt ergibt. Es zeigt sich, dass lediglich die umrichtertypischen ungeradzahligen und nicht durch drei teilbaren Harmonischen im Spektrum auftreten. Alle übrigen Harmonischen sind nicht signifikant vorhanden, weshalb die Grenzwerte, wie erwartet, problemlos eingehalten werden.

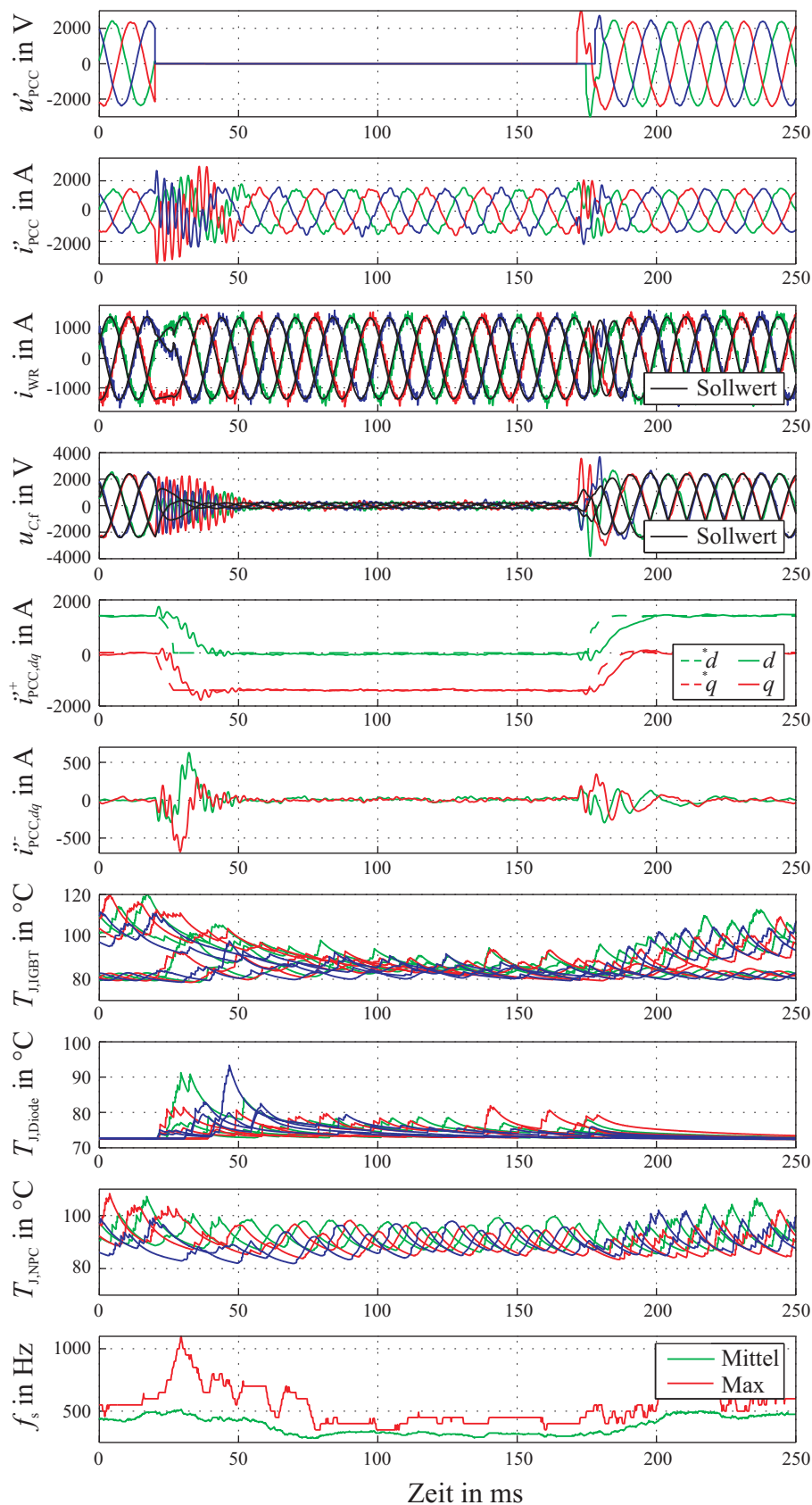


Bild 4.14: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{\text{sam}} = 5,4 \text{ kHz}$ und $\lambda_p = 1$

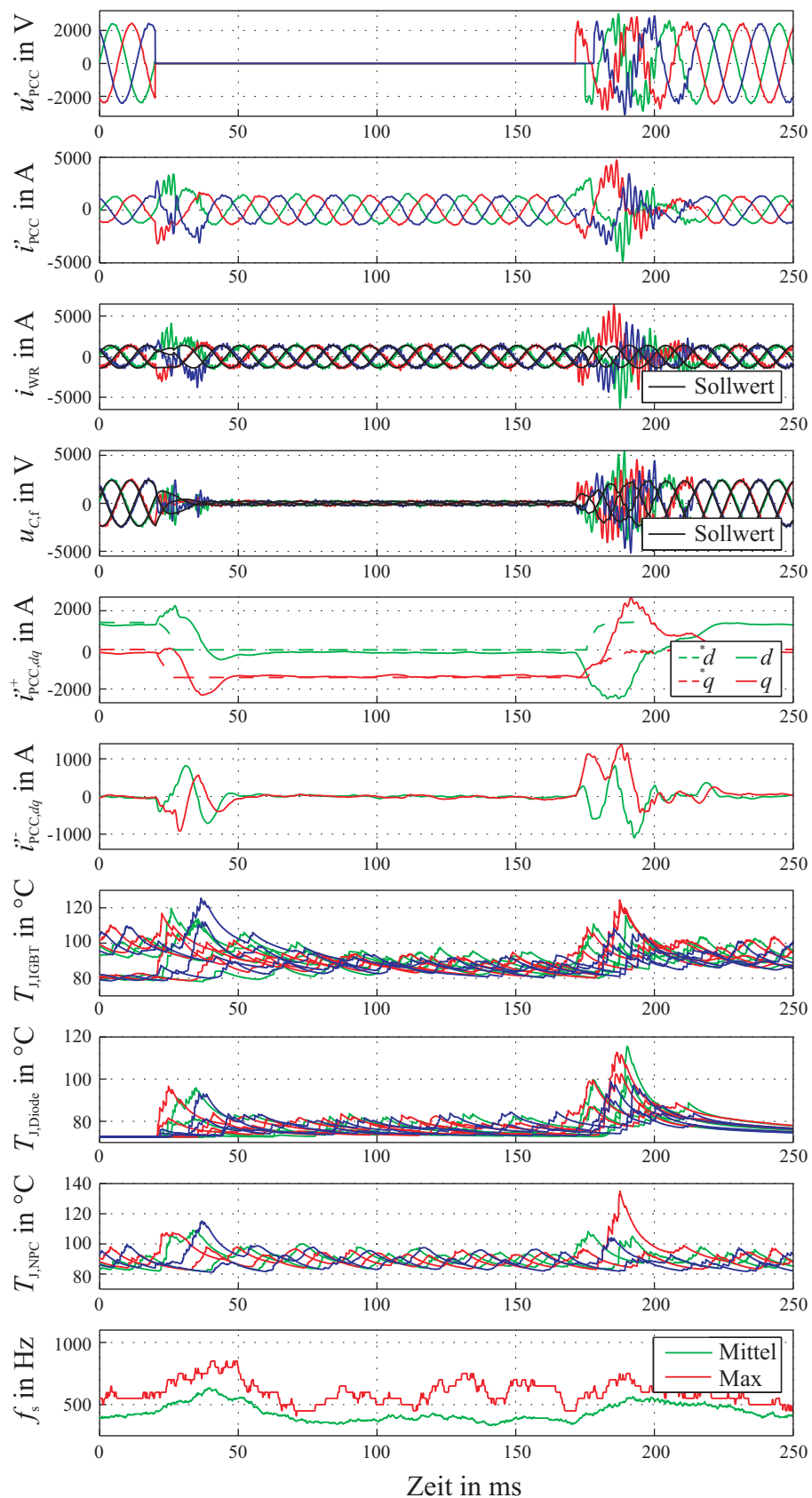


Bild 4.15: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{\text{sam}} = 5,4 \text{ kHz}$ und $\lambda_p = 2,08$

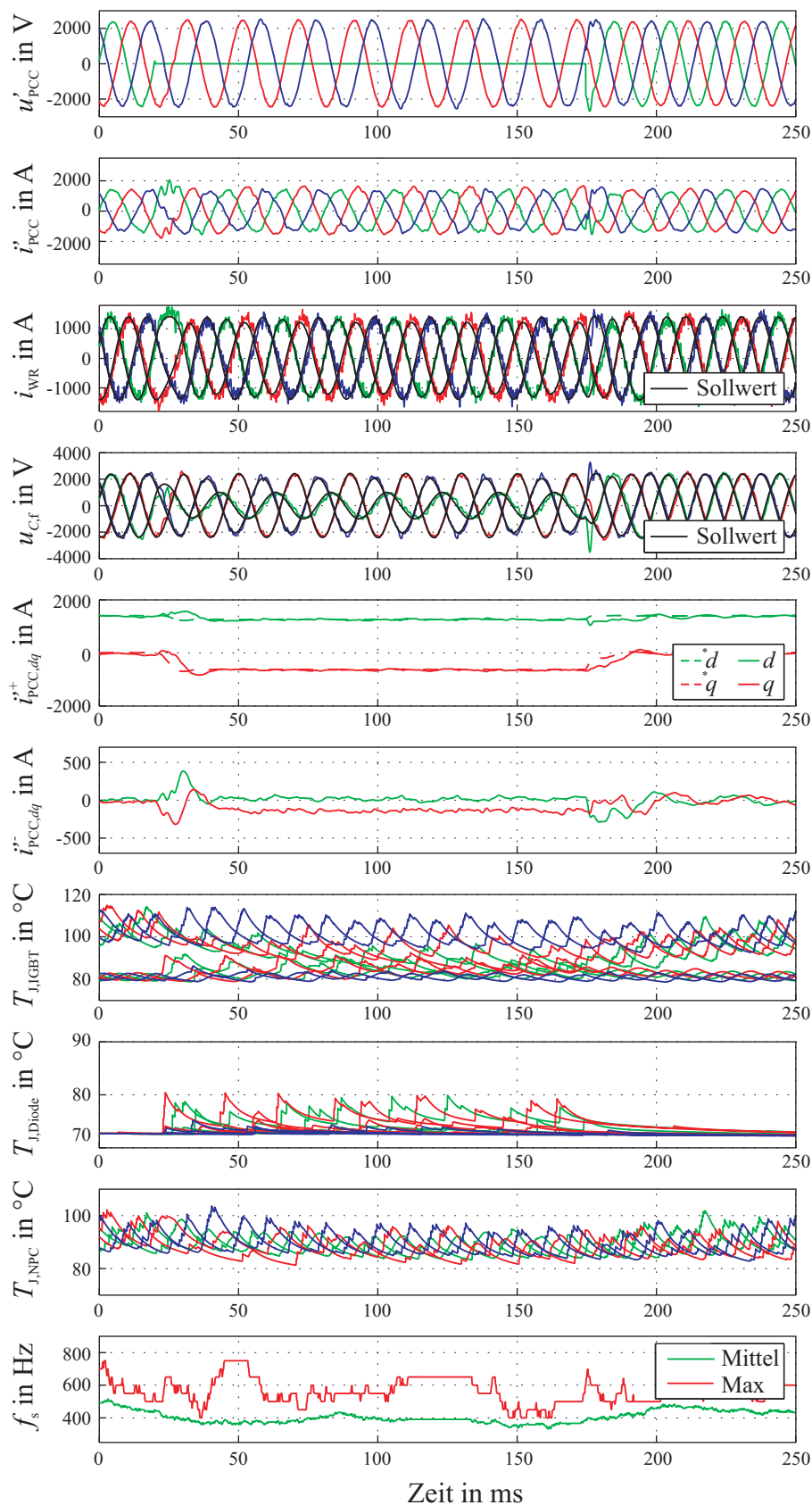


Bild 4.16: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem einphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{sam} = 5,4$ kHz und $\lambda_p = 1,5$

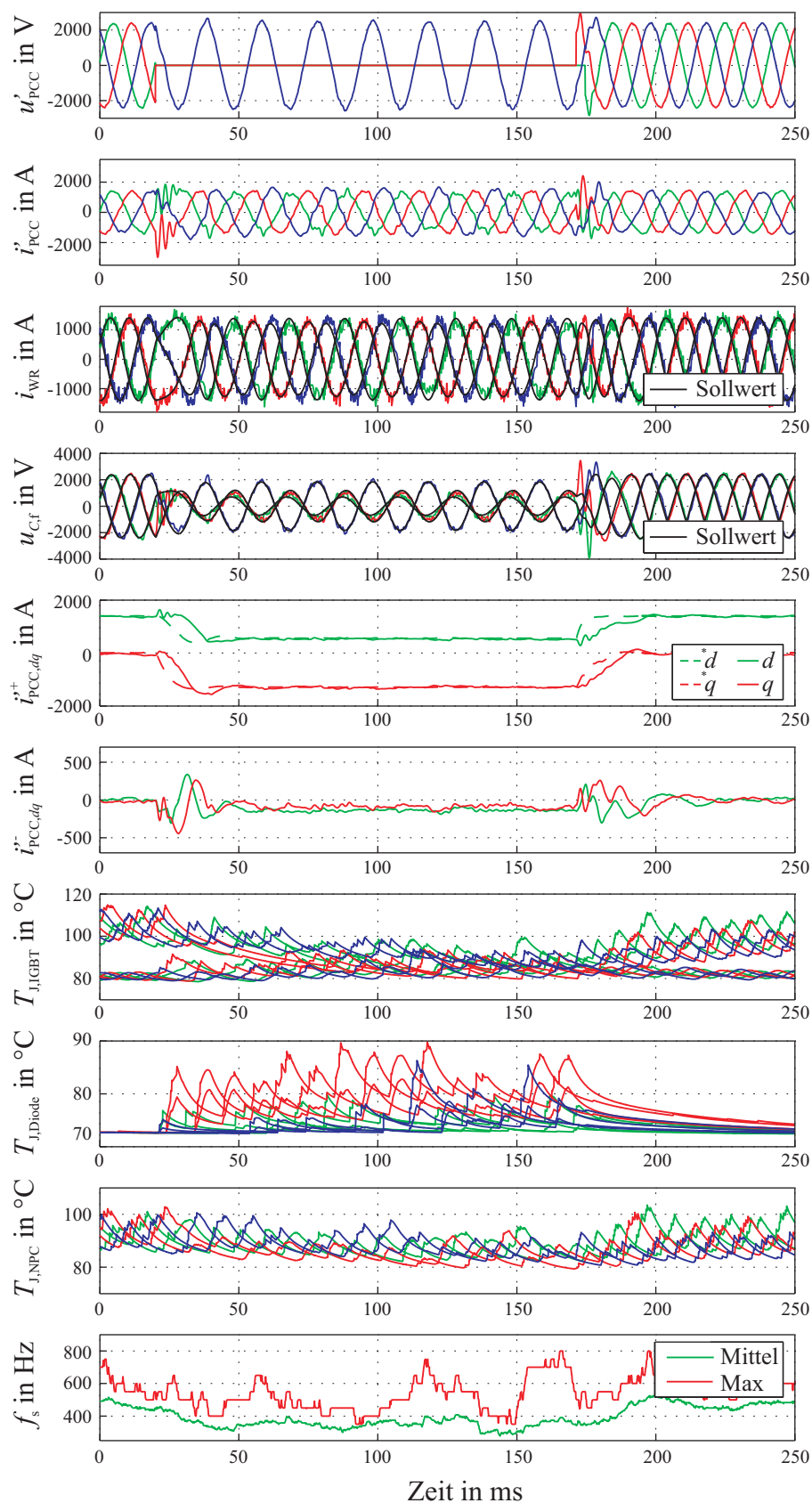


Bild 4.17: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem zweiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{\text{sam}} = 5,4 \text{ kHz}$ und $\lambda_p = 1,5$

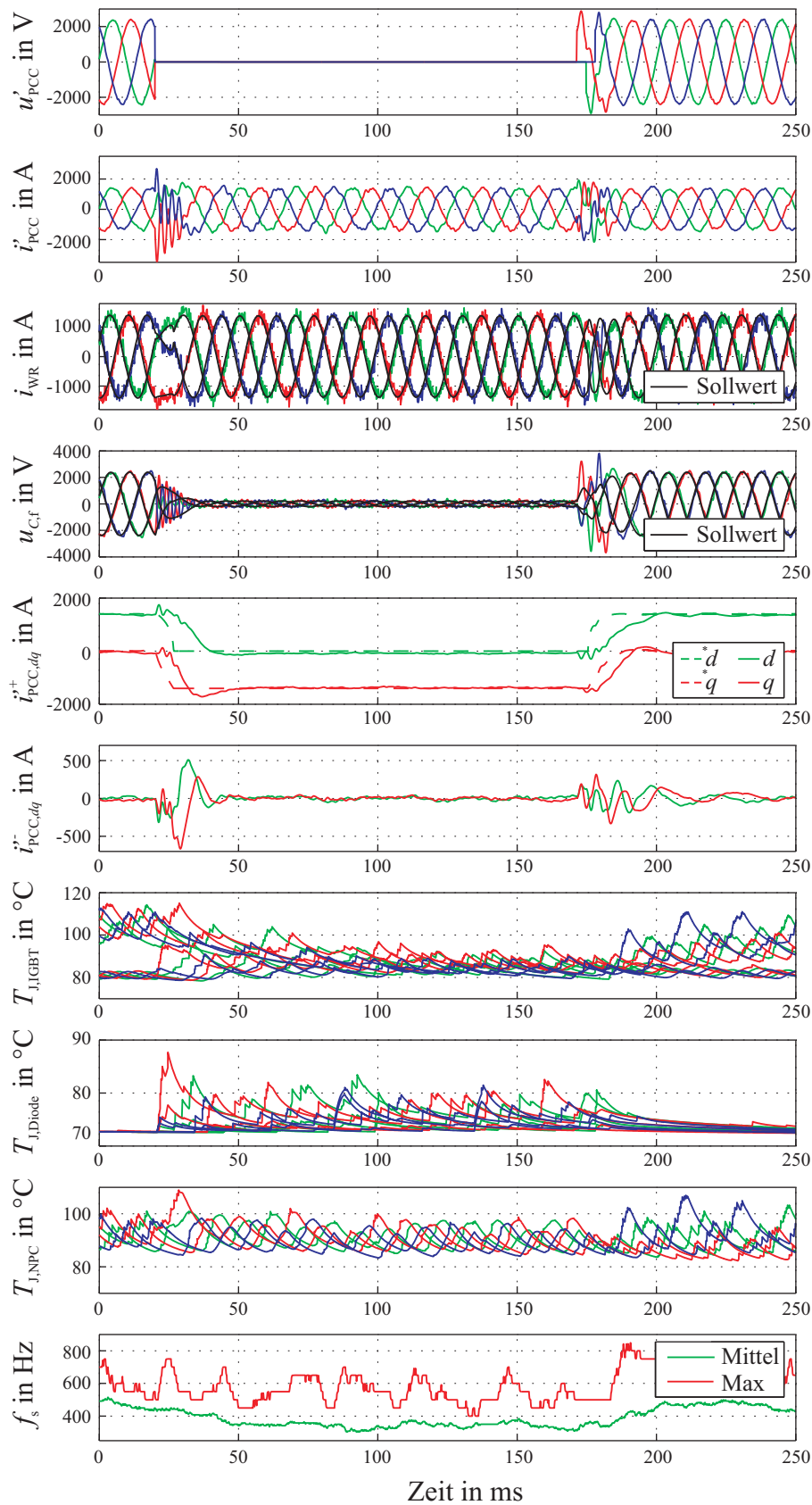


Bild 4.18: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{\text{sam}} = 5,4$ kHz und $\lambda_p = 1,5$

