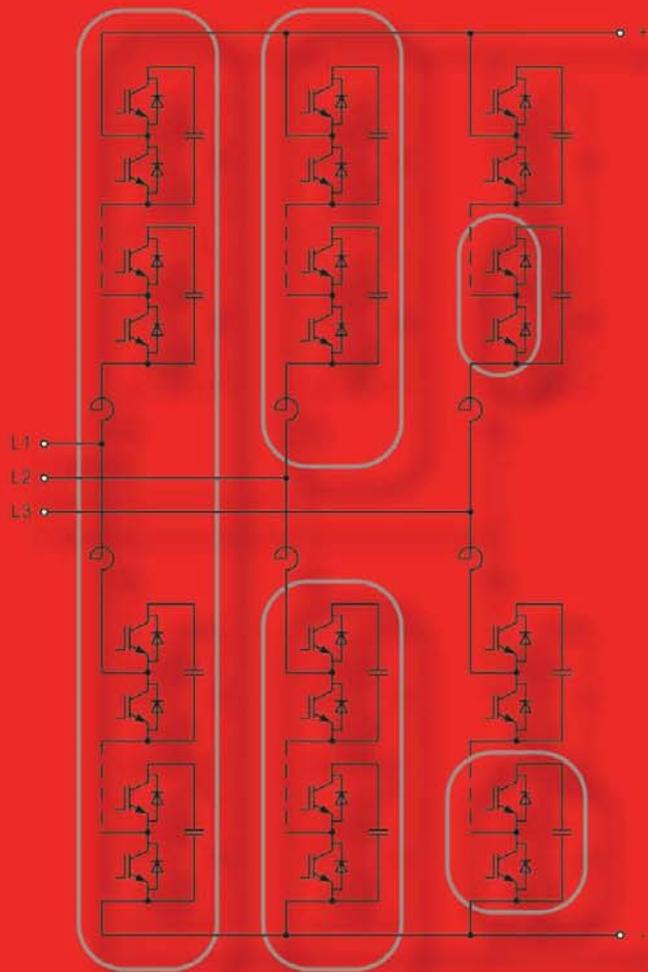


# Modularer Multilevelstromrichter für Anwendungen in der Hochspannungsgleichstromübertragung





# Modularer Multilevelstromrichter für Anwendungen in der Hochspannungsgleichstromübertragung





# Modularer Multilevelstromrichter für Anwendungen in der Hochspannungsgleichstromübertragung

## Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt

der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Chemnitz

von Dipl.-Ing. Mike Dommaschk  
geboren am 10.08.1973 in Lauchhammer

verteidigt am 24.05.2013

Gutachter

Prof. Dr.-Ing Josef Lutz

Univ. Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt

Möhrendorf, den 26. Aug. 2013



### **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2013

Zugl.: (TU) Chemnitz, Univ., Diss., 2013

978-3-95404-517-4

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2013

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2013

Gedruckt auf umweltfreundlichem, säurefreiem Papier aus nachhaltiger Forstwirtschaft.

978-3-95404-517-4

---

## **Kurzfassung**

In dieser Arbeit wird die Anwendung von Modularen Multilevelstromrichtern (MMC) in der Hochspannungsgleichstromübertragung betrachtet. Neben der Topologie werden grundsätzliche Fragen zur Auslegung, Dimensionierung und dem Schutz von Modularen Multilevelstromrichtern in der Hochspannungsgleichstromübertragung erörtert. Der Schwerpunkt konzentriert sich dabei auf die analytische Beschreibung der Modularen Multilevelstromrichter in 6-Puls-Brückenschaltung. Davon ausgehend wurden die Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste sowie die durch Modulare Multilevelstromrichter zu erwartenden Netzurückwirkungen und deren Ursachen näher untersucht.





---

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand neben meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur bei der Siemens AG am Standort Erlangen in der Zeit von 2007 bis 2012.

Mein Dank gilt insbesondere Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. K. Klinger für die fachliche Unterstützung, wertvollen Hinweise und die Motivation während dieser Zeit, welche entscheidend zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.

Weiterhin möchte ich mich bei Herrn J. Dorn und Herrn Dr.-Ing K. Würflinger für die Unterstützung seitens der Siemens AG bedanken, ohne die diese Arbeit nicht hätte entstehen können.

Ebenfalls möchte ich mich für die Unterstützung meiner Kolleginnen und Kollegen, insbesondere jedoch bei Herrn Dr. M. Davies als den Vater des Gedankens und Herrn K- Maier für die hervorragende fachliche Unterstützung bedanken.

Ein ganz besonderer Dank geht jedoch an Herrn Prof. Lutz und Herrn Prof. Marquardt, welche den erfolgreichen Abschluss dieser Arbeit ermöglicht haben.

Der größte Dank geht jedoch an meine Familie, welche mich durch die Höhen und Tiefen dieser Zeit begleitet hat, die eine oder andere Entbehrung hinnehmen musste und mich dennoch in all dieser Zeit unterstützt hat.

Möhrendorf, Mai 2012

Mike Dommaschk





---

## Inhaltsverzeichnis

|         |   |    |
|---------|---|----|
|         | Abbildungsverzeichnis.....                                    | 12 |
|         | Formelzeichen.....  | 18 |
| 1       | Einleitung.....   | 25 |
| 2       | Grundlegender Aufbau und Funktionen .....                     | 27 |
| 2.1     | Funktionen und Arten von Stromrichtern.....                   | 27 |
| 2.1.1   | Grundfunktionen von Stromrichtern .....                       | 27 |
| 2.1.2   | Arten von Stromrichtern.....                                  | 28 |
| 2.1.3   | Einteilung von Stromrichtern .....                            | 29 |
| 2.1.3.1 | Art der Kommutierung .....                                    | 29 |
| 2.1.3.2 | Art des Zwischenkreises.....                                  | 29 |
| 2.2     | Transformatoren .....   | 31 |
| 2.2.1   | Einsatz von Transformatoren bei Stromrichtern .....           | 31 |
| 2.2.2   | Einphasiges Ersatzschaltbild .....                            | 32 |
| 2.3     | Modularer Multilevelstromrichter .....                        | 33 |
| 2.3.1   | Ströme und Spannungen am Stromrichter.....                    | 33 |
| 2.3.2   | Einphasiges Ersatzschaltbild .....                            | 34 |
| 2.4     | Prinzipieller Aufbau.....                                     | 35 |
| 2.4.1   | Stromrichtersatz.....   | 35 |
| 2.4.2   | Stromrichtermodul.....  | 36 |
| 2.4.3   | Submodul.....   | 37 |
| 2.4.4   | Definitionen und Begriffe.....                                | 38 |
| 2.5     | Schutz.....   | 40 |
| 2.5.1   | Analyse der Kommutierungs- und Abschaltvorgänge .....         | 41 |
| 2.5.1.1 | Halbbrücke .....  | 41 |
| 2.5.1.2 | Vollbrücke .....  | 42 |
| 2.5.2   | Schutz vor Überspannungen.....                                | 43 |
| 2.5.2.1 | Analyse der auftretenden Überspannungen.....                  | 43 |
| 2.5.2.2 | Begrenzung der Überspannung durch Ableiter .....              | 45 |
| 2.5.2.3 | Schutz der Submodule vor unzulässig hohen Überspannungen..... | 45 |



|         |  |    |
|---------|--|----|
| 2.5.3   | Schutz vor unzulässigen Strombeanspruchungen .....             | 47 |
| 2.6     | Konzepte und Anwendungsgebiete .....                           | 47 |
| 2.6.1   | Modularer Multilevelstromrichter.....                          | 47 |
| 2.6.2   | Bremssteller.....  | 48 |
| 2.6.3   | Statischer Blindleistungskompensator / Aktives AC-Filter ..... | 49 |
| 2.6.4   | Direktumrichter .....  | 51 |
| 3       | Analyse und Modellbildung.....                                 | 53 |
| 3.1     | Netzwerkanalyse .....  | 53 |
| 3.1.1   | Entwicklung des Netzwerkgraphen.....                           | 53 |
| 3.1.1.1 | Ersatzschaltbild .....   | 54 |
| 3.1.1.2 | Erstellung des Netzwerkgraphen.....                            | 54 |
| 3.1.2   | Zweigstromanalyse.....   | 55 |
| 3.1.2.1 | Inzidenzmatrix der Knoten und Zweige.....                      | 55 |
| 3.1.2.2 | Masche-Zweig-Inzidenzmatrix .....                              | 56 |
| 3.1.2.3 | Impedanzmatrix.....  | 57 |
| 3.1.3   | Entkopplung der stromrichterseitigen Größen .....              | 58 |
| 3.1.3.1 | Verhalten im Frequenzbereich .....                             | 58 |
| 3.1.3.2 | Aufteilung der Zweigspannungen und -ströme.....                | 59 |
| 3.1.3.3 | Transformation der stromrichterseitigen Größen.....            | 60 |
| 3.1.3.4 | Entkopplung der Systeme .....                                  | 65 |
| 3.2     | Berechnung im stationären Betrieb .....                        | 67 |
| 3.2.1   | Prinzipielle Funktionsweise .....                              | 67 |
| 3.2.1.1 | Ein- und Ausgangsgrößen im stationären Betrieb .....           | 68 |
| 3.2.1.2 | Gleichstromseite (Eingangsseite).....                          | 69 |
| 3.2.1.3 | Drehstromseite (Ausgangsseite).....                            | 71 |
| 3.2.1.4 | Stromrichterseite .....  | 75 |
| 3.2.1.5 | Energie .....  | 81 |
| 3.2.1.6 | Energiehub .....   | 83 |
| 3.2.2   | Modulation und Aussteuerung .....                              | 88 |
| 3.2.2.1 | Modulationsfunktion, Modulationsgrad.....                      | 89 |
| 3.2.2.2 | Schaltzustand, Schaltfunktion .....                            | 91 |



---

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 4       | Auslegung .....   | 97  |
| 4.1     | Auswahl der Leistungshalbleiter .....                           | 97  |
| 4.2     | Schalt- und Durchlassverluste .....                             | 99  |
| 4.2.1   | Aufteilung der Verlustleistung .....                            | 99  |
| 4.2.2   | Zustandsbeschreibung des elektrischen Netzwerkes.....           | 100 |
| 4.2.3   | Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste.....               | 101 |
| 4.2.3.1 | Berechnung der zustandsabhängigen Schalt- und Durchlassverluste | 101 |
| 4.2.3.2 | Berechnung der mittleren Durchlassverluste .....                | 105 |
| 4.2.3.3 | Berechnung der mittleren Schaltverluste .....                   | 106 |
| 4.3     | Transiente thermische Belastung.....                            | 119 |
| 4.3.1   | Thermische Modelle.....   | 119 |
| 4.3.2   | Simulation im Zeitbereich .....                                 | 121 |
| 4.3.3   | Berechnung im Frequenzbereich.....                              | 122 |
| 4.3.4   | Simulations- und Berechnungsergebnisse.....                     | 124 |
| 4.4     | Submodulkapazität und Reihenschaltzahl .....                    | 127 |
| 4.4.1   | Energiespeicherbedarf .....                                     | 128 |
| 4.4.2   | Dimensionierung der Submodulkapazität .....                     | 132 |
| 4.5     | Netzurückwirkungen.....   | 136 |
| 4.5.1   | Schalt- und Kommutierungsvorgänge .....                         | 137 |
| 4.5.2   | Nichtlinearitäten .....   | 138 |
| 4.5.3   | Faltungsprodukte .....  | 139 |
| 4.5.4   | Spannungsverzerrung .....                                       | 141 |
| 4.5.5   | Verifikation.....   | 149 |
|         | Zusammenfassung und Ausblick .....                              | 157 |
|         | Literaturverzeichnis .....                                      | 159 |
|         | Normen .....  | 163 |
|         | Publikationen .....   | 164 |
|         | Patente.....  | 165 |
|         | Anhang.....   | 169 |

---

## Abbildungsverzeichnis

|  |    |
|--|----|
| Abb. 2.1 Grundfunktionen von Stromrichtern.....  | 27 |
| Abb. 2.2 Zwischenkreise von Umrichtern mit a) Strom- und b)<br>Spannungszwischenkreis .....  | 30 |
| Abb. 2.3 Prinzipieller Aufbau von Zwischenkreisumrichtern mit a)<br>Stromzwischenkreis (I-Umrichter) und b) Spannungszwischenkreis (U-<br>Umrichter).....  | 30 |
| Abb. 2.4 Prinzipeller Aufbau von Modularen Multilevelumrichtern .....  | 31 |
| Abb. 2.5 Anbindung von Modularen Multilevelstromrichtern an netzgeführte<br>Stromrichter mit Stromzwischenkreis .....  | 31 |
| Abb. 2.6 Ströme und Spannungen am Transformator .....  | 32 |
| Abb. 2.7 Einphasiges Ersatzschaltbild von Transformatoren mit Stufensteller ..   | 32 |
| Abb. 2.8 Abhängigkeit der Kurzschlussspannung von der Stufenschalterposition<br>.....  | 33 |
| Abb. 2.9 Ströme und Spannungen am Stromrichter .....   | 34 |
| Abb. 2.10 Einphasiges Ersatzschaltbild.....  | 34 |
| Abb. 2.11 Aufbau von Modularen Multilevelstromrichtern in 6-Puls-<br>Brückenschaltung.....   | 36 |
| Abb. 2.12 Turmkonstruktion von Modularen Multilevelstromrichtern (Quelle:<br>Siemens AG, mit freundlicher Genehmigung) .....   | 37 |
| Abb. 2.13 Powermodul (Quelle: Siemens AG, mit freundlicher Genehmigung)  | 38 |
| Abb. 2.14 Abschalt- und Kommutierungsvorgänge der Halbbrücke für<br>a) positive und b) negative Überstrombeanspruchungen.....  | 42 |
| Abb. 2.15 Abschalt- und Kommutierungsvorgänge der Vollbrücke.....  | 43 |
| Abb. 2.16 Begrenzung von Überspannungen durch Ableiter a) Symbol b)<br>Anordnung .....   | 45 |
| Abb. 2.17 Submodul mit mechanischem Bypassschalter .....   | 46 |
| Abb. 2.18 Submodul mit zusätzlichem Bypassthyristor .....  | 47 |
| Abb. 2.19 Modularer Multilevelstromrichter .....   | 48 |
| Abb. 2.20 Bremssteller in modularer Multilevelstromrichtertechnik.....   | 49 |
| Abb. 2.21 FACTS-Anwendungen in modularer Multilevelstromrichtertechnik<br>a) Statischer Blindleistungskompensator (SVC PLUS) b) Aktiv AC-Filter<br>zur Reduzierung von Oberschwingungen (z. B. bei klassischen HGÜ-<br>Anlagen)..... | 50 |



|   |     |
|---|-----|
| Abb. 2.22 (Bahnstrom-) Direktumrichter in modularer<br>Multilevelstromrichtertechnik.....             | 51  |
| Abb. 3.1 Vereinfachtes Ersatzschaltbild von Modularen Multilevelstromrichtern<br>.....                | 53  |
| Abb. 3.2 Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Netzwerkberechnung.....                                   | 54  |
| Abb. 3.3 Netzwerkgraph .....  | 55  |
| Abb. 3.4 Baum und Baumkomplement.....   | 56  |
| Abb. 3.5 Maschenbasis Modularer Multilevelstromrichter .....  | 57  |
| Abb. 3.6 Ersatzschaltbilder der transformierten Größen .....  | 66  |
| Abb. 3.7 Ersatzschaltbild der Eingangsseite.....  | 70  |
| Abb. 3.8 Einphasiges Ersatzschaltbild der Drehstromseite .....  | 71  |
| Abb. 3.9 Ein- und Ausgangsspannungen des Modularen Multilevelstromrichters<br>.....                   | 73  |
| Abb. 3.10 Ein- und Ausgangsströme des Modularen Multilevelstromrichters ...                           | 74  |
| Abb. 3.11 Ein- und Ausgangsleistung des Modularen Multilevelstromrichters..                           | 74  |
| Abb. 3.12 Ersatzschaltbild einer Stromrichterphase.....   | 75  |
| Abb. 3.13 Zweigspannungen des Modularen Multilevelstromrichters.....                                  | 76  |
| Abb. 3.14 Zweigströme des Modularen Multilevelumrichters.....   | 77  |
| Abb. 3.15 Leistung der Stromrichtermodule .....   | 79  |
| Abb. 3.16 Eingangspendelleistung der Stromrichtermodule .....   | 80  |
| Abb. 3.17 Ausgangspendelleistung der Stromrichtermodule .....   | 81  |
| Abb. 3.18 Zeigerdiagramm und zeitliche Verläufe der Zweigströme .....                                 | 85  |
| Abb. 3.19 Zeigerdiagramm und zeitliche Verläufe der Zweigspannungen .....                             | 87  |
| Abb. 3.20 Modulationsfunktion $m_A(t)$ der Stromrichtermodule.....                                    | 90  |
| Abb. 3.21 Submodul .....  | 90  |
| Abb. 3.22 Raumzeigerdiagramm .....  | 91  |
| Abb. 3.23 Schaltzustände und Strompfade der Halbbrücke .....  | 93  |
| Abb. 3.24 Aussteuerfunktion $a(t)$ .....  | 95  |
| Abb. 4.1 RBSOA von Mitsubishi HVIGBT Modulen.....   | 98  |
| Abb. 4.2 Aufteilung der Verlustleistung in den Powermodulen.....                                      | 100 |
| Abb. 4.3 Elektrisches Ersatzschaltbild und zugehöriges Zustandsmodell.....                            | 101 |
| Abb. 4.4 Trägersignal, Referenzsignal und Pulsmuster bei 3fach-Taktung .....                          | 111 |
| Abb. 4.5 Schaltfrequenzen bei 3fach Taktung.....  | 111 |
| Abb. 4.6 Trägersignal, Referenzsignal und Pulsmuster bei 2fach-Taktung (mit<br>Frequenzerhöhung)..... | 112 |
| Abb. 4.7 Schaltfrequenzen bei 2fach Taktung.....  | 113 |



|   |     |
|---|-----|
| Abb. 4.8 Trägersignal, Referenzsignal und Pulsmuster bei 2fach-Taktung ohne Frequenzerhöhung.....   | 113 |
| Abb. 4.9 Zusammenhang zwischen Schaltfrequenz, Zweigstrom und Kommutierungsvorgang .....  | 114 |
| Abb. 4.10 Zeitliche Verläufe der Schaltfrequenz .....   | 115 |
| Abb. 4.11 Typische Schalt- und Durchlassverluste am Wechselrichter (Mitsubishi IGBT CM1500HC-66R).....  | 117 |
| Abb. 4.12 Typische Schalt- und Durchlassverluste am Gleichrichter (Mitsubishi IGBT CM1500HC-66R) .....  | 118 |
| Abb. 4.13 Cauer-Modell (Physikalisches Modell) .....  | 120 |
| Abb. 4.14 Foster-Modell (Mathematisches Modell) .....   | 120 |
| Abb. 4.15 Zerlegung in Vierpole .....   | 120 |
| Abb. 4.16 Reduziertes thermisches Simulationsmodell .....   | 122 |
| Abb. 4.17 Verlustleistung $p(t)$ und abgetastetes Signal $p(n)$ .....   | 122 |
| Abb. 4.18 Prinzip zur Berechnung der Sperrschichttemperaturen im Zeit- und Frequenzbereich .....  | 124 |
| Abb. 4.19 Zeitlicher Verlauf der mittleren Verlustleistung.....   | 125 |
| Abb. 4.20 Spektrum der mittleren Verlustleistung $p_v$ .....  | 125 |
| Abb. 4.21 Spektrum der mittleren Temperaturdifferenzen $\Delta T_j$ .....   | 126 |
| Abb. 4.22 Zeitlicher Verlauf der mittleren Sperrschichttemperaturen $T_j$ .....   | 126 |
| Abb. 4.23 Vergleich der Sperrschichttemperaturen von IGBT und Freilaufdiode aus Simulations- (schwarz) und Berechnungsergebnissen (grün) .....  | 127 |
| Abb. 4.24 Zeitliche Verläufe der Energien im stationären Betrieb .....  | 130 |
| Abb. 4.25 Elektrisches Ersatzschaltbild zur Auslegung der Transformatorspannungen als Funktion der Zwischenkreisspannungen und Scheinleistung bzw. der gestellten Grundanforderungen am Netzanschlusspunkt (NAP)..... | 133 |
| Abb. 4.26 Grundprinzip der Auslegung von Stromrichtern .....  | 133 |
| Abb. 4.27 Zusammenhang zwischen Reihenschaltzahl, Submodulkapazität und Kosten .....  | 136 |
| Abb. 4.28 Ursachen von Spannungsrückwirkungen.....  | 137 |
| Abb. 4.29 Spektrum der Kondensatorspannung (oben); Messfehler (mitte); Spannungsverzerrung (unten) ohne Aufschaltung eines Nullsystems (3. Oberschwingung).....   | 140 |



|  |     |
|--|-----|
| Abb. 4.30 Spektrum der Kondensatorspannung (oben); Messfehler (mitte);<br>Spannungsverzerrung (unten) mit Aufschaltung eines Nullsystems<br>(3. Oberschwingung).....   | 141 |
| Abb. 4.31 Zeitliche Verläufe der Schaltfrequenz, des Zweigstromes und der<br>zugehörigen Spannungsverzerrung .....   | 142 |
| Abb. 4.32 Geänderte Bezeichnung der Zweigspannungen und -ströme.....   | 143 |
| Abb. 4.33 Spektrum der Ausgangsgrößen (drehstromseitig).....   | 145 |
| Abb. 4.34 Spektrum der Eingangsgrößen (gleichstromseitig).....   | 145 |
| Abb. 4.35 Spannungsharmonische der Stromrichtermodule .....  | 147 |
| Abb. 4.36 $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannung .....  | 148 |
| Abb. 4.37 0-Komponenten der Ausgangsspannung.....  | 148 |
| Abb. 4.38 $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsspannung .....  | 149 |
| Abb. 4.39 0-Komponenten der Eingangsspannung .....   | 149 |
| Abb. 4.40 Vergleich von Stromoberschwingungen auf der Basis von<br>Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell<br>(rot) im Arbeitspunkt $P = 1,0$ pu und $Q = 0,35$ pu; (Frequenzbereich) .. | 152 |
| Abb. 4.41 Vergleich von Stromoberschwingungen auf der Basis von<br>Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell<br>(rot) im Arbeitspunkt $P = 0,25$ pu und $Q = 0,0$ pu; (Frequenzbereich) .. | 153 |
| Abb. 4.42 Vergleich von Stromoberschwingungen auf der Basis von<br>Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell<br>(rot) im Arbeitspunkt $P = 1,0$ pu und $Q = 0,35$ pu; (Zeitbereich).....   | 154 |
| Abb. 4.43 Vergleich von Stromoberschwingungen auf der Basis von<br>Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell<br>(rot) im Arbeitspunkt $P = 0,25$ pu und $Q = 0,0$ pu; (Zeitbereich).....   | 154 |
| Abb. 4.44 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen<br>( $S=1000$ MVA; $U_d=320$ kV; $M=0,85$ ) .....  | 155 |
| Abb. 4.45 Harmonische im Nullsystem der Ausgangsspannung<br>( $S=1000$ MVA; $U_d=320$ kV; $M=0,85$ ) .....   | 155 |
| Abb. 4.46 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen<br>( $S=1000$ MVA; $U_d=320$ kV; $M=0,85$ ) .....  | 156 |
| Abb. 4.47 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung<br>( $S=1000$ MVA; $U_d=320$ kV; $M=0,85$ ) .....   | 156 |
| Abb. 0.1 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen ( $S=400$ MVA;<br>$U_d=320$ kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung).....   | 170 |

|   |     |
|---|-----|
| Abb. 0.2 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (Ausschnitt,<br>S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)...                    | 171 |
| Abb. 0.3 Zeitliche Verläufe der Harmonischen in den Ein- und<br>Ausgangsspannungen (S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3.<br>Oberschwingung).....   | 172 |
| Abb. 0.4 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen<br>(S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3.Oberschwingung) ..  | 173 |
| Abb. 0.5 Harmonische im Nullsystem der Ausgangsspannung (S=400MVA;<br>Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung).....                              | 173 |
| Abb. 0.6 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen<br>(S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung) .  | 174 |
| Abb. 0.7 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung (S=400MVA;<br>Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung).....                              | 174 |
| Abb. 0.8 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (S=400MVA;<br>Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung) .....                            | 175 |
| Abb. 0.9 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (Ausschnitt,<br>S=400MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)                      | 176 |
| Abb. 0.10 Zeitliche Verläufe der Harmonischen in den Ein- und<br>Ausgangsspannungen (S=400MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3.<br>Oberschwingung)..... | 177 |
| Abb. 0.11 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen<br>(S=400MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3.Oberschwingung)   | 178 |
| Abb. 0.12 Harmonische im Nullsystem der Ausgangsspannung (S=400MVA;<br>Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung) .....                           | 178 |
| Abb. 0.13 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen<br>(S=400MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)  | 179 |
| Abb. 0.14 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung (S=400MVA;<br>Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung) .....                           | 179 |
| Abb. 0.15 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (S=1000MVA;<br>Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung) .....                          | 180 |
| Abb. 0.16 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (Ausschnitt,<br>S=1000MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)<br>.....           | 181 |



---

|   |     |
|---|-----|
| Abb. 0.17 Zeitliche Verläufe der Harmonischen in den Ein- und<br>Ausgangsspannungen (S=1000MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung<br>der 3. Oberschwingung).....        | 182 |
| Abb. 0.18 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen<br>(S=1000MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3.Oberschwingung)<br>..... | 183 |
| Abb. 0.19 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung (S=1000MVA;<br>Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung).....                                    | 183 |
| Abb. 0.20 Harmonische in den $\alpha$ - und $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen<br>(S=1000MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3.Oberschwingung)<br>..... | 184 |
| Abb. 0.21 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung (S=1000MVA;<br>Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung).....                                    | 184 |

---

## Formelzeichen

### Verzeichnis der verwendeten Symbole

|                     |  |
|---------------------|--|
| $A$                 | Anzahl   |
| $\mathbf{A}_{th}$   | Thermische Kettenmatrix                                  |
| $a$                 | Aussteuerung, Drehoperator                               |
| $a_{ij}$            | A-Parameter  |
| $C$                 | Kapazität  |
| $C_l$               | Submodulkapazität  |
| $C_d$               | Zwischenkreiskapazität                                   |
| $D$                 | Diode  |
| $E_{off}$           | Verlustenergie während der Abschaltzeit                  |
| $E_{on}$            | Verlustenergie während der Einschaltzeit                 |
| $E_{rr}$            | Verlustenergie während der Sperrverzögerungszeit (Diode) |
| $f$                 | Frequenz   |
| $f_{sw}$            | Schaltfrequenz   |
| $f'_{sw}$           | Ersatzschaltfrequenz (Zweipunkt)                         |
| $f_{sw, Turn\ on}$  | Einschaltfrequenz  |
| $f_{sw, Turn\ off}$ | Ausschaltfrequenz  |
| $\mathbf{G}_{SR}$   | Übertragungsverhalten des Stromrichters                  |
| $\mathbf{H}$        | Inzidenzmatrix der Knoten und Zweige                     |
| $I$                 | Strom, Effektivwert                                      |
| $\mathbf{I}_z$      | Vektor der Zweigströme                                   |
| $I_{1/2}$           | Transformatorströme im einphasigen Ersatzschaltbild      |
| $I_{1U/1V/1W, OS}$  | Leiterströme am Transformator, überspannungsseitig       |
| $I_{2U/2V/2W, US}$  | Leiterströme am Transformator, unterspannungsseitig      |
| $i$                 | Strom, zeitveränderliche Größe                           |
| $i_{1/2/3}$         | Leiterströme   |
| $I_d$               | Zwischenkreisstrom                                       |
| $I_{dp/dn}$         | Strom am positiven / negativen Pol                       |
| $I_F$               | Durchlassstrom   |
| $i_{N0}$            | Sternpunkt-Mittelpunkt-Strom                             |
| $i_{sub}$           | Submodulstrom (entspricht i. d. R. dem Zweigstrom)       |
| $i_v$               | Zweigstrom allg.   |
| $k$                 | relative Position des Stufenstellers                     |



|                         |   |
|-------------------------|---|
| $L$                     | Induktivität  |
| $L_D$                   | Drosselinduktivität   |
| $L_d$                   | Zwischenkreisinduktivität   |
| $L_H$                   | Hauptinduktivität von Transformatoren                             |
| $L_k$                   | Kurzschlussinduktivität   |
| $L_{\sigma 1/\sigma 2}$ | Streuinduktivität von Transformatoren                             |
| $\mathbf{M}$            | Masche-Zweig-Inzidenzmatrix                                       |
| $M_A$                   | Modulationsgrad der Ausgangsspannungen                            |
| $m_A$                   | Modulationsfunktion der Ausgangsspannungen                        |
| $N_{SUB}$               | Reihenschaltzahl  |
| $n$                     | Anzahl  |
| $P$                     | Leistung  |
| $p_{sw/dc}$             | Schalt-, Durchlassverluste  |
| $p_{1p/2p/3p}$          | Leistung, positive Stromrichtermodule                             |
| $p_{1n/2n/3n}$          | Leistung, negative Stromrichtermodule                             |
| $R$                     | Widerstand  |
| $R_d$                   | Widerstand im Zwischenkreis                                       |
| $R_{1/2}$               | Widerstand zur Erfassung der Kupferverluste bei Transformatoren   |
| $R_{fe}$                | Widerstand zur Erfassung der Leerlaufverluste bei Transformatoren |
| $S$                     | Scheinleistung  |
| $\mathbf{S}_I$          | Transformationsmatrix der Ströme                                  |
| $\mathbf{S}_U$          | Transformationsmatrix der Spannungen                              |
| $s$                     | Schaltfunktion  |
| $T$                     | Periodendauer, Transistor, Thyristor                              |
| $\mathbf{T}_{B6}$       | Transformationsmatrix der B6-Brückenschaltung                     |
| $\mathbf{T}_C$          | Transformationsmatrix der Clarke-Transformation                   |
| $\mathbf{T}_{C6}$       | Transformationsmatrix für 2 dreiphasige Systeme                   |
| $\mathbf{T}_{B6C6}$     | Transformationsmatrix Clarke- und B6 Transformation               |
| $T_j$                   | Sperrschichttemperatur  |
| $t$                     | Zeit  |
| $t_{on}, t_{off}$       | Einschaltzeit, Ausschaltzeit                                      |
| $t_{verr}$              | Verriegelungszeit   |
| $U$                     | Spannung, Effektivwert  |
| $U_1$                   | Löschspannung, Bemessungsspannung bei Ventilableitern             |
| $U_{1/2}$               | Transformatorspannungen im einphasigen Ersatzschaltbild           |
| $U_{BYPASS}$            | Spannung des Kondensators beim Schließen des Bypassschalters      |



|                   |   |
|-------------------|---|
| $U_{CI,MAX}$      | maximal zulässige Submodulspannung                                  |
| $U_{CI,SUB}$      | mittlere Submodulspannung   |
| $U_{CC}$          | Kollektor-Emitter-Versorgungsspannung                               |
| $\mathbf{U}_q$    | Vektor der Zweigspannungen  |
| $U_{1U/1V/1W,OS}$ | Sternspannungen am Transformator, überspannungsseitig               |
| $U_{2U/2V/2W,US}$ | Sternspannungen am Transformator, unterspannungsseitig              |
| $U_d$             | Zwischenkreisspannung   |
| $U_{dp/dn}$       | Pluspol- / Minuspol-Erde-Spannung                                   |
| $U_F$             | Fehlerspannung  |
| $U_m$             | Höchste Spannung für Betriebsmittel                                 |
| $U_r$             | Bemessungsspannung  |
| $u$               | Spannung, zeitveränderliche Größe                                   |
| $u_{0E}$          | Nullpunkt-Erde-Spannung   |
| $u_{N0}$          | Sternpunkt-Nullpunkt-Spannung                                       |
| $u_{1N/2N/3N}$    | Sternspannungen   |
| $u_{10/20/30}$    | Leiter-Mittelpunkt-Spannung   |
| $u_{1n/2n/3n}$    | Spannungen über den unteren Stromrichtermodulen                     |
| $u_{1p/2p/3p}$    | Spannungen über den oberen Stromrichtermodulen                      |
| $u_{q2U/q2V/q2W}$ | Leerlaufspannungen am Transformator, unterspannungsseitig           |
| $u_{2U/2V/2W}$    | Sternspannungen am Transformator, unterspannungsseitig              |
| $u_{q1/2q/qi}$    | Quellspannungen   |
| $u_A$             | Ausgangsspannung aus Modulationsfunktion                            |
| $u_{CI}$          | Kondensatorspannung   |
| $u_{CE}$          | Kollektor-Emitter-Spannung  |
| $u_d$             | Zwischenkreisspannung   |
| $u_{dp/dn}$       | Pluspol- / Minuspol-Erde-Spannungen                                 |
| $u_F$             | Fehlerspannung, Durchlassspannung                                   |
| $u_K$             | relative Kurzschlussspannung  |
| $u_{sub}$         | Submodulspannung  |
| $u_q$             | Quellspannung   |
| $\mathbf{W}$      | Energie, Mittelwert   |
| $W_{BYPASS}$      | Energie des Submodulkondensators beim Schließen des Bypassschalters |
| $w, \Delta w$     | Energie, Energiehub   |
| $w$               | Drehoperator  |
| $\mathbf{Z}$      | Impedanzmatrix  |



|                   |   |
|-------------------|---|
| $Z$               | Impedanz  |
| $\mathbf{Z}_{th}$ | Thermische Impedanzmatrix   |
| $Z,   Z  $        | Zustand, Zustandsmatrix   |
| $Z_{1/2/i}$       | Impedanzen  |
| $Z_D$             | Drosselimpedanz   |
| $Z_d$             | Zwischenkreisimpedanz (entspr. Impedanz von Kabel oder Freileitung) |
| $Z_k$             | Kurzschlussimpedanz (entspr. Netzimpedanz und SR-Transformator)     |
| $\alpha$          | Stromflusswinkel  |
| $\Theta$          | Heaviside-Funktion  |
| $\delta$          | Überspannungsfaktor   |
| $\delta_E$        | Erdfehlerfaktor   |
| $\delta_L$        | Lastabwurfaktor   |
| $\omega$          | Kreisfrequenz   |

### Verzeichnis der häufig verwendeten Indizes, tiefgestellt

|                  |  |
|------------------|--|
| 1p,2p,3p         | obere Stromrichtermodule   |
| 1n,2n,3n         | untere Stromrichtermodule  |
| $0$              | Mittelpunkt des Zwischenkreises (Nullpunkt)                      |
| A                | Ausgang  |
| Turn on          | Einschaltvorgang   |
| Turn off         | Ausschaltvorgang   |
| IGBT             | IGBT   |
| FWD              | Freilaufdiode  |
| $\alpha\beta 0$  | Darstellung in $\alpha\beta 0$ -Komponenten (rotierender Zeiger) |
| $\alpha,\beta,0$ | $\alpha,\beta,0$ -Komponenten (rotierender Zeiger)               |
| dp0              | Darstellung in pq0-Komponenten (feststehender Zeiger)            |
| d,p,0            | p,q,0-Komponenten (feststehender Zeiger)                         |
| $\Delta$         | Dreieck  |
| Y                | Stern  |
| $b$              | binäre Größe   |
| CONV, conv       | stromrichterseitig   |
| CVM, cvm         | Ausgangsgrößen   |
| PHM, phm         | Eingangsgrößen   |



|       |                                |
|-------|--------------------------------|
| $F$   | Fehlerstelle                   |
| $N$   | Nennwert, Bemessungswert       |
| $MIN$ | Minimum                        |
| $MAX$ | Maximum                        |
| OS    | Oberspannungsseite             |
| rst   | Darstellung in rst-Komponenten |
| SR    | Stromrichter                   |
| US    | Unterspannungsseite            |

### Besondere Kennzeichnungen

|                  |                        |
|------------------|------------------------|
| $\bar{x}$        | konjugiert komplex     |
| $\hat{x}$        | Spitzenwert, Amplitude |
| $\{\mathbf{x}\}$ | Vektor                 |
| $[\mathbf{X}]$   | Matrix                 |

### Abkürzungen

|          |   |
|----------|---|
| A        | Anschluss / Pol   |
| U, V, W  | drehstromseitiger Anschluss   |
| N/P, +/- | negativer, positiver Anschluss / Pol  |
| K, L     | bahnstromseitiger Anschluss   |
| BK       | Brückenkurzschluss  |
| BIGT     | Bimode Insulated Gate Transistor  |
| BLK      | Zustand, Zustandsübergang des SR in den gesperrten Zustand                          |
| CONV     | Umrichter (engl. converter)   |
| FACTS    | flexibles Drehstromübertragungssystem<br>(engl.: Flexible- AC- Transmission System) |
| GTO      | Gate Turn- off Thyristor  |
| HBSM     | Halbbrückensubmodul   |
| HGÜ      | Hochspannungsgleichstromübertragung   |
| HVIGBT   | High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor                                      |
| IGBT     | Insulated Gate Bipolar Transistor   |
| MMC      | Modularer Multilevel-Stromrichter<br>(engl. Modular Multilevel Converter)           |
| MTDC     | Multiterminal Hochspannungsgleichstromübertragung                                   |



---

|       |                                  |
|-------|----------------------------------|
| NAR   | Netzanschlussregeln              |
| NAP   | Netzanschlusspunkt               |
| NVP   | Netzverknüpfungspunkt            |
| OWP   | Offshore Windpark                |
| PLUS  | Power Link Universal System      |
| RBSOA | Reverse Bias Safe Operating Area |
| SR    | Stromrichter                     |
| VBSM  | Vollbrückensubmodul              |



## 1 Einleitung

Die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) gewinnt durch die Nutzung regenerativer Energien zunehmend an Bedeutung. Die Yunnan-Guangdong HGÜ in China, welche die Energie aus den Wasserkraftwerken der Xiaowan- und Manwan-Talsperren zwischen den Städten Chuxiong (Provinz Yunnan) und Zengcheng (Provinz Guangdong) überträgt, gehört mit einer Übertragungsleistung von 5000 MW bei +/-800 kV und einer Länge von 1418 km zu den größten HGÜs weltweit. Die beiden von der Siemens AG errichteten Stromrichterstationen sind aus vier Stromrichtern mit einer Spannung von jeweils 400 kV in klassischer Thyristortechnik aufgebaut [Sie05].

In Deutschland wird mit dem Projekt „BorWin 1“ der erste Offshore-Windpark (OWP) über eine HGÜ angebunden. Die von der ABB gebaute HGÜ verbindet am sogenannten Netzanschlusspunkt (NAP) mit einer Übertragungsleistung von bis zu 400 MW bei +/-150 kV den Offshore-Windpark „BARD Offshore 1“ über die 200 km entfernte Umrichterstation mit dem deutschen Höchstspannungsnetz am sogenannten Netzverknüpfungspunkt (NVP) in Diele. Die Netzspannung in den Offshore-Windparks wird durch den aus Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT) in Zweipunkttechnik aufgebauten Spannungszwischenkreisumrichter realisiert [Abb03].

Zurzeit befinden sich vier weitere HGÜs mit den von der Siemens AG entwickelten Modularen Multilevelstromrichtern zur Anbindung der Offshore-Windparks mit Übertragungsleistungen von bis zu 864 MW bei +/-320 kV im Bau [Sie06]. Weiterhin ist zu erwarten, dass die Modulare Multilevelstromrichtertechnik für die Übertragung der Energie aus den Windkraftanlagen im Norden in die großen Metropolregionen im Süden des Landes zum Einsatz kommt und damit eine führende Position beim Ausbau der regenerativen Energien einnimmt [Nee01].

In den hohen Leistungsbereichen wird sich auch langfristig die klassische HGÜ mit Übertragungsleistungen von bis zu 11.000 MW behaupten, während sich die Modulare Multilevelstromrichtertechnik im mittleren Leistungsbereich mit Übertragungsleistungen bis zu 2.000 MW zunehmend durchsetzen wird. Insbesondere die erreichbare Dynamik, Blindleistungsstützung und Schwarzstartfähigkeit gehören zu den entscheidenden Argumenten, welche für den Einsatz dieser Technik gegenüber der klassischen HGÜ sprechen.



## 2 Grundlegender Aufbau und Funktionen

### 2.1 Funktionen und Arten von Stromrichtern

#### 2.1.1 Grundfunktionen von Stromrichtern

Die Hauptaufgabe von Stromrichtern besteht in der Umformung elektrischer Energie sowie der Steuerung des Energieflusses. Unter der Umformung elektrischer Energie versteht man die Änderung der elektrischen Größen zwischen dem Ein- und Ausgang des Stromrichters, welche unter anderem durch die Energieflussrichtung gekennzeichnet ist. Prinzipiell ergeben sich daraus die vier Grundfunktionen von Stromrichtern. Zu den Grundfunktionen zählen das Gleichrichten, das Wechselrichten, das Gleichstromstellen sowie das Wechselstromstellen (Abb. 2.1).

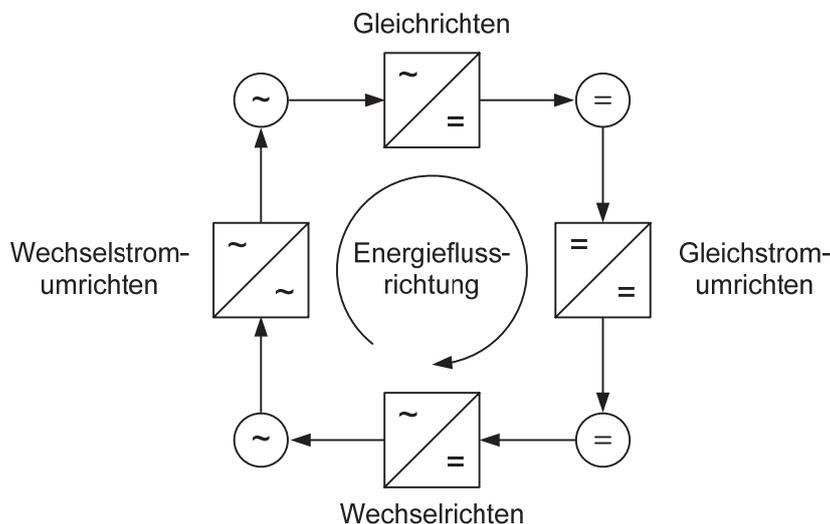


Abb. 2.1 Grundfunktionen von Stromrichtern

Bei der Umformung von Wechselstrom in Gleichstrom spricht man von einem Gleichrichter und bei der Umformung von Gleichstrom in Wechselstrom spricht man von einem Wechselrichter. Im Weiteren werden Gleich- und Wechselrichter unter dem Oberbegriff Stromrichter zusammengefasst [Heu01].

Unter einem Umrichter versteht man eine Schaltung bzw. Topologie, die aus einem beliebigen Wechselstromsystem ein anderes Wechselstromsystem mit gleicher oder anderer Phasenzahl, Frequenz und Spannung erzeugt. Hierzu werden auch Gleichstromumrichter, d. h. die Wandlung zwischen zwei Gleichstromsystemen, gezählt. In diesem Zusammenhang unterscheidet man zwei Klassen von Umrichtern.



*Zwischenkreisumrichter* sind aus einem Gleich- und einem Wechselrichter aufgebaut und über einen Zwischenkreis miteinander verbunden. Die Wandlung zwischen zwei Wechselstromsystemen erfolgt hier über einen Gleichstrom- oder Gleichspannungszwischenkreis. Die Wandlung zwischen zwei Gleichstromsystemen kann dabei über ein Wechselstrom- bzw. Wechselspannungssystem erfolgen.

*Direktumrichter* führen eine direkte Wandlung zwischen zwei Wechselstrom- oder Gleichstromsystemen ohne einen Zwischenkreis durch und bilden aus diesem Grund eine eigene Klasse von Stromrichtern. Weitere Funktionen von Stromrichtern sind in der EN 60146-2 definiert. Dazu zählen neben den oben aufgeführten Grundfunktionen:

- (elektronisches) (Leistungs-)Umrichten
- (elektronisches) Wechselstrom-Gleichstrom-(Leistungs-)Umrichten
- (elektronisches) (Leistungs-)Gleichrichten
- (elektronisches) (Leistungs-)Wechselrichten
- (elektronisches) (Leistungs-)Wechselstromumrichten
- (elektronisches) (Leistungs-)Gleichstromumrichten
- direktes (Leistungs-)Umrichten
- Zwischenkreis-(Leistungs-)Umrichten

### 2.1.2 Arten von Stromrichtern

Neben den Grundfunktionen werden die Stromrichter entsprechenden Arten zugeordnet. Prinzipiell unterscheidet man in diesem Zusammenhang zwischen netzgeführten und selbstgeführten Stromrichtern. In der EN 60146-2 werden bisher die folgenden Arten von Stromrichtern definiert.

- (elektronischer) (Leistungs-)Stromrichter
- selbstgeführter Stromrichter
- Wechselstrom-Gleichstromumrichter
- Wechselstrom-Gleichstromumrichter mit Spannungseinprägung
- Wechselstrom-Gleichstromumrichter mit Stromeinprägung
- Gleichrichter
- Wechselrichter
- Spannungsquellen-Wechselrichter / spannungsgespeicherter Wechselrichter



- Stromquellen-Wechselrichter / stromgespeicherter Wechselrichter
- netzinteraktiver Umrichter
- Blindleistungs-Umrichter
- Wechselstromumrichter
- Wechselstrom-Direktumrichter
- Zwischenkreis-Wechselstromumrichter
- Gleichstromumrichter
- Gleichstrom-Direktumrichter / Gleichstromsteller
- Zwischenkreis-Gleichstromumrichter

### 2.1.3 Einteilung von Stromrichtern

#### 2.1.3.1 Art der Kommutierung

Die Einteilung der Stromrichter erfolgt u. a. nach der Art der Kommutierung in Stromrichter ohne Kommutierung (Wechselstromschalter, -steller), mit natürlicher Kommutierung (fremdgeführte Stromrichter) und in Stromrichter mit Zwangskommutierung (selbstgeführte Stromrichter).

Bei fremdgeführten Stromrichtern wird die notwendige Kommutierungsspannung durch das Netz (netzgeführte Stromrichter) oder die Last (lastgeführte Stromrichter) zur Verfügung gestellt. Zu den fremdgeführten Stromrichtern gehören u. a. aus Dioden und Thyristoren aufgebaute Gleich- und Wechselrichterschaltungen mit Stromzwischenkreis.

Bei selbstgeführten Stromrichtern wird die notwendige Kommutierungsspannung durch abschaltbare Leistungshalbleiter (Erhöhung des Widerstandes) oder zum Stromrichter gehörende kapazitive oder induktive Energiespeicher (Löschzweig) zur Verfügung gestellt. Zu den selbstgeführten Stromrichtern gehören unter anderem aus abschaltbaren Leistungshalbleitern (z. B. GTO (Gate Turn-off Thyristor), IGBT) aufgebaute Gleich- und Wechselrichterschaltungen mit Strom- oder Spannungszwischenkreis.

#### 2.1.3.2 Art des Zwischenkreises

Neben der Art der Kommutierung werden Umrichter (auch Zwischenkreisumrichter genannt) nach der Art ihres Zwischenkreises unterschieden (Abb. 2.2). Diese teilt man in Zwischenkreisumrichter mit Gleichspannungs- und Gleichstromzwischenkreis ein.

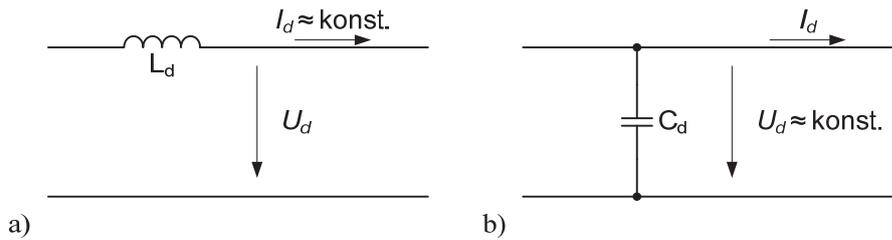


Abb. 2.2 Zwischenkreise von Umrichtern mit a) Strom- und b) Spannungszwischenkreis

Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis sind durch feste Stromrichtung und einen (konstanten) Zwischenkreisstrom (Gleichstrom) charakterisiert. Eine Änderung der Übertragungsrichtung wird in Stromzwischenkreisumrichtern (I-Umrichtern) durch eine Änderung der Polarität der Zwischenkreisspannung realisiert (Abb. 2.3a).

Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis sind durch eine feste Polarität und eine nahezu konstante Zwischenkreisspannung (Gleichspannung) charakterisiert. Eine Umkehr der Übertragungsrichtung oder Übertragungsleistung wird in Spannungszwischenkreisumrichtern (U-Umrichter) durch eine Änderung der Stromrichtung oder Stromstärke im Zwischenkreis realisiert (Abb. 2.3b).

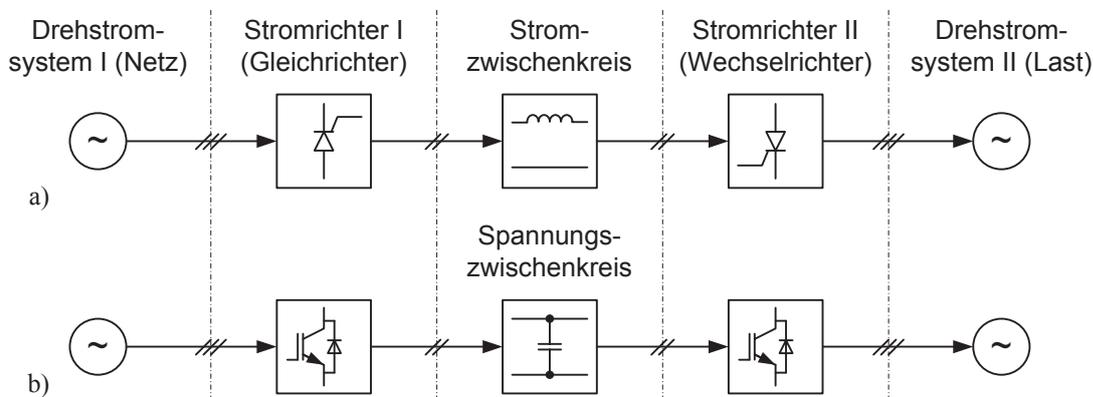


Abb. 2.3 Prinzipieller Aufbau von Zwischenkreisumrichtern mit a) Stromzwischenkreis (I-Umrichter) und b) Spannungszwischenkreis (U-Umrichter)

Im Unterschied zu konventionellen I- und U-Umrichtern, bei denen der Energiespeicher im Spannungs- bzw. Stromzwischenkreis integriert ist, verfügen Modulare Multilevelstromrichter über einen in den Stromrichtermodulen integrierten Energiespeicher (Abb. 2.4).

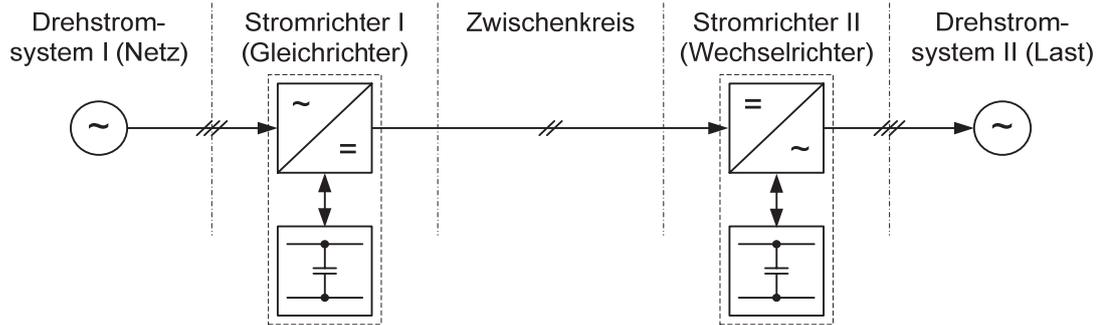


Abb. 2.4 Prinzipeller Aufbau von Modularen Multilevelumrichtern

Damit ist prinzipiell eine Kopplung von Modularen Multilevelstromrichtern sowohl mit U- als auch I-Stromrichtern möglich. In Kombination mit I-Stromrichtern lässt sich damit eine Anbindung von Modularen Multilevelstromrichtern an klassische, netzgeführte Umrichter im Zwischenkreis oder eine Anbindung von Modularen Multilevelstromrichtern an klassische, netzgeführte I-Stromrichter realisieren (Abb. 2.5).

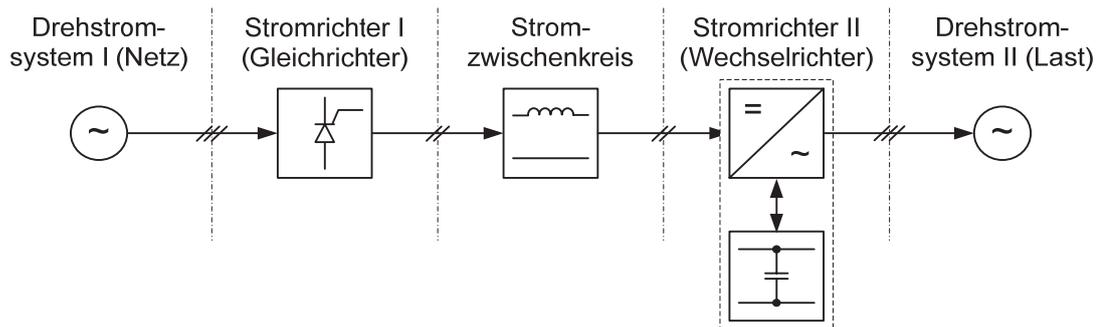


Abb. 2.5 Anbindung von Modularen Multilevelstromrichtern an netzgeführte Stromrichter mit Stromzwischenkreis

## 2.2 Transformatoren

### 2.2.1 Einsatz von Transformatoren bei Stromrichtern

Die Anbindung der Umrichter an das Netz erfolgt über Transformatoren (Abb. 2.6). Diese werden in erster Linie zur Anpassung der Netzspannung an die Umrichterspannung benötigt. Daneben sind die Transformatoren zur Entkopplung der drehstromseitigen Nullsysteme erforderlich. In der Hochspannungsgleichstromübertragung mit Modularen Multilevelstromrichtern lassen sich Transformatoren in Stern-Dreieck-Schaltung oder Stern-Stern-Schaltung mit isoliertem Sternpunkt auf der Stromrichterseite einsetzen. Der Sternpunkt auf der Stromrichterseite kann zum Schutz vor unzulässig hohen Überspannungen über Ableiter am Erdpotential angebunden werden. Prinzipiell lässt sich durch den

Einsatz von Transformatoren in Stern-Dreieck-Schaltung oder Stern-Stern-Schaltung mit Ausgleichswicklung ein besseres Verhalten der Umrichter während ein- oder zweiphasiger Netzfehler, durch die resultierende Restspannung auf der Stromrichterseite, erreichen.

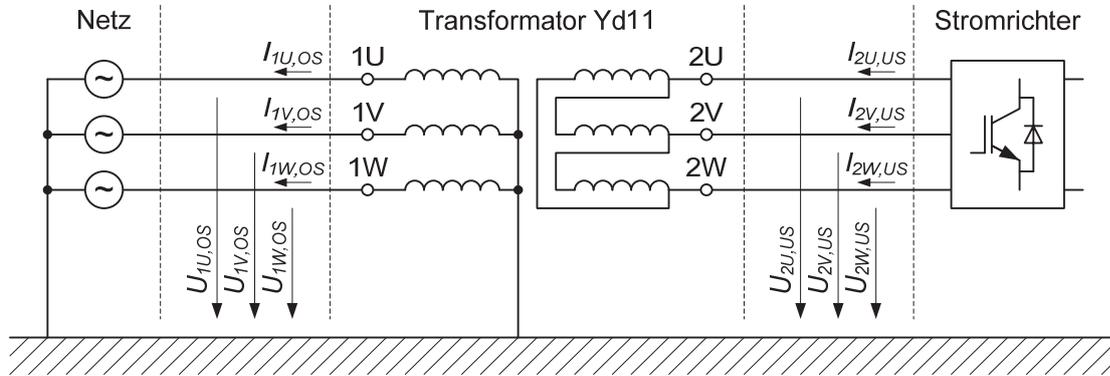


Abb. 2.6 Ströme und Spannungen am Transformator

### 2.2.2 Einphasiges Ersatzschaltbild

Für die Auslegung und Dimensionierung der Transformatoren sind einige Randbedingungen zu berücksichtigen. Dazu zählen unter anderem das Verhalten von Transformatoren mit Stufensteller, die mit der Baugröße verbundene Kurzschlussleistung sowie die durch Gleichstromanteile im Ein- oder Ausgangsstrom der Umrichter verbundenen Sättigungserscheinungen. Im Allgemeinen werden die Transformatoren für die Auslegung und Dimensionierung durch ein einphasiges Ersatzschaltbild nachgebildet (Abb. 2.7). Darin lässt sich der Einsatz eines Stufenstellers durch unterschiedliche Streuinduktivitäten und Wicklungswiderstände berücksichtigen [Hck01].

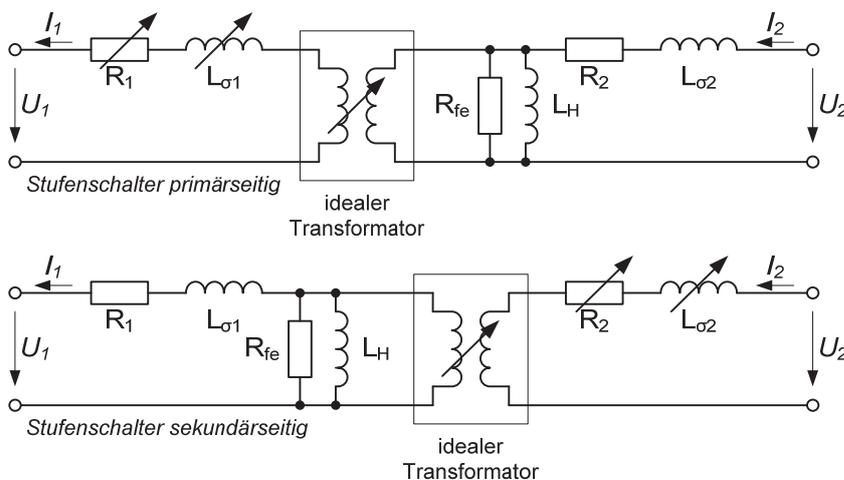


Abb. 2.7 Einphasiges Ersatzschaltbild von Transformatoren mit Stufensteller



Die Abhängigkeit der Kurzschlussspannung von der Stufenstellerposition lässt sich den technischen Angaben der Hersteller entnehmen und somit in der Auslegung und Dimensionierung der Anlagen berücksichtigen. Größere Unterschiede und damit in jedem Fall zu berücksichtigende Unterschiede treten unter anderem dann auf, wenn zusätzliche Anforderungen an die Transformatoren (z. B. an die Tertiärwicklungen zur Energieauskopplung) gestellt werden oder die Position des Stufenstellers in Bezug auf die konstant zu haltende Leerlaufspannung ungünstig gewählt wurden.