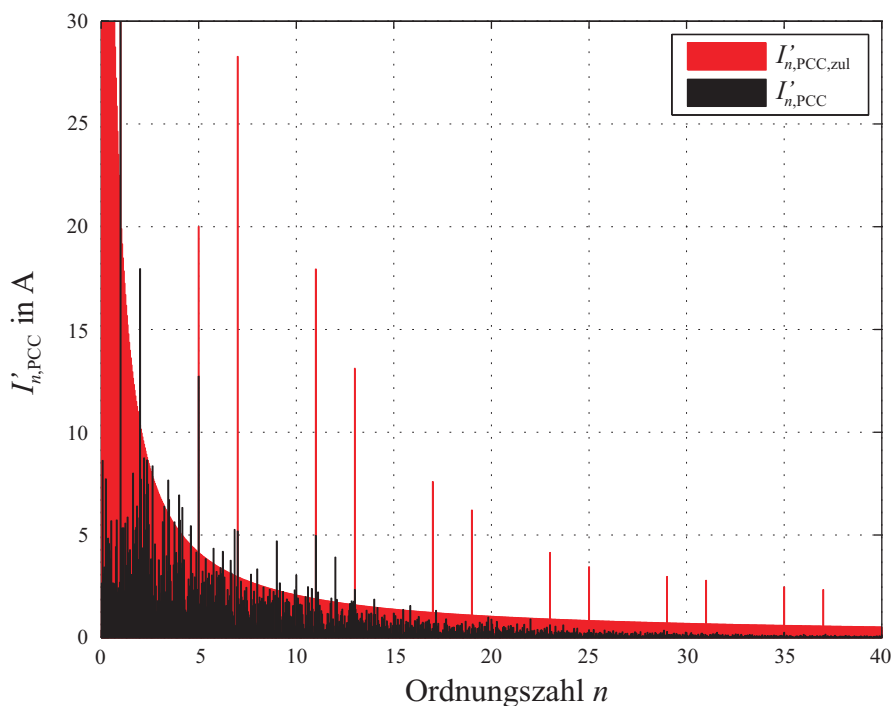


Bild 4.19: Simuliertes Spektrum des Netzstromes im Bemessungsbetrieb im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{sam} = 5,4$ kHz und $\lambda_p = 1,5$

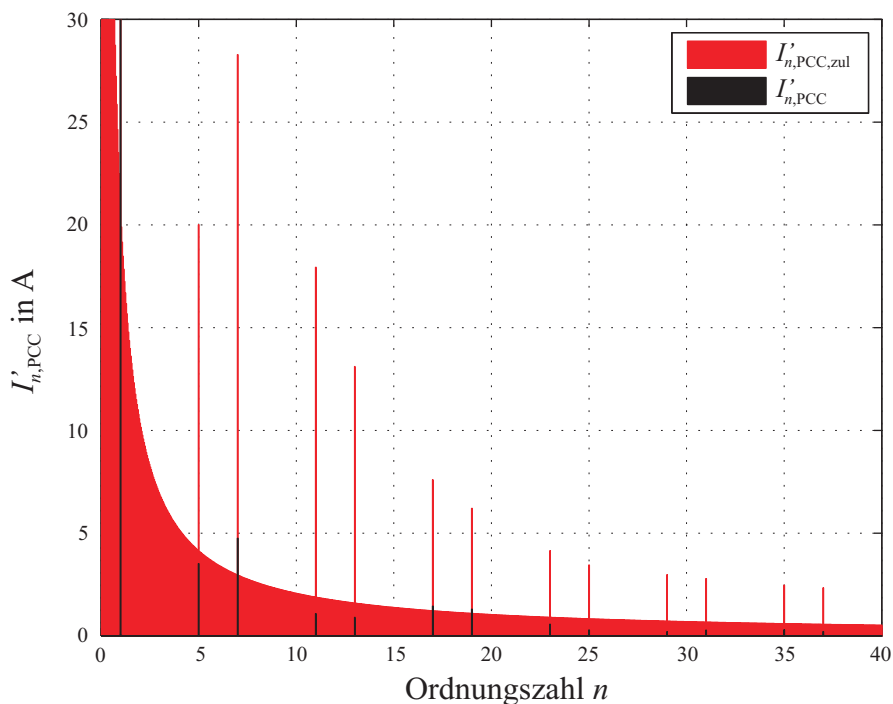


Bild 4.20: Simuliertes Spektrum des Netzstromes im Bemessungsbetrieb im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten unter Verwendung der dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

Grundsätzlich ist es möglich das stationäre Verhalten der prädiktiven Regelung und damit das Spektrum des Netzstromes zu verbessern. In Bild 4.22 sind die Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe beispielhaft für einen zweiphasigen Spannungseinbruch bei doppelter Abtastfrequenz dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass der Netzstrom deutlich sinusförmiger ist. Dies ist auch in Bild 4.21 zu erkennen, welches das Spektrum des Stromes im Bemessungsbetrieb zeigt.

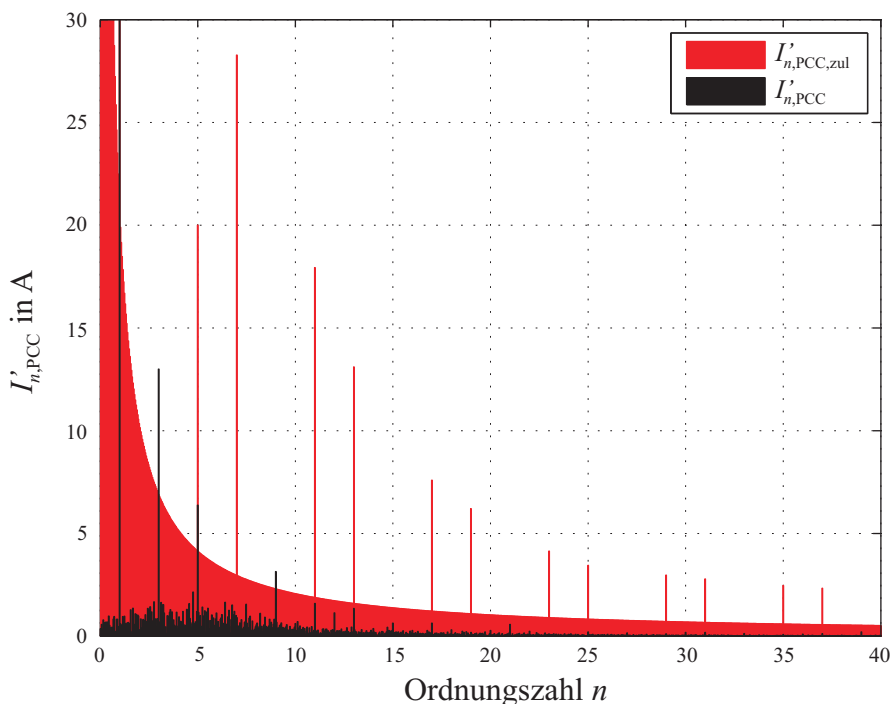


Bild 4.21: Simuliertes Spektrum des Netzstromes im Bemessungsbetrieb im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{\text{sam}} = 10,8 \text{ kHz}$ und $\lambda_p = 1,5$

Trotz der deutlichen Erhöhung der Abtastfrequenz werden die Grenzwerte der Stromober-schwingungen allerdings weiterhin nicht vollständig eingehalten. Gleichzeitig steigt die mittlere Schaltfrequenz der IGBTs durch diese Maßnahme im stationären Betrieb auf fast 1 kHz, wodurch die zulässige Sperrschichttemperatur insbesondere beim Fehlereintritt unzulässig erhöht wird. Diese vergleichsweise einfache Maßnahme ist daher nur eingeschränkt zur Verbesserung der prädiktiven Regelung geeignet.

Eine weitere Möglichkeit, die Regelung zu verbessern, ist es den Prädiktionshorizont der Regelung zu vergrößern. Das bedeutet, dass die Auswirkungen eines Schaltzustandes auf die Strom- und Spannungsverläufe für mehr als einen Schritt in die Zukunft berechnet werden. Dabei werden die möglichen folgenden Schaltzustände ebenfalls berücksichtigt. Da auf alle der 19 möglichen Schaltzustände jeweils wieder 19 mögliche Schaltzustände folgen, steigt die Anzahl der Möglichkeiten mit einem vergrößerten Prädiktionshorizont exponentiell an. Weil die Berechnungen in Echtzeit ablaufen müssen, ist der Prädiktionshorizont durch die Rechenzeit begrenzt.

Darüber hinaus kann wie in [45] gezeigt ein optimal gewählter Prädiktionshorizont die Regelung signifikant verbessern. Bei diesem Ansatz wird die Auswirkung eines konstanten Schalt-

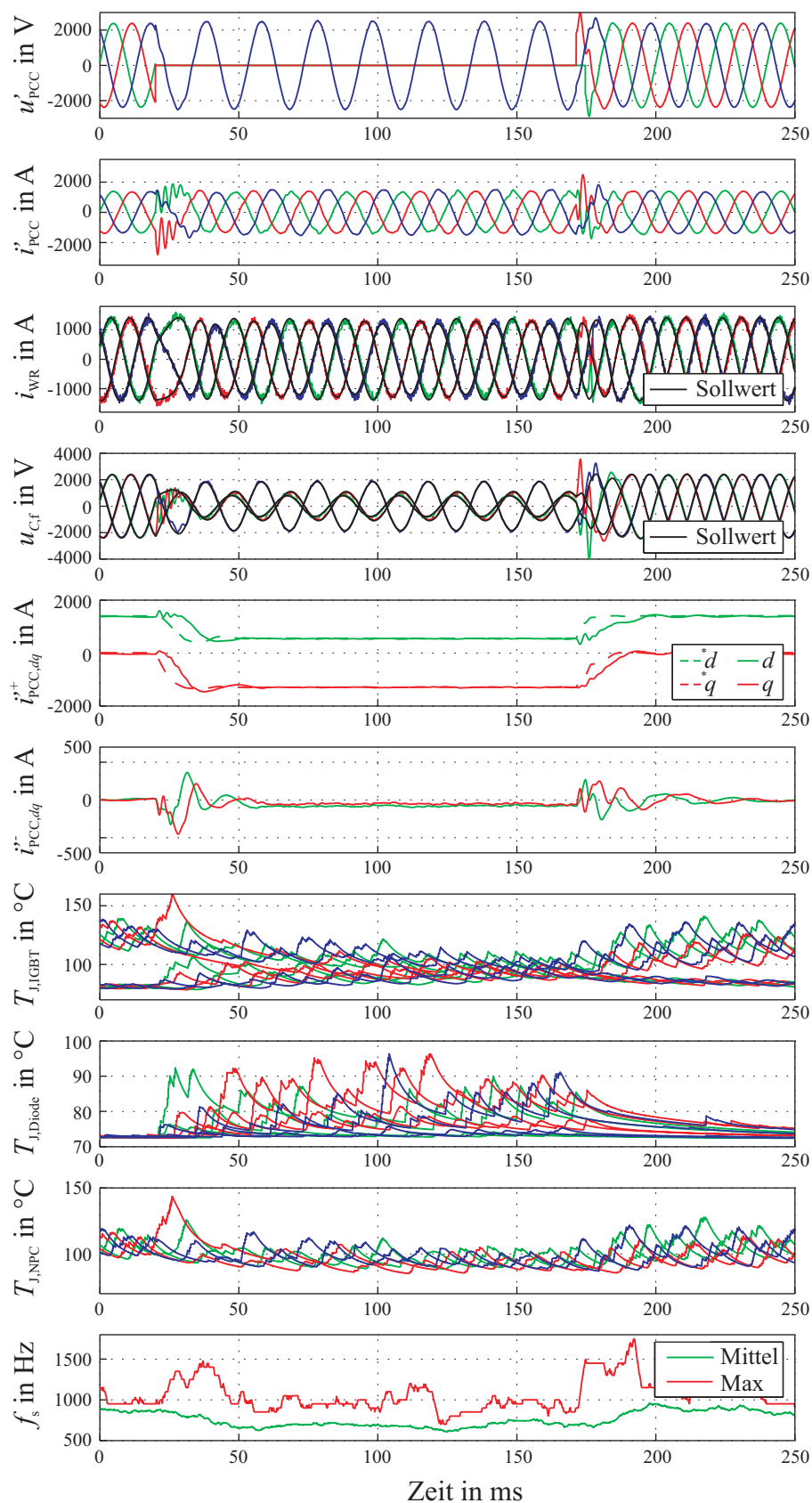


Bild 4.22: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem zweiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der prädiktiven Stromregelung mit einer Abtastfrequenz von $f_{\text{sam}} = 10,8 \text{ kHz}$ und $\lambda_p = 1,5$

zustandes für einige Schritte in die Zukunft berechnet. Der Schaltzustand, der langfristig zum optimalen Ergebnis führt, wird dabei ausgewählt. Eine deutliche Reduzierung der Zwischenharmonischen ohne Erhöhung der mittleren Schaltfrequenz ist allerdings auch mit diesem Verfahren schwierig zu realisieren.

Eine weitere Möglichkeit zur Verbesserung der Regelung ist die Auslegung eines Netzfilters mit einer möglichst geringen Resonanzfrequenz. Durch diesen werden zumindest die erzeugten Harmonischen, die oberhalb der Resonanz liegen, besser gedämpft. Diese Maßnahme führt allerdings zu einer ungünstigen Filterauslegung.

Folglich ist es mit einer prädiktiven Regelung nur sehr schwer möglich, die niedrigen Grenzwerte für Zwischenharmonische einzuhalten. Nur mit einer Kombination aus den angesprochenen Maßnahmen lassen sich die Grenzwerte mit hohem Aufwand und den damit verbundenen Nachteilen einhalten. Die prädiktive Regelung ist daher für den stationären Betrieb von Umrichtern in dezentralen Erzeugungsanlagen hoher Leistung nur bedingt geeignet.

4.3 Kombination aus konventioneller und prädiktiver Regelung zur Verbesserung der Reglerdynamik bei Netzfehlern

Die bisherigen Untersuchungen haben gezeigt, dass die Dynamik einer konventionellen Netzstromregelung des Mit- und Gegensystems im dq -System nicht ausreicht, um einen Netzfehler sicher zu durchfahren. Dafür bietet das Verfahren aufgrund der verwendeten PWM im stationären Betrieb ein definiertes Spektrum der Umrichterspannung, welches lediglich die umrichtertypischen ungeradzahligen und nicht durch drei teilbaren Harmonischen enthält. Dadurch können die Grenzwerte für die in das Netz eingespeisten Stromharmonischen mit einem entsprechenden Netzfilter relativ einfach eingehalten werden.

Die vorgestellte prädiktive Regelung weist hingegen eine hohe Dynamik auf und ist daher sehr gut für das Durchfahren von Netzfehlern geeignet. Die Anregung des gesamten Frequenzbereichs aufgrund des nicht periodischen Schaltverhaltens macht eine Einhaltung der Grenzwerte für Stromharmonische allerdings schwierig.

Die Idee ist daher, die Vorteile beider Verfahren zu kombinieren. Im einfachsten Fall eignet sich dazu eine prädiktive Regelung, die, wie in [46–48] beschrieben, Spannungssollwerte für eine PWM liefert. Nachteilig macht sich dabei allerdings bemerkbar, dass die Schaltfrequenz der PWM nicht zu niedrig gewählt werden darf, da es dadurch, wie in Abschnitt 3.5 gezeigt, zu einer ungünstigen Filterauslegung kommen kann. Alternative Modulationsverfahren, wie offline optimierte Pulsmuster, die eine niedrige Schaltfrequenz und gleichzeitig eine gute Filterauslegung ermöglichen, sind aufgrund der geringen Dynamik für dieses Verfahren grundsätzlich nicht geeignet.

Um die angesprochenen Nachteile zu vermeiden, wird in diesem Abschnitt ein Verfahren vorgestellt, bei dem die konventionelle Regelung im dq -System mit der prädiktiven Regelung verknüpft wird. Dadurch werden die Vorteile der dq -Regelung im stationären Betrieb mit denen der prädiktiven Regelung bei Netzfehlern kombiniert. In diesem Abschnitt wird vorerst eine normale PWM verwendet, wodurch sich vorläufig kein entscheidender Vorteil gegenüber den in [46–48] beschriebenen Verfahren ergibt. Im folgenden Kapitel 5 zeigt sich dann allerdings,

dass die vorgestellte Regelung die Nutzung von offline optimierten Pulsmustern ermöglicht, wodurch die Schaltfrequenz reduziert werden kann, ohne dabei eine schlechtere Auslegung des Netzfilters in Kauf nehmen zu müssen.

Das Blockschaltbild der entwickelten Kombination aus prädiktiver und dq -Regelung ist in Bild 4.23 dargestellt. Das Verfahren beruht darauf, dass die dq -Regelung aus Abschnitt 4.1 und die prädiktive Regelung aus Abschnitt 4.2 unabhängig voneinander parallel laufen. Dadurch stehen immer die Schaltsignale aus beiden Regelungsverfahren zur Verfügung. Über das Signal „ dq/p “ wird entschieden, welcher der zur Verfügung stehenden Schaltvektoren genutzt wird. Anschließend wird geprüft, ob der resultierende Schaltvektor \vec{s} auch beim Umschalten der Regelung die Pulsmindestzeit T_{\min} einhält und in keiner Phase ein direktes Durchschalten von -1 nach 1 und umgekehrt erfolgt. Bei Bedarf wird der Schaltvektor durch eine Verzögerung der Schaltflanken automatisch korrigiert.

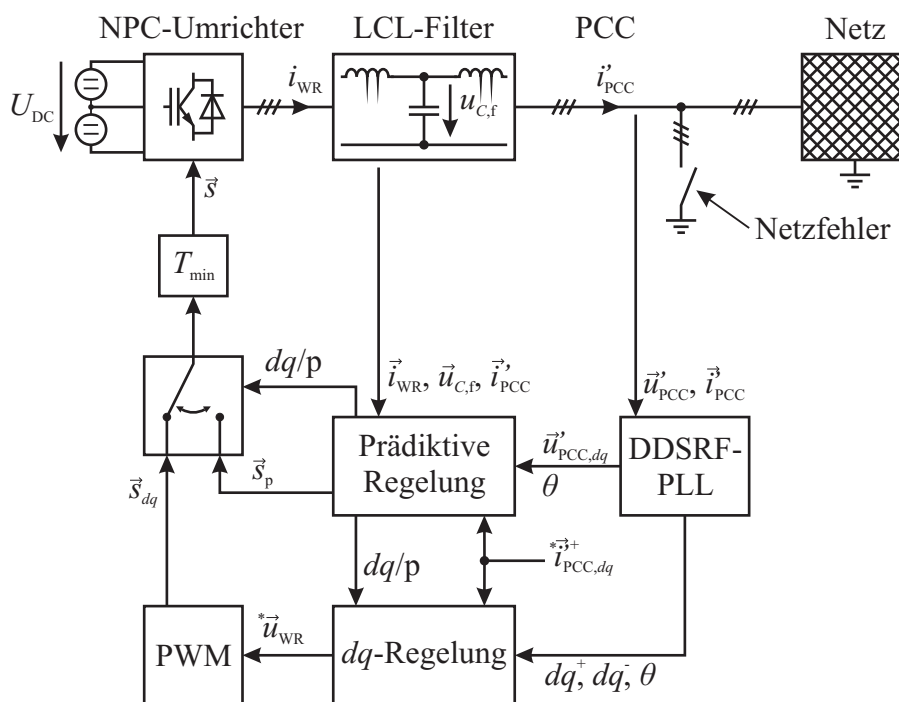


Bild 4.23: Blockdiagramm des Systems mit einer Kombination aus prädiktiver und dq -Regelung

Das Prinzip der kombinierten Regelung ist es, im normalen Betrieb die konventionelle dq -Regelung zu verwenden. Lediglich bei Netzfehlern, die ein starkes Ansteigen des Umrichterstromes bewirken, wird die prädiktive Regelung kurzzeitig zur Begrenzung des Wechselrichterstromes aktiviert. Um einen Netzfehler zu detektieren, wird eine Stromgrenze i_{\lim} für den Wechselrichterstrom definiert. Diese kann über (4.20) aus der Grundschwingungsamplitude des Wechselrichterstromes im Bemessungsbetrieb und dem Faktor k_I berechnet werden. Eine zusätzliche lastabhängige Stromgrenze, wie ursprünglich in [1, 2] vorgeschlagen, bringt keine signifikante Verbesserung und verschlechtert teilweise sogar das Verhalten der Regelung bei der Spannungswiederkehr. Daher wird an dieser Stelle darauf verzichtet.

$$i_{\lim} = k_I \cdot \sqrt{2} \cdot I_{WR,r} \tag{4.20}$$

Der zur Berechnung der Stromgrenze benötigte Bemessungsstrom des Umrichters kann über (4.21) bis (4.25) aus der verketteten Bemessungsspannung des Netzes und der Bemessungs-

leistung der Anlage, sowie den Filterparametern berechnet werden.

$$U'_{\text{PCC},r} = \frac{U_r}{\sqrt{3}} \quad (4.21)$$

$$I'_{\text{PCC},r} = \frac{S_r}{\sqrt{3} \cdot U_r} \quad (4.22)$$

$$\underline{U}_{C,f,r} = U'_{\text{PCC},r} + j\omega_1 \cdot L_{f,n,\sigma} \cdot I'_{\text{PCC},r} \quad (4.23)$$

$$\underline{I}_{\text{WR},r} = I'_{\text{PCC},r} + j\omega_1 \cdot C_f \cdot \underline{U}_{C,f,r} \quad (4.24)$$

$$I_{\text{WR},r} = |\underline{I}_{\text{WR},r}| \quad (4.25)$$

Der Faktor k_I gibt folglich an, wie hoch der Umrichterstrom in Bezug auf den Bemessungsstrom maximal ansteigen darf. Steigt der Umrichterstrom in mindestens einer Phase über diesen Grenzwert an, wird ein Netzfehler erkannt und die prädiktive Regelung aktiviert. Erst wenn der Umrichterstrom in allen drei Phasen für die Dauer T_p unterhalb des Grenzwertes liegt, wird zurück in die dq -Regelung geschaltet. Der Zeitraum T_p muss daher so bemessen sein, dass die prädiktive Regelung den Netzfehler ausregeln kann.