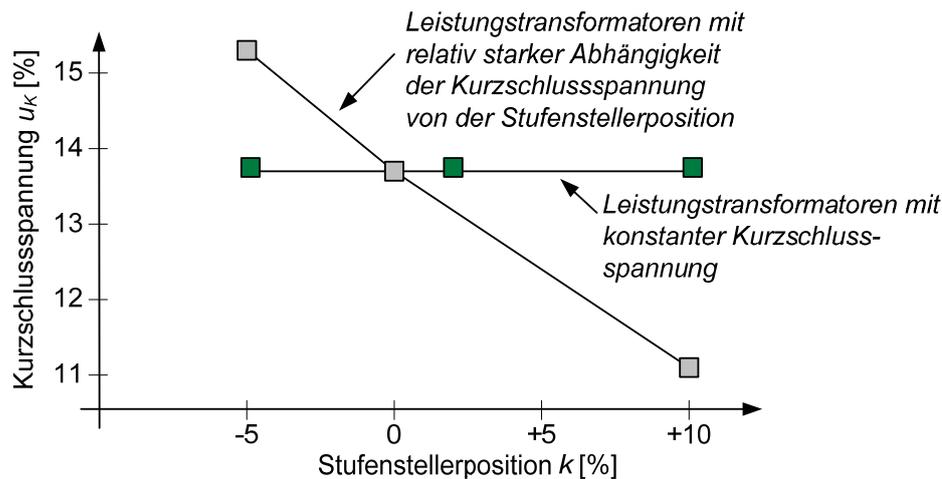


Abb. 2.8 Abhängigkeit der Kurzschlussspannung von der Stufenschalterposition

In der Abb. 2.8 wird ein Beispiel für einen einphasigen Transformator mit entsprechender Abhängigkeit angegeben. In diesem Fall variiert die relative Kurzschlussspannung zwischen  $u_k = 11\%$  und  $u_k = 16\%$  zwischen den Stufenstellerpositionen  $k = +10\%$  und  $k = -5\%$ .

## 2.3 Modularer Multilevelstromrichter

### 2.3.1 Ströme und Spannungen am Stromrichter

Die Kennzeichnung der Ein- und Ausgänge erfolgt definitionsgemäß durch die Richtung des Energieflusses. Bei umkehrbarem Energiefluss werden die Ein- und Ausgänge durch die Hauptflussrichtung festgelegt und ändern sich nicht mit der Energieflussrichtung und Anwendung.

Im Weiteren werden unabhängig von der Richtung des Energieflusses die Gleichspannungsseite als Eingang und damit die gleichspannungsseitigen Größen als Eingangsgrößen sowie die Drehstromseite als Ausgang und damit die drehstromseitigen Größen als Ausgangsgrößen gekennzeichnet. Die Festlegung der Strom- und Spannungsrichtung erfolgt für die Eingangsgrößen im Verbraucher-

zählpeilsystem und für die Ausgangsgrößen im Generatorzählpeilsystem (Abb. 2.9).

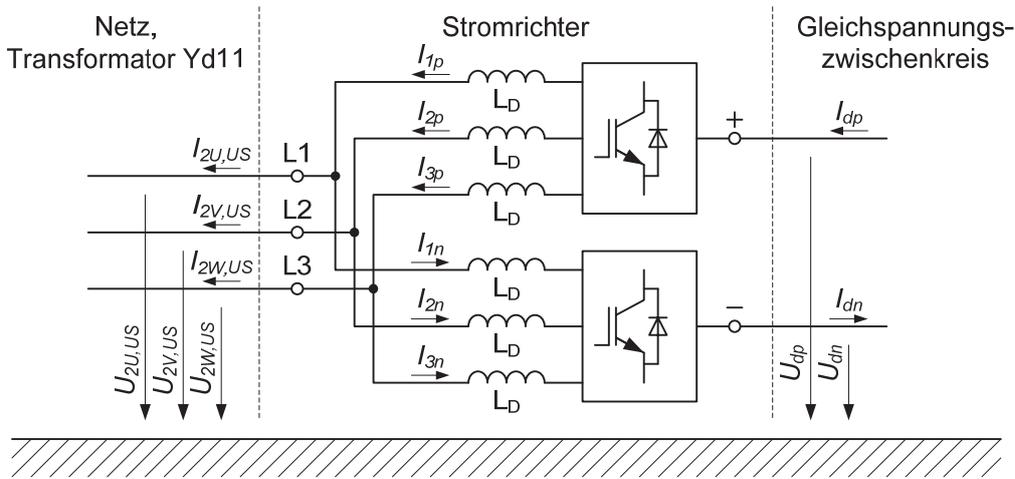


Abb. 2.9 Ströme und Spannungen am Stromrichter

Der Begriff Ventil ist bei dieser Topologie laut Definition nicht zutreffend, so dass diese im Weiteren als Stromrichtermodule bezeichnet werden. Dies ist damit begründet, dass der Strom in beiden Richtungen durch das Stromrichtermodul fließen kann. Ebenso ist ein dauerhafter Stromfluss in beiden, sich gegenüberliegenden Stromrichtermodulen zulässig.

### 2.3.2 Einphasiges Ersatzschaltbild

Einphasige Ersatzschaltbilder von Modulen Multilevelstromrichtern werden neben der Auslegung und Dimensionierung in erster Linie für Lastflussberechnungen eingesetzt (Abb. 2.10). Gleich- und drehstromseitig ergeben sich die Induktivitäten und Widerstände aus der Reihen- beziehungsweise Parallelschaltung der Zweigdrosseln, der Streuinduktivitäten der Transformatoren sowie dem Widerstand im Zwischenkreis. Die Ströme und Spannungen am Stromrichter folgen im stationären Zustand drehstromseitig aus der Scheinleistung sowie der Netzspannung und gleichspannungsseitig aus der Übertragungsleistung sowie der Zwischenkreisspannung und dem ohmschen Widerstand des Kabels bzw. der Freileitung.

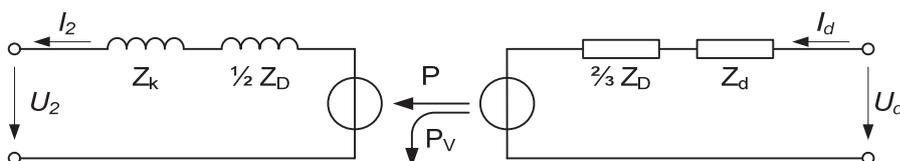


Abb. 2.10 Einphasiges Ersatzschaltbild



## 2.4 Prinzipieller Aufbau

Modulare Multilevelstromrichter besitzen gegenüber konventionellen U- oder I-Stromrichtern einen deutlich komplexeren Aufbau. Dies liegt insbesondere an der getrennten Ansteuerung jedes einzelnen IGBTs, der Messung aller Kondensatorspannungen, der notwendigen Energieauskopplung auf jedem Modul sowie dem damit verbundenen höheren Aufwand in der Ansteuerung und Regelung von Modulen Multilevelstromrichtern. Demgegenüber kommen Modulare Multilevelstromrichter in der Regel ohne zusätzliche Filter und Kompensationsanlagen aus.

### 2.4.1 Stromrichtersatz

Modulare Multilevelstromrichter sind aus ein oder mehreren Stromrichterzweigen aufgebaut. Jeder Stromrichterzweig besteht aus mehreren Submodulen, welche mit einer Zweigdrossel in Reihe geschaltet sind (Abb. 2.11). Stromrichterzweige, welche zu einer Phase gehören, bilden ein Phasenmodul.

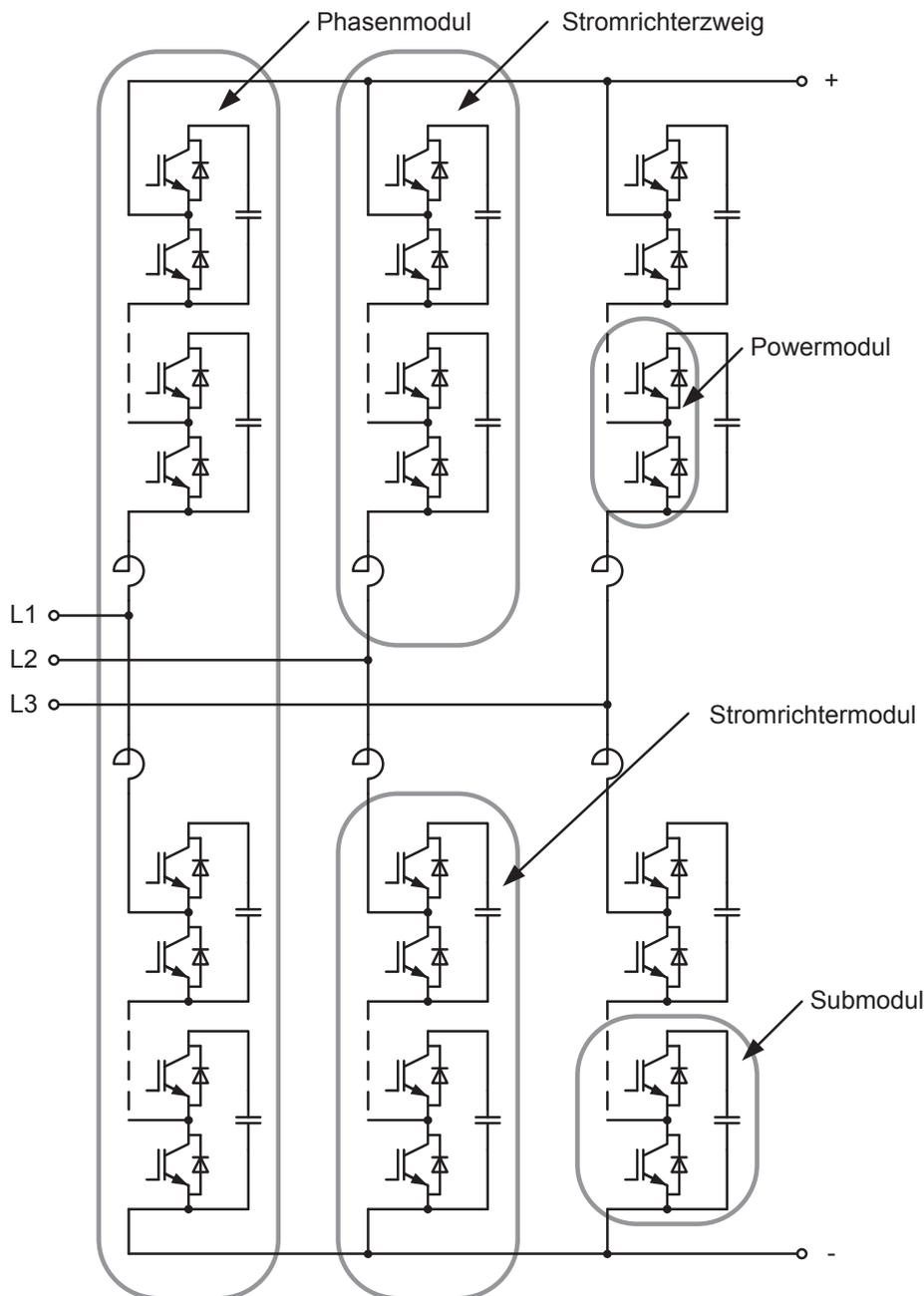


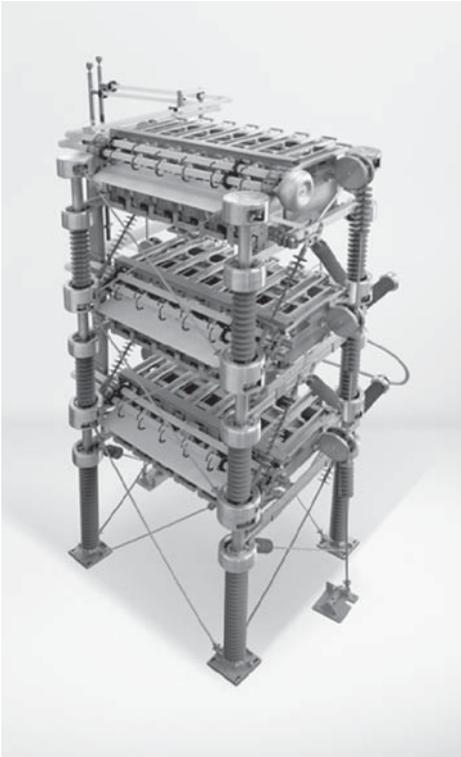
Abb. 2.11 Aufbau von Modulen Multilevelstromrichtern in 6-Puls-Brückenschaltung

### 2.4.2 Stromrichtermodul

Das wesentliche Merkmal der Modulen Multilevelstromrichtertechnik besteht im Aufbau der Stromrichtermodule. Die Stromrichtermodule in einem Stromrichterzweig sind je nach Anwendung, Leistung und Topologie aus etwa zehn bis zu mehreren hundert Submodulen aufgebaut, sodass die Stromrichter in modularer Stromrichtertechnik bis zu einige tausend Submodule enthalten können. Die Anzahl der Submodule, die zulässige Belastung der Komponenten, insbesondere die Belastung der Halbleiter und die Verluste bestimmen die maximal erreichbare



Übertragungsleistung. Die Abb. 2.12 zeigt einen Teil des mechanischen Aufbaus aus 18 Submodulen und einem Teil der Turmkonstruktion.

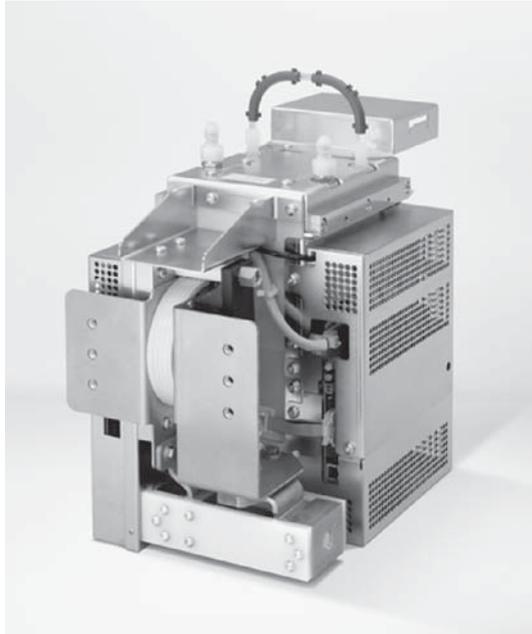


**Abb. 2.12** Turmkonstruktion von Modulen Multilevelstromrichtern (Quelle: Siemens AG, mit freundlicher Genehmigung)

### 2.4.3 Submodul

Die Submodule sind in der Regel mit ein oder mehreren abschaltbaren und nicht abschaltbaren Leistungshalbleitern mit entsprechender Kühlung (Wasserkühlung, Heatpipe, Luft) und mindestens einem kapazitiven Energiespeicher (Submodulkondensator) aufgebaut. Daneben besteht jedes Submodul aus weiteren Komponenten zur Kommunikation, Ansteuerung der abschaltbaren Leistungshalbleiter, Messung der Kondensatorspannung und weiterer Hilfskomponenten.

Die Schaltsignale und die für die Ansteuerung notwendigen Rückmeldungen werden auf Grund der hohen Spannungen über Lichtwellenleiter ausgetauscht. Hierfür sind die Submodule mit entsprechenden optischen Anschlüssen ausgestattet. Die für die Elektronik notwendige Leistung wird aus dem zum Submodul gehörenden (Submodul-) Kondensator gewonnen.



**Abb. 2.13 Powermodul (Quelle: Siemens AG, mit freundlicher Genehmigung)**

Für den im Servicefall erforderlichen Austausch von Submodulen ist die Kapazität der Submodule, die minimal zulässige Strombelastbarkeit, die mechanische Aufhängung einschließlich der elektrischen Anschlüsse sowie die Ansteuerung kompatibel zu halten. Damit entfällt die bei den meisten Stromrichtern notwendige Kompatibilität hinsichtlich des Schaltverhaltens, der Belastbarkeit und des mechanischen Aufbaus der eingesetzten Leistungshalbleiter, so dass diese im Submodul durch die jeweils neueste Generation der Leistungshalbleiter ersetzt werden können und damit eine selektive Auswahl der Leistungshalbleiter nicht erforderlich wird.

Durch die Anzahl und Anordnung der abschaltbaren Leistungshalbleiter wird die Anzahl der möglichen Schaltzustände in einem Submodul bestimmt. Der Schaltzustand eines Submoduls ist prinzipiell vom Schaltzustand der anderen Submodule unabhängig. Das Verhalten der Submodule über einem Stromrichterzweig wird damit in erster Linie durch die Ansteuerung und in zweiter Linie durch die interne Topologie der einzelnen Submodule (z. B. Halb- oder Vollbrücke) bestimmt.

### **2.4.4 Definitionen und Begriffe**

Unter einem Stromrichtersatz versteht man die elektrische und mechanische Anordnung von Zweigen und anderen Bauelementen, die für die Funktion des Hauptleistungsstromkreises eines Stromrichters wesentlich sind, insbesondere Gleichstromzwischenkreis-Kondensatoren, Drosseln und Ansteuerungstreiber



des Gleichstromzweiges. Üblicherweise ist die Steuer- und Regelungseinrichtung nicht eingeschlossen.

Unter einem Stromrichter versteht man eine Anlage, welche mit Hilfe leistungselektronischer Komponenten primäre Aufgaben innerhalb eines Netzes übernimmt. Hierzu zählen u. a. Gleichrichter, Wechselrichter, Frequenzumrichter, Filter und statische Blindleistungskompensatoren, die mit abschaltbaren Leistungshalbleitern arbeiten.

Unter einer Stromrichteranlage versteht man die Gesamtheit aller zur Anlage gehörenden Komponenten. Diese umfasst neben den Primärkomponenten wie Transformatoren und Drosseln alle Bauteile sowie Einrichtungen, welche die Funktion und den Betrieb des Stromrichters ermöglichen. Dazu zählt u. a. die Konverterhalle, die Kühlanlage, Steuerung (Hard- und Software) und die zum Betrieb notwendigen Schutz- und Sicherheitseinrichtungen.

Unter einem Phasenmodul versteht man den zu einer Phase gehörenden Teil des Stromrichters. Zum Phasenmodul Modularer Multilevelstromrichter gehören u. a. die Powermodule, Zweigdrosseln, Wandler, Stützen sowie Isolatoren. Der Transformator wird nicht zum Phasenmodul gezählt. Prinzipiell besteht ein Phasenmodul aus dem Stromrichtermodul und einer für den Betrieb notwendigen Zweigdrossel.

Unter einem Stromrichterzweig versteht man den Teil des Stromkreises eines elektronischen Leistungsstromrichters oder Leistungsschalters, der durch zwei beliebige Wechselstrom- oder Gleichstromanschlüsse begrenzt ist und ein oder mehrere miteinander verbundene, gleichzeitig stromführende elektronische Ventilbauelement(e) sowie gegebenenfalls andere Bauelemente umfasst.

Unter einem Stromrichtermodul Modularer Multilevelstromrichter versteht man prinzipiell die Reihenschaltung der Submodule in einem Stromrichterzweig. Technisch gehören sowohl der Turmaufbau als auch die Submodule zum Stromrichtermodul. Aus der Spannung über den Stromrichtermodulen setzt sich die Spannung an den Anschlussklemmen Modularer Multilevelstromrichter zusammen.

Das Submodul bildet die kleinste Einheit von Modulen Multilevelstromrichtern. Unter einem Submodul versteht man alle im Ersatzschaltbild enthaltenen Komponenten einschließlich des Submodulkondensators. Jedes Submodul verfügt über einen eigenen Zwischenkreis bzw. Energiespeicher (Kondensator).

Unter einem Powermodul versteht man, neben den in der Ersatzschaltung enthaltenen Komponenten, die mechanische Konstruktion (Kühlung, Gehäuse usw.), die Elektronik zur Ansteuerung der Leistungshalbleiter und weiterer im Powermodul enthaltener Komponenten. Der Kondensator wird in diesem Zusammenhang nicht dem Powermodul zugeordnet.

### 2.5 Schutz

Modulare Multilevelstromrichter, welche im Bereich der Energieübertragung und Verteilung eingesetzt werden, sind in der Regel mit einem hohen Investitionsaufwand verbunden. Aus diesem Grund kommt dem Schutz der Stromrichter eine hohe Bedeutung zu. Hierfür wurde die Entwicklung spezieller Komponenten und Algorithmen notwendig. Im Vergleich zu klassischen, netzgeführten Umrichter werden deutlich höhere Anforderungen an den Schutz und die damit verbundene Schutztechnik gestellt. Eine der Ursachen hierfür ist die vergleichsweise geringe Stromtragfähigkeit der eingesetzten Leistungshalbleiter. Neben der richtigen, aber an dieser Stelle nicht weiter behandelten Auslegung der Primärkomponenten wird im Weiteren auf den Schutz vor ein- und ausgangsseitiger Überspannung sowie unzulässig hohen Strombeanspruchungen eingegangen. Daneben müssen die Submodule der bei einem Kurzschluss des Submodulkondensators freierwerdenden Energie standhalten.

In der Regel besteht der Aufbau eines Schutzsystems aus einem Wandler, einer Messwertverarbeitung und einem Leistungsschalter. Für den Schutz elektrischer Betriebsmittel gibt es unterschiedliche Schutzprinzipien, wie das Vergleichsprinzip, das Überstromprinzip und das Distanzprinzip. Ein sicherer Schutz beruht auf dem n-1 Kriterium, d. h. fällt eines der Schutzsysteme aus, tritt ein anderer auf anderen Wandlern und Messprinzipien basierter Schutz ein.

Die Selektivität des Schutzes gewährleistet einen auf die zu schützenden Betriebsmittel ausgerichteten Schutz und garantiert in Fehlerfällen eine Bestimmung der Fehlerursache. Dies ist insbesondere in Netzen von großer Bedeutung. Bei einzelnen Stromrichtern reduziert sich die Selektivität auf die Primärkomponenten und Stromrichterzweige.

Um Selektivitätsprobleme zu minimieren ist es notwendig, entsprechende Schutzkonzepte zu erstellen. Für die Erstellung ist es in der Regel notwendig, dies durch entsprechende Simulations- und Berechnungsprogramme zu überprüfen. Dabei werden die optimalen Schutzeinstellungen ermittelt und alle relevanten Schutzkonstellationen überprüft. Bei einer manuellen Auslegung und Erstel-



lung von Schutzkonzepten können die Gesamtsysteme in der Regel nicht überblickt werden, sodass diese Konzepte meist nicht über den notwendigen Schutz und die erforderliche Selektivität verfügen.

Der Schutz ist gestaffelt aufgebaut. Diese Staffelung unterliegt einer zeitlichen Abfolge nacheinander angeschlossener Betriebsmittel. Eine Folge dieser Staffelung besteht darin, dass nachgeschaltete Systeme über den höchsten und schnellsten Schutz verfügen, d. h. die Sicherungen werden von Stufe zu Stufe kleiner und schneller. Dabei ist zu beachten, dass bei einem Ausfall eines Schutzsystems das  $n-1$  Kriterium nicht verletzt und der Schutz der elektrischen Betriebsmittel in der zeitlichen Staffelung gewährleistet bleibt.

Neben diesen für den Stromrichter notwendigen Schutzeinrichtungen sind weitere für die Stabilität der Netze notwendige Kriterien zu erfüllen und durch entsprechende Regelungs- und Schutzanforderungen abzusichern.

### **2.5.1 Analyse der Kommutierungs- und Abschaltvorgänge**

Basis für einen sicheren Schutz ist die Analyse der Kommutierungs- und Abschaltvorgänge in einem Submodul beziehungsweise Stromrichterzweig. Diese Abschalt- und Kommutierungsvorgänge werden ausgehend von einem Fehlerstrom und der Abschaltung der betroffenen IGBTs betrachtet.

#### **2.5.1.1 Halbbrücke**

Wird bei einem positiven Zweigstrom der IGBT T2 abgeschaltet, kommutiert der Strom im Submodul vom IGBT T2 auf die Diode D1 (siehe Abb. 2.14 a). Gleichzeitig baut sich eine Gegenspannung in Höhe der Kondensatorspannung auf. Wird der IGBT T2 in allen Submodulen des Stromrichterzweiges abgeschaltet, so führt dies bei ausreichender Gegenspannung zu einem Abklingen des Fehlerstromes. Ist dies nicht der Fall, so wird der Submodulkondensator weiter aufgeladen.

Wird bei einem negativen Strom der IGBT T1 hart abgeschaltet, kommutiert der Strom im Submodul vom IGBT T1 auf die Diode D2 (Abb. 2.14 b). Gleichzeitig reduziert sich die treibende Spannung um die Kondensatorspannung. Durch die dabei fehlende Gegenspannung klingt der Fehlerstrom erst bei positiven Zweigspannungen (Kommutierungsspannungen) ab.

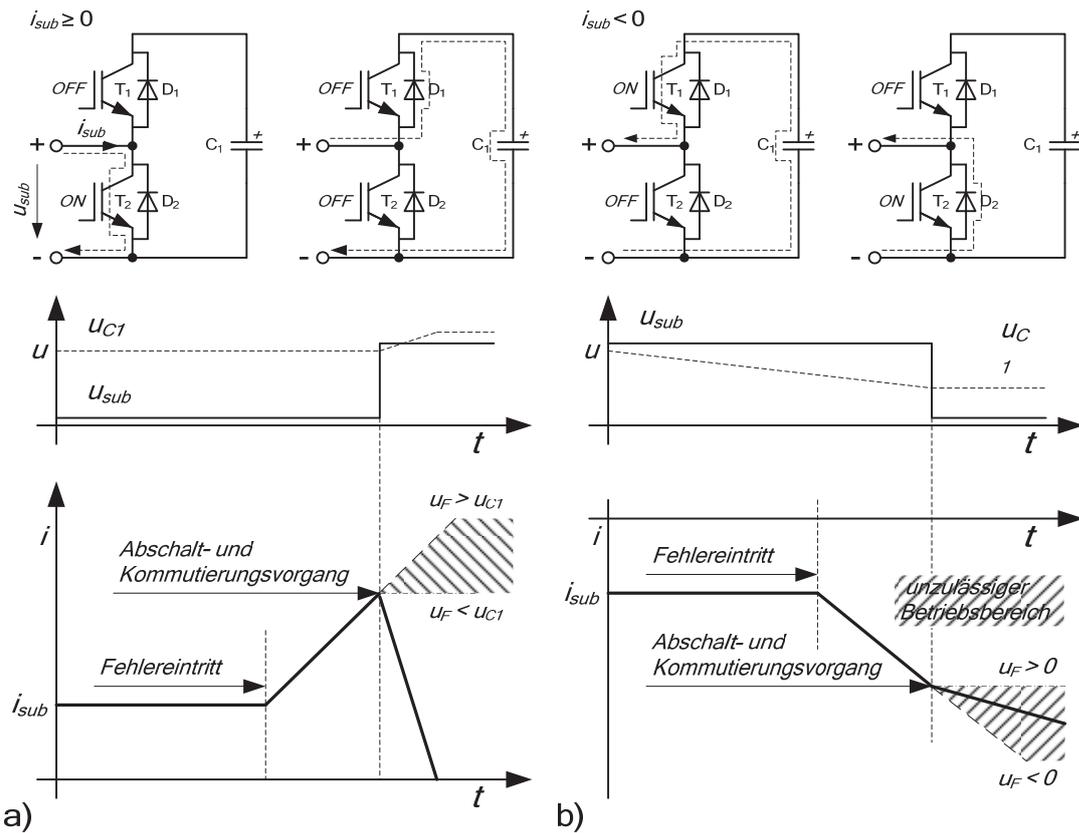


Abb. 2.14 Abschalt- und Kommutierungsvorgänge der Halbbrücke für a) positive und b) negative Überstrombeanspruchungen

### 2.5.1.2 Vollbrücke

Ausgehend von einer Abschaltung der stromführenden IGBTs, kommutiert bei positiven Strömen der Strom auf die Dioden D1 und D2, während bei negativen Strömen der Strom auf die Dioden D3 und D4 kommutiert (Abb. 2.15). Gleichzeitig baut sich eine der Stromrichtung entgegengerichtete Spannung, in Höhe der Kondensatorspannung, auf. Das Verhalten von Vollbrücken entspricht grundsätzlich dem Verhalten von Halbbrücken bei positiven Strömen.

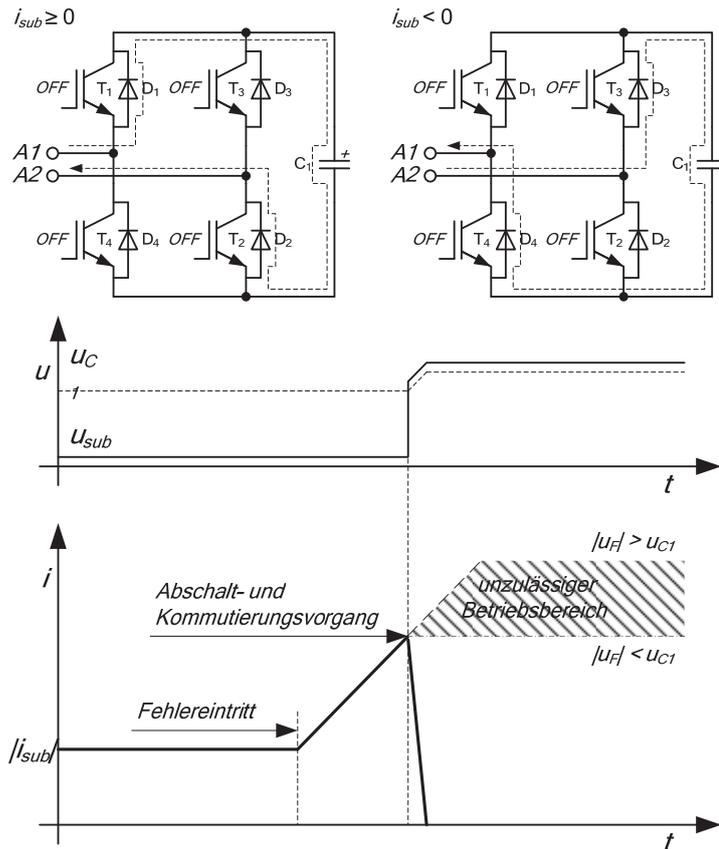


Abb. 2.15 Abschalt- und Kommutierungsvorgänge der Vollbrücke

## 2.5.2 Schutz vor Überspannungen

Durch Netzfehler oder Blitzeinschlag treten unzulässig hohe Überspannungen auf, welche zur Beschädigung oder Zerstörung der Stromrichter führen können. Aus diesem Grund sind Analysen über die Höhe der zu beherrschenden Überspannungen notwendig, um einen daraufhin ausgerichteten Schutz entwickeln zu können.

### 2.5.2.1 Analyse der auftretenden Überspannungen

Um einen effektiven und wirksamen Schutz zu entwickeln, sind die im Fehlerfall und im Normalbetrieb auftretenden Überspannungen zu analysieren und entsprechend zu berücksichtigen. Die auftretenden Überspannungen werden in unterschiedliche Klassen eingeteilt. Dabei unterscheidet man zwischen einzelnen Überspannungsarten, wobei die dabei auftretende Überspannung in erster Linie von der Art des Fehlers abhängt. Die Tab. 2.1 zeigt, welche zeitweiligen Überspannungen auftreten können und beherrscht werden müssen [Hck01]. Die Fehlerspannung  $\hat{U}_F$  ergibt sich aus der höchsten Spannung für das Betriebsmittel  $\hat{U}_m$  sowie dem Überspannungsfaktor  $\delta$ . Der Überspannungsfaktor  $\delta$  für ein- oder



zweiphasige Netzfehler leitet sich z. B. aus dem jeweiligen Erdfehlerfaktor  $\delta_E$  und dem gleichzeitig auftretenden Lastabwurffaktor  $\delta_L$  ab (Gl. 2.1).

$$\hat{U}_F = \delta \cdot \hat{U}_m / \sqrt{3} \quad \text{Gl. 2.1}$$

Innerhalb der in den Netzen gültigen Netzanschlussregeln sind Zeiten und Überspannungen berücksichtigt, die beim Auftreten von typischen Netzfehlern nicht zur Abschaltung führen dürfen, um die völlige Abschaltung des Stromrichters vom Netz zu verhindern. Damit sollte es beim Auftreten dieser Fehler in der Regel nicht zu einem Abschalten der betroffenen Betriebsmittel bzw. in diesem Fall der Stromrichter kommen. Die nachfolgende Tab. 2.1 zeigt typische Werte für die in Netzen auftretenden Überspannungen.

| Fehler  | Überspannungsfaktor / Zeit   |
|---|--|
| einphasiger Fehler in Netzen mit niederohmig angebundenem Sternpunkt (Erdschluss) | $\delta \leq 1,4$   $0,1s \leq T \leq 1,0s$                                |
| einphasiger Fehler in Netzen mit hochohmig angebundenem Sternpunkt (Erdschluss)   | $\delta \leq 1,7$   $0,1s \leq T \leq 1,0s$                                |
| Lastabwurf  | $\delta_L \leq 1,5$   $T \leq 60s$<br>$\delta_L = 1,05 \dots 1,1$ (üblich) |
| Lastabwurf am NVP von OWP   | $\delta_L \leq 1,2$   $0,1s \leq T \leq 1,0s$                              |
| Lastabwurf an WKA   | $\delta_L \leq 1,6$   $0,1s \leq T \leq 1,0s$                              |
| Ferranti- Effekt, Ferroresonanzeffekte  |  |

**Tab. 2.1 Überspannungsfaktoren in Netzen**

Für die Berechnung der auftretenden Überspannungen wird von mehreren z. T. gleichzeitig auftretenden Fehlern ausgegangen. So werden für die Bemessung der auftretenden Überspannung der im Netz auftretende Lastabwurffaktor  $\delta_L$  und der Erdfehlerfaktor  $\delta_E$  berücksichtigt. Die Spannung  $U_1$  wird als Löschspannung bezeichnet und kennzeichnet die Spannung, bei welcher noch sicher der Löschvorgang eingeleitet wird. Gleichzeitig stellt dieser Wert die Größe der Bemessungsspannung  $U_r$  bei Ventilableitern dar.

$$U_1 = \delta_L \cdot \delta_E \cdot U_m / \sqrt{3} \quad \text{Gl. 2.2}$$

Für die Auslegung wird der höhere Normwert gemäß DIN VDE 0675 Teil 1 gewählt.



### 2.5.2.2 Begrenzung der Überspannung durch Ableiter

Ausgehend von der Analyse der Überspannungen wird die Spannung am Stromrichter durch Ableiter begrenzt Abb. 2.16. Üblicherweise werden Metalloxidableiter eingesetzt. Diese sind aus übereinander gesetzten Scheiben aus Zinkoxid aufgebaut. Das Niveau der Ableiter und deren Kennlinie bestimmt die notwendige Anzahl an Scheiben, um einen sicheren Schutz vor unzulässig hohen Überspannungen innerhalb der Submodule zu erreichen.

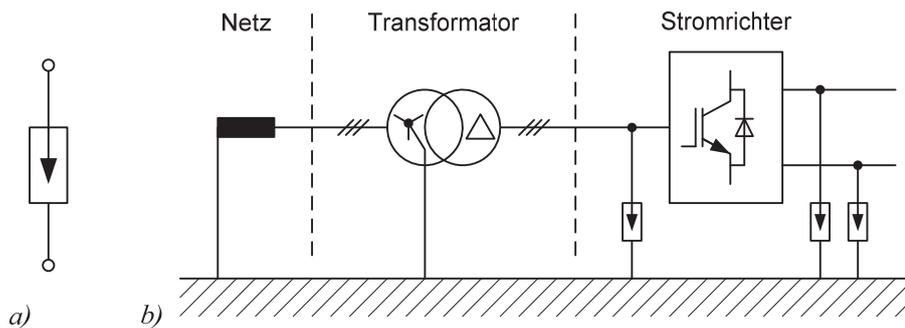


Abb. 2.16 Begrenzung von Überspannungen durch Ableiter a) Symbol b) Anordnung

### 2.5.2.3 Schutz der Submodule vor unzulässig hohen Überspannungen

Ausgehend von der Analyse der auftretenden Überspannungen und der Auslegung der eingesetzten Ableiter ergibt sich der Schutz der Submodule vor unzulässig hohen Überspannungen. Hier wird von einer maximal möglichen Submodulspannung im schlechtesten anzunehmenden Fehlerfall und einer im Stromrichter vorhandenen Fehlverteilung ausgegangen. In diesem Fall darf die zulässige Spannung des Submodulkondensators  $U_{CI,MAX}$  nicht überschritten werden. Für einen sicheren Schutz ist somit eine minimal notwendige Anzahl an Submodulen notwendig, welche durch die folgende Bedingung definiert ist (Gl. 2.3):

$$\hat{U}_F \leq \sum U_{CI,SUB} \quad | \quad U_{CI,SUB} \leq U_{CI,MAX} \quad \text{Gl. 2.3}$$

Weiterhin können Überspannungen in einzelnen Submodulen auftreten. Diese werden in der Regel durch Netzfehler oder eine schlechte Regelungsdynamik hervorgerufen und sind innerhalb der Redundanz und Betriebsgrenzen kontrollierbar. Unter der Redundanz versteht man in diesem Fall, dass weniger als eine spezifizierte redundant vorhandene Anzahl an Submodulen je Zweig von einer zeitweiligen Überspannung betroffen sein darf.

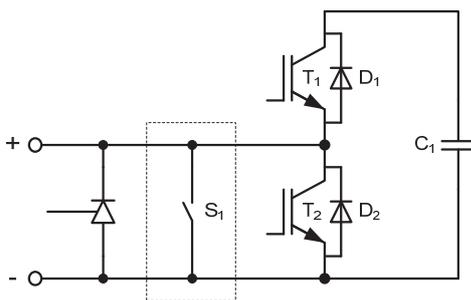
Submodule können durch interne oder externe Fehler unzulässig hoch auf- oder entladen werden. Durch eine gezielte Ansteuerung lassen sich diese Submodule wieder ent- oder aufladen. Allerdings versagt der Algorithmus wenn zu viele

Submodule hiervon betroffen sind, sodass dieser auf eine kleine Anzahl von Submodulen zu begrenzen ist. Gelingt dies nicht, so kommt es bei Erreichen einer für den IGBT kritischen Spannung innerhalb des Submoduls zu einem Brückenkurzschluss, wodurch das Modul zerstört wird. Die damit verbundene Zerstörung hängt von der im Submodulkondensator gespeicherten Energie, welche im Weiteren als Explosionsenergie bezeichnet wird, ab. Durch eine aktive Begrenzung der Kondensatorspannung lassen sich die im Submodulkondensator gespeicherte Energie und damit die bei einem Brückenkurzschluss freiwerdende Explosionsenergie begrenzen. Die dann im Submodulkondensator gespeicherte Energie  $W_{BYPASS}$  wird in diesem Fall durch das Schließen des Bypassschalters bei der Spannung  $U_{BYPASS}$  sowie die Kapazität des Submodulkondensators  $C_1$  bestimmt (Gl. 2.4).

$$W_{BYPASS} \geq \frac{1}{2} C_1 U_{BYPASS}^2 \quad \text{Gl. 2.4}$$

Die maximal zulässige Spannung darf in keinem Fehlerfall, außer bei einem Defekt des Submoduls selbst, erreicht werden. Die Begrenzung erfolgt durch einen schnellen mechanischen Schalter (Abb. 2.17) oder einem Opferelement (z. B. Thyristor) [Pat01]. Der Schalter übernimmt in einem Fehlerfall zwei Funktionen:

- Schaffung eines sicheren Strompfades zwischen den Terminals
- Begrenzung der Explosionsenergie



**Abb. 2.17 Submodul mit mechanischem Bypassschalter**

Für einen schnellen und sicheren Schutz vor unzulässig hohen Überspannungen ist eine schnelle Messung der Spannungen am Stromrichter sowie innerhalb der Submodule unverzichtbar. Bei transienten Überspannungen wird der Umrichter blockiert. Übersteigt die Sperrspannung der Submodule die äußere Spannung am Stromrichterzweig, klingt der Strom ab oder kommutiert in Ableiter.



### 2.5.3 Schutz vor unzulässigen Strombeanspruchungen

Der Schutz vor unzulässig hohen Strombeanspruchungen unterscheidet sich im Verhalten der Stromrichter prinzipiell nicht vom Schutz vor unzulässig hohen Überspannungen. Durch das Blockieren eines Stromrichters wird eine entsprechende Sperrspannung aufgebaut. Während die eingesetzten Halbleiter den Strom hart abschalten, kommutiert der Strom auf die Freilaufdioden der Submodule und führt über die LC-Kombination von Submodulkondensator und Zweigdrossel zu einem Abklingen des Fehlerstromes. Der Fehlerstrom kann jedoch nur dann begrenzt werden, wenn sich der Stromrichter in einem aufgeladenen Zustand befindet. Aus diesem Grund ist der Stromrichter ggf. über Vorladewiderstände aufzuladen.

Für Halbbrücken kommutiert bei einem Kurzschluss im Zwischenkreis der Strom über die Freilaufdioden. Aufgrund der geringen Stromtragfähigkeit der antiparallelen Freilaufdioden in den am Markt üblichen Modul-IGBTs ist bei Halbbrücken ein zusätzlicher Schutz erforderlich. Dieser Schutz kann in Form einer zusätzlichen Freilaufdiode oder einem bei unzulässig hohem Strom zuzuschaltendem Thyristor erfolgen [Pat11]. Die abschaltbaren Leistungshalbleiter im Stromrichter sind in diesem Fall grundsätzlich blockiert, d. h. der gesamte Stromrichter wird in diesem Fall blockiert.

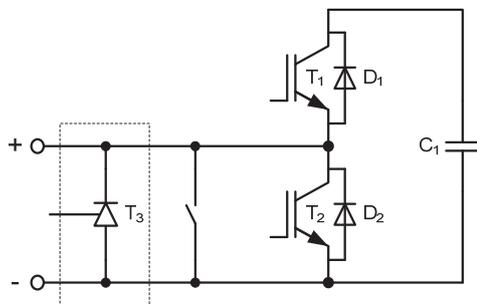


Abb. 2.18 Submodul mit zusätzlichem Bypassthyristor

## 2.6 Konzepte und Anwendungsgebiete

### 2.6.1 Modularer Multilevelstromrichter

Für eine Hochspannungs-Gleichstromübertragung in den USA wird erstmals die von Siemens entwickelte HVDC PLUS Technik [Sie02], auf Basis der von Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt vorgestellten modularen Multilevelstromrichter-technik, eingesetzt [Mq01..Mq06].



Über die HGÜ wird die Energieversorgung von San Francisco, mit dessen stetig steigendem Energiebedarf, über eine Seekabelverbindung von Pittsburg, Kalifornien sichergestellt. Bei der Verbindung werden bis zu 400 MW elektrischer Leistung mit einer Gleichspannung von +/- 200 kV übertragen. Der in Drehstrom-Brückenschaltung aufgebaute Modulare Multilevelumrichter (Abb. 2.19) besteht aus zwei Umrichterstationen, mit jeweils einer Reihenschaltung von über 100 Submodulen je Zweig und ist damit der zurzeit weltgrößte Modulare Multilevelumrichter.

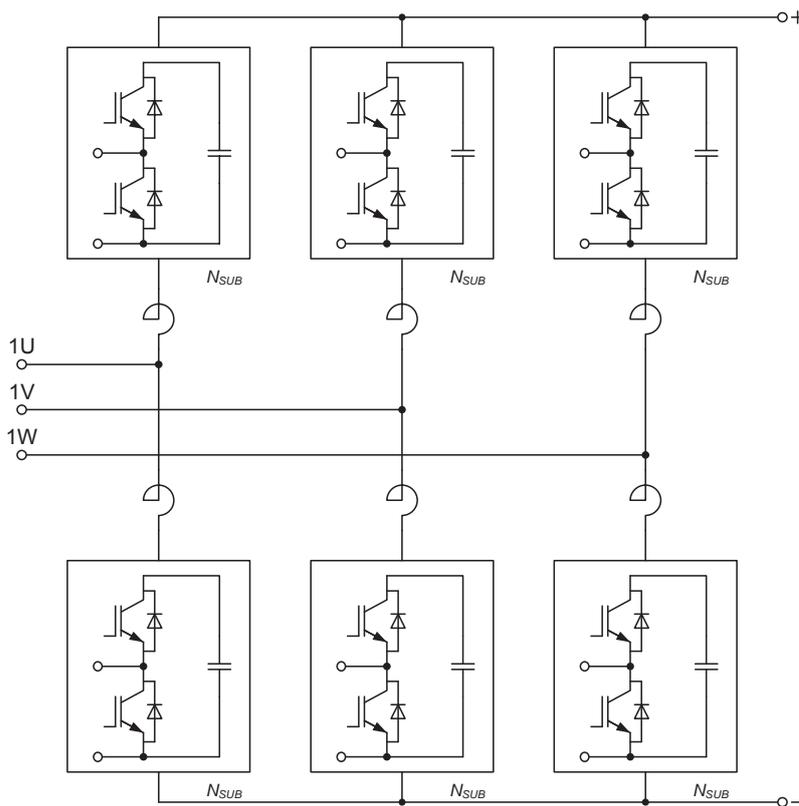
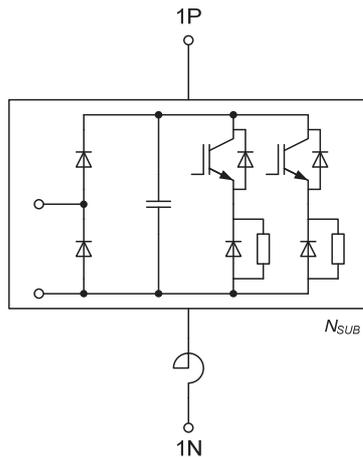


Abb. 2.19 Modularer Multilevelstromrichter

### 2.6.2 Bremssteller

Die Entwicklung eines Bremsstellers in modularer Multilevelstromrichtertechnik wird in erster Linie durch den Ausbau regenerativer Energien getrieben. Der Bremssteller wird im Zwischenkreis von Modulen Multilevelumrichtern eingesetzt und nimmt überschüssige Energie aus der Hochspannungsgleichstromübertragung auf (Abb. 2.20).



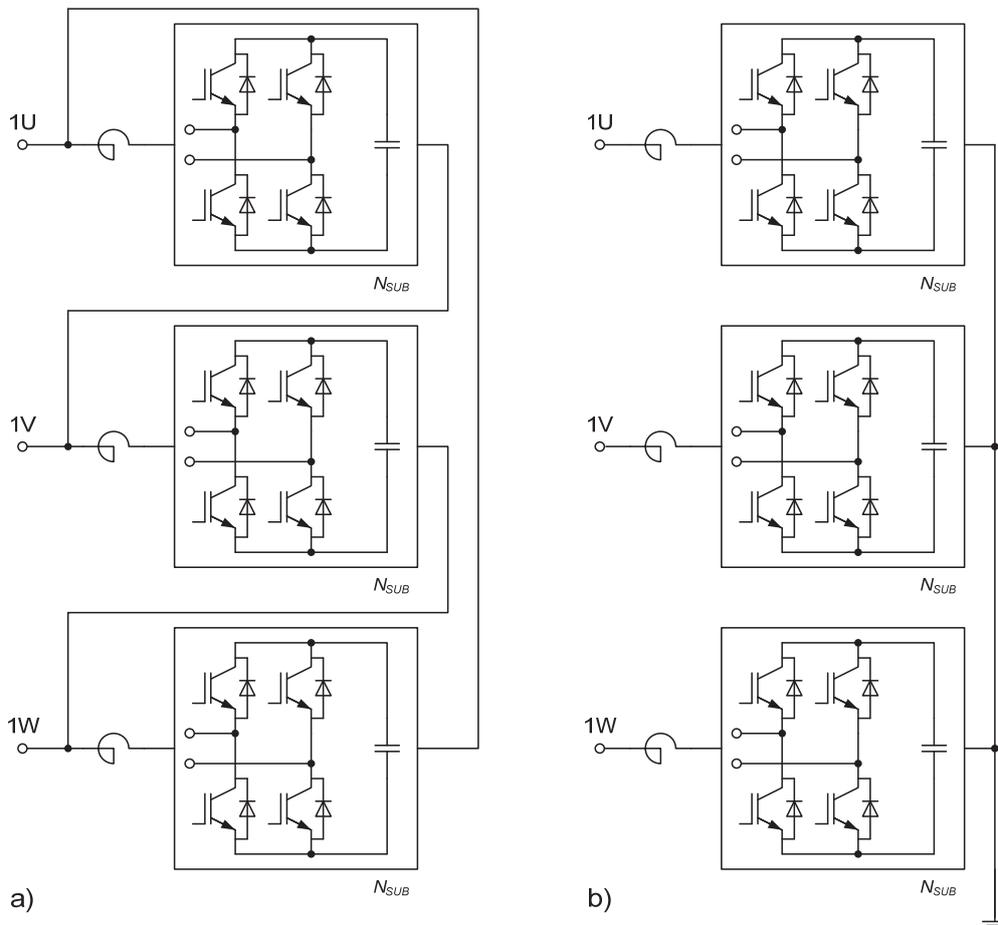
**Abb. 2.20 Bremssteller in modularer Multilevelstromrichtertechnik**

Durch den Bremssteller ist es möglich Rückwirkungen, z. B. durch Netzfehler, zu begrenzen und daraus resultierende Lastabwürfe in einem definierten Zeitbereich zu verhindern. Die Übertragungsleistung aus dem Windpark vor Fehlerereignis steht Mithilfe des Bremsstellers nach Fehlerklärung sofort zur Verfügung. Zusätzlich werden transiente Überspannungen (z. B. durch Blitzeinschlag) stark gedämpft und stationär begrenzt. Bei Offshore-Windparks im Gigawattbereich wird durch den Einsatz eines Bremsstellers die Stabilität der Netze verbessert sowie die Gefahr von Stromausfällen reduziert. Dies ist insbesondere vor dem Hintergrund des weiteren Ausbaus von Offshore-Windparks mit Anschlussleistungen im Gigawattbereich nicht vernachlässigbar [Eli01]. Erstmals wird diese Technik beim Offshore-Netzanbindungsprojekt BorWin 2 zum Einsatz kommen. Bei diesem Projekt sollen bis zu 800 MW an erneuerbarem Strom aus dem ca. 125 km vor der Küste liegenden Windparks Veja Mate und Global Tech 1 nach Diele bei Papenburg übertragen werden.

### 2.6.3 Statischer Blindleistungskompensator / Aktives AC-Filter

Flexible Alternating Current Transmission System (FACTS) gewinnen insbesondere bei der steigenden Anzahl dezentraler Energieerzeugungsanlagen und regenerativer Energien zunehmend an Bedeutung. Während konventionelle Kraftwerke mit einer hohen Kurzschlussleistung und Rotationsenergie zur Stabilität in den Stromversorgungsnetzen beitragen, ist dies bei regenerativen und dezentralen Energieerzeugern nur eingeschränkt der Fall. Mit dem weiteren Ausbau regenerativer Energieversorgungsanlagen steigt somit auch der Bedarf an FACTS-Betriebsmitteln.

In diesem Bereich kommt der von Siemens in modularer Multilevelstromrichtertechnik entwickelte SVC PLUS (Abb. 2.21a) zum Einsatz [Sie04]. Als einer der ersten SVC in modularer Multilevelstromrichtertechnik wird er am Offshore-Windpark Thanet in der Nordsee, ca. 11 Kilometer vor der Küste Kents entfernt, durch eine entsprechende Blindleistungskompensation zur Spannungsverbesserung und Leistungsflussregelung beitragen.



**Abb. 2.21 FACTS-Anwendungen in modularer Multilevelstromrichtertechnik a) Statischer Blindleistungskompensator (SVC PLUS) b) Aktiv AC-Filter zur Reduzierung von Oberschwingungen (z. B. bei klassischen HGÜ-Anlagen)**

Eine weitere Topologie aus dem Bereich der modularen Multilevelstromrichtertechnik kommt für die klassische, netzgeführte HGÜ zum Einsatz. Im Jahr 2007 ging beim Projekt Neptun der erste Aktiv AC-Filter in Betrieb [Sie01]. Anders als beim SVC PLUS, bei dem die Stromrichtermodule in Dreieck geschaltet sind, werden die Stromrichtermodule beim Aktiv AC-Filter in Stern geschaltet. Der so aufgebaute Aktiv AC-Filter (Abb. 2.21b) gehört zu den ersten Anwendungen der modularen Multilevelstromrichtertechnik im Bereich der Energieübertragung. Dieser Filter besitzt deutliche Vorteile gegenüber konventionellen

Filtern. Neben einer großen Bandbreite lässt sich der Filter frei auf die zu kompensierenden Oberschwingungen konfigurieren. Eine Dimensionierung der Komponenten, wie Drosseln und Kondensatoren, auf die zu kompensierenden Frequenzen wie bei anderen Topologien (z. B. TCR) wird beim Aktiv AC-Filter von der Regelung übernommen. Durch den Einsatz eines solchen Filters können nicht nur Oberschwingungen deutlich schneller kompensiert werden, auch hinsichtlich der Netzanbindung und den dort herrschenden Netzverhältnissen sind Aktiv AC-Filter deutlich flexibler.

#### 2.6.4 Direktumrichter

Ein weiteres Konzept setzt auf die Topologie von HVDC PLUS und SVC PLUS auf. Beim Sitras SFC PLUS handelt es sich um einen Direktumrichter in modularer Multilevelstromrichtertechnik [Sie03]. Aufgrund der geringen Oberschwingungen kommt auch der Sitras SFC PLUS ohne zusätzliche Netzfilter aus (Abb. 2.22).

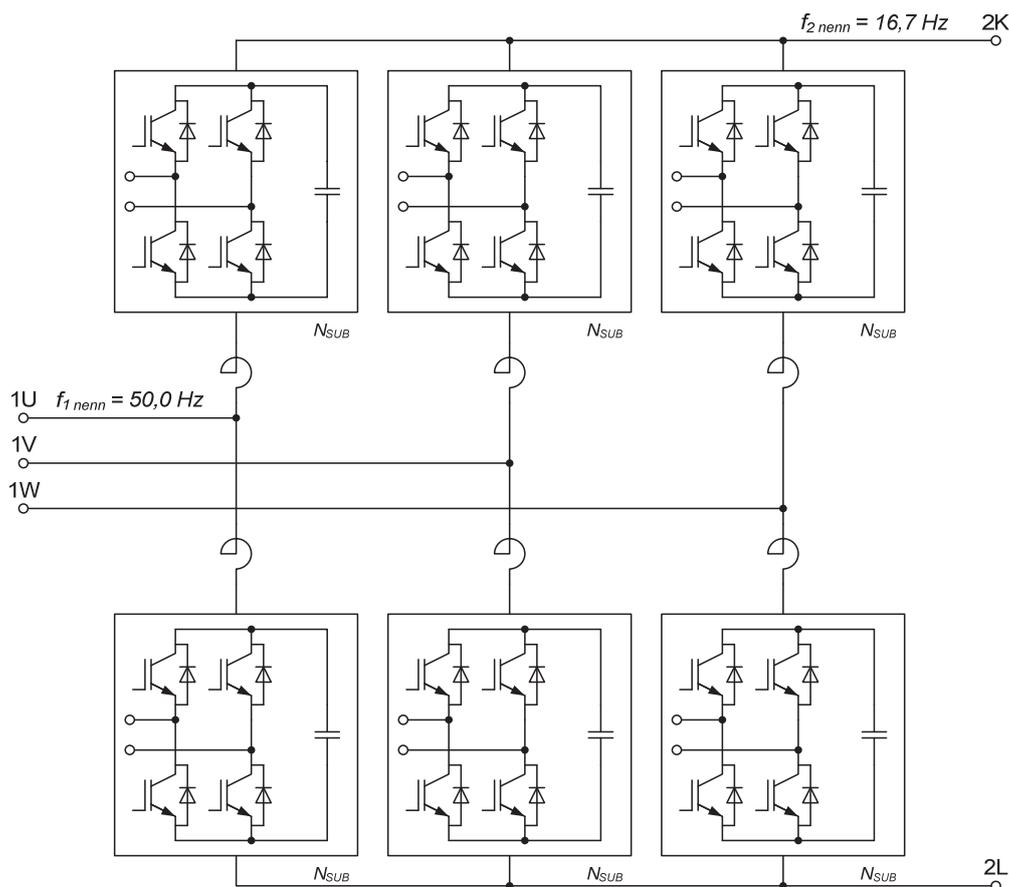


Abb. 2.22 (Bahnstrom-) Direktumrichter in modularer Multilevelstromrichtertechnik



## 2 Grundlegender Aufbau und Funktionen

---

Anstelle der Halbbrücken kommen bei diesem Umrichter die Vollbrücken des SVC PLUS zum Einsatz. Die Ausgangsspannung entspricht der Zwischenkreisspannung bei Spannungszwischenkreisumrichtern, wobei die Polarität an den Ausgangsklemmen umgekehrt werden kann. Hierdurch ist eine einphasige Ausgangsspannung mit einer Frequenz von 16,7 Hz, wie sie für den Betrieb in Bahnstromnetzen notwendig ist, realisierbar. Die Vorteile dieser Technik bestehen u. a. in einer symmetrischen und Oberschwingungsfreien Belastung der Drehstromseite des Umrichters. Entsprechende Umrichter sind unter anderem in Nürnberg und Cottbus in Betrieb.

### 3 Analyse und Modellbildung

Die Analyse und Berechnung des Modularen Multilevelstromrichters bildet die Basis der Auslegung und Dimensionierung. Der Schwerpunkt dieses Kapitels liegt dabei insbesondere in einer vollständigen und analytischen Beschreibung des Systems. Dabei wird zum einen die Beschreibung des Übertragungsverhaltens aus der durchgeführten Netzwerkanalyse abgeleitet, während andererseits die elektrischen Größen und Zusammenhänge der aus den Submodulen gebildeten Stromrichtermodule im stationären Betrieb betrachtet werden.

#### 3.1 Netzwerkanalyse

Anhand der Netzwerkanalyse ([Phi01], [Roh01]) und der für diese Topologie entwickelten Transformation werden die Zusammenhänge innerhalb des Stromrichters sowie die damit verbundene Entkopplung der stromrichterseitigen Größen in sechs linear unabhängige Systeme nachvollziehbar. Dabei ist insbesondere hervorzuheben, dass die meisten der heute eingesetzten und für diese Topologie entwickelten Regelungssysteme auf dieser Zerlegung basieren.