Während der aktivierten prädiktiven Regelung haben die PI-Regler der dq -Regelung keinen Einfluss auf die resultierenden Strom- und Spannungsverläufe. Eventuell auftretende Sollwertabweichungen können daher von diesen nicht ausgeregelt werden, wodurch es zu einem Anstieg des I-Anteils kommen kann. Um dies zu verhindern, deaktiviert das Steuersignal „ dq/p “ die Integratoren in den Reglern, während die prädiktive Regelung aktiviert ist.

Die Parameter k_I und T_p haben einen entscheidenden Einfluss auf die Qualität der Regelung. Der Faktor k_I sollte möglichst klein gewählt werden, damit ein Netzfehler schnell erkannt wird. Allerdings darf er auch nicht zu klein gewählt werden, da ansonsten die prädiktive Regelung bei normalen Sollwertsprüngen aktiviert wird. Für das untersuchte System hat sich ein Faktor von $k_I = 1,5$ als gut geeignet herausgestellt. Bei Sollwertsprüngen der abgegebenen Wirkleistung von Null auf Bemessungsleistung und zurück wird die resultierende Stromgrenze i_{lim} nicht verletzt. Trotzdem wird ein Netzfehler ausreichend schnell erkannt. Es sei darauf hingewiesen, dass der optimale Faktor k_I stark von der Filterauslegung abhängt. Kleinere Filterinduktivitäten bewirken eine höhere Stromschwankungsbreite, wodurch der Spitzenwert des Wechselrichterstromes ansteigt. Daher wird in einem solchen Fall ein größeres k_I benötigt.

Der Zeitraum T_p , der zwischen dem letzten Überschreiten der Stromgrenze und der Umschaltung auf die dq -Regelung liegt, darf nicht zu klein gewählt werden. Für das betrachtete System hat sich ein Wert von $T_p = 30$ ms als gut geeignet herausgestellt. Er ist ausreichend, um die transienten Vorgänge während eines Spannungseinbruchs auszuregeln und einen stabilen Zustand zu erreichen. Ein größeres T_p ist grundsätzlich unproblematisch, allerdings ist die prädiktive Regelung dann länger aktiv, als nötig. Um die Vorteile der dq -Regelung im stationären Betrieb zu nutzen, sollte T_p nicht zu groß gewählt werden.

Die simulierten Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe für einen ein-, zwei- und dreiphasigen Spannungseinbruch auf Null sind in Bild 4.24 bis Bild 4.26 für die beschriebene kombinierte Regelung dargestellt. Beim Fehlereintritt steigt der Wechselrichterstrom an, bis die definierte Stromgrenze überschritten wird. Dadurch wird mit einer Abtastperiode Verzögerung die prädiktive Regelung aktiviert. Diese regelt den Netzfehler schnell ein und verhindert zuverlässig ein weiteres Ansteigen des Wechselrichterstromes. Innerhalb der Zeit T_p wird ein stabiler stationärer Zustand erreicht und das System schaltet anschließend zurück in die

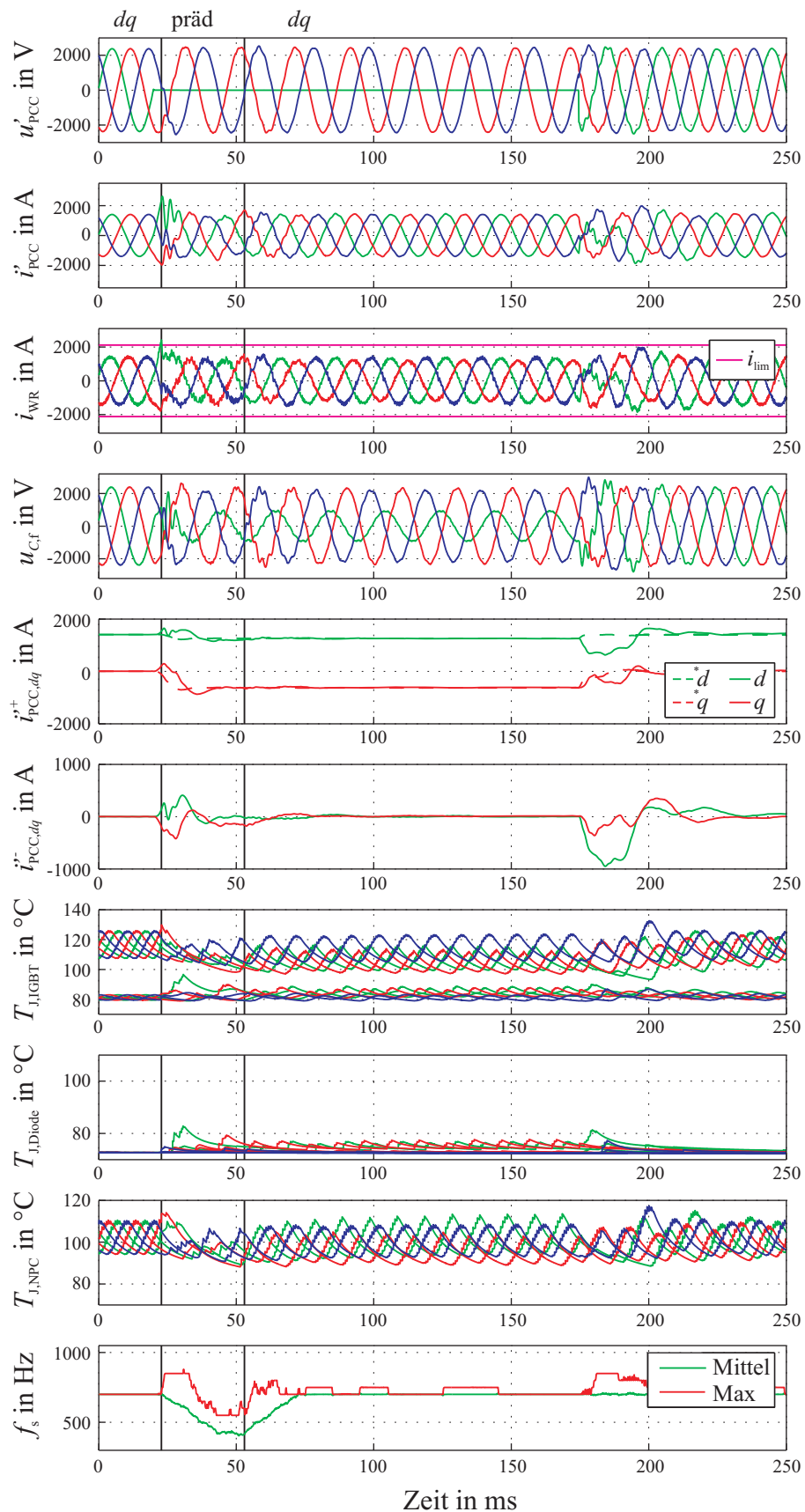


Bild 4.24: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem einphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

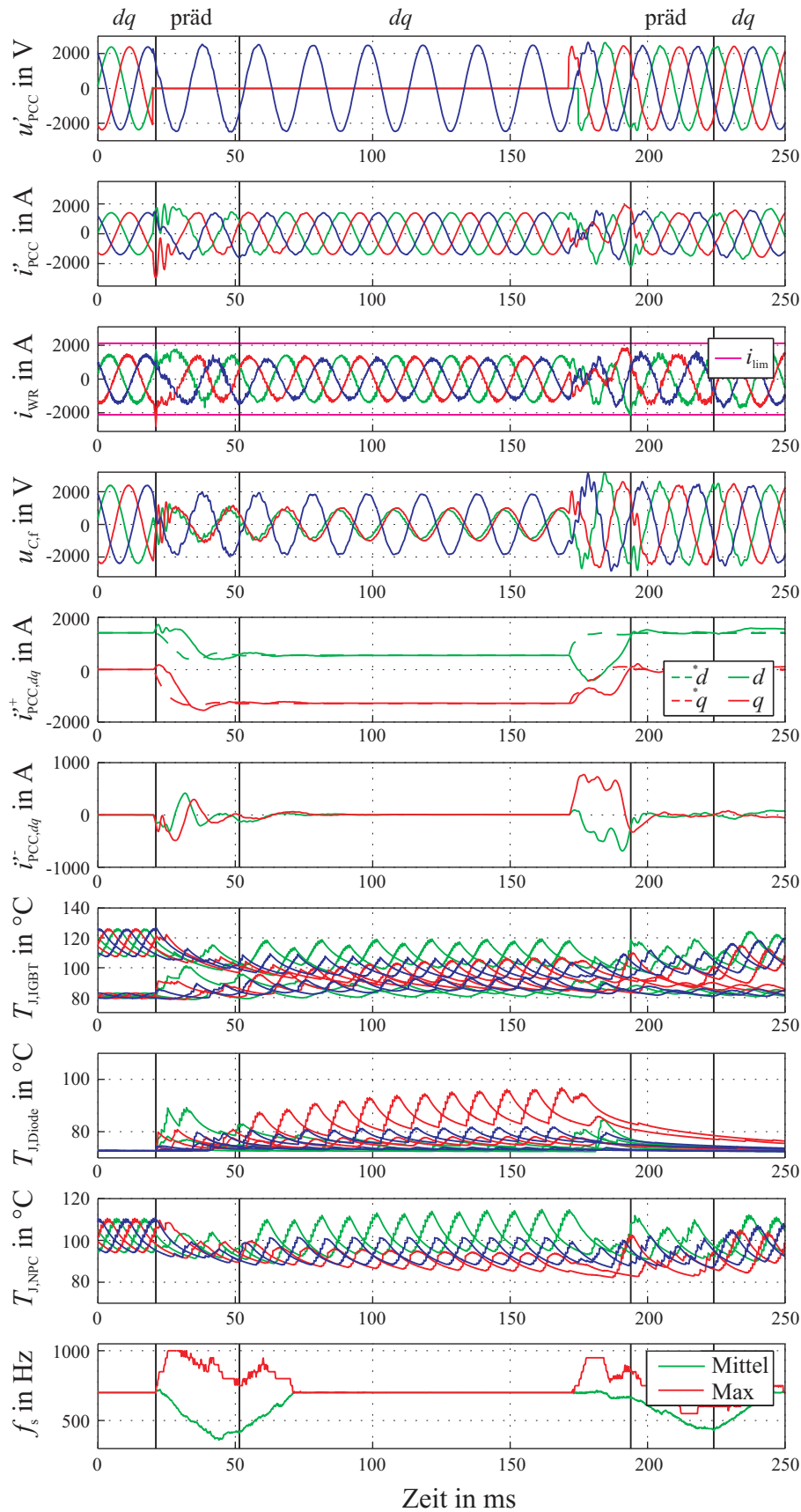


Bild 4.25: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem zweiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

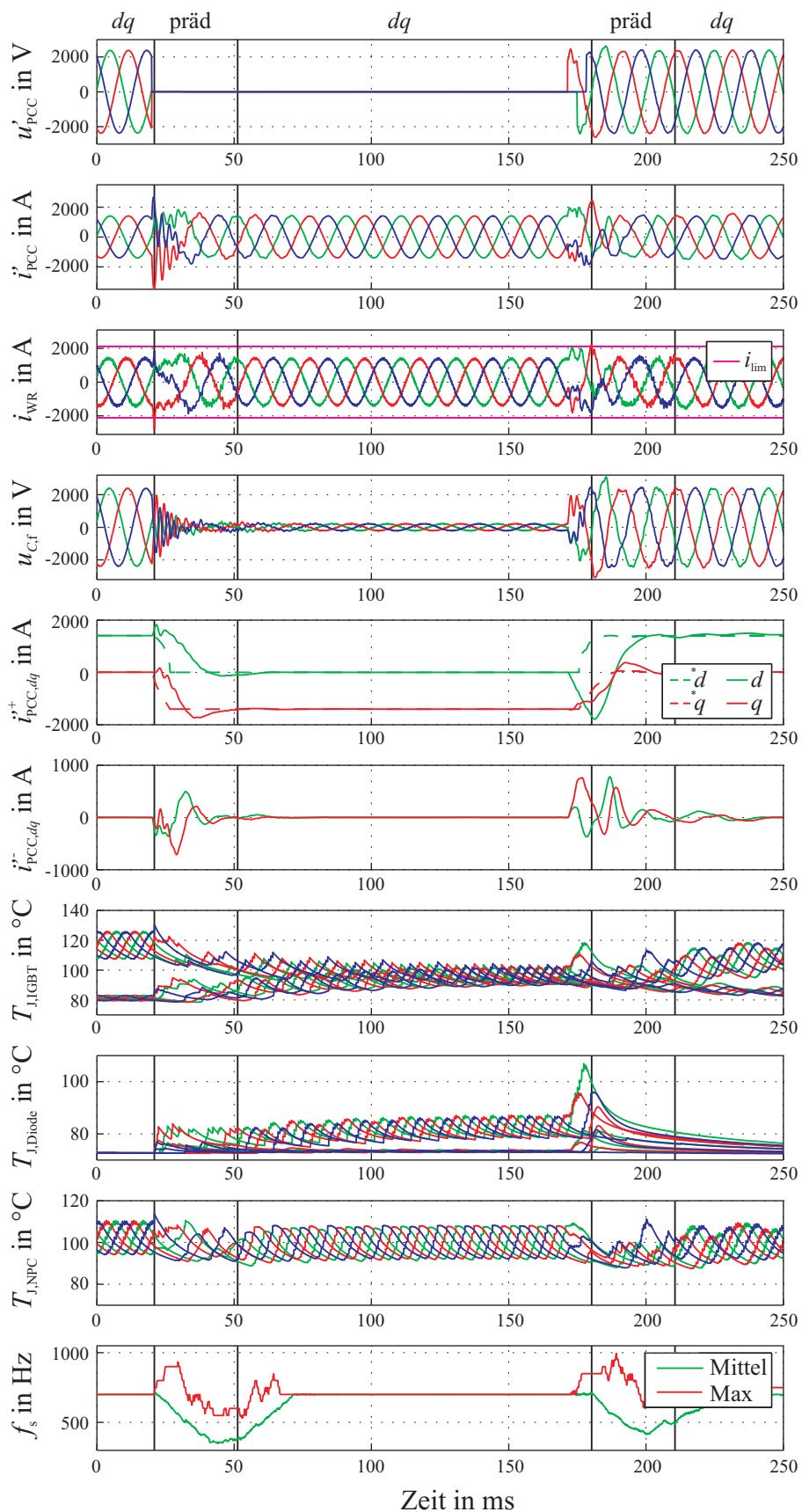


Bild 4.26: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

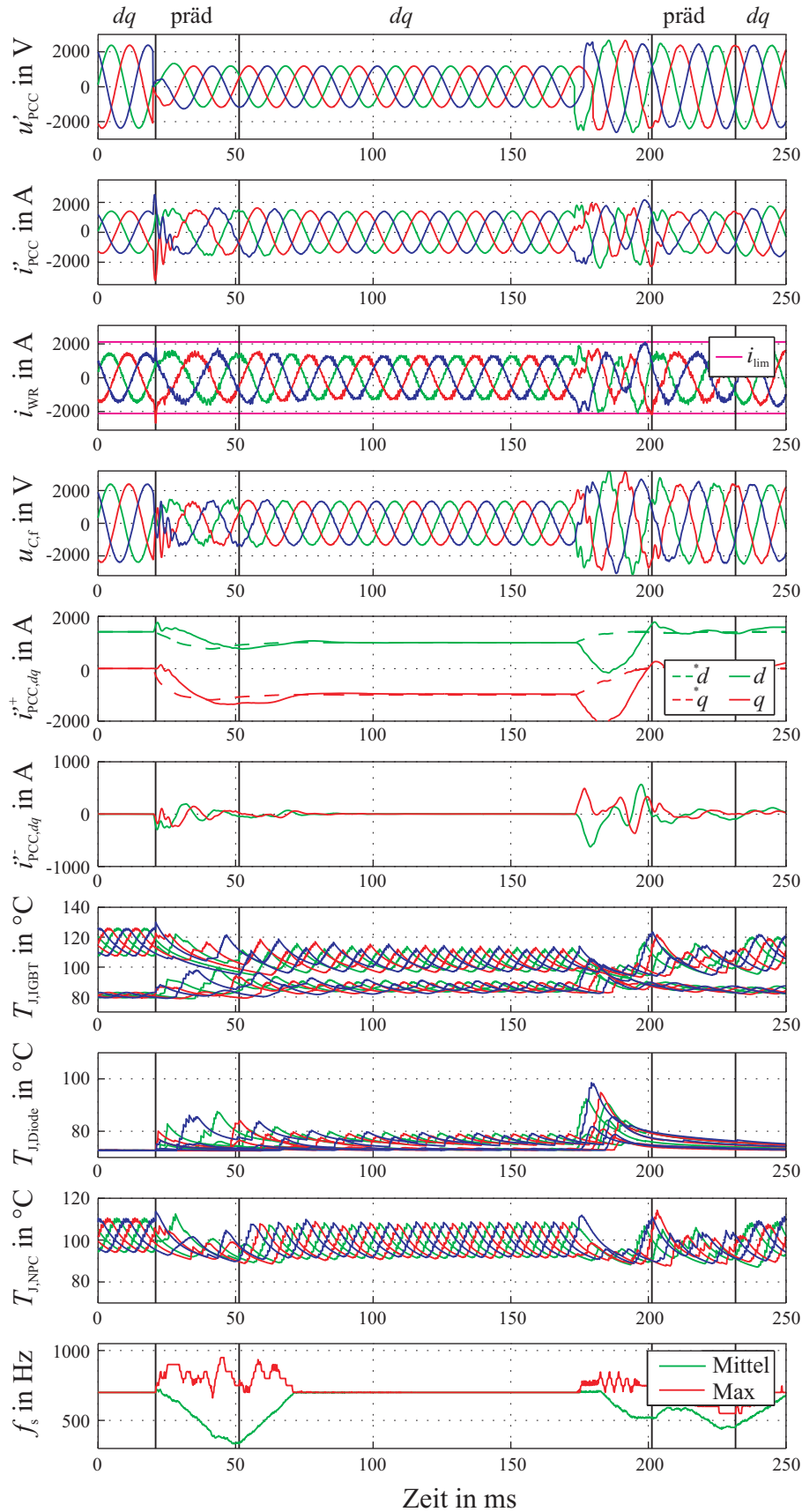


Bild 4.27: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 50 % der Bemessungsspannung am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

dq-Regelung. Der folgende Übergang zwischen den Regelungsverfahren führt zu einem minimalen transienten Vorgang, der allerdings schnell abgeschlossen ist und keine signifikanten Auswirkungen hat.

Bis zur Spannungswiederkehr wird dann die konventionelle *dq*-Regelung verwendet. Durch die Spannungswiederkehr kommt es wiederum zu einem Anstieg des Wechselrichterstromes. Beim einphasigen Fehler in Bild 4.24 ist dieser allerdings sehr gering, wodurch die prädiktive Regelung nicht benötigt wird. Beim zwei- und dreiphasigen Spannungseinbruch wird hingegen die prädiktive Regelung aktiviert und der Wechselrichterstrom wirksam begrenzt. Der folgende Übergang zurück in die *dq*-Regelung verläuft weich und problemlos.

Im Vergleich zu den Verläufen mit der konventionellen Regelung in Bild 4.9 bis Bild 4.11 werden die Fehlerfälle deutlich schneller ausgeregelt und es kommt zu keinen signifikanten Spitzen im Wechselrichterstrom. Dadurch wird auch ein Anstieg der Sperrschichttemperatur der Halbleiter vermieden. Diese wird durch die Verwendung der zusätzlichen prädiktiven Regelung innerhalb des zulässigen Bereichs gehalten. Neben der Begrenzung des Wechselrichterstromes ist dies auch darauf zurückzuführen, dass die mittlere Schaltfrequenz durch die prädiktive Regelung verringert wird. Die in einzelnen Phasen etwas höhere Schaltfrequenz, die sich in der maximalen Schaltfrequenz widerspiegelt, führt zu keinem unzulässigen Temperaturanstieg.