##### 3.1.1 Entwicklung des Netzwerkgraphen

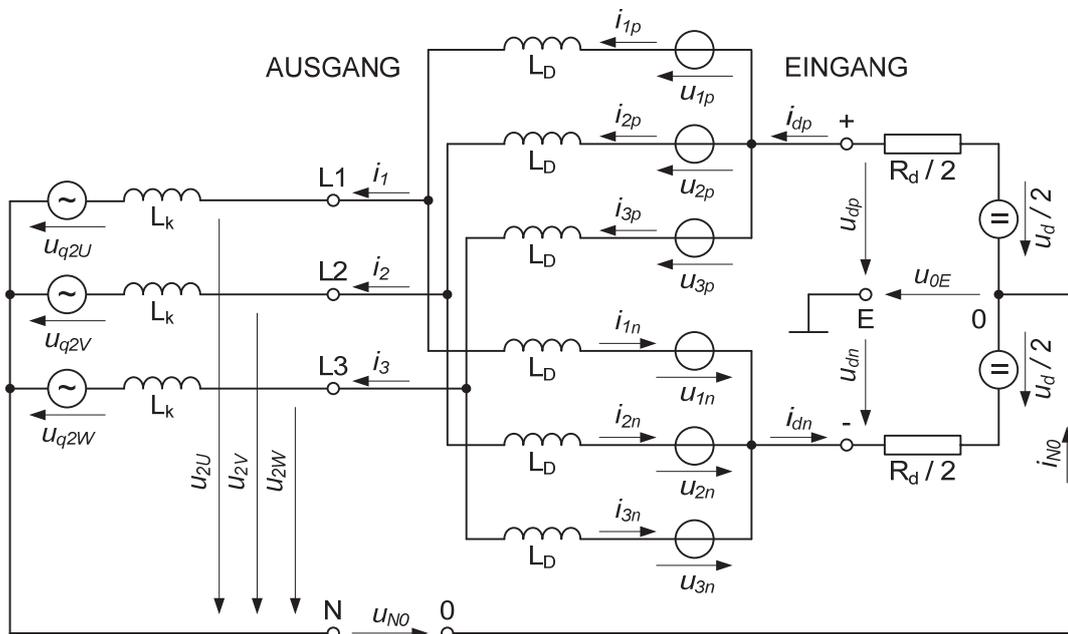


Abb. 3.1 Vereinfachtes Ersatzschaltbild von Modularen Multilevelstromrichtern

Die Entwicklung des Netzwerkgraphen bildet die Voraussetzung einer systematischen Analyse elektrischer Netzwerke. Dieser wird aus dem zugehörigen elektri-

schen Ersatzschaltbild erstellt (Abb. 3.1). Die Zweigstromanalyse baut im Weiteren auf der Erstellung des zugehörigen Netzwerkgraphen auf.

### 3.1.1.1 Ersatzschaltbild

Das für die Erstellung des Netzwerkgraphen notwendige Ersatzschaltbild wird aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild des Modularen Multilevelstromrichters abgeleitet. Hierzu werden die Knoten und Zweige zusammengefasst, wobei jeder Zweig durch eine Impedanz und Zweigspannungsquelle nachgebildet wird. Die Bezeichnung der Zweigspannungsquellen und Impedanzen erfolgt zunächst willkürlich. Innerhalb der folgenden Netzwerkanalyse wird zur Vereinfachung die stromrichterseitige Sternschaltung in eine äquivalente Dreieckschaltung, welche den prinzipiell bei HVDC PLUS eingesetzten Transformatoren entspricht, umgewandelt.

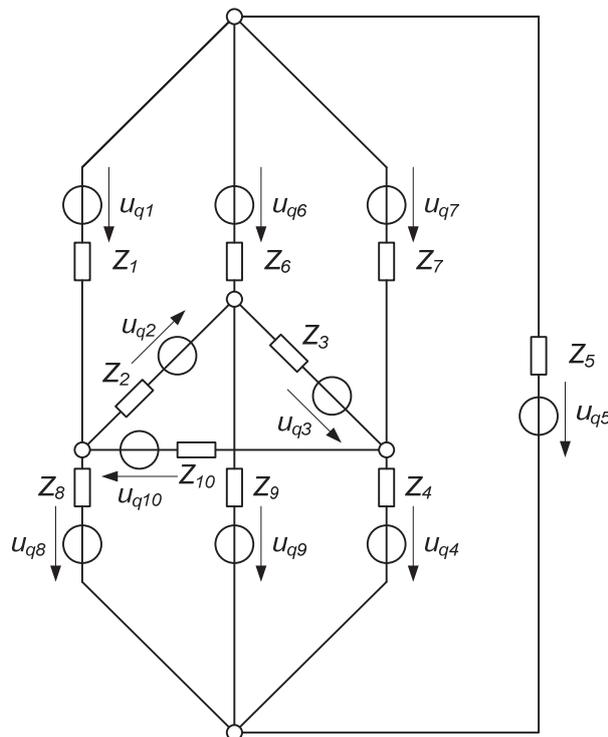


Abb. 3.2 Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Netzwerkberechnung

### 3.1.1.2 Erstellung des Netzwerkgraphen

Aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild zur Netzwerkberechnung (Abb. 3.2) folgt die Erstellung des Netzwerkgraphen (Abb. 3.3). Dazu werden die im elektrischen Ersatzschaltbild enthaltenen Zweipole durch Linien ersetzt. Jede Linie bildet einen Zweig. Die Enden der Zweige bilden die Knoten. Jedem Zweig wird willkürlich eine Bezugsrichtung zugewiesen.

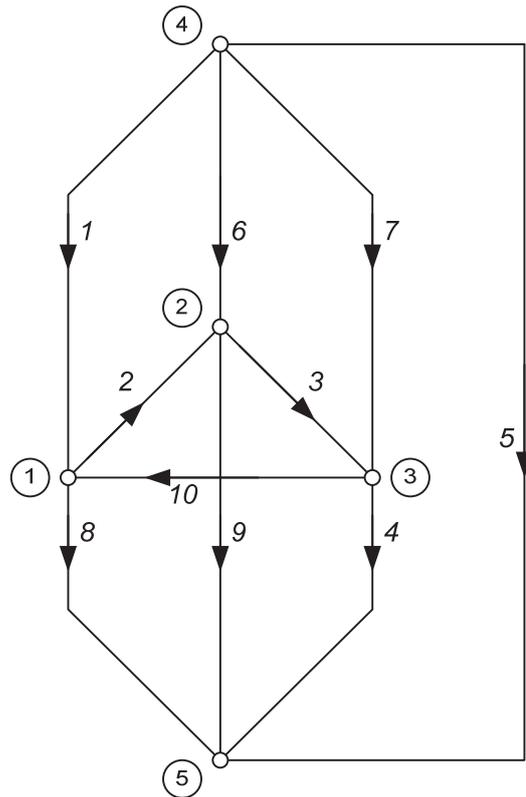


Abb. 3.3 Netzwerkgraph

### 3.1.2 Zweigstromanalyse

Aufgrund der Komplexität und Größe des elektrischen Netzwerkes von Modulen Multilevelstromrichtern ist eine systematische Analyse anderen Verfahren vorzuziehen. Die Zweigstromanalyse stellt in diesem Zusammenhang ein geeignetes Verfahren zur Berechnung von Modulen Multilevelstromrichtern dar.

#### 3.1.2.1 Inzidenzmatrix der Knoten und Zweige

Aus dem Netzwerkgraph (Abb. 3.3) folgt die vollständige Inzidenzmatrix  $[\mathbf{H}_v]$  (Kirchhoffscher Knotensatz). Darin entsprechen die  $m$  Zeilen den  $k$  Knoten und die  $n$  Spalten den  $z$  Zweigen. Für das Element  $h_{ij}$  gilt:

$$h_{ij} = \begin{cases} 1 \\ -1 \\ 0 \end{cases}, \text{ wenn der Zweig } j \begin{cases} \text{vom Knoten } i \text{ wegführt,} \\ \text{zum Knoten } i \text{ hinführt,} \\ \text{mit dem Knoten } i \text{ nicht inzident ist} \end{cases} \quad \text{Gl. 2.5}$$

Damit ergibt sich die vollständige Inzidenzmatrix  $[\mathbf{H}_v]$ :

$$\mathbf{H}_v = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.6}$$

Für die Berechnung ist die reduzierte Inzidenzmatrix  $[\mathbf{H}]$  zu verwenden. Diese erhält man durch Streichen einer Zeile und entspricht damit den  $k - 1$  Knotengleichungen.

### 3.1.2.2 Masche-Zweig-Inzidenzmatrix

Neben den  $k - 1$  Knotengleichungen sind  $z - k + 1$  Maschengleichungen zu bestimmen. Diese ergeben sich aus dem Baum und Baumkomplement des Netzwerkgraphen (Abb. 3.4).

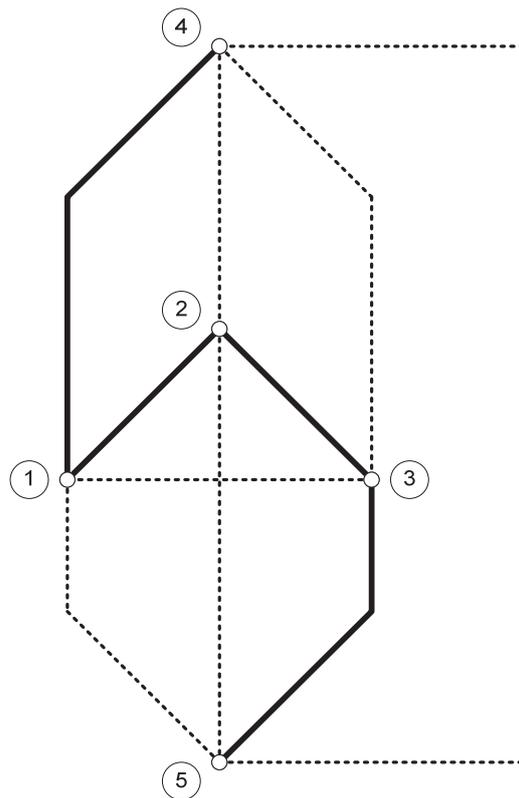


Abb. 3.4 Baum und Baumkomplement

Hieraus folgt analog zum Knotensatz die zur Maschenbasis gehörende Masche-Zweig-Inzidenzmatrix  $[\mathbf{M}]$ . Die  $m$  Zeilen entsprechen den  $z - k + 1$  Maschen und die  $n$  Spalten den  $z$  Zweigen. Es gilt:



$$m_{ij} = \begin{cases} 1 \\ -1 \\ 0 \end{cases}, \text{ wenn der Zweig } j \begin{cases} \text{zur Masche } i \text{ gehört und in seiner} \\ \text{Richtung durchlaufen wird,} \\ \text{zur Masche } i \text{ gehört und entgegen} \\ \text{seiner Richtung durchlaufen wird,} \\ \text{nicht zur Masche } i \text{ gehört} \end{cases} \quad \text{Gl. 2.7}$$

Anhand des Netzwerkgraphen und des Baum und Baumkomplement kann die entsprechende Masche-Zweig-Inzidenzmatrix  $[M]$  aufgestellt werden.

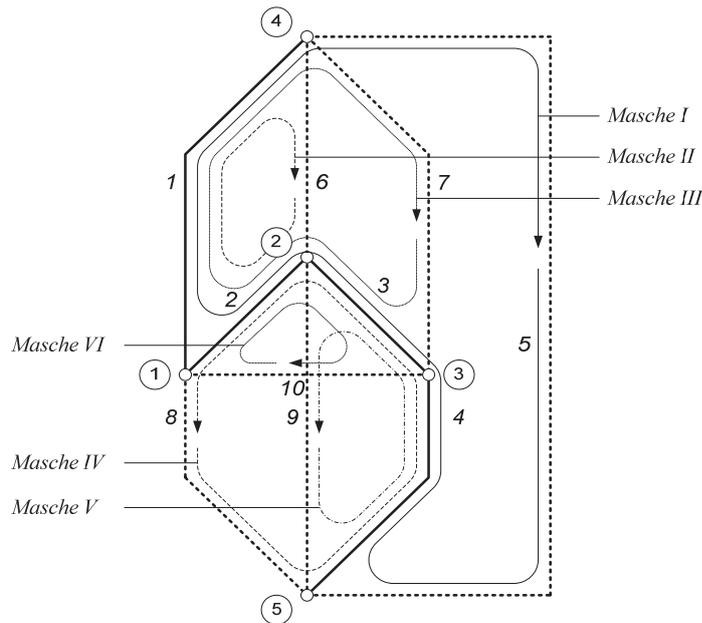


Abb. 3.5 Maschenbasis Modularer Multilevelstromrichter

$$M = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.8}$$

### 3.1.2.3 Impedanzmatrix

Für die Analyse des Netzwerkes wird von einem linearen Netzwerk ausgegangen. Daraus folgt die Impedanzmatrix  $[Z]$ :

$$\begin{aligned} Z &= \text{diag} \{ Z_j \} \\ &= \text{diag} \{ Z_1, Z_2 \dots Z_z \} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.9}$$



Die Elemente der Impedanzmatrix entsprechen der zur Zweigspannungsquelle  $u_{qj}$  in Reihe geschalteten Impedanz  $Z_j$ . Die Impedanz  $Z_k$  leitet sich aus der Transformation aus der Sternschaltung aus der Abb. 3.1 in eine äquivalente Dreieckschaltung ab.

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3Z_k & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3Z_k & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_D & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3Z_k \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.10}$$

Aus den beschriebenen Matrizen folgt das zur Netzwerkanalyse des Stromrichters erforderliche lineare Gleichungssystem.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M} \cdot \mathbf{Z} \\ \mathbf{H} \end{bmatrix} \cdot \{\mathbf{I}_z\} = - \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \{\mathbf{U}_q\} \quad \text{Gl. 2.11}$$

### 3.1.3 Entkopplung der stromrichterseitigen Größen

Im Weiteren wird das Verhalten von Modularen Multilevelstromrichtern näher analysiert. Dabei steht die Zerlegung und damit verbundene Entkopplung der stromrichterseitigen Größen in drehstromseitige und gleichstromseitige Größen im Vordergrund. Die Ergebnisse dieser Analyse sind insbesondere für die Regelung, Schutz und die Analyse von Modularen Multilevelstromrichtern von besonderer technischer Bedeutung.

#### 3.1.3.1 Verhalten im Frequenzbereich

Aus der Zweigstromanalyse lässt sich das Verhalten der Modularen Multilevelstromrichter im Zeit- und Frequenzbereich berechnen. Für den Frequenzbereich geht das Verhalten aus der zugehörigen Übertragungsfunktion  $[\mathbf{G}_{SR}(s)]$  (Gl. 2.12) des Stromrichters hervor, welche sich aus dem Gleichungssystem (Gl. 2.11) herleitet.



$$\begin{aligned} \{\mathbf{I}_z\} &= - \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{M} \cdot \mathbf{Z} \\ \mathbf{H} \end{bmatrix}^{-1}}_{[\mathbf{G}_{SR}]} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \cdot \{\mathbf{U}_q\} \\ \{\mathbf{I}_z\} &= [\mathbf{G}_{SR}] \cdot \{\mathbf{U}_q\} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.12}$$

### 3.1.3.2 Aufteilung der Zweigspannungen und -ströme

Durch geeignete Umformungen und Transformationen wird das Gleichungssystem (Gl. 2.12) in eine einfache und überschaubare Darstellung gebracht, um davon ausgehend das Systemverhalten zu analysieren. Hierfür werden die im Gleichungssystem enthaltenen Größen den stromrichterseitigen, drehstromseitigen und gleichstromseitigen Größen zugeordnet. Die Zuordnung der Zweigströme  $\{\mathbf{I}_z\}$  und Zweigspannungsquellen  $\{\mathbf{U}_q\}$  sowie die daraus hervorgehende Transformation der Übertragungsfunktion  $[\mathbf{G}_{SR}]$  erfolgt durch die Transformationsmatrix  $[\mathbf{S}_x]$ . Darin entsprechen die  $m$  Zeilen den  $z$  Zweigen des Netzwerkgraphen und die  $n$  Spalten den  $z$  zugeordneten Zweigen aus dem Ersatzschaltbild (Abb. 3.1.). Für das Element  $s_{ij}$  gilt:

$$s_{ij} = \begin{cases} 1 \\ -1 \\ 0 \end{cases}, \text{ wenn der Zweig } j \begin{cases} \text{zum Zweig } i \text{ gehört und in seiner} \\ \text{Richtung durchlaufen wird,} \\ \text{zum Zweig } i \text{ gehört und entgegen} \\ \text{seiner Richtung durchlaufen wird,} \\ \text{nicht zum Zweig } i \text{ gehört} \end{cases} \quad \text{Gl. 2.13}$$

Für die Zuordnung der Zweigspannungsquellen  $\{\mathbf{U}_q\}$  der Netzwerkanalyse zu den Zweigspannungsquellen  $\{\mathbf{U}_{q,rst}\}$  aus dem Ersatzschaltbild folgt die Transformationsmatrix  $[\mathbf{S}_U]$  (Gl. 2.14) der Zweigspannungsquellen.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_{1p} \\ u_{2p} \\ u_{3p} \\ \dots \\ u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \\ \hline u_{2UV} \\ u_{2VW} \\ u_{2WU} \\ u_d \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & & & & & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{q1} \\ u_{q2} \\ u_{q3} \\ \dots \\ u_{q4} \\ u_{q5} \\ u_{q6} \\ \dots \\ u_{q7} \\ u_{q8} \\ u_{q9} \\ u_{q10} \end{pmatrix} \\ \{\mathbf{u}_{q,rst}\} &= [\mathbf{S}_U] \cdot \{\mathbf{u}_q\} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.14}$$



Für die Zuordnung der Zweigströme  $\{\mathbf{I}_z\}$  der Netzwerkanalyse zu den Zweigströmen  $\{\mathbf{I}_{z,rst}\}$  aus dem Ersatzschaltbild folgt die Transformationsmatrix  $[\mathbf{S}_I]$  (Gl. 2.15) der Zweigströme.

$$\begin{pmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ \dots \\ i_{1n} \\ i_{2n} \\ i_{3n} \\ i_{2UV} \\ i_{2VW} \\ i_{2WU} \\ i_d \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \dots \\ i_4 \\ i_5 \\ i_6 \\ i_7 \\ i_8 \\ i_9 \\ i_{10} \end{pmatrix} \quad \text{Gl. 2.15}$$

$$\{\mathbf{i}_{z,rst}\} = [\mathbf{S}_I] \cdot \{\mathbf{i}_z\}$$

Ausgehend vom Gleichungssystem (Gl. 2.12) erfolgt anhand der Transformationsmatrizen  $[\mathbf{S}_x]$  die Transformation der Zweigströme  $\{\mathbf{I}_z\}$ , Zweigspannungen  $\{\mathbf{U}_q\}$  sowie der Übertragungsfunktion  $[\mathbf{G}_{SR}]$  (siehe Gl. 2.16). Damit folgt das nach stromrichter-, drehstrom- und gleichspannungsseitigen Größen geordnete Gleichungssystem (Gl. 2.16).

$$\underbrace{[\mathbf{S}_I] \cdot \{\mathbf{I}_z\}}_{\{\mathbf{I}_{z,rst}\}} = \underbrace{[\mathbf{S}_I] \cdot [\mathbf{G}_{SR}] \cdot [\mathbf{S}_U]^{-1}}_{\{\mathbf{G}_{SR,rst}\}} \cdot \underbrace{[\mathbf{S}_U] \cdot \{\mathbf{U}_q\}}_{\{\mathbf{U}_{q,rst}\}}$$

$$\{\mathbf{I}_{z,rst}\} = [\mathbf{G}_{SR,rst}] \cdot \{\mathbf{U}_{q,rst}\} \quad \text{Gl. 2.16}$$

### 3.1.3.3 Transformation der stromrichterseitigen Größen

#### B6-Transformation in Eingangs- und Ausgangsgrößen

Die stromrichterseitigen Größen lassen sich zu einem positiven  $\{x_{1p}, x_{2p}, x_{3p}\}$  und einem negativen  $\{x_{1n}, x_{2n}, x_{3n}\}$  dreiphasigen System zusammenfassen. Beide Systeme sind über die drehstromseitigen und gleichstromseitigen Größen miteinander gekoppelt. Durch die Entkopplung der drehstromseitigen und gleichstromseitigen Größen beziehungsweise Komponenten lassen sich die beiden dreiphasigen Systeme in ein drehstromseitiges und ein gleichstromseitiges dreiphasiges System zerlegen. Die drehstromseitigen Komponenten werden aus den gegenphasigen stromrichterseitigen Größen und die gleichstromseitigen Komponenten aus den gleichphasigen stromrichterseitigen Größen gebildet. Im Weiteren



werden die zum drehstromseitigen System gehörenden Größen als Ausgangsgrößen und die zum gleichstromseitigen System gehörenden Größen als Eingangsgrößen der Stromrichtermodule bezeichnet.

Die Eingangs- und Ausgangsgrößen der Stromrichtermodule sind bedingt durch die vorhandenen Zweigdrosseln und den praktisch nicht vorhandenen Nullpunkt des Stromrichters in der Regel nicht direkt messbar, sodass diese aus der Transformation (z. B. der geschalteten Zweigspannungen oder den gemessenen Zweigströmen) berechnet werden. Die dafür notwendige Transformationsmatrix  $[\mathbf{T}_{B6}]$  lautet:

$$[\mathbf{T}_{B6}] = \frac{1}{2} \cdot \left[ \begin{array}{ccc|ccc} -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad \text{Gl. 2.17}$$

Aus der Transformation der Zweigströme (Gl. 2.18) ergeben sich die Eingangs- und Ausgangsströme der Stromrichtermodule, wobei die Ausgangsströme der Stromrichtermodule den halben Ausgangsströmen des Stromrichters und die Eingangsströme der Stromrichtermodule den Eingangsströmen der Phasenmodule entsprechen.

$$\begin{Bmatrix} i_{1,cvm} \\ i_{2,cvm} \\ i_{3,cvm} \\ i_{1,phm} \\ i_{2,phm} \\ i_{3,phm} \end{Bmatrix} = [\mathbf{T}_{B6}] \cdot \begin{Bmatrix} i_{1p} \\ i_{2p} \\ i_{3p} \\ i_{1n} \\ i_{2n} \\ i_{3n} \end{Bmatrix} \quad \text{Gl. 2.18}$$

Aus der Transformation der Zweigspannungen (Gl. 2.19) ergeben sich die Eingangs- und Ausgangsspannungen der Stromrichtermodule, wobei die Ausgangsspannungen der Stromrichtermodule den Ausgangsspannungen des Stromrichters und die Eingangsspannungen der Stromrichtermodule den halben Eingangsspannungen der Phasenmodule entsprechen.



$$\begin{Bmatrix} u_{1,cvm} \\ u_{2,cvm} \\ u_{3,cvm} \\ u_{1,phm} \\ u_{2,phm} \\ u_{3,phm} \end{Bmatrix} = [\mathbf{T}_{B6}] \cdot \begin{Bmatrix} u_{1p} \\ u_{2p} \\ u_{3p} \\ u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \end{Bmatrix} \quad \text{Gl. 2.19}$$

### Clarke-Transformation dreiphasiger Systeme

Die dadurch entstehenden dreiphasigen Systeme werden durch die Clarke-Transformation (Gl. 2.20), welche dreiphasige elektrische Größen in ein einfaches zweiachsiges Koordinatensystem überführt, in  $\alpha$ -,  $\beta$ - und 0-Komponenten transformiert. Die Transformationsmatrix der Clarke-Transformation  $[\mathbf{T}_C]$  lautet:

$$[\mathbf{T}_C] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.20}$$

Aus der Transformationsmatrix der Clarke-Transformation für ein dreiphasiges System lässt sich die Transformationsmatrix für die beiden dreiphasigen Systeme der Brückenschaltung bilden (Gl. 2.21):

$$[\mathbf{T}_{C6}] = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_C & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}_C \end{bmatrix} = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{array} \right] \quad \text{Gl. 2.21}$$



### Transformation der Ströme und Spannungen von 6-Puls- Brückenschaltungen in $\alpha$ -, $\beta$ - und 0-Komponenten

Die Transformationsmatrix (Gl. 2.22) für die Zerlegung beziehungsweise Transformation der stromrichterseitigen Größen in drehstrom- und gleichstromseitige  $\alpha$ -,  $\beta$ - und 0-Komponenten folgt aus den Transformationen Gl. 2.17 und Gl. 2.21:

$$[\mathbf{T}_{C6B6}] = [\mathbf{T}_{C6}] \cdot [\mathbf{T}_{B6}]$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.22}$$

### Transformation der Zweigspannungen

Die Ausgangsspannungen  $u_{\alpha,cvm}$ ,  $u_{\beta,cvm}$  und  $u_{0,cvm}$  sowie die Eingangsspannungen  $u_{\alpha,phm}$ ,  $u_{\beta,phm}$  und  $u_{0,phm}$  ( $u_{0,phm} \approx u_d / 2$ ) der Stromrichtermodule folgen aus der Transformation der Zweigspannungen (Gl. 2.23):

$$\begin{Bmatrix} u_{\alpha,cvm} \\ u_{\beta,cvm} \\ u_{0,cvm} \\ u_{\alpha,phm} \\ u_{\beta,phm} \\ u_{0,phm} \end{Bmatrix} = [\mathbf{T}_{C6B6}] \cdot \begin{Bmatrix} u_{1p} \\ u_{2p} \\ u_{3p} \\ u_{1n} \\ u_{2n} \\ u_{3n} \end{Bmatrix} \quad \text{Gl. 2.23}$$

### Transformation der Zweigströme

Analog zu den Zweigspannungen erhält man über die Transformation der Zweigströme (Gl. 2.24) die transformierten Ausgangsströme  $i_{\alpha,cvm}$ ,  $i_{\beta,cvm}$  und  $i_{0,cvm}$  sowie die transformierten Eingangsströme  $i_{\alpha,phm}$ ,  $i_{\beta,phm}$  (entsprechen den Kreisströmen) und  $i_{0,phm}$  ( $i_{0,phm} \approx i_d / 3$ ) der Stromrichtermodule.



$$\begin{Bmatrix} \dot{i}_{\alpha, cvm} \\ \dot{i}_{\beta, cvm} \\ \dot{i}_{0, cvm} \\ \dot{i}_{\alpha, phm} \\ \dot{i}_{\beta, phm} \\ \dot{i}_{0, phm} \end{Bmatrix} = [\mathbf{T}_{C6B6}] \cdot \begin{Bmatrix} \dot{i}_{1p} \\ \dot{i}_{2p} \\ \dot{i}_{3p} \\ \dot{i}_{1n} \\ \dot{i}_{2n} \\ \dot{i}_{3n} \end{Bmatrix} \quad \text{Gl. 2.24}$$

### Stern-Dreieck-Transformation

Für die weiteren Berechnungen wird die sekundärseitige Dreieckschaltung (siehe Netzwerkberechnung) in eine äquivalente Sternschaltung umgewandelt (Gl. 2.25), sodass die  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der sekundärseitigen Spannungen den Ausgangsspannungen des Stromrichters beziehungsweise der Stromrichtermodule entsprechen. Die dafür notwendige Transformationsmatrix in  $\alpha$ -,  $\beta$ - und  $0$ -Komponenten  $[\alpha\beta 0 \mathbf{T}_{Y \rightarrow \Delta}]$  lautet:

$$[\alpha\beta 0 \mathbf{T}_{Y \rightarrow \Delta}] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.25}$$

Davon ausgehend ergibt sich die Umformung der Zweigspannungen der Dreieckschaltung in die Spannungen einer äquivalenten Sternschaltung (Gl. 2.26):

$$\begin{aligned} \{u_{\alpha\beta 0, \Delta}\} &= [\alpha\beta 0 \mathbf{T}_{Y \rightarrow \Delta}] \cdot \{u_{\alpha\beta 0, Y}\} \\ \begin{Bmatrix} u_{\alpha, \Delta} \\ u_{\beta, \Delta} \\ u_{0, \Delta} \end{Bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} u_{\alpha, Y} \\ u_{\beta, Y} \\ u_{0, Y} \end{Bmatrix} \\ &= \begin{Bmatrix} \frac{3}{2}u_{\alpha, Y} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta, Y} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\alpha, Y} + \frac{3}{2}u_{\beta, Y} \\ \sqrt{3} \cdot u_{0, Y} \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.26}$$



### 3.1.3.4 Entkopplung der Systeme

Aus den beschriebenen Matrizen folgt die Transformationsmatrix  $[\mathbf{T}_{SR}]$  (Gl. 2.27) des Stromrichters. Die Transformationsmatrix setzt sich aus der Transformation der Brückenschaltung, der Clarke-Transformation der sekundärseitigen Zweigspannungsquellen und der gleichspannungsseitigen Spannungsquelle zusammen.

$$[\mathbf{T}_{SR}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}\mathbf{T}_C & \frac{1}{2}\mathbf{T}_C & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \frac{1}{2}\mathbf{T}_C & \frac{1}{2}\mathbf{T}_C & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{T}_C & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.27}$$

Zur Berechnung der Zweigströme bzw. des Übertragungsverhaltens werden die folgenden transformierten Spannungen (Gl. 2.28) eingesetzt:

$$\{\mathbf{U}_{\alpha\beta 0}\} = \begin{Bmatrix} U_{\alpha,CVM} \\ U_{\beta,CVM} \\ U_{0,CVM} \\ \hline U_{\alpha,PHM} \\ U_{\beta,PHM} \\ U_{0,PHM} \\ \hline \frac{3}{2}U_{\alpha,Y} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta,Y} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\alpha,Y} + \frac{3}{2}U_{\beta,Y} \\ U_{0,Y} \\ \hline U_d \end{Bmatrix} \quad \text{Gl. 2.28}$$

Ausgehend von den beschriebenen Transformationen wird die Gl. 2.16 wie folgt erweitert (Gl. 2.29):

$$\underbrace{[\mathbf{T}_{SR}] \cdot [\mathbf{S}_I] \cdot \{\mathbf{I}\}}_{\{\mathbf{I}_{z,\alpha\beta 0}\}} = \underbrace{[\mathbf{T}_{SR}] \cdot [\mathbf{S}_I] \cdot [\mathbf{G}_{SR}] \cdot [\mathbf{S}_U]^{-1}}_{[\mathbf{G}_{SR,\alpha\beta 0}]} \cdot \underbrace{[\mathbf{T}_{SR}]^{-1} \cdot [\mathbf{T}_{SR}] \cdot [\mathbf{S}_U] \cdot \{\mathbf{U}_q\}}_{\{\mathbf{U}_{q,\alpha\beta 0}\}} \quad \text{Gl. 2.29}$$

$$\{\mathbf{I}_{z,\alpha\beta 0}\} = [\mathbf{G}_{SR,\alpha\beta 0}] \cdot \{\mathbf{U}_{q,\alpha\beta 0}\}$$



Durch die Transformation der stromrichterseitigen Größen wird das Mehrgrößensystem der Gl. 2.16 in mehrere linear unabhängige Eingrößensysteme (Gl. 2.29) zerlegt, aus welcher die Entkopplung der Systeme hervorgeht:

$$\begin{Bmatrix} I_{\alpha,CVM} \\ I_{\beta,CVM} \\ I_{0,CVM} \\ I_{\alpha,PHM} \\ I_{\beta,PHM} \\ I_{0,PHM} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \frac{-U_{\alpha,CVM} + U_{\alpha,Y}}{2Z_k + Z_D} \\ \frac{-U_{\beta,CVM} + U_{\beta,Y}}{2Z_k + Z_D} \\ 0 \\ \frac{-U_{\alpha,PHM}}{Z_D} \\ \frac{-U_{\beta,PHM}}{Z_D} \\ \frac{-U_{0,PHM} + \frac{1}{2}U_d}{Z_D + \frac{3}{2}Z_d} \end{Bmatrix} \quad \text{Gl. 2.30}$$

Ausgehend von dem Ergebnis der Netzwerkanalyse ergeben sich die Ersatzschaltbilder (Abb. 3.6) der transformierten Größen (das Nullsystem der drehstromseitigen Größen ergibt sich aus einer Anbindung des dreiphasigen Systems über eine Sternschaltung mit der Impedanz  $Z_0$  auf der Drehstromseite).

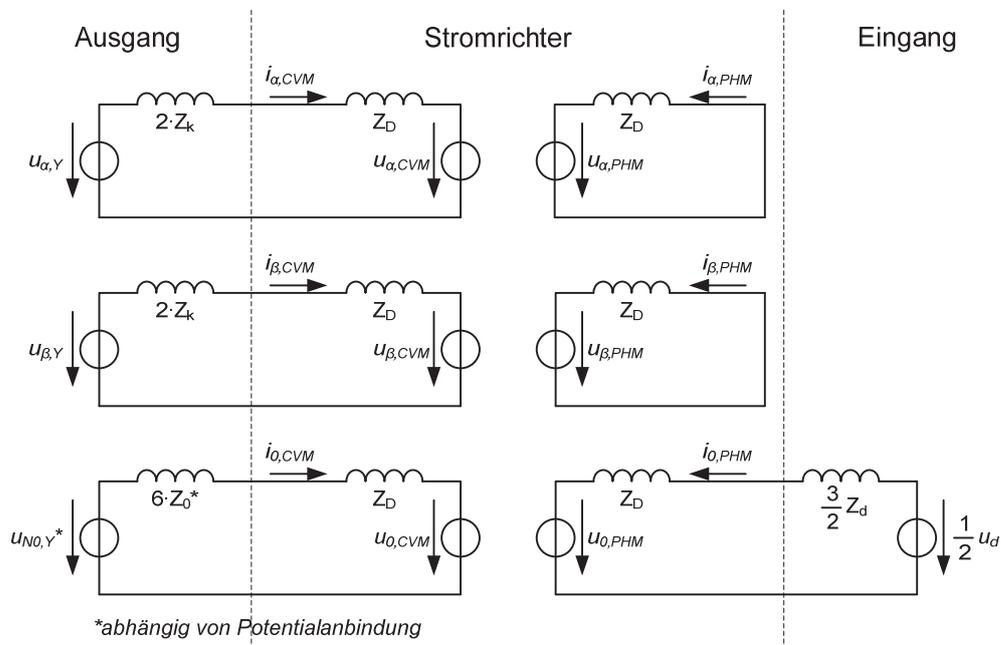


Abb. 3.6 Ersatzschaltbilder der transformierten Größen



## 3.2 Berechnung im stationären Betrieb

Die Berechnung des Modularen Multilevelstromrichters im stationären Betrieb bildet die Basis zur Auslegung und Dimensionierung. Im Vergleich zu anderen Topologien ist der Energietransport durch die in den Submodulen und nicht im Zwischenkreis enthaltenen Energiespeicher deutlich komplexer, sodass die Energie sowie der Energietransport innerhalb des Stromrichters kontrolliert und geregelt werden muss, um eine Schädigung der Submodule durch unzulässig hohe Auf- bzw. Entladung zu verhindern.

Um die dabei auftretenden Mechanismen zu verstehen, konzentrieren sich die weiteren Betrachtungen auf die Verhältnisse im stationären Betrieb. Das Ziel besteht dabei unter anderem darin, die Zusammenhänge zwischen der Leistung, der Energie, dem Energietransport, der Modulation und der Aussteuerung der Stromrichtermodule zu analysieren, um daraus die für die Auslegung, die Dimensionierung und die Regelung notwendigen Gesetzmäßigkeiten ableiten zu können.

### 3.2.1 Prinzipielle Funktionsweise

Ausgehend vom stationären Betrieb liegt am Eingang des Stromrichters eine Gleichspannung und am Ausgang des Stromrichters eine Wechselspannung an, welche bezogen auf die einzelnen Phasen ein symmetrisches Drehstromsystem bilden. Über den Eingangsstrom nimmt der Stromrichter eine entsprechende Wirkleistung bzw. Energie aus dem Gleichspannungszwischenkreis auf, wobei sich der Gleichstrom symmetrisch auf alle drei Phasenmodule aufteilt. Über den Ausgangsstrom gibt der Stromrichter die über den Gleichspannungszwischenkreis aufgenommene Wirkleistung bzw. Energie an die Drehstromseite ab, wobei sich der Ausgangsstrom grundsätzlich (bedingt durch die Betrachtungsweise) symmetrisch auf die Stromrichtermodule aufteilt. Zusätzlich zur Wirkleistung kann der Stromrichter eine vorgegebene Blindleistung bzw. einen vorgegebenen Blindstrom auf der Ausgangsseite einspeisen. Dabei überlagern sich in den Stromrichtermodulen der Gleichstromanteil aus dem Eingangsstrom und der Wechselstromanteil aus dem Ausgangsstrom der jeweiligen Phase. Zusätzlich zu den eben genannten Anteilen in den Stromrichtermodulen kommen bei unsymmetrischen Belastungen oder transienten Vorgängen Kreisströme innerhalb der Stromrichter hinzu.

Die Differenz der im stationären Betrieb auf der Eingangsseite aufgenommenen und auf der Ausgangsseite abgegebenen Energie dient zur Deckung der Verluste.



Die zusätzlich vom Stromrichter aufgenommene oder abgegebene Energie wird in den Submodulkondensatoren gespeichert bzw. aufgenommen oder abgegeben. Zwischen den Strömen und Spannungen der Ein- und Ausgangsseite gibt es prinzipiell keinen direkten Zusammenhang, weil im Gegensatz zu anderen Stromrichtern das System der Eingangsseite vom System der Ausgangsseite vollständig entkoppelt ist (siehe Abschnitt Netzwerkanalyse).

Zum Aufbau der für einen stationären Betrieb notwendigen Ein- und Ausgangsspannung muss der Stromrichter zunächst die dafür minimal notwendige Energie über den Ein- oder Ausgang des Stromrichters aufnehmen, wobei das Energiespeichervermögen des Stromrichters durch die maximal zulässige Kondensator- bzw. Submodulspannung begrenzt wird. Aus diesem Grund muss die im stationären Betrieb von der Eingangs- oder Ausgangsseite aufgenommene Energie außerhalb des Energiespeichervermögens an die Aus- oder Eingangsseite abgegeben werden. Unsymmetrische Belastungen auf der Drehstromseite führen zu einem Energieaustausch zwischen den Phasenmodulen und zwischen den positiven und negativen Stromrichtermodulen. Der Energieaustausch ist dabei mit Kreisströmen innerhalb des Stromrichters verbunden.

### **3.2.1.1 Ein- und Ausgangsgrößen im stationären Betrieb**

Im stationären Betrieb wird von einer symmetrischen Belastung der Stromrichtermodule ausgegangen. Diese ist dadurch gekennzeichnet, dass die Amplituden der Ströme und Spannungen in den positiven und negativen Stromrichtermodulen identisch sind und untereinander eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  aufweisen.

Des Weiteren geht man für die folgenden Berechnungen von einer symmetrischen Aufteilung der Ein- und Ausgangsströme und -spannungen auf die Stromrichtermodule aus. Diese ist dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangsströme der Phasenmodule ein reines Nullsystem und die Ausgangsströme (und -spannungen) ein nullsystemfreies System bilden. In diesem Fall treten keine Kreisströme und Asymmetrien innerhalb des Stromrichters auf.

Das vereinfachte Ersatzschaltbild Modularer Multilevelstromrichter (Abb. 3.1) bildet die Grundlage für die Berechnungen im stationären Betrieb. Die Kennzeichnung von Ein- und Ausgang erfolgt im Weiteren unabhängig von der Übertragungsrichtung, wobei die Gleichspannungsseite als Eingang und die Drehstromseite als Ausgang des Stromrichters bezeichnet wird. Die Zählrichtung der Ströme und Spannungen erfolgt für den Stromrichtereingang und innerhalb der Stromrichter im Verbraucherzählpfeilsystem und für den Stromrichterausgang im



Erzeugerzählpeilsystem. Bildet der Stromrichtereingang zugleich den Stromrichterausgang (z. B. im STATCOM-Betrieb oder bei statischen Blindleistungskompensatoren) erfolgt die Kennzeichnung im Erzeugerzählpeilsystem. Damit wird sowohl die auf der Drehstromseite abgegebene Wirk- und Blindleistung (Stromrichter wirkt kapazitiv, übererregt) als auch die auf der Gleichspannungsseite aufgenommene Wirkleistung positiv gezählt.

Für grundlegende Berechnungen im stationären Zustand erfolgt die Darstellung der Stromrichtermodule, wie in der Abb. 3.1 dargestellt, durch ideale Spannungsquellen. Die Spannung über den Stromrichtermodulen ergibt sich prinzipiell, d. h. ohne die Berücksichtigung von parasitären Effekten, aus der Summe der geschalteten Kondensatorspannungen. Im Weiteren wird für die Berechnungen von idealen Strom- und Spannungsverläufen ausgegangen. Für die Auslegung der Stromrichtermodule bei hohen Modulzahlen und hohen Schaltfrequenzen kann der dadurch entstehende Fehler praktisch vernachlässigt werden. Die Belastung der Submodule durch die im stationären Betrieb auftretenden Sperrschichttemperaturen und transienten thermischen Belastungen hängen in der Regel von mehreren Faktoren, wie zum Beispiel der Schaltfrequenz oder dem Modulationsverfahren, ab. Prinzipiell ist mit einer höheren realen Belastung einzelner Submodule gegenüber den ideellen, analytisch bestimmten Werten zu rechnen. Die real zu erwartenden Belastungen lassen sich unter anderem aus Simulations- und Messergebnissen ermitteln. Im Abschnitt 4.3 „Transiente thermische Belastungen“ wird in diesem Zusammenhang näher auf die über die Verlustleistung der Leistungshalbleiter entstehenden Belastungen näher eingegangen.

### 3.2.1.2 Gleichstromseite (Eingangsseite)

#### Gleichstromseitiges Ersatzschaltbild

Aus dem Ersatzschaltbild (Abb. 3.1) folgt das gleichstromseitige Ersatzschaltbild (Abb. 3.7) des Stromrichters. Ausgehend vom Mittel- bzw. Nullpunkt des Stromrichters sind die Spannungen und Ströme auf der Gleichstromseite definiert.

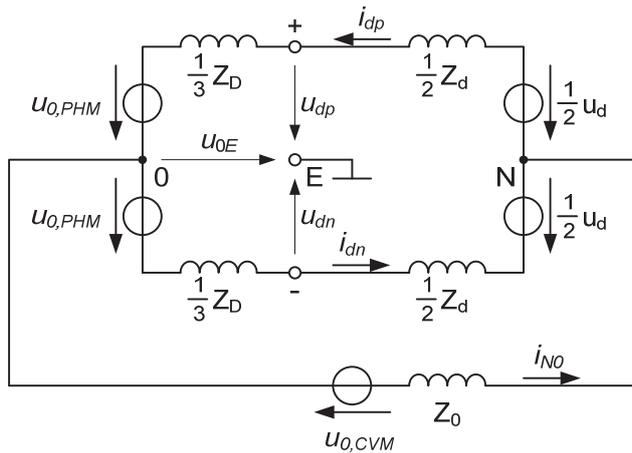


Abb. 3.7 Ersatzschaltbild der Eingangsseite

### Eingangsspannung

Im stationären Betrieb sind die Eingangsspannung  $u_d$  und der Eingangsstrom  $i_d$  im zeitlichen Mittel konstant. Ausgehend von der Spannung  $u_{dp}$  und  $u_{dn}$  an den Anschlussklemmen berechnet sich der zeitliche Verlauf der Eingangsspannung  $u_d$ .

$$u_d = u_{dp} + (-u_{dn}) \quad \text{Gl. 2.31}$$

### Eingangsstrom

Aus der Summe der Ströme  $i_{dp}$  und  $i_{dn}$  des Stromrichters berechnet sich der zeitliche Verlauf des Eingangsstromes  $i_d$ .

$$i_d = \frac{1}{2}(i_{dp} + i_{dn}) \quad \text{Gl. 2.32}$$

Für die Berechnungen wird von symmetrischen Eingangsströmen, d. h. von einem nullsystemfreien Ausgangsstrom ( $i_{NO} \approx 0$ ) ausgegangen. Das Nullsystem im Ausgangsstrom berechnet sich alternativ aus der Differenz der Eingangsströme  $i_{dp}$  und  $i_{dn}$ .

$$i_{NO} = i_{dp} - i_{dn} \quad | \quad i_{NO} \approx 0 \quad \text{Gl. 2.33}$$

### Eingangsleistung

Der zeitliche Verlauf der Eingangsleistung  $p_d$  ergibt sich aus dem Produkt der Eingangsspannung und dem Eingangsstrom.



$$\begin{aligned}
 p_d &= \frac{1}{2}(u_{dp} - u_{dn}) \cdot (i_{dp} + i_{dn}) \\
 &= u_d \cdot i_d
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.34}$$

In diesem Zusammenhang erfolgt keine Unterscheidung zwischen einer positiven und negativen Eingangsleistung. Unterschiedliche Belastungen der positiven und negativen Stromrichtermodule durch eine Differenz in den Eingangsströmen werden durch das Nullsystem in dem Ausgangsstrom verursacht und demzufolge der Ausgangsleistung der Stromrichtermodule zugeordnet.

### Potentialverschiebung des Stromrichters

Aus der Summe der Spannungen  $u_{dp}$  und  $u_{dn}$  an den gleichspannungsseitigen Anschlussklemmen berechnet sich der zeitliche Verlauf der Potentialverschiebung  $u_{0E}$  des Stromrichters gegenüber dem Erdpotential.

$$u_{0E} = \frac{1}{2}(u_{dp} - (-u_{dn}))
 \tag{Gl. 2.35}$$

Die Potentialverschiebung wird in erster Linie durch die Potentialanbindung des Stromrichters und das Nullsystem in der Ausgangsspannung bzw. im Ausgangsstrom beeinflusst. Daneben können parasitäre Kapazitäten und Asymmetrien im Zwischenkreis zu einer Potentialverschiebung führen. Für eine feste Potentialanbindung, z. B. Monopolsystemen mit Erdrückleitersystem, beträgt die Spannung des Nullpunktes gegenüber dem Erdpotential  $\approx u_d / 2$ .

#### 3.2.1.3 Drehstromseite (Ausgangsseite)

##### Ersatzschaltbild

Aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild der Abb. 3.1 ergibt sich das einphasige, drehstromseitige Ersatzschaltbild der Abb. 3.8 des Stromrichters. Ausgehend vom Mittel- bzw. Nullpunkt des Stromrichters sind die Spannungen und Ströme auf der Drehstromseite definiert.

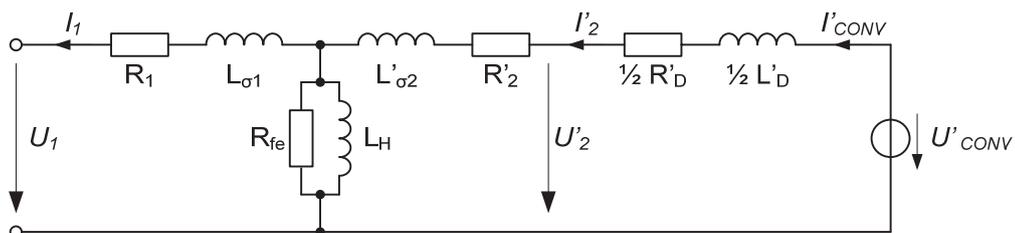


Abb. 3.8 Einphasiges Ersatzschaltbild der Drehstromseite



Für die Berechnung der Drehstromseite wird von einem symmetrischen dreiphasigen Spannungs- bzw. Stromsystem ausgegangen. Dies ist dadurch gekennzeichnet, dass die Amplituden der Außenleiterspannungen und -ströme identisch sind und alle drei Phasen untereinander eine Phasenverschiebung von jeweils  $120^\circ$  aufweisen.

### Ausgangsspannung

Die zeitlichen Verläufe der Sternspannungen  $u_{LN,conv}$  berechnen sich im symmetrischen dreiphasigen Spannungssystem aus dem Scheitelwert der Sternspannungen, der Phasenverschiebung zwischen den drei Phasen und dem Nullphasenwinkel  $\varphi_u$  der Spannungen (Gl. 2.36).

$$\begin{aligned} u_{1N,conv}(t) &= \hat{u}_{1N,conv} \cos(\omega t + \varphi_u) \\ u_{2N,conv}(t) &= \hat{u}_{2N,conv} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right) \\ u_{3N,conv}(t) &= \hat{u}_{3N,conv} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right) \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.36}$$

### Ausgangsstrom

Die zeitlichen Verläufe der Außenleiterströme  $i_{L,conv}$  berechnen sich im symmetrischen dreiphasigen Stromsystem aus dem Scheitelwert der Außenleiterströme, der Phasenverschiebung zwischen den drei Phasen sowie dem Nullphasenwinkel  $\varphi_i$  der Ströme (Gl. 2.37).

$$\begin{aligned} i_{1,conv}(t) &= \hat{i}_{1,conv} \cos(\omega t + \varphi_i) \\ i_{2,conv}(t) &= \hat{i}_{2,conv} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right) \\ i_{3,conv}(t) &= \hat{i}_{3,conv} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right) \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.37}$$

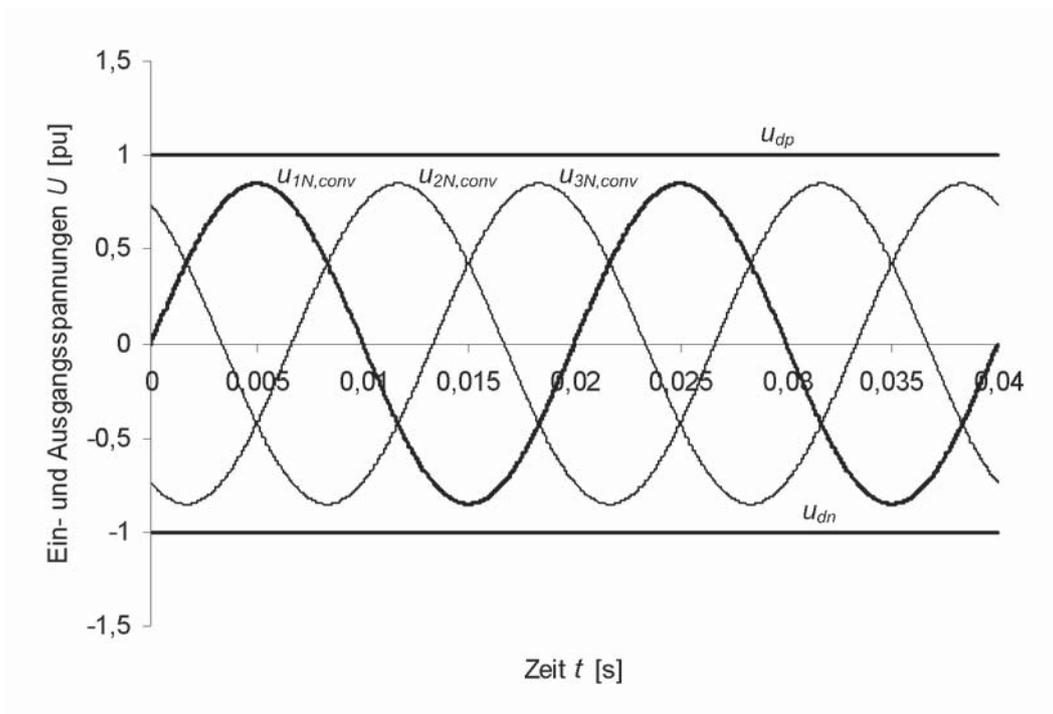
### Ausgangsleistung

Der zeitliche Verlauf der Ausgangsleistung berechnet sich aus den Ausgangsströmen, Ausgangsspannungen sowie der Phasenverschiebung der Ströme und Spannungen des Stromrichters (Gl. 2.38).

$$\begin{aligned}
 p_{1,conv}(t) &= \hat{u}_{1N,conv} \cos(\omega t + \varphi_u) \cdot \hat{i}_{1,conv} \cos(\omega t + \varphi_i) \\
 p_{2,conv}(t) &= \hat{u}_{2N,conv} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right) \cdot \hat{i}_{2,conv} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right) \\
 p_{3,conv}(t) &= \hat{u}_{3N,conv} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right) \cdot \hat{i}_{3,conv} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right)
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.38}$$

### Zeitliche Verläufe

In der Abb. 3.9 sind die zeitlichen Verläufe der Ein- und Ausgangsspannungen für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  dargestellt (siehe Abschnitt 3.2.2.1 Modulationsfunktion, Modulationsgrad). Die Ein- und Ausgangsspannungen sind auf  $\frac{1}{2} U_d$  normiert.



**Abb. 3.9** Ein- und Ausgangsspannungen des Modularen Multilevelstromrichters

In der Abb. 3.10 sind die zeitlichen Verläufe der Ein- und Ausgangsströme für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  und  $\cos(\varphi)=1$  dargestellt. Die Ein- und Ausgangsströme sind auf  $I_d$  normiert.

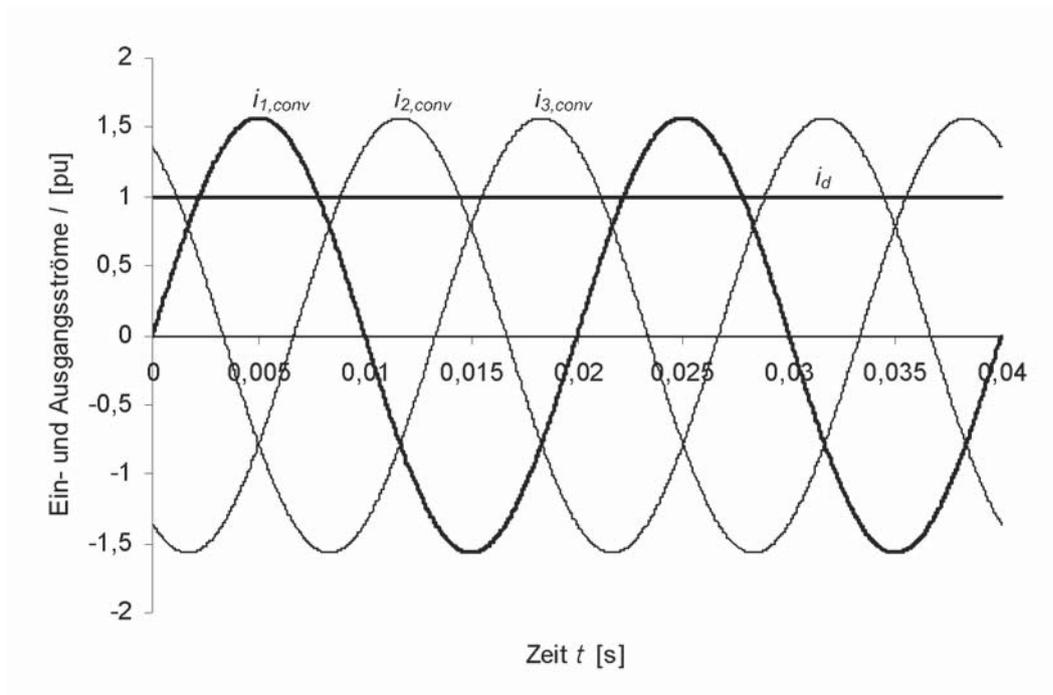


Abb. 3.10 Ein- und Ausgangsströme des Modulare Multilevelstromrichters

### Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsleistung

In der Abb. 3.11 sind die zeitlichen Verläufe der Ein- und Ausgangsleistung für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  und  $\cos(\varphi)=1$  dargestellt. Die Eingangsleistung und die Ausgangsleistung der einzelnen Phasenmodule ist auf  $P_d / 3$  normiert.

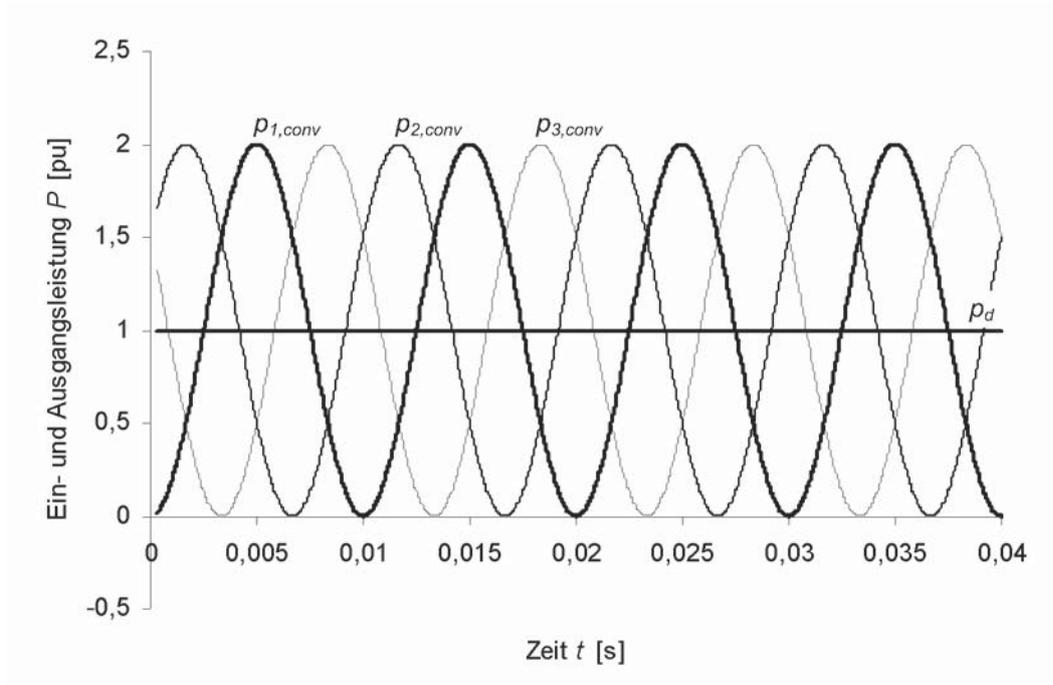


Abb. 3.11 Ein- und Ausgangsleistung des Modulare Multilevelstromrichters

### 3.2.1.4 Stromrichterseite

#### Ersatzschaltbild

Die Betrachtungen und Analysen konzentrieren sich im Weiteren auf die Verhältnisse innerhalb eines Phasenmoduls, um damit die Verhältnisse in den anderen Phasen oder bei unsymmetrischer Belastung abzuleiten.

Ausgehend vom stationären Betrieb erfolgt die Berechnung der Strom- und Spannungsverläufe innerhalb des Stromrichters. Innerhalb des Stromrichters wird eine symmetrische Spannungs- bzw. Stromverteilung angenommen. Diese ist dadurch gekennzeichnet, dass die Amplituden der positiven und negativen Umrichterspannungen und -ströme identisch sind und eine Phasenverschiebung von jeweils  $180^\circ$  aufweisen. Durch diese zunächst willkürliche Annahme lassen sich die zeitlichen Verläufe über den positiven und negativen Stromrichtermodulen aus den Ein- und Ausgangsgrößen berechnen. Dies impliziert, dass kein Nullsystem in der Ausgangsspannung oder im Ausgangsstrom existiert.

Aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild des Modularen Multilevelstromrichters (Abb. 3.1) ergibt sich das Ersatzschaltbild der Stromrichterphase (Abb. 3.12). Darin sind ausgehend vom Mittel- bzw. Nullpunkt des Stromrichters die Spannungen und Ströme innerhalb einer Stromrichterphase definiert.