Eine weitere Fragestellung ist, welcher Fehlerfall für die vorgestellte Regelung die größte Herausforderung darstellt. In Bild 4.24 bis Bild 4.26 ist zu erkennen, dass der dreiphasige Fehler beim Fehlereintritt und bei der Spannungswiederkehr zu den größten transienten Abweichungen zwischen den *dq*-Soll- und Istwerten des Netzstromes führt. Außerdem sind die Schwingungen der Kondensatorspannung und des Netzstromes beim Fehlereintritt stärker ausgeprägt und länger anhaltend, als bei den übrigen Fehlerarten. Für einen weiteren Vergleich ist in Bild 4.27 außerdem das Simulationsergebnis für einen dreiphasigen Spannungseinbruch auf 50 % der Bemessungsspannung dargestellt. Im Vergleich zu dem Spannungseinbruch auf 0 V fällt auf, dass die Schwingungen beim Fehlereintritt ebenfalls weniger stark ausfallen. Dies ist auf die geringere Anregung durch den kleineren Spannungseinbruch zurückzuführen. Außerdem führt die geringere Anregung dazu, dass die Stromgrenze bei der Spannungswiederkehr erst relativ spät und auch nur sehr knapp verletzt wird. Insgesamt stellt folglich der dreiphasige Spannungseinbruch auf 0 V aufgrund der stärksten Anregung die größte Herausforderung für die vorgestellte Regelung dar.

Die bisherigen Untersuchungen zeigen, dass die vorgestellte kombinierte Regelung sehr gut zum Durchfahren von Netzfehlern aller Art geeignet ist. Insbesondere für die prädiktive Regelung werden allerdings die Parameter des Filters benötigt. Diese können jedoch durch ihre natürlichen Bauteiltoleranzen und durch Alterung von ihren Bemessungswerten abweichen. Daher ist es wichtig, dass die Regelung auch dann zuverlässig funktioniert, wenn die Parameter innerhalb eines zu erwartenden Bereichs von ihren Bemessungswerten abweichen.

Grundsätzlich dürfen die Filterparameter nicht beliebig abweichen, da sich dadurch die Lage der Filterresonanz nach (3.18) verändert. Bei einer direkten Anregung der Filterresonanz würde sich unabhängig von der Regelung ein instabiles System ergeben. Um zu bewerten, ob die vorgestellte Kombination aus prädiktiver und konventioneller *dq*-Regelung robust gegenüber Parameterabweichungen ist, wurden die Filterparameter des elektrischen Modells vergrößert bzw. verkleinert. Die für die Regelung genutzten Parameter entsprechen dabei weiterhin ihren Bemessungsgrößen. Bild 4.28 zeigt die resultierenden Verläufe für eine Parameterabweichung aller Filterelemente von -25% und Bild 4.29 von $+25\%$. Dabei wird als Worst-Case der

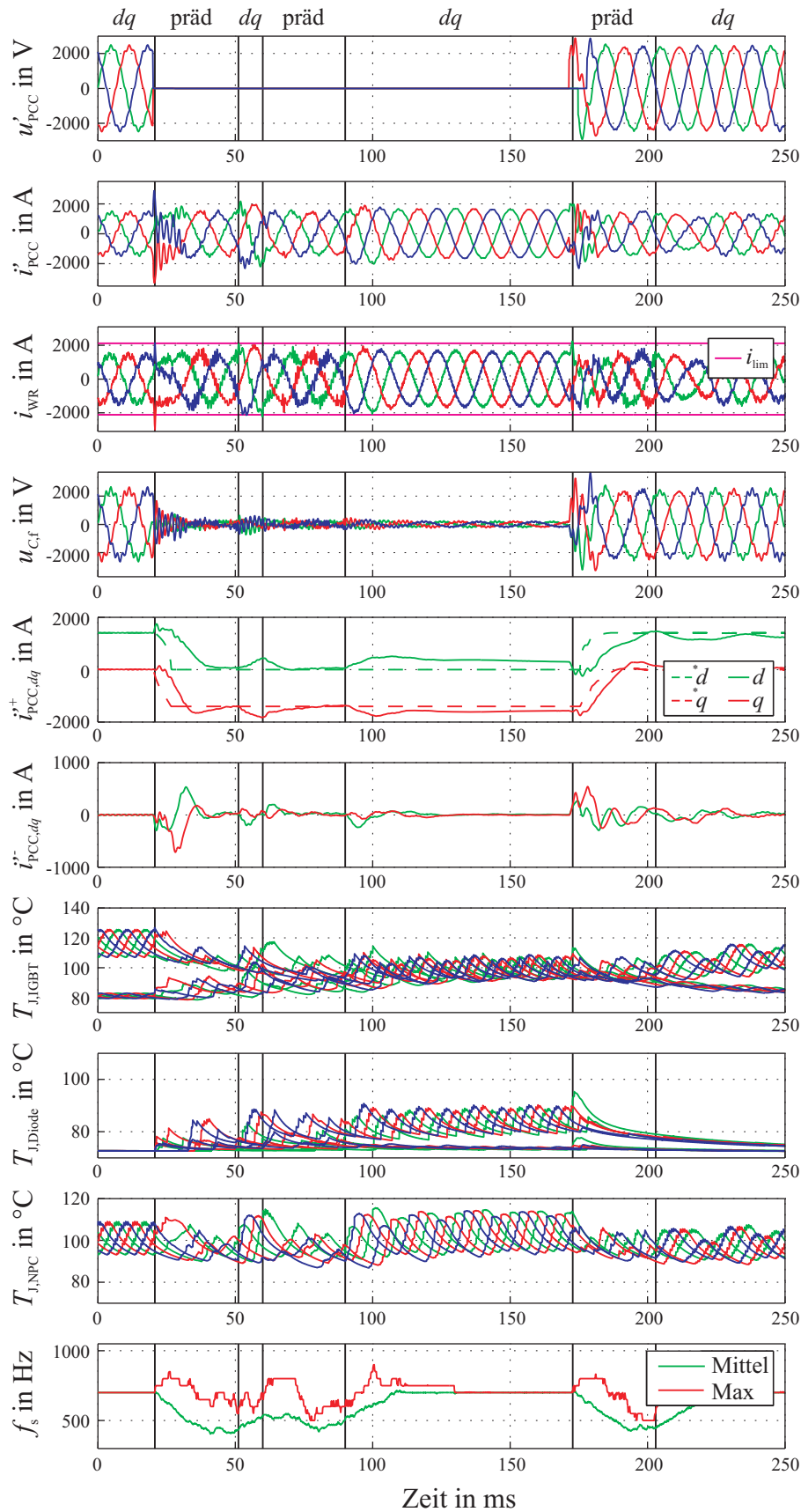


Bild 4.28: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt mit abweichenden Filterparametern (–25 %) unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und *dq*-Stromregelung mit ARS-PD-SVM

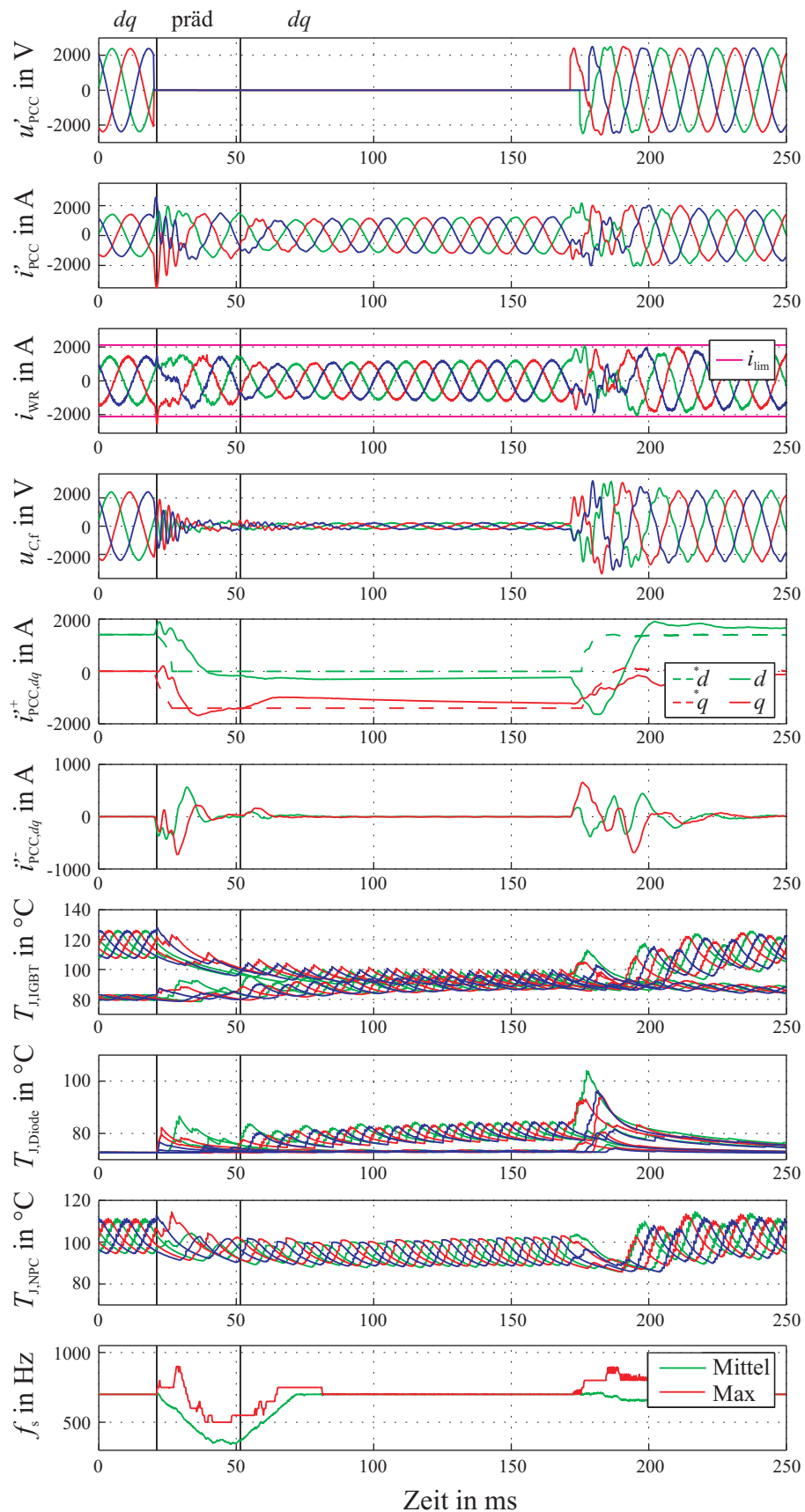


Bild 4.29: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt mit abweichenden Filterparametern (+25 %) unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

dreiphasige Spannungseinbruch auf 0 V betrachtet.

Durch diese starke Parameterabweichung ergibt sich eine Resonanzfrequenz des Filters von $f_{0,-25\%} = 545$ Hz beziehungsweise $f_{0,+25\%} = 342$ Hz. Mit idealen Parametern beträgt sie hingegen 420 Hz. Da die Parameter außerhalb der Toleranzwerte liegen, die bei der Filterauslegung berücksichtigt wurden, werden die Grenzwerte für die Stromharmonischen nicht mehr eingehalten. Dadurch ist die erhöhte Welligkeit des Netzstromes vor dem Fehlereintritt in Bild 4.28 zu erklären.

Trotz dieser Abweichungen zeigt sich aber auch, dass die Regelung grundsätzlich in der Lage ist, die Netzfehler zuverlässig zu durchfahren und einen Anstieg der Sperrschichttemperatur zu vermeiden. Bei aktivierter prädiktiver Regelung kommt es trotz der Parameterabweichungen zu einer guten Übereinstimmung zwischen den Soll- und Istwerten des Netzstromes in dq -Komponenten. Es ist allerdings auch zu erkennen, dass die dq -Werte nach dem Fehlereintritt beim Umschalten von der prädiktiven auf die dq -Regelung plötzlich beginnen von den Sollwerten abzuweichen. Erst nach kurzer Zeit nähern sich die Istwerte wieder langsam den Sollwerten. Dadurch kommt es in Bild 4.28 zu einer weiteren Verletzung der Stromgrenze und es wird zurück in die prädiktive Regelung geschaltet. Diese Schwankungen sind auf die Parameterabweichungen zurückzuführen, die vom I-Anteil der Regler der dq -Regelung ausgeglichen werden müssen. Der dafür benötigte I-Anteil variiert zwischen den Betriebspunkten, weshalb ein plötzlicher Wechsel des Betriebspunktes zu einem Einschwingvorgang führt. Dies ruft die Schwankungen der dq -Werte beim Wechsel in die dq -Regelung hervor.

Trotzdem ist die vorgestellte kombinierte Regelung auch bei Parameterabweichungen stabil und liefert sehr gute Ergebnisse. Im schlimmsten Fall wird die prädiktive Regelung im Falle von Netzfehlern und starken Parameterabweichungen häufiger aktiviert. Da es dadurch zu keinen unzulässigen Temperaturanstiegen kommt, stellt dies kein Problem dar.

Folglich ist die vorgestellte Regelung sehr gut zum Durchfahren von Netzfehlern geeignet. Außerdem ermöglicht sie die Auslegung eines effizienten Netzfilters und sie ist robust gegenüber Parameterabweichungen.

4.4 Experimentelle Ergebnisse

Für die experimentelle Validierung der vorgestellten Kombination aus prädiktiver und dq -Regelung wird der bereits in Abschnitt 3.6 verwendete Versuchsstand genutzt. Die Parameter des Laboraufbaus bleiben unverändert und wurden bereits in Tabelle 3.11 in Abschnitt 3.6 gegeben. Das Blockschaltbild des Aufbaus ist in Bild 4.30 dargestellt.

Als Erweiterung zu dem bisherigen Laboraufbau aus Bild 3.28 wird ein dreiphasiger Leistungsschalter am Netzanschlusspunkt von den drei Phasen auf einen geerdeten Sternpunkt geführt. Durch die Aktivierung des Schalters wird das Nachstellen eines Netzfehlers ermöglicht. Um die Auswirkungen dieses Kurzschlusses auf das Netz zu reduzieren, wird außerdem eine zusätzliche ohmsche Netzimpedanz mit $2,3 \Omega$ zwischen den Netzanschlusspunkt und das Netz geschaltet. Diese ist so bemessen, dass der Netzstrom bei aktiviertem Fehlerschalter auf den maximal zulässigen Strom der Schalttafel im Labor begrenzt wird. Da der verwendete Transformator der Einstellung der Spannung am Netzanschlusspunkt dient, wird er zusammen mit dem Fehlerschalter formell zum Netz gezählt. Die Streuinduktivität des Transformators bewirkt folglich zusammen mit der zusätzlichen Netzimpedanz eine verhältnismäßig große

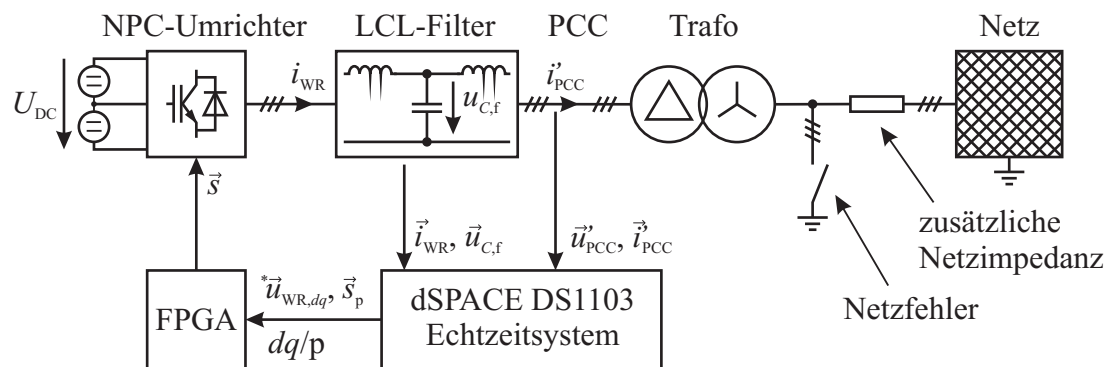


Bild 4.30: Blockdiagramm des Laboraufbaus

wirksame Netzimpedanz und damit ein schwaches Netz.

Auf dem dSPACE-Echtzeitsystem laufen die prädiktive und die dq -Regelung parallel. Aus den gemessenen Strom- und Spannungswerten ermittelt es mit diesen Regelungsverfahren den Sollwert der Umrichterspannung der dq -Regelung und den Schaltvektor der prädiktiven Regelung. Diese werden zusammen mit dem Signal „ dq/p “, das angibt, welche Regelung aktiviert sein soll, an den FPGA übergeben. In diesem ist die PWM der dq -Regelung implementiert und es erfolgt die Umschaltung zwischen den Schaltvektoren der beiden Regelungsverfahren. Außerdem wird dort die Totzeit generiert, die Pulsmindestzeit geprüft und ein direktes Schalten zwischen den Schaltzuständen -1 und 1 verhindert.

Die gemessenen Strom- und Spannungsverläufe für einen dreiphasigen Spannungseinbruch am Netzanschlusspunkt auf Null sind in Bild 4.31 dargestellt. Zusätzliche ist in Bild 4.32 der Fehlereintritt vergrößert dargestellt. Der dreiphasige Spannungseinbruch wurde gewählt, da er, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, den Worst-Case für die Regelung darstellt.

Es ist zu erkennen, dass der Wechselrichterstrom eine deutlich größere Stromschwankungsbreite aufweist, als die Simulationsergebnisse der 5 MW Anlage aus dem vorherigen Abschnitt. Dies ist auf die im Verhältnis sehr kleine umrichterseitige Filterinduktivität im Laboraufbau zurückzuführen. In bezogenen Größen beträgt sie lediglich 0,021 p.u., wohingegen die Induktivität der simulierten 5 MW Anlage mit 0,139 p.u. deutlich größer ist. Aufgrund der deutlich geringeren Induktivität ist außerdem der Faktor k_I zur Berechnung der Stromgrenze im Vergleich zu der Simulation leicht auf 1,7 erhöht worden.

In Bild 4.31 und Bild 4.32 ist zu erkennen, dass der Wechselrichterstrom zu Beginn des Netzfehlers wie erwartet bis zum Erreichen der Stromgrenze ansteigt. Dadurch wird der Netzfehler erkannt und die prädiktive Regelung übernimmt die Generierung der Schaltsignale. Direkt im Anschluss beginnt der Wechselrichterstrom zu sinken, um dann allerdings noch einmal über die Stromgrenze anzusteigen. Dieses, im Vergleich zu der simulierten 5 MW Anlage, unerwartet schlechte Regelverhalten ist auf die geringen Induktivitätswerte des Filters zurückzuführen, die die Regelung im Gegensatz zu der Simulation mit größeren Filterinduktivitäten deutlich erschweren. Trotzdem gelingt es der prädiktiven Regelung anschließend, den Wechselrichterstrom zuverlässig zu begrenzen und das System in den stationären Zustand zurückzuführen.

Des Weiteren fällt der starke Anstieg des Netzstromes beim Eintritt des Netzfehlers auf. Dieser ist zum einen auf die geringen Induktivitäten und zum anderen auf die sehr große Filterkapazität des Laboraufbaus zurückzuführen, die in bezogenen Größen 1,113 p.u. beträgt. Im Vergleich dazu ist die bezogene Filterkapazität der simulierten 5 MW Anlage mit 0,203 p.u.