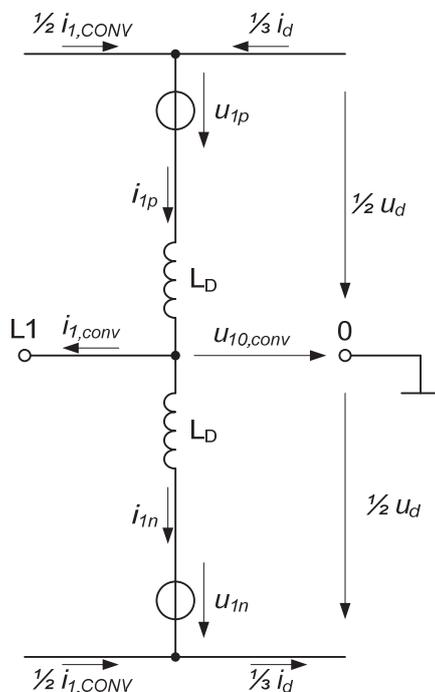


Abb. 3.12 Ersatzschaltbild einer Stromrichterphase

### Spannungsverläufe der Stromrichtermodule

Damit ergeben sich die zeitlichen Verläufe der Spannungen über den positiven und negativen Stromrichtermodulen aus den Eingangs- und Ausgangsspannungen der jeweiligen Phase.

$$u_{1p} = \frac{1}{2} u_d - \hat{u}_{10,conv} \cdot \cos(\omega t + \varphi_u)$$

$$u_{2p} = \frac{1}{2} u_d - \hat{u}_{20,conv} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right)$$

$$u_{3p} = \frac{1}{2} u_d - \hat{u}_{30,conv} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right)$$

Gl. 2.39

$$u_{1n} = \frac{1}{2} u_d + \hat{u}_{10,conv} \cdot \cos(\omega t + \varphi_u)$$

$$u_{2n} = \frac{1}{2} u_d + \hat{u}_{20,conv} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right)$$

$$u_{3n} = \frac{1}{2} u_d + \hat{u}_{30,conv} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_u\right)$$

In der Abb. 3.13 sind die zeitlichen Verläufe der Spannungen über den Stromrichtermodulen für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  und  $\cos(\varphi)=1$  dargestellt. Die Zweigspannungen sind auf  $U_d / 2$  normiert.

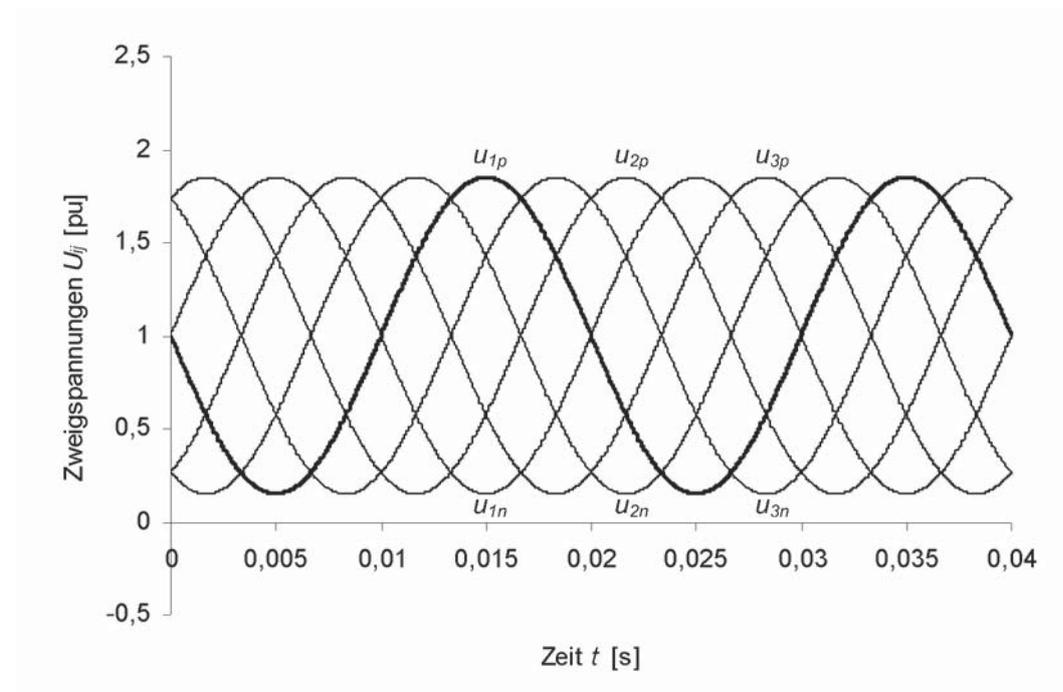


Abb. 3.13 Zweigspannungen des Modulare Multilevelstromrichters

### Stromverläufe der Stromrichtermodule

Die zeitlichen Verläufe der Ströme durch die positiven und negativen Stromrichtermodule ergeben sich, wie die Spannungen, aus den Eingangs- und Ausgangsströmen der jeweiligen Phase (Gl. 2.40).

$$i_{1p} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}\hat{i}_{1,conv} \cos(\omega t + \varphi_i)$$

$$i_{2p} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}\hat{i}_{2,conv} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right)$$

$$i_{3p} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}\hat{i}_{3,conv} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right)$$

Gl. 2.40

$$i_{1n} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}\hat{i}_{1,conv} \cos(\omega t + \varphi_i)$$

$$i_{2n} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}\hat{i}_{2,conv} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right)$$

$$i_{3n} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}\hat{i}_{3,conv} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_i\right)$$

In der Abb. 3.14 sind die zeitlichen Verläufe der Zweigströme für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  und  $\cos(\varphi)=1$  dargestellt. Die Zweigströme sind auf  $I_d$  normiert.

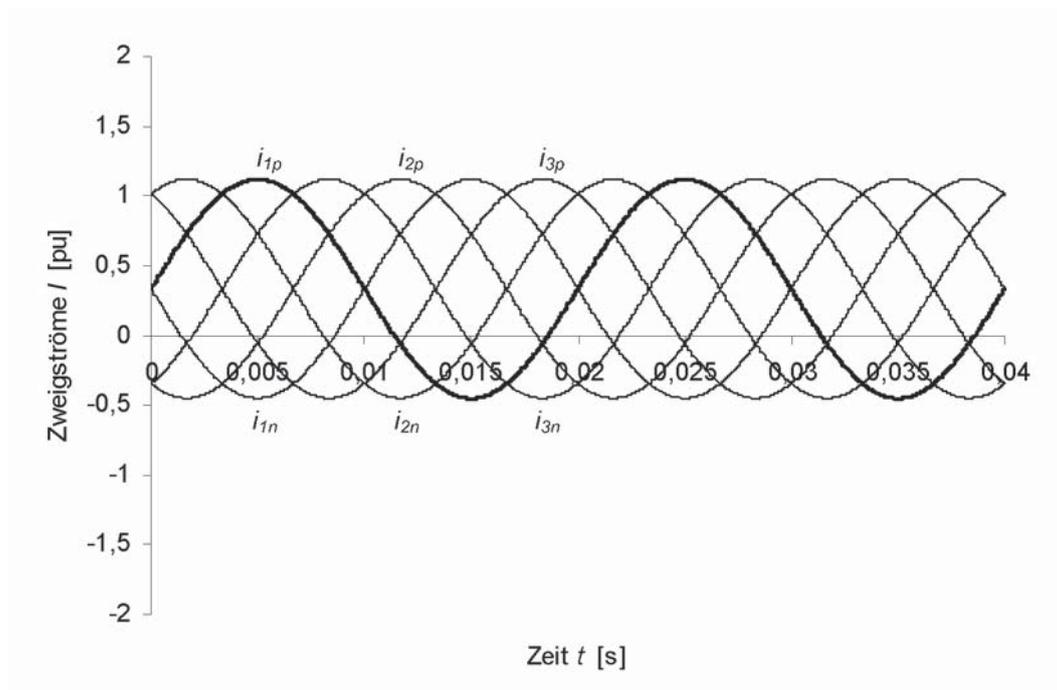


Abb. 3.14 Zweigströme des Modulare Multilevelumrichters



### Leistung der Stromrichter- und Phasenmodule

Im Weiteren wird die Leistung der Phasenmodule näher betrachtet. Ein Phasenmodul besteht aus zwei in Reihe geschalteter Stromrichtermodule, sodass sich die Leistung der Phasenmodule aus der Leistung der Stromrichtermodule ableitet. Die Leistung der Stromrichtermodule berechnet sich aus den zeitlichen Verläufen der jeweiligen Ströme und der Spannungen (Gl. 2.41).

$$\begin{aligned}
 p_{lp} &= u_{lp} \cdot i_{lp} \\
 p_{lp} &= \left( \frac{1}{2} u_d - \hat{u}_{10,conv} \cos(\omega t) \right) \cdot \left( \frac{1}{3} i_d + \frac{1}{2} (\hat{i}_p \cos(\omega t) - \hat{i}_q \sin(\omega t)) \right) \\
 &= \underbrace{\frac{1}{6} u_d i_d + \frac{1}{4} u_d \hat{i}_p \cos(\omega t) - \frac{1}{4} u_d \hat{i}_q \sin(\omega t) - \frac{1}{3} \hat{u}_{10,conv} i_d \cos(\omega t)}_{\text{Eingangsleistung / positives Stromrichtermodul}} + \\
 &\quad \underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p - \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \sin(2\omega t)}_{\text{Ausgangsleistung / positives Stromrichtermodul}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p_{ln} &= u_{ln} \cdot i_{ln} \\
 p_{ln} &= \left( \frac{1}{2} u_d + \hat{u}_{10,conv} \cos(\omega t) \right) \cdot \left( \frac{1}{3} i_d - \frac{1}{2} (\hat{i}_p \cos(\omega t) - \hat{i}_q \sin(\omega t)) \right) \\
 &= \underbrace{\frac{1}{6} u_d i_d - \frac{1}{4} u_d \hat{i}_p \cos(\omega t) + \frac{1}{4} u_d \hat{i}_q \sin(\omega t) + \frac{1}{3} \hat{u}_{10,conv} i_d \cos(\omega t)}_{\text{Eingangsleistung / negatives Stromrichtermodul}} + \\
 &\quad \underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p - \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \sin(2\omega t)}_{\text{Ausgangsleistung / negatives Stromrichtermodul}}
 \end{aligned}$$

Gl. 2.41

Die mittlere Leistung der Stromrichtermodule setzt sich aus der Leistung am Eingang und der Leistung am Ausgang des Stromrichters zusammen. Im stationären Betrieb entspricht die mittlere Leistung am Eingang des Stromrichters der mittleren Leistung am Ausgang des Stromrichters (Gl. 2.42). Bei einem realen Stromrichter ist zusätzlich die Verlustleistung, welche in der HGÜ typischerweise zwischen 0,4 % und 0,8 % liegt, zu berücksichtigen.

$$\frac{1}{6} u_d i_d - \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p = 0$$

Gl. 2.42

Daraus folgt für den idealen Stromrichter die Eingangs- und Ausgangspendelleistung der Stromrichtermodule im stationären Betrieb (Gl. 2.43).

$$p_{lp} = \underbrace{\frac{1}{4} \hat{u}_d \hat{i}_p \cos(\omega t) - \frac{1}{4} \hat{u}_d \hat{i}_q \sin(\omega t) - \frac{1}{3} \hat{u}_{10,conv} i_d \cos(\omega t)}_{\text{Eingangspendelleistung / positives Stromrichtermodul}} +$$

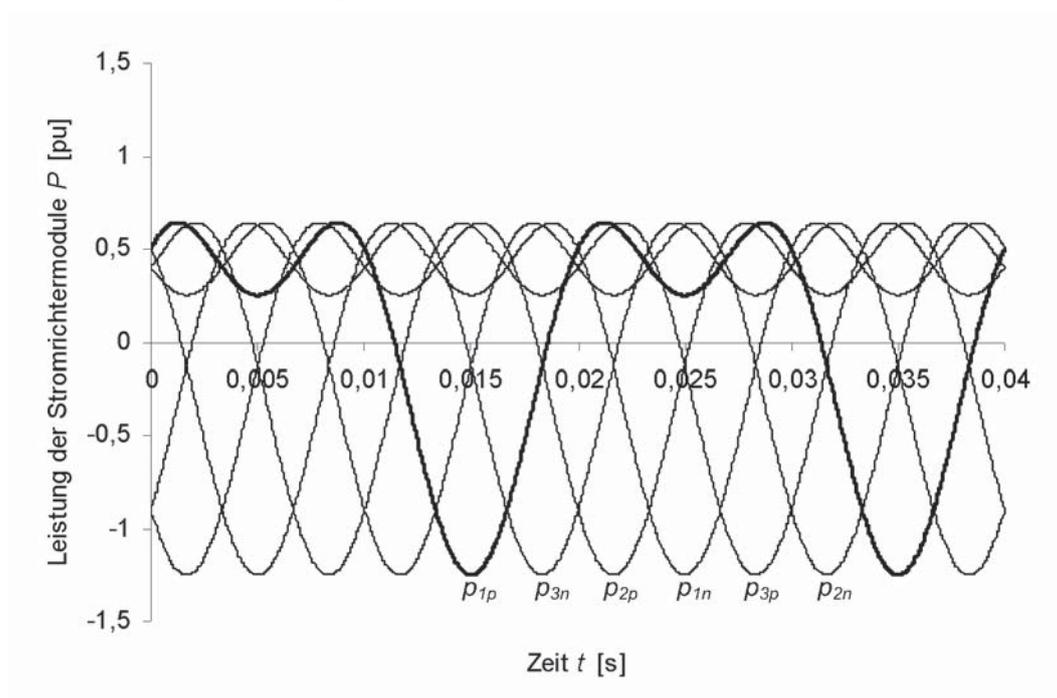
$$\underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \sin(2\omega t)}_{\text{Ausgangspendelleistung / positives Stromrichtermodul}}$$

Gl. 2.43

$$p_{ln} = \underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_d \hat{i}_p \cos(\omega t) + \frac{1}{4} \hat{u}_d \hat{i}_q \sin(\omega t) + \frac{1}{3} \hat{u}_{10,conv} i_d \cos(\omega t)}_{\text{Eingangspendelleistung / Stromrichtermodul}} +$$

$$\underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \cos(2\omega t) + \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \sin(2\omega t)}_{\text{Ausgangspendelleistung / Stromrichtermodul}}$$

In der Abb. 3.15 sind die zeitlichen Verläufe der Pendelleistungen in den Stromrichtermodulen für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  und  $\cos(\varphi)=1$  dargestellt. Die Pendelleistung ist auf  $P_d / 3$  normiert.



**Abb. 3.15 Leistung der Stromrichtermodule**

Innerhalb von einem Phasenmodul lässt sich durch die Transformation (Gl. 2.17) die Pendelleistung der Stromrichtermodule in eine Eingangs- und Ausgangspendelleistung zerlegen (Gl. 2.44).

$$p_{l,phm} = \frac{1}{2} (p_{lp} + p_{ln})$$

$$p_{l,cvm} = \frac{1}{2} (p_{ln} - p_{lp})$$

Gl. 2.44

Ein interessanter Extremwert ergibt sich bei einem Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = \sqrt{2}$  und einem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi) = 1$  (siehe Anhang). In diesem Arbeitspunkt verschwindet die Eingangspendelleistung der Stromrichtermodule, sodass nur die Ausgangspendelleistung über den Energieinhalt der Stromrichtermodule zur Verfügung gestellt werden muss.

In der Abb. 3.16 sind die zeitlichen Verläufe der Eingangspendelleistungen und in der Abb. 3.17 die zeitlichen Verläufe der Ausgangspendelleistungen der Stromrichtermodule für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  und  $\cos(\varphi) = 1$  dargestellt. Die Leistung ist auf  $P_d / 3$  normiert.

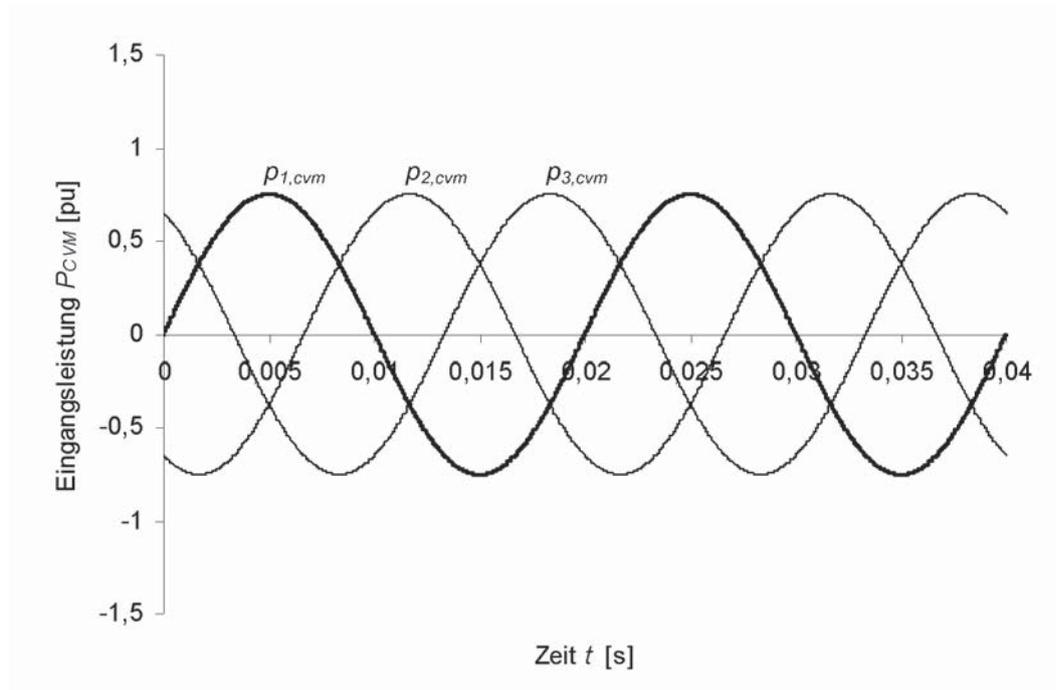


Abb. 3.16 Eingangspendelleistung der Stromrichtermodule

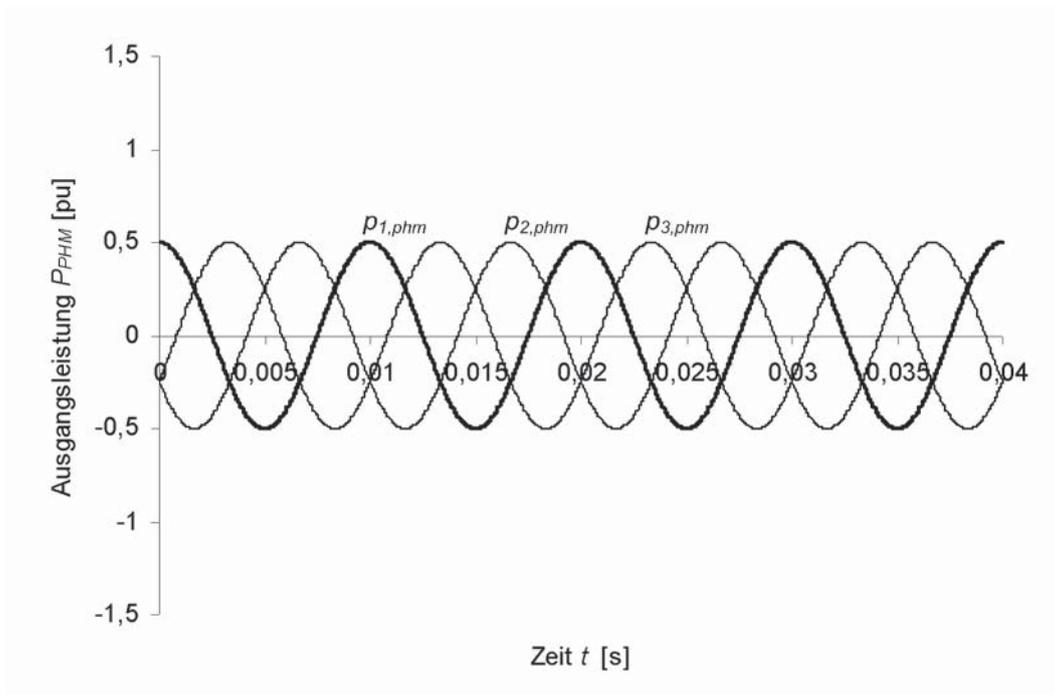


Abb. 3.17 Ausgangspendelleistung der Stromrichtermodule

### 3.2.1.5 Energie

Aus dem Integral der Eingangs- und Ausgangsleistung folgt der zeitliche Verlauf der in einem Phasen- beziehungsweise Stromrichtermodul gespeicherten Energie (Gl. 2.45; Gl. 2.46).

$$\begin{aligned}
 w_{lp} &= \int u_{lp} i_{lp} dt \\
 &= \int \left( \frac{1}{2} u_d - \hat{u}_{10,conv} \cos(\omega t) \right) \cdot \left( \frac{1}{3} i_d + \frac{1}{2} (\hat{i}_p \cos(\omega t) - \hat{i}_q \sin(\omega t)) \right) dt \\
 &= \underbrace{\frac{1}{6} u_d i_d \cdot t + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t)}_{\text{Eingangshub / positives Stromrichtermodul}} + \\
 &\quad \underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \cdot t - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t)}_{\text{Ausgangshub / positives Stromrichtermodul}} + \underbrace{W_{lp,t=0}}_{\text{Integrationskonstante / Stromrichtermodul}}
 \end{aligned} \tag{Gl. 2.45}$$

$$\begin{aligned}
 w_{ln} &= \int u_{ln} i_{ln} dt \\
 &= \int \left( \frac{1}{2} u_d + \hat{u}_{10,conv} \cos(\omega t) \right) \cdot \left( \frac{1}{3} i_d - \frac{1}{2} (\hat{i}_p \cos(\omega t) - \hat{i}_q \sin(\omega t)) \right) dt \\
 &= \underbrace{\frac{1}{6} u_d i_d \cdot t + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t)}_{\text{Eingangshub / negatives Stromrichtermodul}} + \\
 &\quad \underbrace{-\frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \cdot t + \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) + \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t)}_{\text{Ausgangshub / negatives Stromrichtermodul}} + \underbrace{W_{ln,t=0}}_{\text{Integrationskonstante / Stromrichtermodul}}
 \end{aligned} \tag{Gl. 2.46}$$



Im stationären Betrieb entspricht die am Eingang des Stromrichters aufgenommene Wirkleistung der am Ausgang des Stromrichters abgegebenen Wirkleistung (Gl. 2.42), sodass sich bei Vernachlässigung der Verluste die Integrale der eingangs- und ausgangsseitigen Wirkleistung gegeneinander aufheben (Gl. 2.47).

$$0 = \frac{1}{6} u_d \hat{i}_d t - \frac{1}{4} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p t \quad \text{Gl. 2.47}$$

Aus der Integrationskonstante (Gl. 2.45; Gl. 2.46) folgt somit die mittlere Energie der Stromrichtermodule (Gl. 2.48; Gl. 2.49). Aus der mittleren Energie der Stromrichtermodule, der Submodulkapazität und der Reihenschaltzahl ergibt sich zugleich der Effektivwert der Kondensatorspannungen.

$$w_{Ip} = \underbrace{\frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_d \sin(\omega t)}_{\text{Eingangshub / positives Stromrichtermodul}} + \underbrace{-\frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t)}_{\text{Ausgangshub / positives Stromrichtermodul}} + \underbrace{W_{Ip}}_{\text{mittlere Energie / Stromrichtermodul}} \quad \text{Gl. 2.48}$$

$$w_{In} = \underbrace{\frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_d \sin(\omega t)}_{\text{Eingangshub / negatives Stromrichtermodul}} + \underbrace{\frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) + \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t)}_{\text{Ausgangshub / negatives Stromrichtermodul}} + \underbrace{W_{In}}_{\text{mittlere Energie / Stromrichtermodul}} \quad \text{Gl. 2.49}$$

Die Energie  $w_I$  in einem Phasenmodul berechnet sich aus der Summe der Energien in den zugehörigen positiven und negativen Stromrichtermodulen (Gl. 2.50).

$$w_I = w_{Ip} + w_{In} = \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) + \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t) + \underbrace{W_{Ip} + W_{In}}_{\text{mittlere Energie des Phasenmoduls}} \quad \text{Gl. 2.50}$$

Die Energiedifferenz  $\Delta w_I$  zwischen den Stromrichtermodulen einer Phase berechnet sich aus der Differenz der Energie in den positiven und negativen Stromrichtermodulen (Gl. 2.51).

$$\Delta w_I = w_{Ip} - w_{In} = \frac{1}{2\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{2\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{2}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_d \sin(\omega t) + \underbrace{W_{Ip} - W_{In}}_{\text{Energiedifferenz zwischen den Stromrichtermodulen}} \quad \text{Gl. 2.51}$$



Prinzipiell ist die mittlere Energie der positiven und negativen Stromrichtermodule gleich groß, sodass der Ausdruck  $W_{1p} - W_{1n}$  verschwindet. Die Energie und die Energiedifferenz der Phasenmodule leitet sich ebenfalls aus der B6-Transformation (Gl. 2.17) ab.

Durch die Berechnung der Energie und Energiedifferenz in einem Phasenmodul zeigt sich, dass die Leistung beziehungsweise Energie am Eingang des Stromrichters am Ausgang des Stromrichters über das Faltungsprodukt von Strom und Spannung zur Verfügung steht. Somit wird die mit der Pendelleistung verbundene 2. Oberschwingung in den Leistungen am Ausgang des Stromrichters nicht in den Energien auf der Ausgangsseite, sondern in den Energien auf der Eingangsseite abgebildet. Das Faltungsprodukt ist damit eine der Voraussetzungen für die Energieübertragung von der Eingangs- auf die Ausgangsseite. Damit wird zugleich der Leistungsbereich der Stromrichter für kleine Frequenzen begrenzt und unter anderem die 2. Oberschwingung in den Kreisströmen angeregt.

### 3.2.1.6 Energiehub

Der Energiehub wird maßgeblich durch den Modulationsgrad, die Übertragungsleistung sowie die Netzfrequenz bestimmt. Während der Modulationsgrad und die Übertragungsleistung durch die Auslegung der Stromrichter bestimmt werden, ist die Netzfrequenz in der Regel eine feste Größe. Durch die Netzfrequenz wird jedoch der Energiespeicherbedarf von Modularen Multilevelstromrichtern maßgeblich beeinflusst. Dies wird insbesondere im Vergleich zwischen einer Netzfrequenz von 60 Hz, zum Beispiel in den USA, und einer Netzfrequenz von 50 Hz, zum Beispiel in Europa, deutlich. Dabei zeigt sich, dass bei 50 Hz ein ca. 20 % höherer Energiespeicherbedarf bei vergleichbarer Auslegung notwendig wird.

### Berechnung der lokalen und globalen Extremwerte

Aus der Gl. 2.50 und der damit verbundenen Randbedingung (Gl. 2.52) lassen sich die lokalen und globalen Extremwerte der Energie in den Stromrichtermodulen berechnen.

$$\dot{w}_{jk} = 0 \tag{Gl. 2.52}$$

Die Ableitung der Energie  $w_{jk}$  entspricht der von den Stromrichtermodulen aufgenommenen Leistung  $p_{jk}$ , wobei im Nulldurchgang der Leistung die Energie die gesuchten Extremwerte erreicht.



$$p_{jk} = 0$$

Gl. 2.53

Die Bedingung der Gl. 2.52 ist erfüllt, wenn es einen Spannungs- bzw. Stromnulldurchgang über bzw. durch das Stromrichtermodul gibt. Bei einem Modulationsgrad  $M_A \leq 1$  sind die Zweigspannungen  $u_{jk} \geq 0$ , sodass die globalen Extremwerte der im Stromrichtermodul gespeicherten Energie im Nulldurchgang der Zweigströme  $i_{jk} = 0$  erreicht werden.

Ab einem Modulationsgrad  $M_A > 1$  sind zusätzlich die Spannungsnulldurchgänge  $u_{jk} = 0$  zu berücksichtigen. Die Extremwerte hängen sowohl vom Modulationsgrad als auch der Phasenverschiebung zwischen der Ausgangsspannung und dem Ausgangsstrom ab. Bei einem Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = \sqrt{2}$  und  $\cos(\varphi)=1$  fallen die Extremwerte der Strom- und Spannungsnulldurchgänge zusammen. In diesem Arbeitspunkt entfallen die Grundswingungsanteile in der Leistung und dem Energieverlauf der Stromrichtermodule. Der Energiehub erreicht in diesem Punkt ein Minimum.

$$M_{A,v=1} = 2 \frac{\hat{U}_{IN,CONV}}{U_d} = \frac{2}{3} \frac{I_d}{\hat{I}_{I,CONV}} = \sqrt{2} \quad | \quad \cos(\varphi) = 1$$

Gl. 2.54

### Berechnung der Stromnulldurchgänge

Die Lösung zur Berechnung der Stromnulldurchgänge im Zweigstrom ergibt sich aus dem Zeigerdiagramm der Abb. 3.18. Dabei wird der Strom durch das Stromrichtermodul in den dargestellten Real- und Imaginäranteil zerlegt. Aus den Eingangs- und Ausgangsströmen des Stromrichters lassen sich damit die Stromnulldurchgänge im Zweigstrom berechnen (Gl. 2.55).

$$\begin{aligned} \cos'(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) &= \frac{-2 i_d}{3 \hat{i}_{conv}} \\ \sin'(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) &= \pm \sqrt{1 - \frac{4 i_d^2}{9 \hat{i}_{conv}^2}} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.55}$$

Für einem Modulationsgrad  $M_A < 1$  ergibt sich das Maximum im Punkt  $t_1 + nT$  und das Minimum im Punkt  $t_2 + nT$  (Abb. 3.18).