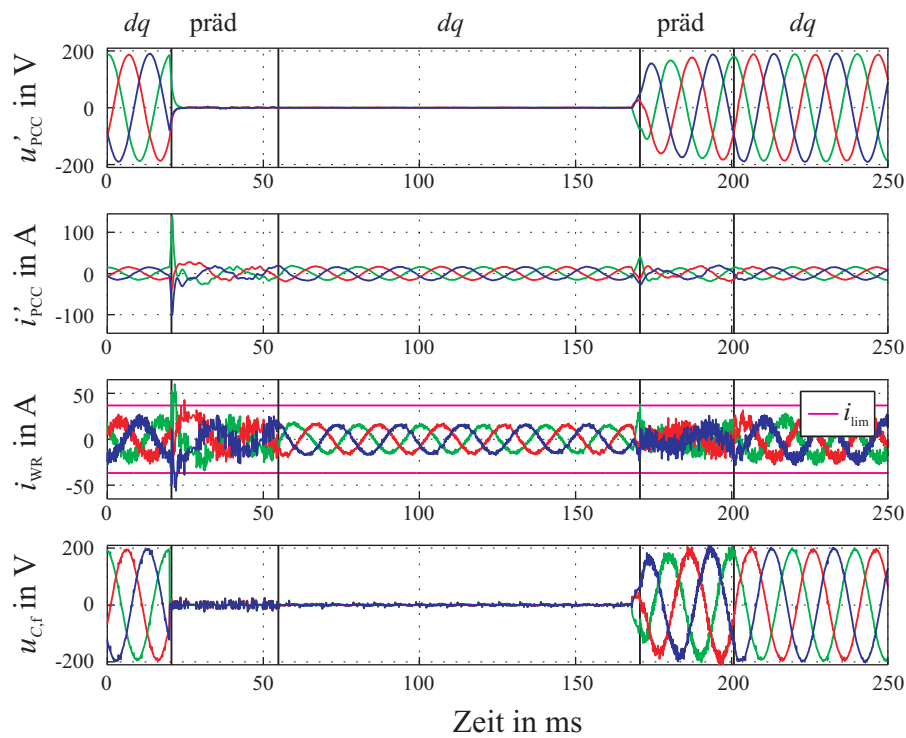


Bild 4.31: Gemessene Strom- und Spannungsverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung mit ARS-PD-SVM

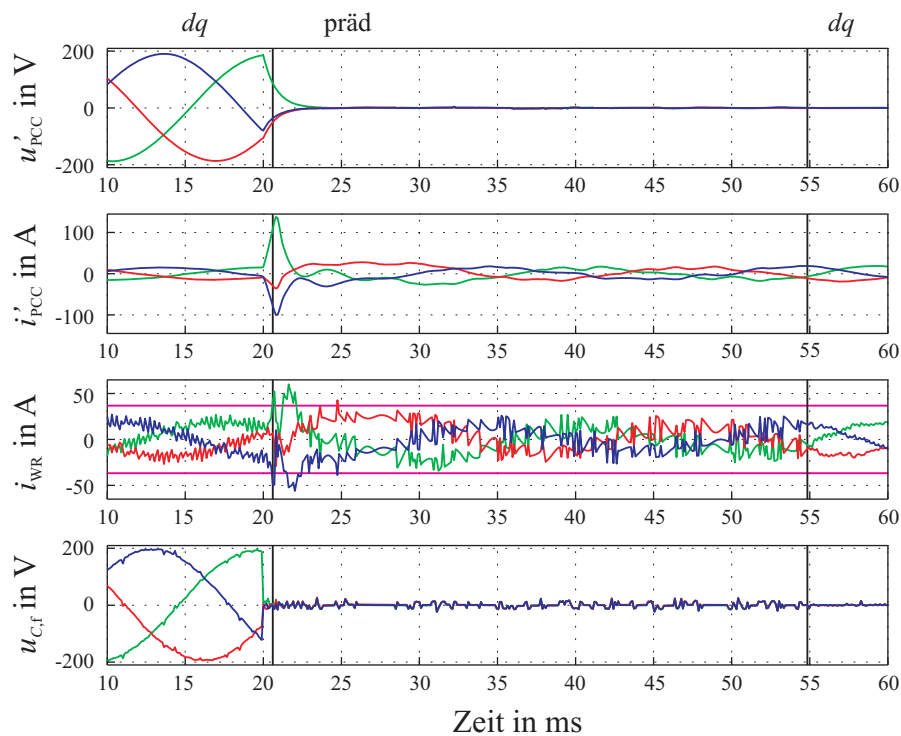


Bild 4.32: Vergrößerter Ausschnitt der gemessenen Strom- und Spannungsverläufe beim Einbruch der Netzspannung

deutlich kleiner. Der hohe Stromanstieg ist folglich durch die Entladung des großen Filterkondensators und durch die geringe Begrenzung des Stromanstieges durch die kleinen Induktivitäten zu erklären. Außerdem kann durch die gewählten Filterparameter der Verlauf der Spannung an der Filterkapazität gut erklärt werden. Aufgrund der kleinen Induktivitäten und dem geringen Strom in den Induktivitäten ist der Spannungsabfall an diesen relativ klein. Daher ist die Spannung an der Filterkapazität während des Netzfehlers nahezu Null.

Trotz der deutlich schlechteren Grundvoraussetzungen, bedingt durch die ungünstigen Filterparameter des Laboraufbaus, wird die definierte Stromgrenze bereits ca. 5 ms nach dem Fehlereintritt letztmalig überschritten. Nach weiteren 30 ms schaltet das System zurück in die dq -Regelung. Der Übergang zwischen den Regelungsverfahren verläuft genau wie in der Simulation sanft und ohne signifikanten Einschwingvorgang. Anschließend wird die dq -Regelung im stationären Zustand des Netzfehlers bis zur Rückkehr der Netzspannung verwendet.

Aufgrund der relativ großen wirksamen Netzimpedanz mit signifikantem ohmschem Anteil ist der Anstieg der Netzspannung bei der Spannungswiederkehr nicht ganz so stark, wie in der Simulation. Daher fällt auch der Anstieg des Umrichterstromes etwas geringer aus. Trotzdem kommt es genau wie in der Simulation zu einer Verletzung der Stromgrenze. Auch in diesem Fall übernimmt die prädiktive Regelung die Generierung der Schaltsignale und begrenzt den Strom schnell und wirkungsvoll. Der anschließende Wechsel zurück in die dq -Regelung erfolgt abermals problemlos und ohne nennenswerten Einschwingvorgang.

Die Messergebnisse zeigen, dass die Kombination aus beiden Regelungsverfahren erwartungsgemäß funktioniert und der Wechselrichterstrom im Falle von Netzfehlern schnell und effektiv begrenzt wird. Obwohl die Parameter des Laboraufbaus deutlich ungünstiger für die Regelung sind, als die aus der Simulation, bestätigen die Messungen die gute Funktionalität der vorgestellten Regelung. Insgesamt zeigt sich, dass das Verfahren sehr gut zum Durchfahren von Netzfehlern geeignet ist.

Außerdem zeigen die Messergebnisse, dass die Regelung nur sehr wenig von der zusätzlichen Netzimpedanz beeinflusst wird, die zur Begrenzung des Netzstromes verwendet wird. Im fehlerfreien Betrieb ist diese aktiv und das System funktioniert einwandfrei. Bei geschaltetem Netzfehler ist die gesamte wirksame Netzimpedanz aus Sicht des Umrichters hingegen Null. Auch in diesem Fall arbeitet die Regelung problemlos, wodurch gezeigt wird, dass diese robust gegenüber größeren Schwankungen der Netzimpedanz ist.

5 Reduktion der Schaltfrequenz durch offline optimierte Pulsmuster

In den vorherigen Kapiteln wurde gezeigt, dass die Schaltfrequenz eines Umrichters in einer dezentralen Erzeugungsanlage nicht beliebig reduziert werden kann, ohne dabei das Netzfilter negativ zu beeinflussen. An dem konkreten Beispiel einer 5 MW Windenergieanlage mit 3-Punkt-NPC-Mittelspannungsumrichter aus Tabelle 3.4 wurde deutlich, dass eine mittlere Schaltfrequenz von weniger als 700 Hz zu einem deutlich schlechteren Netzfilter führt. Dies ist auf die Oberschwingungen mit niedriger Ordnungszahl zurückzuführen, die bei einer Raumzeigermodulation mit sinkender Schaltfrequenz ansteigen.

Um diesen Nachteil zu umgehen, werden in diesem Kapitel offline optimierte Pulsmuster als alternatives Modulationsverfahren untersucht. Diese bieten die Möglichkeit, das Frequenzspektrum gezielt zu beeinflussen und erlauben so die Schaltfrequenz in einem gewissen Rahmen zu reduzieren, ohne das Netzfilter negativ zu beeinflussen.

Da das Frequenzspektrum des Umrichters durch die Optimierung der Pulsmuster angepasst werden kann, ändert sich das Vorgehen bei der Auslegung des Netzfilters. Grundsätzlich wird weiterhin das Verfahren aus Abschnitt 3.3 genutzt. Allerdings werden bei der Auslegung des Netzfilters vorerst die Grenzwerte der Netzbetreiber bezüglich der zulässigen Oberschwingungen des Netzstromes vernachlässigt. Das Filter wird daher nur anhand der übrigen Randbedingungen, wie der Lage der Resonanzfrequenz und dem Modulationsgradbereich ausgelegt. Mit dem resultierenden optimalen Filter kann anschließend mit den geltenden Grenzwerten für Stromüberschwingungen das maximal zulässige Spektrum der Umrichterspannung berechnet werden. Abschließend werden die optimierten Pulsmuster so erstellt, dass das ermittelte maximale Spannungsspektrum nicht überschritten wird. In Kombination mit dem optimalen Netzfilter werden dann auch die Grenzwerte der Netzbetreiber für die zulässigen Stromüberschwingungen eingehalten. Es sei darauf hingewiesen, dass auch mit optimierten Pulsmustern nicht immer das gewünschte Spannungsspektrum realisiert werden kann. Bei Bedarf ist eine Anpassung der mittleren Schaltfrequenz oder des Filters notwendig.

Für die bekannte beispielhafte 5 MW Windenergieanlage aus Tabelle 3.5 ergibt sich mit der beschriebenen Methode die Filterauslegung aus Tabelle 5.1 für verschiedene bezogene Netzspannungen.

Im Vergleich zu der Filterauslegung aus Tabelle 3.9 (ARS-PD-SVM mit $f_c = 1,35$ kHz) zeigt sich, dass es lediglich bei einer bezogenen Netzspannung von 3 kV zu einer abweichenden optimalen Filterauslegung kommt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass bei den übrigen Netzspannungen die Filterauslegung nicht durch die zulässigen Oberschwingungen des Netzstromes eingeschränkt wurde. Lediglich bei 3 kV wurde eine bessere Filterauslegung durch die Oberschwingungsgrenzwerte verhindert. Trotz der verbesserten Filterauslegung für 3 kV in Tabelle 5.1 ist weiterhin die Filterauslegung für 2,9 kV am besten geeignet. Sie bietet den kleinsten Optimierungsfaktor K_{opt} und führt zu den geringsten Umrichterströmen im Teillastbereich.

Tabelle 5.1: Ergebnis der Filterauslegung für verschiedene Netzspannungen unter Berücksichtigung der Parametertoleranzen und unter Vernachlässigung der Grenzwerte für erzeugte Oberschwingungen

| Bezogene Bemessungsspannung des Netzes U_f' (verkettet): | 2,8 kV | 2,9 kV | 3 kV | 3,1 kV |
|---|---------------|---------------|-------------|---------------|
| Umrichterseitige Filterinduktivität $L_{f,WR}$: | 740 μ H | 740 μ H | 630 μ H | 1035 μ H |
| Netzseitige Filterinduktivität $L_{f,N,\sigma}$: | 485 μ H | 485 μ H | 410 μ H | 715 μ H |
| Filterkapazität C_f : | 385 μ F | 385 μ F | 455 μ F | 1355 μ F |
| Minimale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,min}$: | 277,4 Hz | 277,4 Hz | 276,6 Hz | 125,1 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Inselbetrieb $f_{0,I,max}$: | 322,5 Hz | 322,5 Hz | 321,5 Hz | 145,3 Hz |
| Minimale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,min}$: | 394,7 Hz | 392,4 Hz | 383,5 Hz | 178,1 Hz |
| Maximale Resonanzfrequenz im Netzbetrieb $f_{0,N,max}$: | 512,5 Hz | 512,5 Hz | 512 Hz | 227,4 Hz |
| Minimaler Modulationsgrad m_{kap} : | 0,68 | 0,71 | 0,73 | 0,65 |
| Maximaler Modulationsgrad m_{ind} : | 1,03 | 1,05 | 1,05 | 1,05 |
| Bemessungsstrom des Umrichters $I_{WR,r}$: | 1030,7 A | 997,9 A | 976,4 A | 1135,7 A |
| Strom des Umrichters bei halber Leistung $I_{WR,50}$: | 542,5 A | 528,9 A | 533,2 A | 870,5 A |
| Strom des Umrichters im Leerlauf $I_{WR,0}$: | 195,5 A | 202,5 A | 247,6 A | 761,9 A |
| Maximaler Energieinhalt der umrichterseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,WR,max}$: | 1618,4 J | 1541,2 J | 1367,8 J | 2665,1 J |
| Maximaler Energieinhalt der netzseitigen Filterinduktivität $W_{L,f,N,max}$: | 223 J | 186,3 J | 80,3 J | 332,7 J |
| Maximaler Energieinhalt der Filterkapazität $W_{C,f,max}$: | 1421,9 J | 1518,6 J | 1896,8 J | 6217,1 J |
| Optimierungsfaktor K_{opt} : | 3263,3 J | 3246,1 J | 3344,9 J | 9214,9 J |

Folglich wurde in den vorherigen Kapiteln bereits das optimale Netzfilter für die betrachtete Anlage genutzt, allerdings bei einer verhältnismäßig hohen mittleren Schaltfrequenz von 700 Hz. Diese soll nun durch die Verwendung von offline optimierten Pulsmustern auf unter 500 Hz verringert werden.

Um die Grenzwerte der Netzbetreiber für die erzeugten Stromoberschwingungen nicht zu überschreiten, wird das maximal zulässige Spektrum der Umrichterspannung bei der Optimierung der Pulsmuster benötigt. Dieses kann auf Basis von (3.51) mit (5.1) aus den zulässigen Werten der Oberschwingungen des Netzstromes $I_{n,PCC,zul}$ und dem maximalen Betrag der Übertragungsfunktion $G_{I,n,max}$ berechnet werden. Außerdem wird es auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogen.

$$\hat{u}_{n,WR,zul,bez} = \frac{I_{n,PCC,zul}}{G_{I,n,max}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{U_{DC}/2} \quad (5.1)$$

Das resultierende bezogene zulässige Spektrum der Umrichterspannung ist als $\hat{u}_{n,WR,zul,bez}$ in Bild 5.1 dargestellt. Zur besseren Übersicht sind die Grenzwerte der durch drei teilbaren

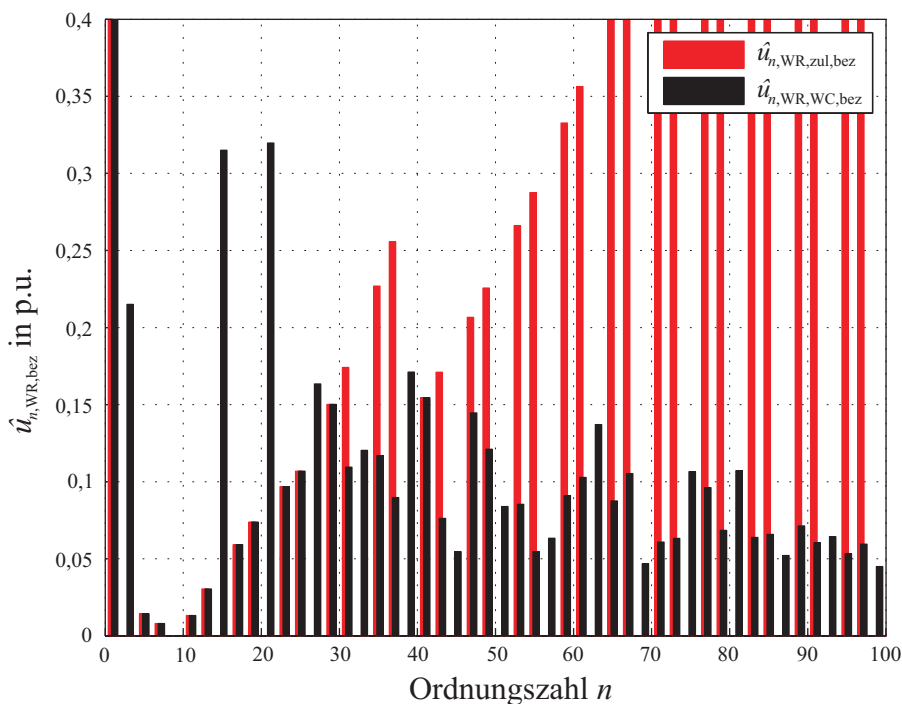


Bild 5.1: Auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogenes Spannungsspektrum eines 3-Punkt-NPC-Umrichters (Leiter-Sternpunkt) Vergleich der zulässigen Werte zu dem Worst-Case Spektrum der berechneten offline optimierten Pulsmuster mit Taktzahl $z_T = 9$ im Bereich $m = 0,71 - 1,05$

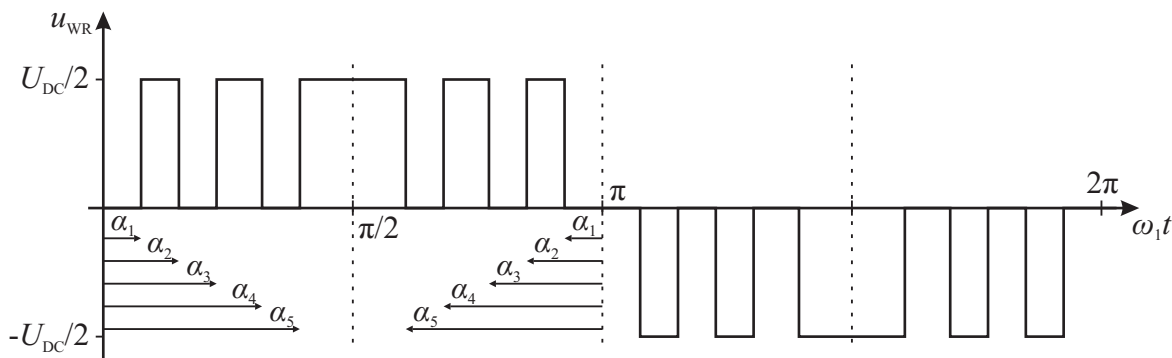


Bild 5.2: Symmetrie der Schaltwinkel von offline optimierten Pulsmustern bei einem 3-Punkt-Umrichter mit Taktzahl $z_T = 5$

Harmonischen und der Zwischenharmonischen nicht mit abgebildet.

Optimierte Pulsmuster werden durch die Taktzahl z_T und die Schaltwinkel charakterisiert. Die Taktzahl gibt das Verhältnis der Schaltfrequenz zur Grundfrequenz an. Bei einem 3-Punkt-Umrichter ist sie außerdem identisch mit der Anzahl der positiven und negativen Spannungspulse innerhalb einer Grundschwingungsperiode und mit der Anzahl der unabhängigen Schaltwinkel. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Spannungspulse bei offline optimierten Pulsmustern immer viertelperiodensymmetrisch angeordnet sind. Bild 5.2 zeigt dies am Beispiel einer 5-fach Taktung. Es ist zu erkennen, dass aufgrund der Symmetrie lediglich fünf Winkel zur Beschreibung der fünf positiven und negativen Spannungspulse benötigt werden.

Das Spannungsspektrum eines Umrichters kann bei Kenntnis der Spannungspulse allgemein über eine Fourier-Analyse mit (5.3) berechnet werden.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{WR}}(\omega t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) d\omega t \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{WR}}(\omega t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) d\omega t \quad (5.2)$$

$$\hat{u}_{n,\text{WR}} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (5.3)$$

Aufgrund der Symmetrie der Spannungspulse wird der Fourierkoeffizient a_n zu Null. Damit vereinfacht sich die Berechnung des Spannungsspektrums für eine 5-fach Taktung zu:

$$\hat{u}_{n,\text{WR}} = \frac{2 \cdot U_{\text{DC}}}{n \cdot \pi} \cdot \left(\cos(n \cdot \alpha_1) - \cos(n \cdot \alpha_2) + \cos(n \cdot \alpha_3) - \cos(n \cdot \alpha_4) + \cos(n \cdot \alpha_5) \right) \quad (5.4)$$

Bei der Optimierung von Pulsmustern werden die Schaltwinkel so angeordnet, dass die vorab definierten Bedingungen erfüllt werden. Je mehr Bedingungen definiert sind, umso schwieriger wird es, diese mit einer niedrigen Taktzahl zu erfüllen. Daher wird der Fokus an dieser Stelle auf einige wesentliche Bedingungen gelegt, die durch die Gleichungen (5.5) bis (5.7) beschrieben werden. Andere Aspekte, wie beispielsweise die resultierenden Verluste, werden bewusst nicht berücksichtigt, da diese nicht im Fokus dieser Arbeit stehen.

Die wichtigste Bedingung ist immer, dass die gewünschte Grundswingungsamplitude eingestellt wird. Die auf die halbe Zwischenkreisspannung bezogene Amplitude der Grundschiwingung muss daher immer identisch mit dem zugehörigen Modulationsgrad sein (5.5). Des Weiteren müssen die erzeugten Oberschwingungen unter den zulässigen Werten aus (5.1) bleiben, was durch (5.6) definiert ist. Außerdem muss die Pulsmindestzeit T_{min} eingehalten werden, weshalb zwei benachbarte Winkel einen Mindestabstand zueinander einhalten müssen (5.7).

$$\hat{u}_{1,\text{WR,bez}} = m \quad (5.5)$$

$$\hat{u}_{n,\text{WR,bez}} \leq \hat{u}_{n,\text{WR,zul,bez}} \quad (5.6)$$

$$T_{\text{min}} \leq \frac{\alpha_{k+1} - \alpha_k}{2\pi \cdot f_{1,\text{max}}} \quad (5.7)$$

Typischerweise werden bei optimierten Pulsmustern die ungeradzahlig durch drei teilbaren Harmonischen nicht beachtet, da sie in einem symmetrischen System lediglich ein Nullsystem erzeugen. Aufgrund der Verschaltung der Anlage kann sich dieses nicht ausbreiten, weshalb diese Ordnungszahlen vernachlässigt werden können. Daher sind die Amplituden dieser Frequenzanteile bei optimierten Pulsmustern in der Regel sehr hoch.

Bei Umrichtern am Netz kann allerdings nicht immer von einem symmetrischen System ausgegangen werden. Durch unsymmetrische Netzfehler kann sich auch ein Gegensystem ergeben, wodurch es zu unterschiedlichen Harmonischen in den einzelnen Phasen kommt. In einem solchen Fall kann eine ungeradzahlige, durch drei teilbare Harmonische neben dem Nullsystem auch ein Mit- und ein Gegensystem beinhalten. Obwohl es bei unsymmetrischen Netzfehlern keine Grenzwerte für die erzeugten Harmonischen gibt, ist es wichtig, auch diese Frequenzanteile zu begrenzen. Vor allem die 3. Harmonische ist bei ausreichender Amplitude deutlich als Schwingung in den dq -Komponenten erkennbar und kann die Regelung negativ beeinflussen. Des Weiteren liegt die 9. Harmonische im Bereich der Filterresonanz. Um eine Anregung auch

im Falle von Netzfehlern zu vermeiden muss diese aus dem Spektrum eliminiert werden. Höhere Ordnungszahlen, wie die 15. und 21. Harmonische, sind hingegen weniger kritisch, da sie von dem Filter ausreichend bedämpft werden.

Mit diesen Randbedingungen können für den benötigten Bereich des Modulationsgrades in kleinen Schritten (z.B. $\Delta m = 0,01$) die Schaltwinkel bestimmt und in einer gemeinsamen Pulsmustertabelle abgespeichert werden. Bei einem Wechsel des Betriebspunktes ändern sich der benötigte Modulationsgrad und damit auch die Schaltwinkel. Außerdem wird der Modulationsgrad bedingt durch Oberschwingungen und Messrauschen nie vollständig glatt sein, wodurch sich die Schaltwinkel auch im stationären Betrieb minimal ändern. Um zusätzliche Schaltvorgänge zu vermeiden, ist es daher wichtig, dass sich die Schaltwinkel in Abhängigkeit des Modulationsgrades nur wenig ändern und einen möglichst glatten Verlauf aufweisen.

Für das betrachtete System mit dem zulässigen Spektrum aus Bild 5.1 können diese Bedingungen mit einer 9-fach Taktung erfüllt werden, die zu einer mittleren Schaltfrequenz von 450 Hz führt. Die Schaltfrequenz kann dadurch um mehr als ein Drittel gegenüber der Raumzeigermodulation reduziert werden und liegt unterhalb der anvisierten 500 Hz. Bild 5.3 zeigt den Verlauf der Schaltwinkel der erzeugten optimierten Pulsmuster in Abhängigkeit des Modulationsgrades und das resultierende Worst-Case Spektrum der bezogenen Umrichterspannung ist zusätzlich in Bild 5.1 dargestellt.

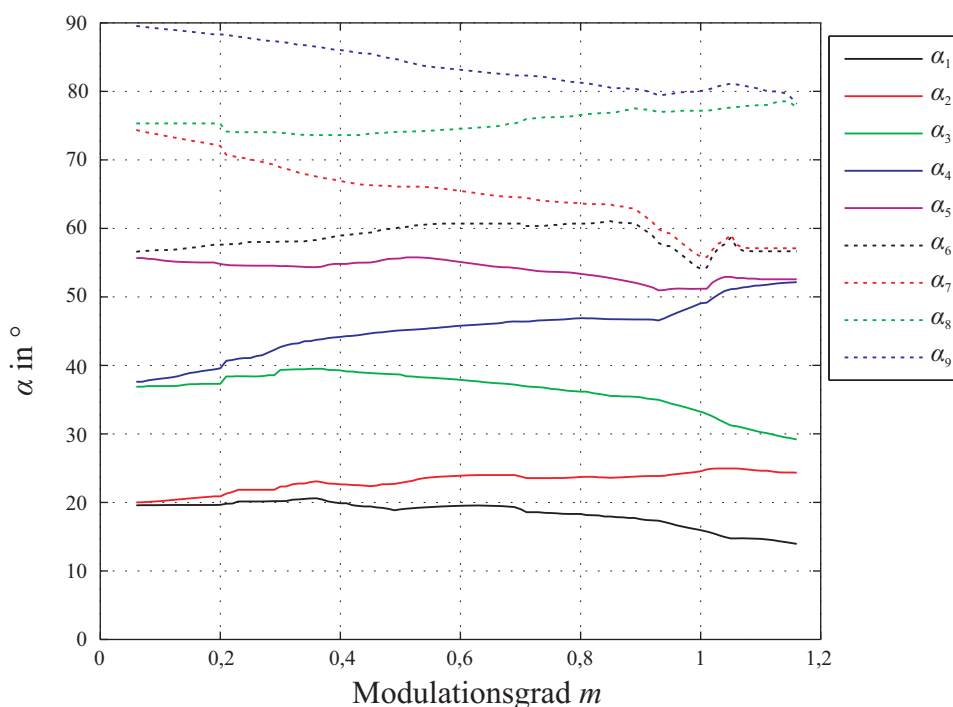


Bild 5.3: Schaltwinkel der berechneten offline optimierten Pulsmuster mit Taktzahl $z_T = 9$ in Abhängigkeit des Modulationsgrades

Im resultierenden Spannungsspektrum ist zu erkennen, dass die Grenzwerte bis zur 29. Harmonischen voll ausgenutzt werden. Daher ist eine Reduzierung der Taktzahl und damit eine weitere Reduzierung der Schaltfrequenz mit dem verwendeten Filter nicht möglich. Bei Bedarf müsste das Filter entsprechend angepasst werden, um die Taktzahl weiter zu verringern. Dazu wäre eine niedrigere Resonanzfrequenz notwendig, die zu deutlich größeren Filterele-

menten führt.

Außerdem fällt in Bild 5.1 die hohe 3. Harmonische auf. Diese steigt allerdings erst ab einem Modulationsgrad von 0,93 langsam an. Bei kleineren Modulationsgraden, die typischerweise bei Netzfehlern benötigt werden, liegt sie unterhalb des Grenzwertes für die 5. Harmonische. Daher ist die 3. Harmonische auch bei unsymmetrischen Netzfehlern ausreichend klein, um eine Anregung der Regelung zu vermeiden.

Im stationären Betrieb ermöglichen die optimierten Pulsmuster ein sauberes Spektrum des Netzstromes, das lediglich die umrichtertypischen ungeradzahigen und nicht durch drei teilbaren Harmonischen enthält. Das Spektrum des Netzstromes für den Bemessungsbetrieb ist in Bild 5.4 im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten dargestellt. Es weist höhere Oberschwingungen auf, als das Spektrum in Bild 4.20, das mit der Raumzeigermodulation erzeugt wird. Dies ist auf die um mehr als ein Drittel reduzierte Schaltfrequenz der optimierten Pulsmuster zurückzuführen. Trotzdem liegen die erzeugten Oberschwingungen deutlich unter den zulässigen Grenzwerten. Außerdem werden im Gegensatz zu der prädiktiven Regelung (Bild 4.19) keine signifikanten Zwischenharmonischen erzeugt. Wie erwartet bieten optimierte Pulsmuster somit ein gutes Spektrum im stationären Betrieb, wodurch die Grenzwerte der Netzbetreiber auch mit einer niedrigen Schaltfrequenz und einem kleinen Netzfilter eingehalten werden können.

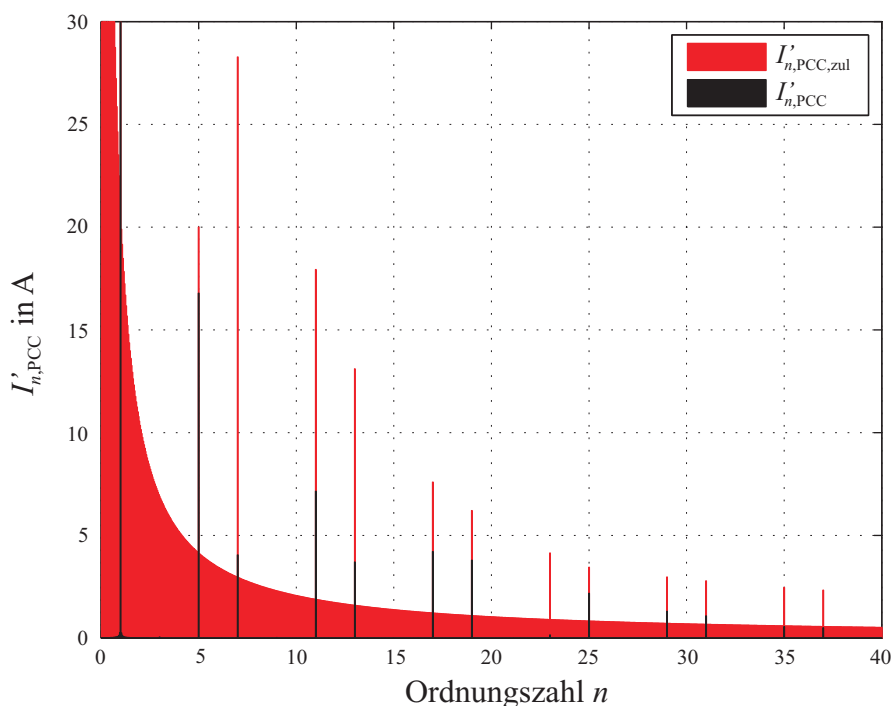


Bild 5.4: Spektrum des Netzstromes im Bemessungsbetrieb im Vergleich zu den zulässigen Grenzwerten unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der dq -Stromregelung

Nachteilig macht sich allerdings die Dynamik des Systems bemerkbar, die durch die optimierten Pulsmuster deutlich eingeschränkt wird. Bei einer PWM kann der Sollwert der Umrichterspannung direkt im nächsten Abtastschritt eingestellt werden. Dadurch ist es möglich, Amplituden- oder Phasensprünge des Sollwertes direkt umzusetzen. Bei optimierten Pulsmus-

tern ist dies nicht möglich, da eine Änderung des Modulationsgrades oder der Phasenlage zu einer Änderung der Schaltwinkel führt. Dadurch wird nicht direkt die aktuelle Sollspannung umgesetzt, sondern stattdessen die Grundschiwingung beeinflusst. Eine Änderung des Modulationsgrades oder der Phasenlage macht sich folglich erst innerhalb der nächsten Grundschiwingungsperiode und nicht direkt im nächsten Abtastschritt bemerkbar. Daher ist die Dynamik des Modulators bei optimierten Pulsmustern deutlich geringer, als bei einer PWM.

In Bild 5.5 sind die simulierten Strom und Spannungsverläufe des Systems bei einem Sollwertsprung aus dem Leerlauf auf Bemessungsleistung und zurück dargestellt. Im Vergleich zu den Ergebnissen mit einer Raumzeigermodulation in Bild 4.8 schwingt das System aufgrund der geringeren Dynamik deutlich langsamer ein. Da die Anforderungen an die Dynamik in dezentralen Erzeugungsanlagen verhältnismäßig gering sind, stellt dies im normalen Betrieb kein Problem dar.

Im Falle von Netzfehlern macht sich die geringere Dynamik jedoch deutlich bemerkbar. In Bild 5.6, 5.8 und 5.10 sind die simulierten Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe für

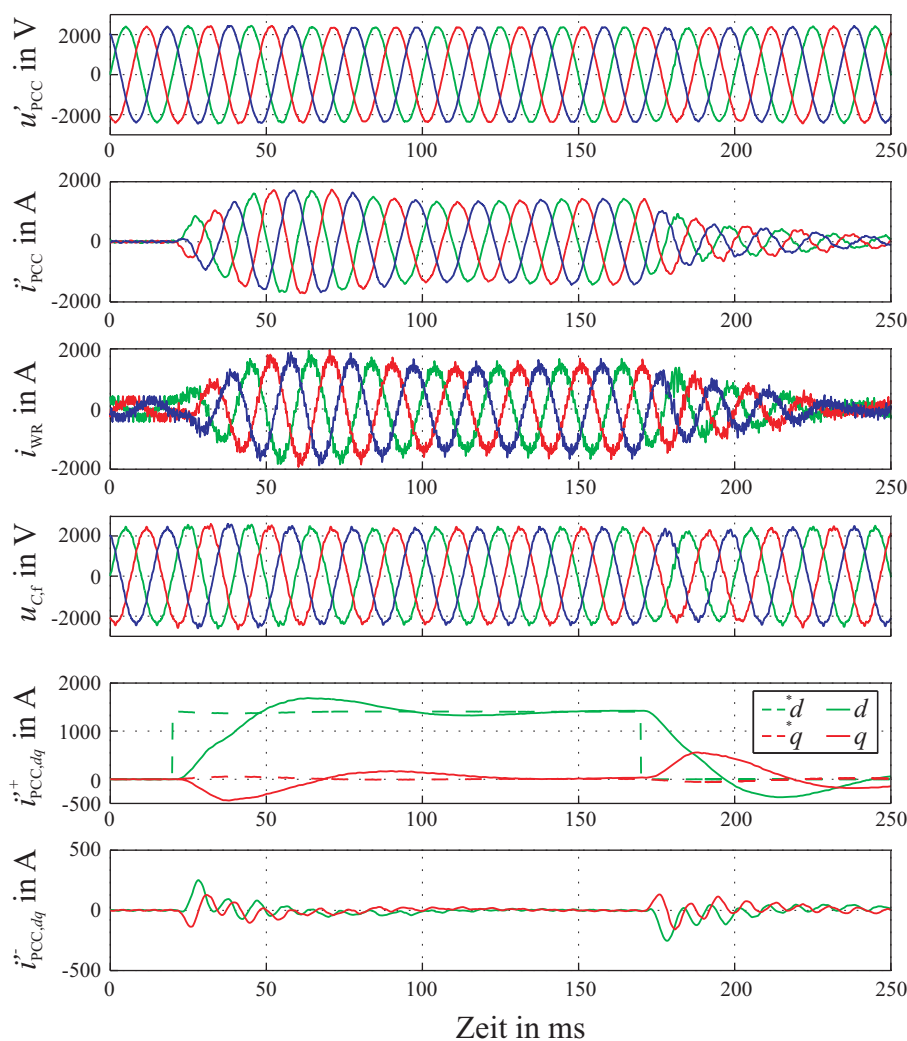


Bild 5.5: Simulierte Strom- und Spannungsverläufe mit einer dq -Regelung und optimierten Pulsmustern bei einem Sollwertsprung aus dem Leerlauf auf Bemessungsleistung und zurück

einen ein-, zwei- und dreiphasigen Netzfehler dargestellt. Als Regelung wird dabei die konventionelle dq -Stromregelung verwendet. Im Vergleich zu den Verläufen aus Abschnitt 4.1, die mit einer Raumzeigermodulation erzielt wurden (Bild 4.9 bis Bild 4.11), zeigt sich, dass die Netzfehler langsamer ausgeregelt werden und es zu deutlich höheren Transienten kommt. Außerdem steigt sowohl die mittlere als auch die maximale Schaltfrequenz an, da der transiente Vorgang die Schaltwinkel verschiebt und somit häufiger geschaltet wird. Durch beide Effekte kommt es zu einem deutlichen Anstieg der Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter. Beim dreiphasigen Netzfehler steigt die Temperatur einer NPC Diode beim Fehlereintritt auf knapp 250°C an und die von einzelnen IGBTs auf knapp unter 200°C . Dieser heftige Temperaturanstieg würde zu einer sofortigen Zerstörung der Leistungshalbleiter führen.

Des Weiteren fallen in den dargestellten Verläufen die Schwingungen in den Strom- und Spannungsverläufen auf, die von der plötzlichen Änderung der Netzspannung hervorgerufen werden. Je nach Netzfehler werden 50 bis 80 ms benötigt, bis diese Schwingungen spürbar abklingen. Bei diesen Schwingungen handelt es sich um eine Anregung der Filterresonanz, die von dem Netzfehler hervorgerufen wird. Die Regelung ist in Kombination mit den optimierten Pulsmustern nicht in der Lage, diese schnell auszuregeln, da bei optimierten Pulsmustern nicht einfach eine passende Oberschwingung aufmoduliert werden kann, die diese Schwingung dämpft. Bei einer Raumzeigermodulation ist dies möglich, weshalb die Schwingungen in Bild 4.9 bis Bild 4.11 deutlich kleiner sind.

Wie erwartet ist es mit einer konventionellen dq -Regelung in Kombination mit optimierten Pulsmustern nicht möglich, Netzfehler sicher zu durchfahren. Daher wird die entwickelte Kombination aus prädiktiver und dq -Regelung verwendet, die bereits bei der Raumzeigermodulation zu einer deutlichen Verbesserung geführt hat. Die simulierten Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe sind für die drei Netzfehler in Bild 5.7, 5.9 und 5.11 dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass der Wechselrichterstrom bei allen drei Netzfehlern durch die prädiktive Regelung schnell und wirksam begrenzt wird. Auch der Übergang zurück in die dq -Regelung läuft genau wie bei der Raumzeigermodulation in Bild 4.24 bis Bild 4.26 problemlos ab. Allerdings kommt es auch in diesem Fall zu leichten Schwingungen, die aufgrund der optimierten Pulsmuster langsamer abklingen, als mit der Raumzeigermodulation. Diese leichten Schwingungen stellen grundsätzlich kein Problem dar. Bei Bedarf könnte aber beispielsweise versucht werden diese über den Ansatz der Modulationsfehlerregelung [51] zu verringern.

Der Einsatz der prädiktiven Regelung führt zu einer wirksamen Begrenzung des Wechselrichterstromes und verringert gleichzeitig den Anstieg der Schaltfrequenz im Falle von Netzfehlern. Dadurch kann die Sperrschichttemperatur der Halbleiter zuverlässig im zulässigen Rahmen gehalten werden. Bei allen drei Netzfehlern ist der Anstieg der Sperrschichttemperatur beim Fehlereintritt und bei der Spannungswiederkehr so gering, dass eine Schädigung der Halbleiter sicher verhindert wird.

Die entwickelte prädiktive Regelung ermöglicht somit den Einsatz von optimierten Pulsmustern in dezentralen Erzeugungsanlagen hoher Leistung. Dadurch wird eine deutliche Reduktion der Schaltfrequenz und damit der Schaltverluste ermöglicht, ohne das Netzfilter negativ zu beeinflussen. In Bild 5.7, 5.9 und 5.11 ist zu erkennen, dass die Reduktion der Schaltfrequenz im stationären Betrieb vor dem Fehlereintritt im Vergleich zu Bild 4.24 bis Bild 4.26 zu einer reduzierten Sperrschichttemperatur führt. Die maximale Sperrschichttemperatur der IGBTs und der NPC Dioden ist im stationären Betrieb bei den optimierten Pulsmustern um ca. 15 K kleiner, als bei der Raumzeigermodulation. Dies ermöglicht eine Erhöhung der Bemessungsleistung der Anlage oder eine Reduktion der Chipfläche der Leistungshalbleiter.

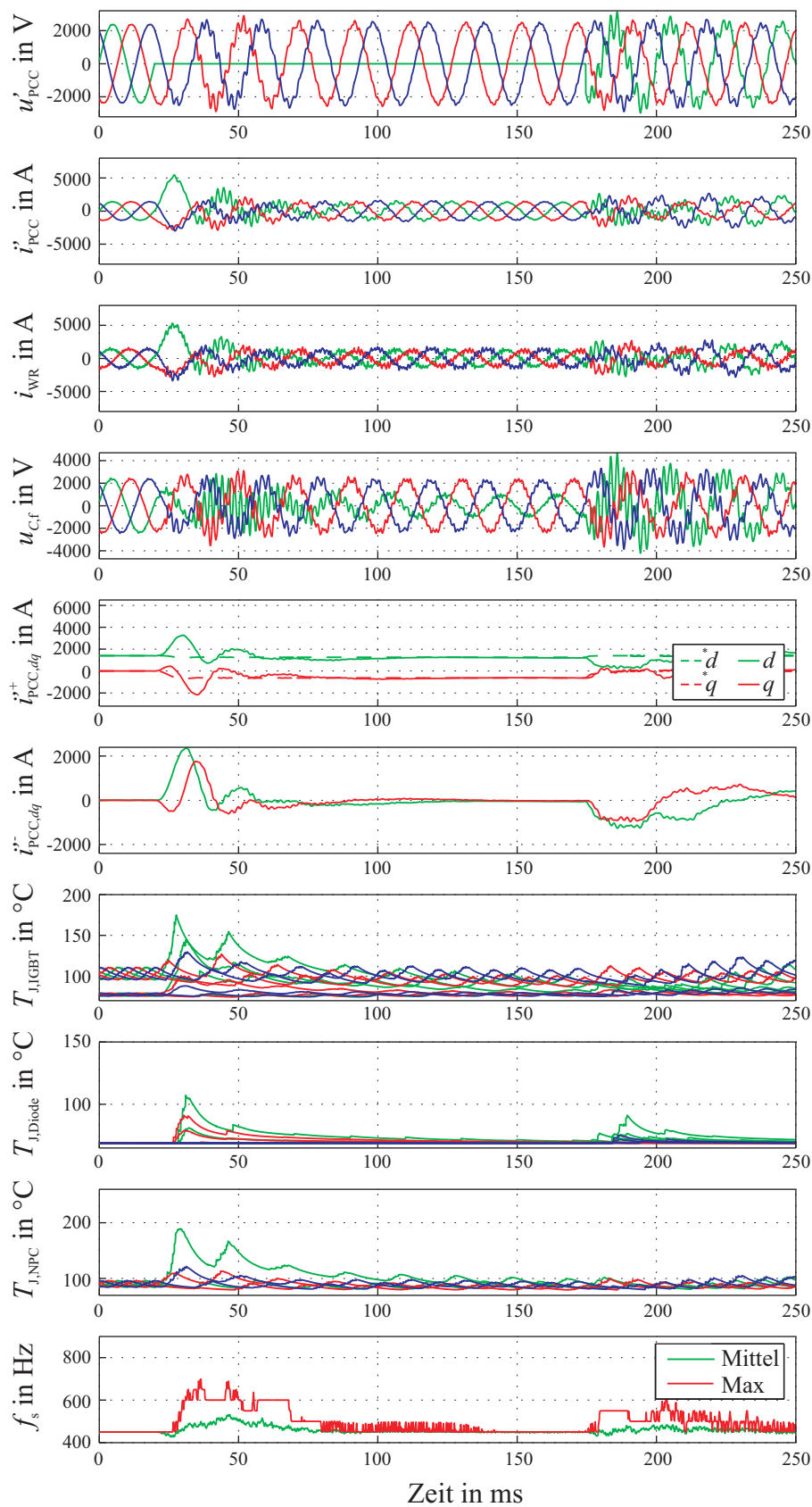


Bild 5.6: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem einphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der dq -Stromregelung

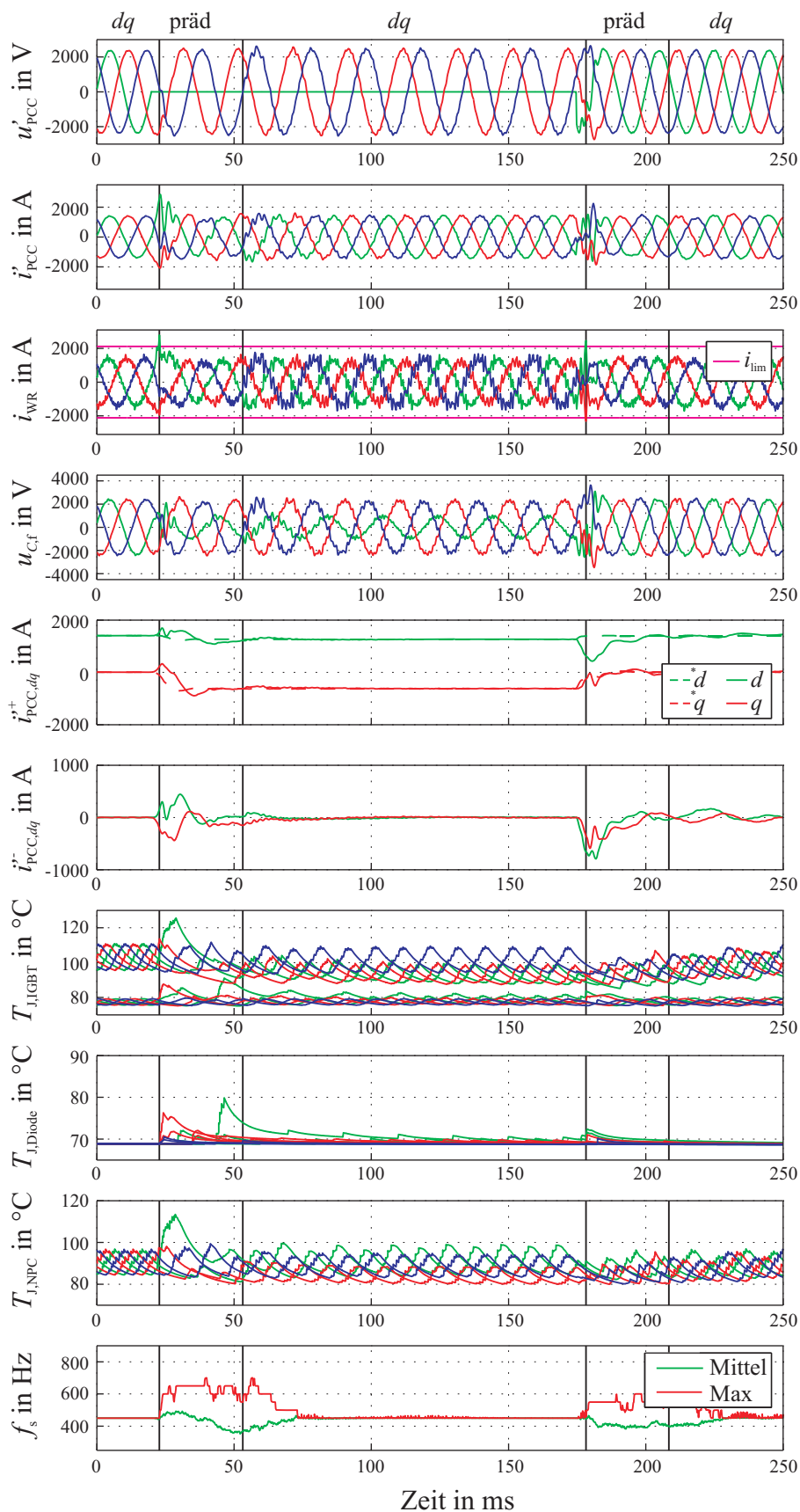


Bild 5.7: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem einphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung

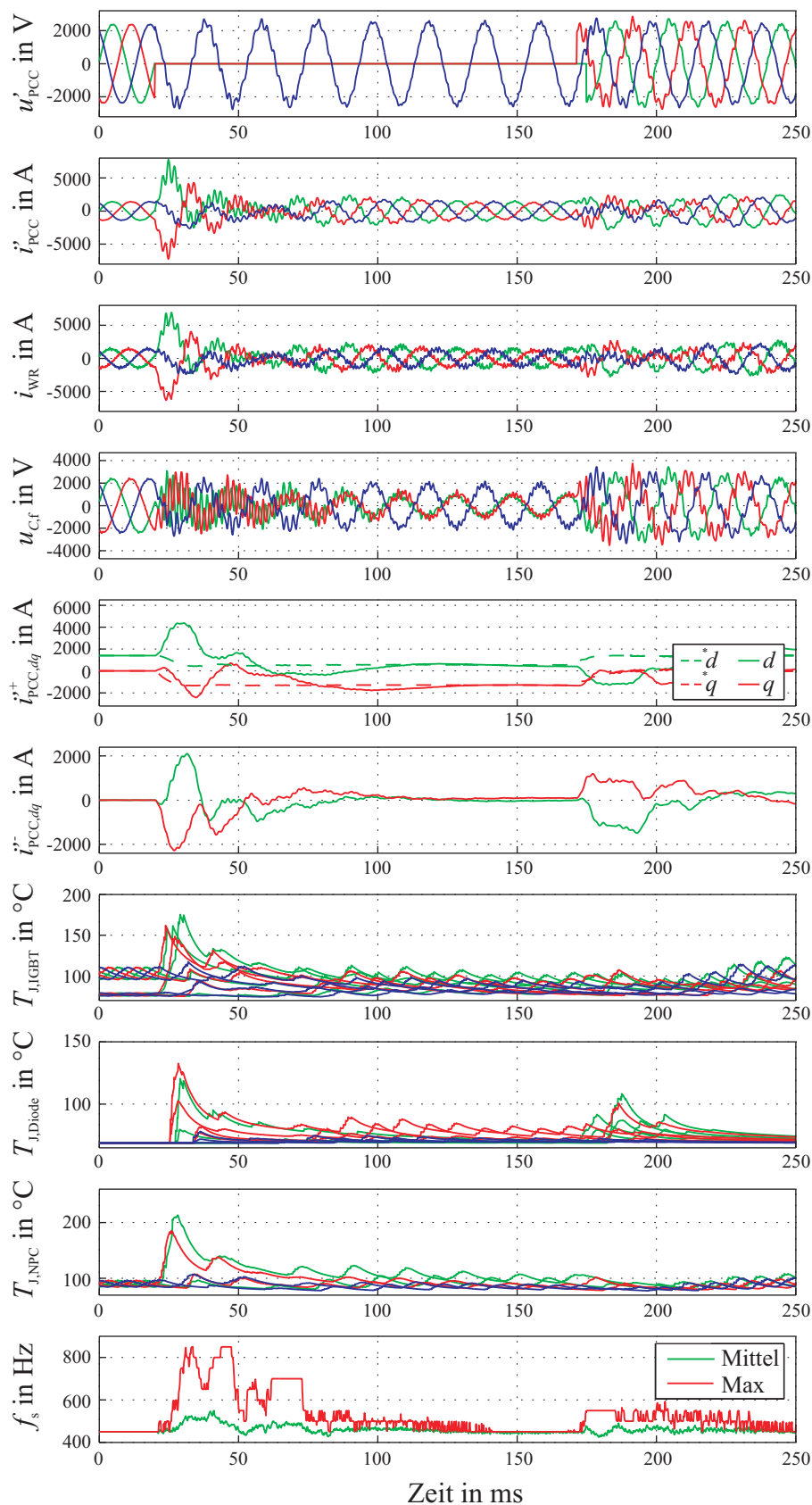


Bild 5.8: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem zweiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der dq -Stromregelung

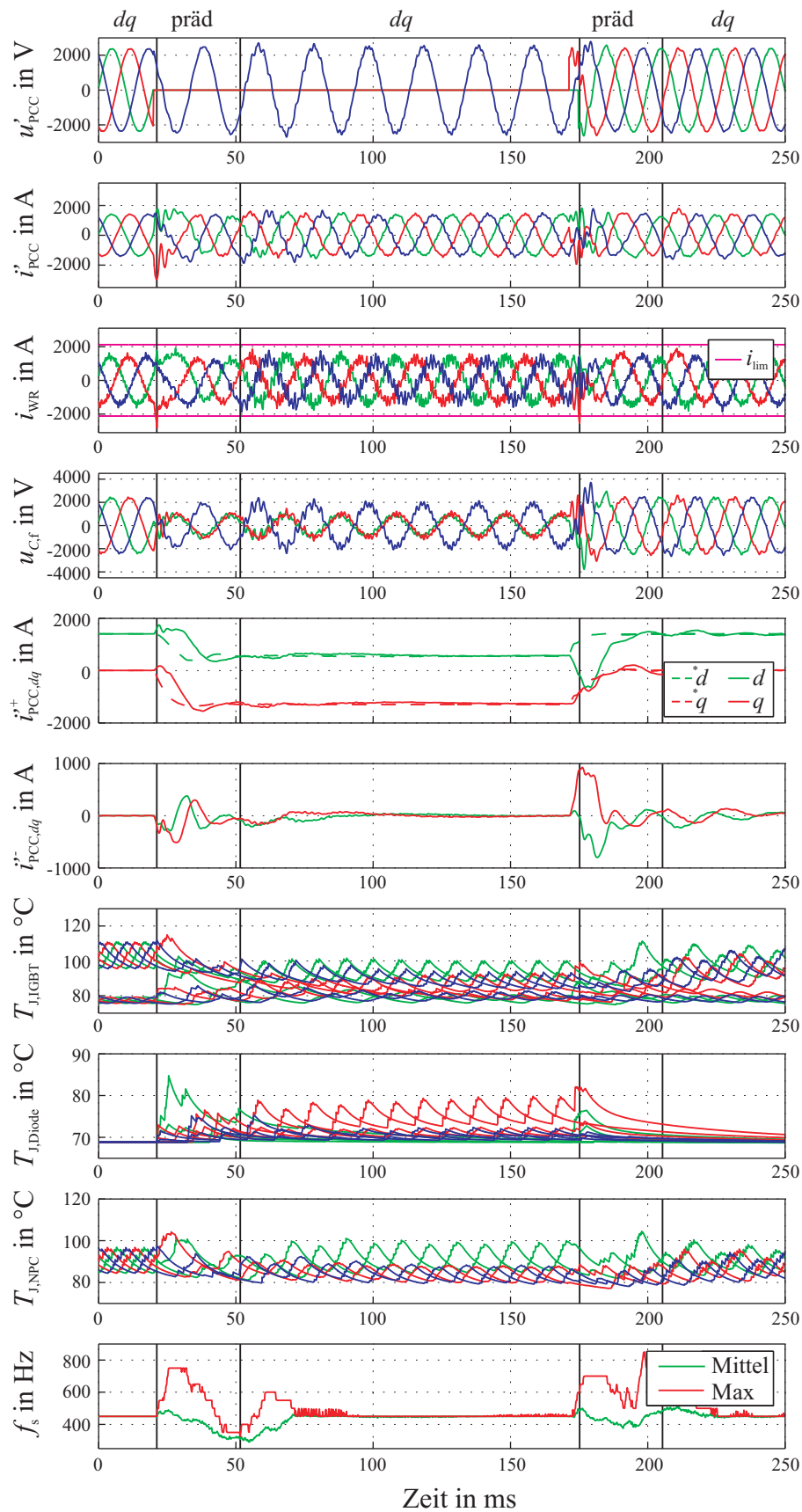


Bild 5.9: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem zweiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung

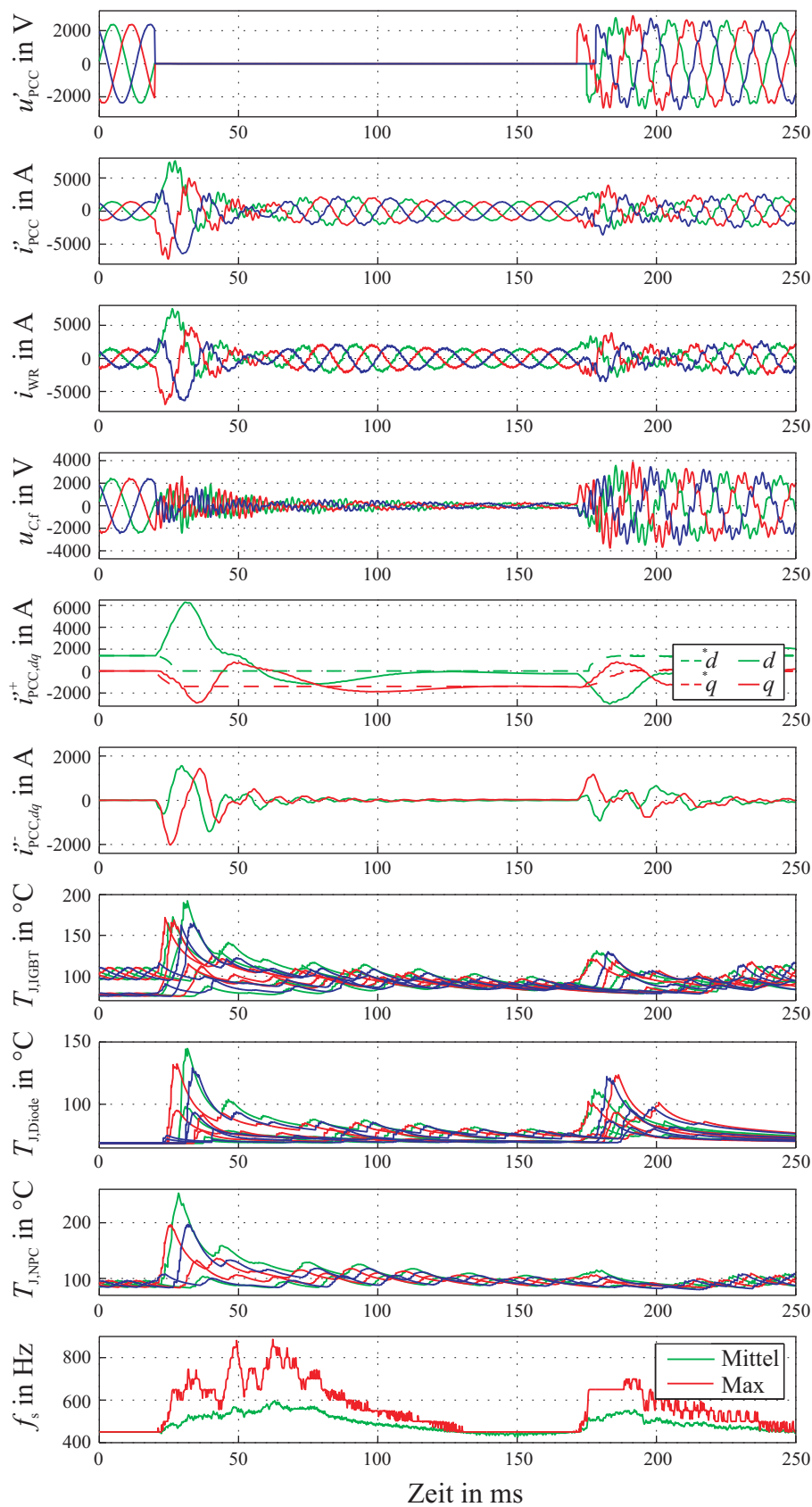


Bild 5.10: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der dq -Stromregelung

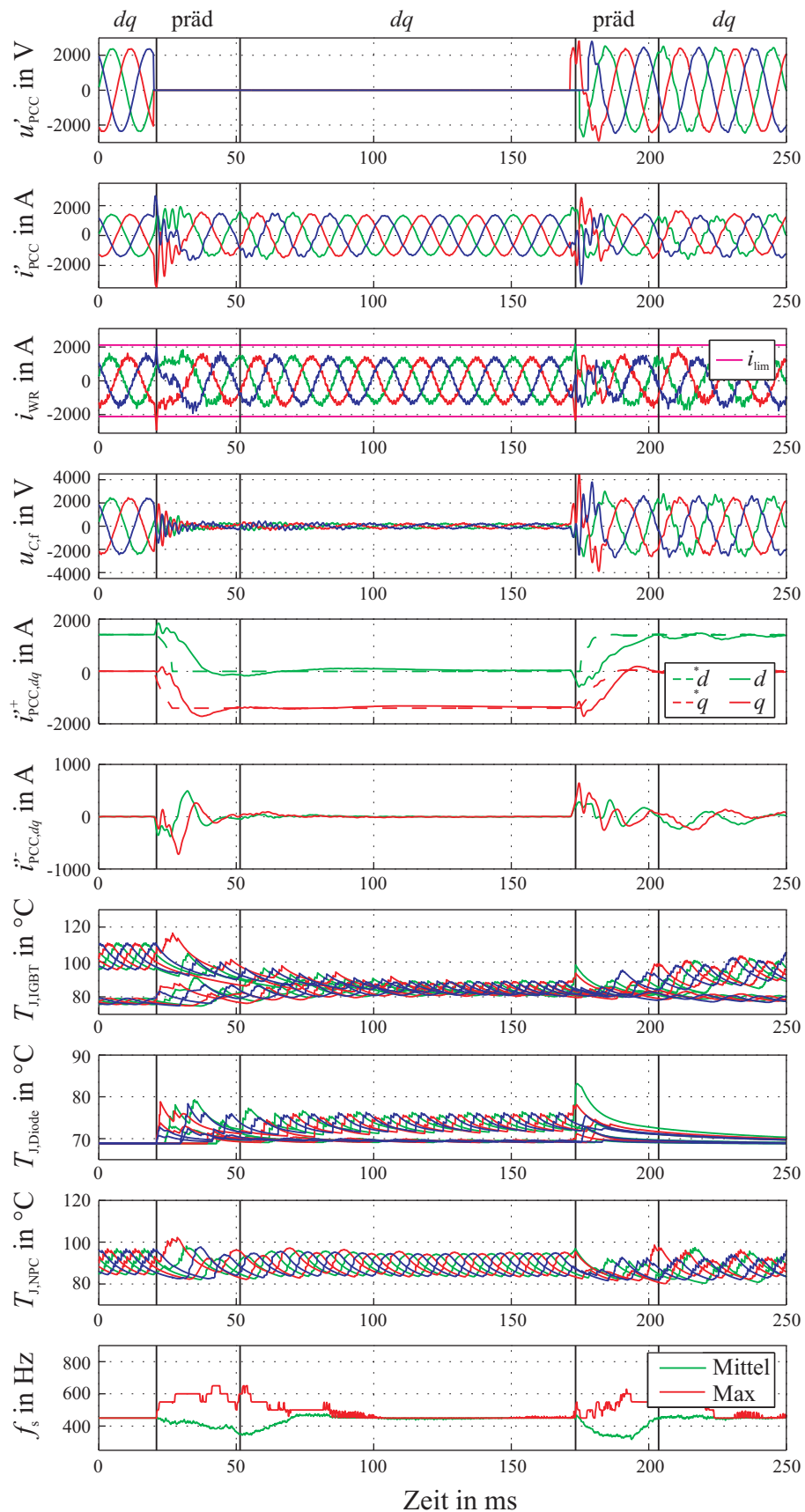


Bild 5.11: Simulierte Strom-, Spannungs- und Temperaturverläufe bei einem dreiphasigen Spannungseinbruch auf 0 V am Netzanschlusspunkt unter Verwendung von optimierten Pulsmustern mit Taktzahl $z_T = 9$ und der Kombination aus prädiktiver und dq -Stromregelung

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Integration von dezentralen Erzeugungsanlagen großer Leistung in das Energieversorgungsnetz. Der Fokus liegt dabei auf den Anforderungen aus den Netzanschlussbedingungen bezüglich der zulässigen erzeugten Stromoverschwingungen am Netzanschlusspunkt und dem korrekten Verhalten der Anlagen bei Netzfehlern. Als konkretes Beispiel wird eine 5 MW Windenergieanlage mit 3-Punkt-NPC-Mittelspannungsumrichter betrachtet.

Um die erzeugten Stromoverschwingungen auf ein zulässiges Maß zu begrenzen, ist ein Netzfilter unabdingbar. In der vorliegenden Arbeit wird ein effizientes Verfahren zur Auslegung von LCL-Netzfiltern vorgestellt, das speziell für Umrichtersysteme großer Leistung mit niedriger Schaltfrequenz entwickelt wurde. Durch die analytische Berechnung des von der Anlage erzeugten Worst-Case Spektrums, ermöglicht das Verfahren die effiziente Berücksichtigung aller relevanten Betriebspunkte. Außerdem wird bei der vorgestellten Methodik die Lage der Filterresonanz einbezogen, wodurch eine Anregung auch bei stark schwankenden Netzparametern sicher vermieden werden kann. Des Weiteren werden bei dem Verfahren alle signifikanten Parametertoleranzen effektiv berücksichtigt. Durch die Berechnung des maximal zu erwartenden Energieinhaltes der Filterelemente wird durch das vorgestellte Verfahren zudem eine Optimierung auf die Größe, das Gewicht oder die Kosten des Filters ermöglicht. Darüber hinaus können bei Bedarf zusätzliche Randbedingungen, wie beispielsweise eine Begrenzung der Stromschwankungsbreite, einfach und effizient in das Verfahren integriert werden. Messungen an einem skalierten Niederspannungsprüfstand haben außerdem gezeigt, dass eine Vorausberechnung des erzeugten Spektrums zu einer guten Übereinstimmung mit den Messergebnissen führt. Die vorgestellte Methodik konnte damit experimentell validiert werden.

In der vorliegenden Arbeit wird das ideale Spannungsspektrum des Umrichters für die Auslegung des Netzfilters verwendet. Durch Totzeiten und Pulsmindestzeiten, nicht ideale Schaltflanken und eine überschwingungsbehaftete Zwischenkreisspannung, sowie durch die Regelung kann das real erzeugte Spektrum allerdings höhere Oberschwingungsanteile beinhalten, als vorausberechnet. Eine Berücksichtigung dieser Effekte bei der Berechnung des Umrichterspektrums ist aktuell nicht Stand der Technik und wird auch in dieser Arbeit nicht behandelt, da die vorgestellte Methodik davon grundsätzlich nicht berührt wird. Zukünftig wäre es aber denkbar, mit einem genaueren Spannungsspektrum das Netzfilter noch exakter auf die zulässigen Grenzwerte für Stromoverschwingungen auszulegen.

Der zweite Teil der Arbeit widmet sich der Regelung eines netzseitigen Umrichters bei Netzfehlern. Es konnte gezeigt werden, dass bei langsam schaltenden Umrichtern mit einem entsprechend großen Netzfilter die Dynamik einer konventionellen dq -Regelung nicht ausreicht, um einen Netzfehler sicher zu durchfahren. Im schlimmsten Fall könnte ein Netzfehler mit einer einfachen dq -Regelung zu einer Zerstörung der Leistungshalbleiter führen. Zur Verbesserung der Reglerdynamik wurde in der vorliegenden Arbeit ein prädiktiver Regelansatz vorgestellt, der die konventionelle Regelung ergänzt. Der prädiktive Regelansatz übernimmt die Berechnung der Schaltvektoren für einen Zeitraum von ein bis zwei Grundschwingungsperioden

nach dem Fehlereintritt, der durch Überschreiten eines Stromschwellwertes detektiert wird. Es konnte gezeigt werden, dass dieser kurze Eingriff ausreichend ist, um das System schnell und zuverlässig in einen stationären Zustand zu überführen. Außerdem begrenzt die vorgestellte Regelung den Umrichterstrom während des transienten Ausgleichsvorganges sicher und effektiv auf ein zulässiges Maß. Dadurch wird eine unzulässige Erwärmung der Leistungshalbleiter und eine daraus resultierende Zerstörung zuverlässig vermieden. Darüber hinaus konnte gezeigt werden, dass das vorgestellte Verfahren robust gegenüber Parameterabweichungen ist und selbst bei Abweichungen um $\pm 25\%$ von den Bemessungswerten der Filterparameter zu guten Ergebnissen führt. Eine praktische Validierung des Verfahrens konnte erfolgreich an einem Niederspannungsprüfstand durchgeführt werden.

Ein weiterer Vorteil des vorgestellten Verfahrens ist die Kombination der prädiktiven Regelung für den Fehlerfall mit der konventionellen dq -Regelung im normalen fehlerfreien Betrieb. Dadurch können die Vorteile einer Pulsdauermodulation genutzt werden, die im normalen Betrieb lediglich umrichtertypische ungeradzahlige Harmonische erzeugt. Dies vereinfacht die Auslegung des Netzfilters, wodurch dieses kleiner und kostengünstiger aufgebaut werden kann. Außerdem bietet die vorgestellte Methodik die Möglichkeit, alternative Modulationsverfahren, wie beispielsweise offline optimierte Pulsmuster, im fehlerfreien Betrieb zu verwenden. Dies unterscheidet das vorgestellte Verfahren von den bekannten Regelungsstrategien, die bei Netzfehlern zum Einsatz kommen können. In der vorliegenden Arbeit konnte gezeigt werden, dass durch den Einsatz von optimierten Pulsmustern die Schaltfrequenz des Umrichters einer beispielhaften 5 MW Windenergieanlage um etwas mehr als ein Drittel reduziert werden kann, ohne dabei das Netzfilter negativ zu beeinflussen. Dies führt zu einer signifikanten Reduktion der Schaltverluste und ermöglicht eine höhere Leistungsdichte bei identischen Komponenten.

Ein Ansatz für nachfolgende Arbeiten bietet der vergleichsweise hohe Messaufwand, der bei der vorgestellten prädiktiven Regelung benötigt wird. Neben dem Netzstrom und der Netzspannung, die auch bei der konventionellen Regelung benötigt werden, müssen zusätzlich der Umrichterstrom und die Spannung an der Filterkapazität gemessen werden. Eine Reduktion des Messaufwandes wäre durch den Einsatz eines Beobachters möglich, der beispielsweise den Netzstrom und die Netzspannung aus den übrigen Messwerten ermittelt.

Außerdem könnte der Übergang von der prädiktiven Regelung auf die konventionelle dq -Regelung mit optimierten Pulsmustern weiter verbessert werden. Bei den vorgestellten Ergebnissen kommt es durch den transienten Vorgang zu einer schwachen Anregung des Filters, wodurch kurzzeitig leichte Schwingungen auftreten, die grundsätzlich unproblematisch sind. Falls dennoch eine Reduktion der Schwingungen erforderlich ist, könnte der Ansatz der Modulationsfehlerregelung, der vor einigen Jahren in Verbindung mit LCL-Filtern untersucht wurde [51], eine Verbesserung bringen.

Literaturverzeichnis

- [1] MEYER, R. ; ZLOTNIK, A. ; MERTENS, A.: Fault Ride Through Control of Medium-Voltage Converters with LCL Filter in Distributed Generation Systems. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol. 50, no. 5, Sept. 2014, S. 3448–3456
- [2] MEYER, R. ; ZLOTNIK, A. ; MERTENS, A.: Fault Ride Through Control of Medium-Voltage Converters with LCL Filter in Distributed Generation Systems. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Denver, CO, USA, Sept. 2013, S. 1954–1961
- [3] MEYER, R. ; MERTENS, A.: Design of LCL Filters in Consideration of Parameter Variations for Grid-Connected Converters. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Raleigh, NC, USA, Sept. 2012, S. 557–564
- [4] MEYER, R. ; MERTENS, A.: Design and Optimization of LCL Filters for Grid-Connected Converters. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC ECCE Europe)*. Novi Sad, Serbien, Sept. 2012
- [5] MEYER, R. ; MERTENS, A.: Auslegung eines LCL Filters für Umrichter mit niedriger Schaltfrequenz in dezentralen Erzeugungsanlagen. In: *Internationaler ETG-Kongress*. Würzburg, Nov. 2011
- [6] AVERBERG, A. ; MEYER, K.R. ; MERTENS, A.: Design Considerations of a Current-fed DC-DC Converter with High Voltage Gain for Fuel Cell Applications. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Barcelona, Spanien, Sept. 2009
- [7] AVERBERG, A. ; MEYER, K.R. ; NGUYEN, C.Q. ; MERTENS, A.: A Survey of Converter Topologies for Fuel Cells in the kW Range. In: *IEEE Energy 2030 Conference*. Atlanta, GA, USA, Nov. 2008
- [8] AVERBERG, A. ; MEYER, K.R. ; MERTENS, A.: Current-fed Full Bridge Converter for Fuel Cell Systems. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. Rhodos, Griechenland, Juni 2008, S. 866–872
- [9] LISERRE, M. ; BLAABJERG, F. ; DELL’AQUILA, A.: Step-by-Step Design Procedure for a Grid-Connected Three-Phase PWM Voltage Source Converter. In: *International Journal of Electronics* , vol.91, no.8, Aug. 2004, S. 445–460
- [10] MERTENS, A.: *Analyse des Oberschwingungsverhaltens von taktsynchronen Delta-Modulationsverfahren zur Steuerung von Pulsstromrichtern bei hoher Taktzahl*, Aachener Beiträge des ISEA, Bd. 5, Diss., 1992

- [11] HOLMES, D.G. ; LIPO, T.A.: *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Piscataway, NJ, USA : Wiley-IEEE Press, 2003
- [12] RÜGER, N.E.: *Zur Anwendung eines bandseparierenden Modulationsverfahrens mit niedrigen Taktzahlen in der Leistungselektronik*. VDI Fortschritt-Berichte, Reihe 21, Nr. 402, Leibniz Universität Hannover, Diss., 2012
- [13] LISERRE, M. ; BLAABJERG, F. ; HANSEN, S.: Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol. 41, no. 5, Sept. 2005, S. 1281–1291
- [14] LIU, F. ; ZHA, X. ; ZHOU, Y. ; DUAN, S.: Design and Research on Parameter of LCL Filter in Three-Phase Grid-Connected Inverter. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*. Wuhan, China, Mai 2009, S. 2174–2177
- [15] PARK, M.-Y. ; CHI, M.-H. ; PARK, J.-H. ; KIM, H.-G. ; CHUN, T.-W. ; NHO, E.C.: LCL-Filter Design for Grid-Connected PCS Using Total Harmonic Distortion and Ripple Attenuation Factor. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*. Sapporo, Japan, Juni 2010, S. 1688–1694
- [16] YOON, D.-K. ; JEONG, H.-G. ; LEE, K.-B.: The Design of an LCL-Filter for the Three-Parallel Operation of a Power Converter in a Wind Turbine. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Atlanta, GA, USA, Sept. 2010, S. 1537–1544
- [17] JALILI, K. ; BERNET, S.: Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 56, no. 5, Mai 2009, S. 1674–1689
- [18] CHANNEGOWDA, P. ; JOHN, V.: Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 57, no. 12, Dez. 2010, S. 4106–4114
- [19] CHO, B.-G. ; SUL, S.-K. ; YOO, H. ; LEE, S.-M.: LCL Filter Design and Control for Grid-Connected PWM Converter. In: *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE)*. Jeju, Südkorea, Mai 2011, S. 756–763
- [20] KIM, T.H. ; KIM, S.H. ; KWON, B.K. ; KIM, B.S.: A Procedure to Design LCL Filter for Energy Storage System. In: *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE)*. Jeju, Südkorea, Mai 2011, S. 2974–2978
- [21] TANG, Y. ; LOH, P.C. ; WANG, P. ; CHOO, F.H. ; GAO, F. ; BLAABJERG, F.: Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vo. 59, no. 3, März 2012, S. 1443–1452
- [22] WEI, X. ; XIAO, L. ; YAO, Z. ; GONG, C.: Design of LCL Filter for Wind Power Inverter. In: *World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference (WNWEC)*. Nanjing, China, Nov. 2010, S. 106–112
- [23] ZENG, G. ; RASMUSSEN, T.W. ; MA, L. ; TEODORESCU, R.: Design and Control of LCL-Filter with Active Damping for Active Power Filter. In: *International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. Bari, Italien, Juli 2010, S. 2557–2562

- [24] ARAÚJO, S.V. ; ENGLER, A. ; SAHAN, B. ; ANTUNES, F.: LCL Filter Design for Grid-Connected NPC Inverters in Offshore Wind Turbines. In: *International Conference on Power Electronics (ICPE)*. Daegu, Südkorea, Okt. 2007, S. 1133–1138
- [25] IEEE (Hrsg.): *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems - IEEE Std. 519-1992*. New York, NY, USA: IEEE, April 1993
- [26] ROCKHILL, A.A. ; LISERRE, M. ; TEODORESCU, R. ; RODRIGUEZ, P.: Grid-Filter Design for a Multimewatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 58, no. 4, April 2011, S. 1205–1217
- [27] KNOP, A. ; FUCHS, F.W.: High Frequency Grid Impedance Analysis by Current Injection. In: *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. Porto, Portugal, Nov. 2009, S. 536–541
- [28] GRUNAU, S. ; REESE, J. ; JESSEN, L. ; FUCHS, F.W.: Aspects of Grid Integration of Renewable Energy Sources in Weak Power Systems. In: *Internationaler ETG-Kongress*. Berlin, Nov. 2013
- [29] BDEW (Hrsg.): *Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz (Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz)*. Berlin: BDEW, Juni 2008
- [30] VDN (Hrsg.): *TransmissionCode 2007 - Netz- und Systemregeln der deutschen Übertragungsnetzbetreiber*. Berlin: VDN, Aug. 2007
- [31] MAGUEED, F.A. ; SANNINO, A. ; SVENSSON, J.: Transient Performance of Voltage Source Converter under Unbalanced Voltage Dips. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. Aachen, Juni 2004, S. 1163–1168
- [32] MAGUEED, F.A. ; SVENSSON, J. ; SANNINO, A.: Transient Performance of Voltage Source Converter Connected to Grid through LCL-Filter under Unbalanced Voltage Conditions. In: *IEEE Russia Power Tech*. St. Petersburg, Russland, Juni 2005
- [33] ALEPUZ, S. ; BUSQUETS-MONGE, S. ; BORDONAU, J. ; MARTINEZ-VELASCO, J.A. ; SILVA, C.A. ; PONTT, J. ; RODRIGUEZ, J.: Control Strategies Based on Symmetrical Components for Grid-Connected Converters Under Voltage Dips. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 56, no. 6, Juni 2009, S. 2162–2173
- [34] WESSELS, C.: *Durchfahren von Netzfehlern bei Windenergieanlagen mit FACTS*, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Diss., 2012
- [35] TEODORESCU, R. ; LISERRE, M. ; RODRIGUEZ, P.: *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Chichester, England : Wiley-IEEE Press, 2011
- [36] RODRIGUEZ, P. ; LUNA, A. ; MUNOZ-AGUILAR, R. ; CORCOLES, F. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F.: Control of Power Converters in Distributed Generation Applications under Grid Fault Conditions. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Phoenix, AZ, USA, Sept. 2011, S. 2649–2656

- [37] MA, K. ; LISERRE, M. ; BLAABJERG, F.: Operating and Loading Conditions of a Three-Level Neutral-Point-Clamped Wind Power Converter Under Various Grid Faults. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* , vol. 50, no. 1, Jan. 2014, S. 520–530
- [38] LOHDE, R. ; FUCHS, F.W.: Improved DPC Method of VSC to Fulfill Low Voltage Ride Through Requirements in Wind Power Applications. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*. Ohrid, Mazedonien, Sept. 2010
- [39] REESE, J. ; LOHDE, R. ; FUCHS, F.W.: FRT Capability of Direct Power Controlled Converters Connected by an Actively Damped LCL-Filter for Wind Power Applications. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Birmingham, England, Aug. 2011
- [40] AURTENECHEA, S. ; RODRIGUEZ, M.A. ; OYARBIDE, E. ; TORREALDAY, J.R.: Predictive Direct Power Control of MV-Grid-Connected Two-Level and, Three-Level NPC Converters: Experimental Results. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Aalborg, Dänemark, Sept. 2007
- [41] GEYER, T. ; SCOLTOCK, J. ; MADAWALA, U.: Model Predictive Direct Power Control for Grid-Connected Converters. In: *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. Melbourne, Australien, Nov. 2011, S. 1438–1443
- [42] SCOLTOCK, J. ; GEYER, T. ; MADAWALA, U.: Model Predictive Direct Current Control for a Grid-Connected Converter: LCL-Filter versus L-Filter. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. Kapstadt, Südafrika, Feb. 2013, S. 576–581
- [43] SCOLTOCK, J. ; GEYER, T. ; MADAWALA, U.: Model Predictive Direct Power Control for a Grid-Connected Converter with an LCL-Filter. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. Kapstadt, Südafrika, Feb. 2013, S. 588–593
- [44] ALEPUZ, S. ; BUSQUETS-MONGE, S. ; BORDONAU, J. ; CORTES, P. ; KOURO, S.: Control Methods for Low Voltage Ride-Through Compliance in Grid-Connected NPC Converter Based Wind Power Systems Using Predictive Control. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. San Jose, CA, USA, Sept. 2009, S. 363–369
- [45] LACZYNSKI, T. ; MERTENS, A.: Predictive Stator Current Control for Medium Voltage Drives With LC Filters. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 24, no. 11, Nov. 2009, S. 2427–2435
- [46] HU, J. ; HE, Y. ; NIAN, H.: Improved Predictive Current Control of Grid-Connected DC-AC Converters under Unbalanced Grid Voltage Conditions. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. San Jose, CA, USA, Sept. 2009, S. 1–8
- [47] HU, J. ; HE, Y. ; XU, L. ; ZHI, D.: Predictive Current Control of Grid-Connected Voltage Source Converters During Network Unbalance. In: *IET Power Electronics* , vol. 3, no. 5, Sept. 2010, S. 690–701
- [48] ESPÍ HUERTA, J.M. ; CASTELLÓ-MORENO, J. ; FISCHER, J.R. ; GARCÍA-GIL, R.: A Synchronous Reference Frame Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 57, no. 3, März 2010, S. 954–962

- [49] RODRIGUEZ, P. ; LUNA, A. ; TEODORESCU, R. ; IOV, F. ; BLAABJERG, F.: Fault Ride-Through Capability Implementation in Wind Turbine Converters using a Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Aalborg, Dänemark, Sept. 2007
- [50] INFINEON (Hrsg.): *Datenblatt IGBT-Modul „FZ1200R45KL3_B5“*. München: Infineon, Nov. 2013
- [51] LACZYNSKI, T. ; WERNER, T. ; MERTENS, A: Active Damping of LC-Filters for High Power Drives using Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation. In: *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. Rhodos, Griechenland, Juni 2008, S. 1033–1040

Wissenschaftlicher Werdegang

Name: Karl Robert Meyer
Geburtsdatum: 16.04.1982
Geburtsort: Höxter
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet

Akademische Ausbildung

1994 - 2002 Campe-Gymnasium, Holzminden
Abschluss: Abitur
10/2003 - 09/2008 Studium der Elektrotechnik
an der Leibniz Universität Hannover
Studienrichtung: Energietechnik / Energiewandlung
Abschluss: Diplom
seit 10/2008 Promotionsstudium der Elektrotechnik
an der Leibniz Universität Hannover

Praktika

05/2003 - 07/2003 Grundpraktikum bei BSN Glasspack, Holzminden
10/2007 - 01/2008 Fachpraktikum bei der SMA Technologie AG, Niestetal

Beruf

10/2008 - 12/2013 Wissenschaftlicher Mitarbeiter
am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
der Leibniz Universität Hannover
seit 01/2014 OBERINGENIEUR
am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik
der Leibniz Universität Hannover

Veröffentlichungen

[1–8]