Der  $\cos(\omega(t_{1/2}+nT))$  und  $\sin(\omega(t_{1/2}+nT))$  für die Berechnung der Stromnulldurchgänge lässt sich aus den gestrichenen Größen durch die Vektorrotation um die Phasenverschiebung  $\varphi$  berechnen (Gl. 2.56).

$$\begin{aligned} \begin{cases} \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \\ \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \end{cases} &= \frac{1}{\hat{i}_{conv}} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_p & \hat{i}_q \\ -\hat{i}_q & \hat{i}_p \end{bmatrix} \cdot \begin{cases} \frac{-2 \hat{i}_d}{3 \hat{i}_{conv}} \\ \pm \sqrt{1 - \frac{4 \hat{i}_d^2}{9 \hat{i}_{conv}^2}} \end{cases} \\ \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) &= \frac{1}{\hat{i}_{conv}} \cdot \left( \hat{i}_p \cdot \frac{-2 \hat{i}_d}{3 \hat{i}_{conv}} \pm \hat{i}_q \cdot \sqrt{1 - \frac{4 \hat{i}_d^2}{9 \hat{i}_{conv}^2}} \right) \\ \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) &= \frac{1}{\hat{i}_{conv}} \cdot \left( -\hat{i}_q \cdot \frac{-2 \hat{i}_d}{3 \hat{i}_{conv}} \pm \hat{i}_p \cdot \sqrt{1 - \frac{4 \hat{i}_d^2}{9 \hat{i}_{conv}^2}} \right) \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.56}$$

Durch Einsetzen in die Gl. 2.48 berechnen sich somit die Extremwerte der Energie für den Stromnulldurchgang in den Stromrichtermodulen (Gl. 2.57):

$$\begin{aligned} w_{Ip,1,2} &= \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \\ &\quad - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{IN,conv} \hat{i}_d \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \\ &\quad - \frac{1}{4\omega} \hat{u}_{IN,conv} \hat{i}_p \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \cdot \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \\ &\quad - \frac{1}{4\omega} \hat{u}_{IN,conv} \hat{i}_q \left( \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \right)^2 - \frac{1}{2} + W_{Ip} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.57}$$

### Berechnung der Spannungsnulldurchgänge

Die Lösung zur Berechnung der Spannungsnulldurchgänge über den Stromrichtermodulen erfolgt analog zur Berechnung der Stromnulldurchgänge. Dabei wird die Spannung über dem Stromrichtermodul in den dargestellten Real- und Imaginäranteil zerlegt. Aus den Eingangs- und Ausgangsspannungen des Stromrichters lassen sich die Spannungsnulldurchgänge in der Zweigspannung berechnen (Gl. 2.58).

$$\begin{aligned} \cos(\omega(t_{1/2} + n \cdot T)) &= \frac{u_d}{2 \hat{u}_{CONV}} \\ \sin(\omega(t_{1/2} + n \cdot T)) &= \pm \sqrt{1 - \frac{u_d^2}{4 \hat{u}_{CONV}^2}} \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.58}$$

Diese existieren prinzipiell nur für Modulationsgrade  $M_A > 1$ . Die Extremwerte oder Wendepunkte ergeben sich aus den Punkten  $t_1 + nT$  und  $t_2 + nT$  (Abb. 3.19).

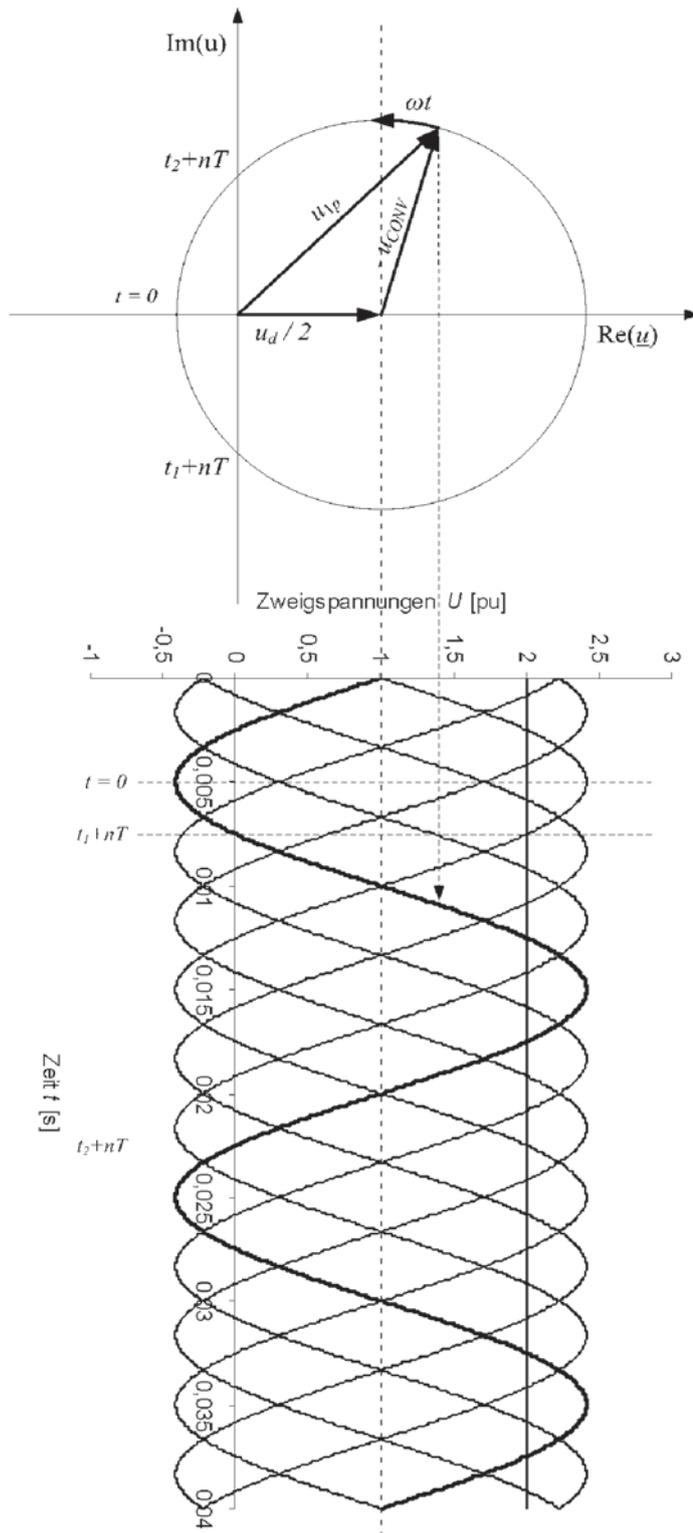


Abb. 3.19 Zeigerdiagramm und zeitliche Verläufe der Zweigspannungen

Die Vektorrotation entsprechend der Stromnulldurchgänge entfällt für die Spannungsnulldurchgänge (wg.  $\varphi_u = 0$ ). Eingesetzt in die Gl. 2.48 berechnen sich somit die Extremwerte der Energie für den Spannungsnulldurchgang in den Stromrichtermodulen.



$$\begin{aligned}
w_{I_p, I_2} &= \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \\
&\quad - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{IN,conv} i_d \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \\
&\quad - \frac{1}{4\omega} \hat{u}_{IN,conv} \hat{i}_p \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \cdot \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) + \quad \text{Gl. 2.59} \\
&\quad - \frac{1}{4\omega} \hat{u}_{IN,conv} \hat{i}_q \left( \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T))^2 - \frac{1}{2} \right) + W_{I_p}
\end{aligned}$$

### Energiehub

Der Energiehub berechnet sich aus der Differenz der globalen Extremwerte. Für einen Modulationsgrad  $M_A \leq 1$  stimmen die globalen Extremwerte der Energie mit dem Stromnulldurchgang überein. Der Energiehub berechnet sich in diesem Fall aus den beiden Extremwerten im Stromnulldurchgang (Gl. 2.60).

$$\begin{aligned}
\Delta W_{I_p} &= \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{4}(\hat{i}_p^2 + \hat{i}_q^2) - \frac{1}{9}i_d^2} \cdot \left( u_d - \frac{2}{3} \frac{i_d \hat{u}_{IN,conv} \hat{i}_p}{\hat{i}_p^2 + \hat{i}_q^2} \right) \\
&= \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{4}\hat{i}_{1,conv}^2 - \frac{1}{9}i_d^2} \cdot \left( u_d - \frac{2}{3} \frac{i_d \hat{u}_{IN,conv}}{\hat{i}_{1,conv}} \cos(\varphi) \right) \quad \text{Gl. 2.60}
\end{aligned}$$

Bei einem Modulationsgrad  $M_A > 1$  sind die Extremwerte der Spannungsnulldurchgänge für die Berechnung des Energiehubes zu berücksichtigen.

### 3.2.2 Modulation und Aussteuerung

Für Modulare Multilevelstromrichter werden, wie auch bei anderen Stromrichtern üblich, eine Modulationsfunktion, Modulationsgrad, Aussteuerfunktion und Aussteuergrad definiert. Für die Dimensionierung und Auslegung der Umrichter sind diese Größen von zentraler Bedeutung.

Die spannungsseitige Modulation der Stromrichter beziehungsweise der Stromrichtermodule wird durch die Modulationsfunktion  $m_A(t)$  sowie den zugehörigen Modulationsgrad  $M_A$  beschrieben [Jen01]. Die Grenzen für die Modulationsfunktion  $m_A(t)$  sowie des Modulationsgrads  $M_A$  sind bei Modularen Multilevelstromrichtern von der jeweiligen Topologie abhängig.

Die modulseitige Aussteuerung, welche sich aus dem Schaltzustand der Submodule ergibt, wird durch die Aussteuerfunktion  $a(t)$  sowie den zugehörigen Aussteuergrad  $A$  beschrieben. Die Aussteuerfunktion  $a(t)$  liegt für alle Stromrichter zwischen  $0 \leq a(t) \leq 1$ .



### 3.2.2.1 Modulationsfunktion, Modulationsgrad

#### Definition der Modulationsfunktion

Die Modulationsfunktion  $m_A(t)$  beschreibt das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung zur halben Eingangsspannung. Die Modulationsfunktion der Ausgangsspannung berechnet sich aus (Gl. 2.61):

$$m_A(t) = 2 \frac{u_A(t)}{u_d(t)} \quad \text{Gl. 2.61}$$

Die Modulationsfunktion  $m_{A,v=1}(t)$  der Grundschwingung stellt eine zu dimensionierende Größe des Stromrichters dar und wird durch den Modulationsgrad  $M_{A,v=1}$  beschrieben. Für sinusförmige Ausgangsspannungen berechnet sich der zeitliche Verlauf der Modulationsfunktion  $m_A(t)$  aus dem Modulationsgrad  $M_{A,v=1}$ , der Kreisfrequenz  $\omega$  und dem Phasenwinkel  $\varphi_m$  der Modulationsfunktion (Gl. 2.62).

$$m_{A,v=1} = M_A \cdot \cos(\omega t + \varphi_m) \quad \text{Gl. 2.62}$$

Aus der Modulationsfunktion und der Eingangsspannung berechnen sich die Ausgangsspannungen am Umrichter (Gl. 2.63).

$$u_A = \frac{1}{2} u_d \cdot M_A \cdot \cos(\omega t + \varphi_m) \quad \text{Gl. 2.63}$$

#### Zeitliche Verläufe der Modulationsfunktionen

In der Abb. 3.20 sind die zeitlichen Verläufe der Modulationsfunktion  $m_A(t)$  der Stromrichtermodule für einen Modulationsgrad  $M_{A,v=1} = 0,85$  dargestellt.

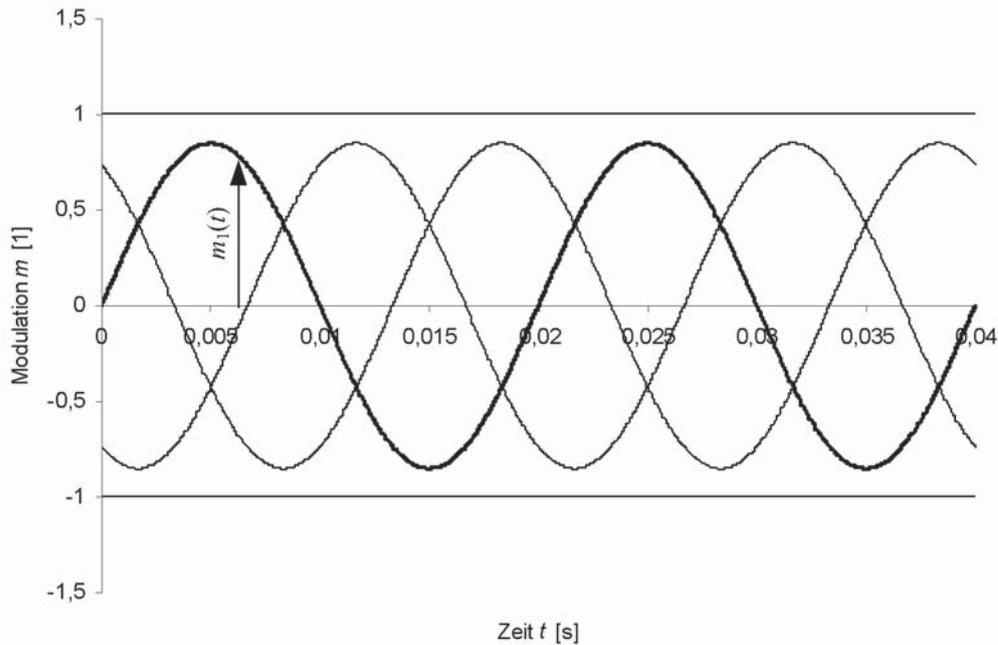


Abb. 3.20 Modulationsfunktion  $m_A(t)$  der Stromrichtermodule

Der Modulationsgrad ist bei modularen Multilevelstromrichtern mit Halbbrücken durch die Freilaufdiode  $D_2$  begrenzt (Abb. 3.21).

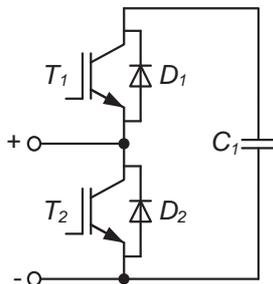


Abb. 3.21 Submodul

Damit gilt für den maximal erreichbaren Modulationsgrad (Gl. 2.64):

$$0 \leq M_A \leq 1$$

Gl. 2.64

Der erreichbare Modulationsgrad einzelner Grund- und Oberschwingungsanteile kann deutlich über dem maximal erreichbarem Modulationsgrad liegen. Für die Auslegung ist insbesondere der Modulationsgrad  $M_{A,v=1}$ , d. h. der auf die Grundschwingung bezogene Modulationsgrad von Bedeutung. Durch die Aufschaltung von Oberschwingungen (hinsichtlich der verketteten Spannungen) ist theoretisch ein Modulationsgrad von



$$M_{A,v=1} \leq \frac{4}{\pi} \quad \text{Gl. 2.65}$$

erreichbar. In der Praxis ist dieser Modulationsgrad durch die dabei auftretenden Stromüberschwingungen und der dafür zusätzlich notwendigen Netzfilter nicht relevant, so dass von einem theoretisch erreichbarem Modulationsgrad von

$$M_{A,v=1} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \leq 1,1547 \quad \text{Gl. 2.66}$$

durch die Aufschaltung eines Nullsystems bei Stern-Dreieck-Transformatoren ausgegangen wird. Bei Stromrichtern mit Vollbrückenmodulen existiert die Begrenzung über die Freilaufdiode D2 nicht. Hier wird die maximal erreichbare Konverterspannung nur durch die zulässige Aussteuerung, d. h. die Summe der Kondensatorspannungen in den Zweigen begrenzt. Der Zwischenkreis wird bei dieser Topologie nicht über die Freilaufdioden der Halbleiter geladen. Dies ist insbesondere im Fehlerfall von Vorteil. Das folgende Raumzeigerdiagramm zeigt die für Modulare Multilevelstromrichter mit Halbbrückenmodulen bei einer in allen Punkten erreichbaren Aussteuerung von  $a(t) < 1$  maximal erreichbaren Modulationsgrade.

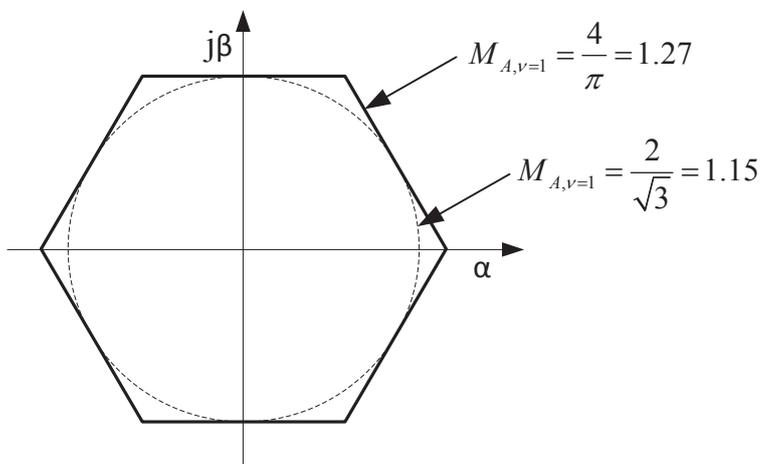


Abb. 3.22 Raumzeigerdiagramm

### 3.2.2.2 Schaltzustand, Schaltfunktion

#### Schaltzustand der Submodule

Die Schaltzustände  ${}^bZ_{SUB}$  der Submodule sind entsprechend der Tab. 3.1 definiert. Zwischen dem Schaltzustand  ${}^bZ_{SUB}$  und der Schaltfunktion  $s_{SUB}$  der Submodule besteht ein direkter Zusammenhang. Der Schaltzustand  ${}^bZ_{SUB}$  kann auch als



Schaltzustandsvektor bezeichnet werden, weil daraus unter anderem der diskrete Schaltzustand der einzelnen abschaltbaren Leistungshalbleiter hervorgeht.

$${}^{00b}Z_1 = \begin{matrix} T1 & T2 \\ \parallel 0 & 0 \parallel \end{matrix} \quad \text{Gl. 2.67}$$

Die Schaltfunktion  $s_{SUB}$  der Submodule gibt das Verhalten an den Klemmen des Submoduls wieder. Die Schaltfunktion stellt den Zusammenhang zwischen dem Zustand der abschaltbaren Leistungshalbleiter und der Spannung an den Klemmen dar (z. B. Spannung des Submodulkondensators bei Halb- und Vollbrücken, Anzahl parallel geschalteter Widerstände beim Bremsstellermodul).

| Zustand           | Bezeichnung         | $s_{SUB}$ | $u_{SUB}$ | Bemerkung              |
|-------------------|---------------------|-----------|-----------|------------------------|
| ${}^{00b}Z_{SUB}$ | gesperrt (BLK)      | undef.    | undef.    | $s_{SUB} = f(i_{SUB})$ |
| ${}^{01b}Z_{SUB}$ | aus (OFF)           | +0        | 0         |                        |
| ${}^{10b}Z_{SUB}$ | ein (ON)            | +1        | $u_C$     |                        |
| ${}^{11b}Z_{SUB}$ | nicht zulässig (BK) | undef     | undef     | Brückenkurzschluss     |

**Tab. 3.1 Schaltzustände und zugehörige Schaltfunktion der Halbbrücke**

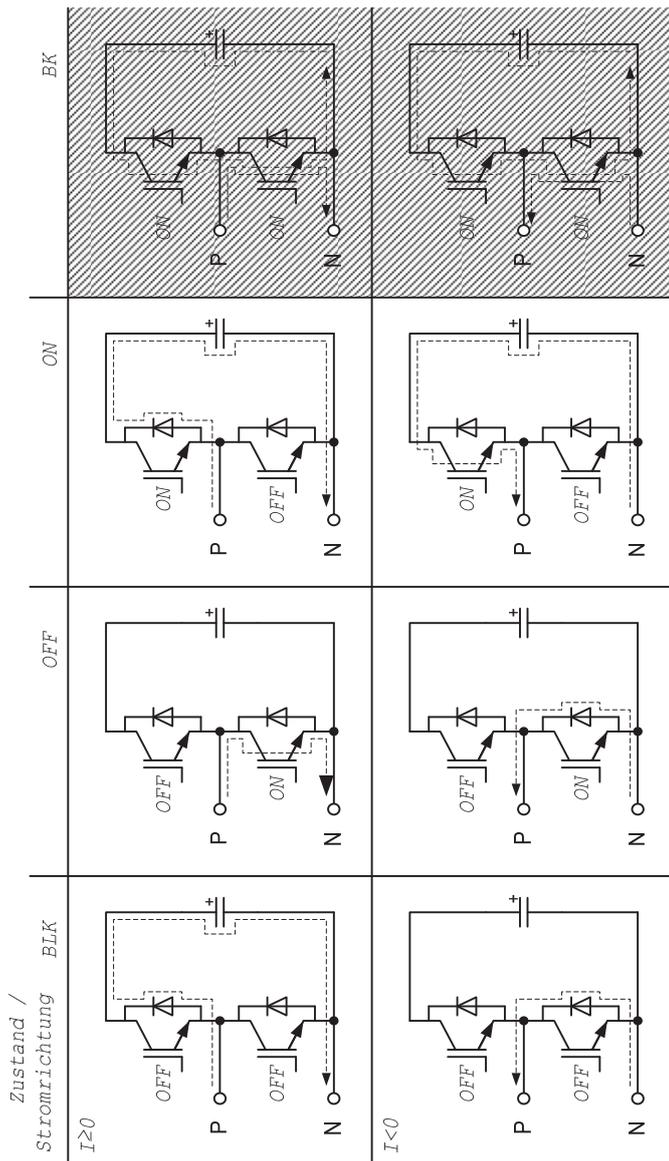


Abb. 3.23 Schaltzustände und Strompfade der Halbbrücke

| Zustand  | Bezeichnung               | $s_{SUB}$ | $u_{SUB}$ | Bemerkung              |
|----------|---------------------------|-----------|-----------|------------------------|
| $0000^b$ | $Z_{SUB}$ gesperrt (BLK)  | undef.    | undef.    | $s_{SUB} = f(i_{SUB})$ |
| $0011^b$ | $Z_{SUB}$ negativ (-1)    | -1        | $-u_C$    |                        |
| $0110^b$ | $Z_{SUB}$ plus null (+0)  | +0        | 0         |                        |
| $1100^b$ | $Z_{SUB}$ positiv (+1)    | +1        | $+u_C$    |                        |
| $1001^b$ | $Z_{SUB}$ minus null (-0) | -0        | 0         |                        |

Tab. 3.2 Schaltzustände und zugehörige Schaltfunktion der Vollbrücke (Auszug)



### Schaltzustand, Schaltzustandsmatrix der Stromrichtermodule

Die Schaltzustandsmatrix  $\|Z\|$  (Gl. 3.63) der Stromrichtermodule wird aus den diskreten Schaltzuständen  ${}^bZ_{SUB}$  bzw. Schaltzustandsvektoren der Submodule gebildet. Der Schaltzustand der einzelnen Submodule und damit der Stromrichtermodule wird durch das Ansteuer- und Modulationsverfahren bestimmt. Eine Darstellung oder Berechnung aller realisierbaren Zustände ist aufgrund der Anzahl an möglichen Schaltzuständen (z. B.  $2^6 \times 2^{12}$  für 12 Submodule / Zweig) für Modulare Multilevelstromrichter praktisch nicht realisierbar.

$$\|Z\| = \begin{pmatrix} {}^bZ_1 \\ {}^bZ_2 \\ \vdots \\ {}^bZ_{n-1} \\ {}^bZ_n \end{pmatrix} \quad \text{Gl. 2.68}$$

Aus der Schaltzustandsmatrix  $\|Z\|$  der Stromrichtermodule geht, wie im folgenden Beispiel gezeigt, der Schaltzustand der einzelnen abschaltbaren Leistungshalbleiter hervor.

$$\|Z\| = \begin{pmatrix} {}^{00b}Z_1 \\ {}^{10b}Z_2 \\ \vdots \\ {}^{01b}Z_{n-1} \\ {}^{10b}Z_n \end{pmatrix} = \begin{matrix} T1 & T2 \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \end{matrix} \quad \text{Gl. 2.69}$$

### Aussteuerfunktion

Aus der Zustandsmatrix  $\|Z\|$  der Stromrichtermodule lässt sich zeitkontinuierlich die Anzahl der in einem Stromrichtermodul eingenommenen diskreten Zustände berechnen. Bezieht man die Anzahl dieser diskreten Zustände auf die Anzahl der in einem Stromrichtermodul enthaltenen Submodule, erhält man die zugehörige Aussteuerfunktion  $a(t)$  für diesen Zustand.

Die Aussteuerfunktion  $a(t)$  der Stromrichtermodule beschreibt zeitkontinuierlich das Verhältnis zwischen der Anzahl der Submodule in einem oder mehreren definierten Zuständen zur Anzahl der Submodule in diesem Stromrichterzweig. Von besonderem Interesse sind jedoch nur die über die Schaltfunktion  $s_i(t)$  gebildete Aussteuerfunktion  $a(t)$ , weil sich über diese Funktion das Verhalten an den Klemmen des Stromrichters ableitet und sich die Belastung der Halbleiter im

stationären Betrieb bestimmen lässt. Für die Halbbrücke lautet die Aussteuerfunktion:

$$a(t) = \frac{1}{N_{SUB}} \sum_{i=1}^{N_{SUB}} s_i(t) \quad \text{Gl. 2.70}$$

Für die Vollbrücke berechnet sich die Aussteuerfunktion aus:

$$a(t) = \frac{1}{N_{SUB}} \sum_{i=1}^{N_{SUB}} \frac{1}{2} (s_i(t) + 1) \quad \text{Gl. 2.71}$$

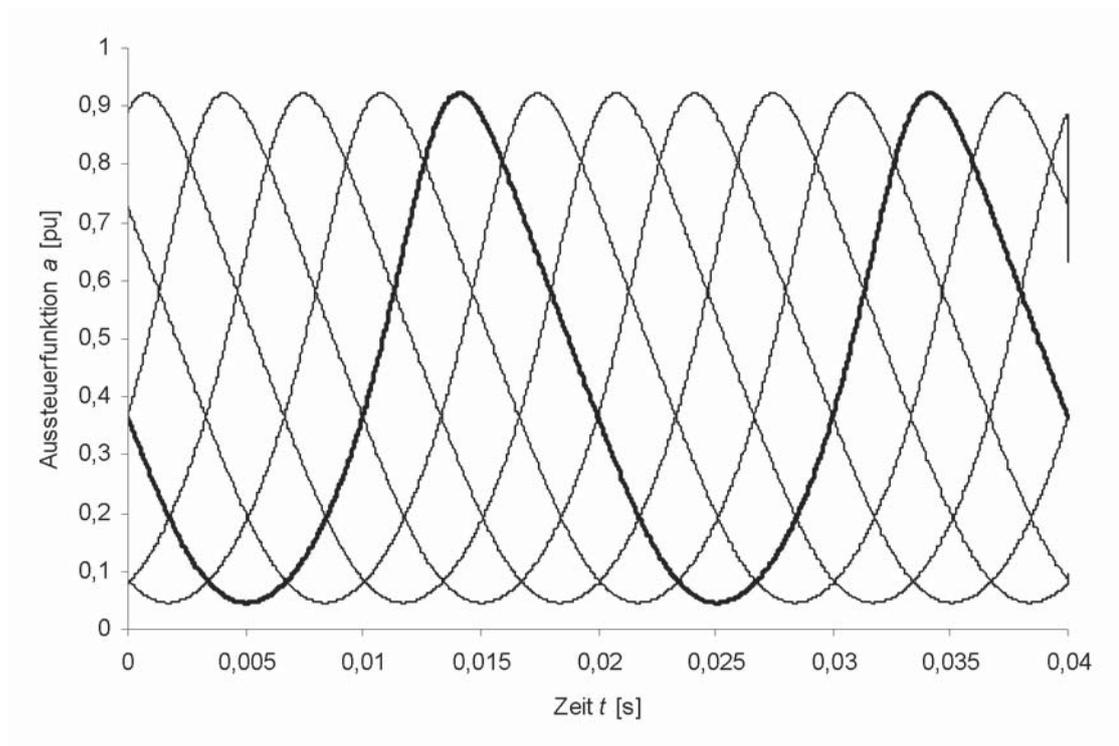


Abb. 3.24 Aussteuerfunktion  $a(t)$



---

## 4 Auslegung

Die Auslegung und Dimensionierung von Modulare Multilevelstromrichtern ist unter der Berücksichtigung wirtschaftlicher Randbedingungen deutlich komplexer. Ein Beispiel hierfür ist die Dimensionierung der Submodulkapazität. Diese leitet sich aus den technischen Randbedingungen, den Kosten für die installierte Kapazität und Reihenschaltzahl sowie der Verlustbewertung ab. Im Gegensatz dazu liegt der Schwerpunkt beim Einsatz auf Plattformen (z. B. Anbindung von Windparks in der Nord- und Ostsee) auf äußerst leichten, kleinen und leistungsfähigen Lösungen. Die Bewertung der Verluste gegenüber den Mehrkosten bei größeren Abmessungen und Gewichten ist auf Plattformen von untergeordneter Bedeutung. Unabhängig von den technischen und wirtschaftlichen Randbedingungen sind die von den Kunden gestellten Grundanforderungen aus den jeweiligen Netzanschlussregeln (z. B. „Netzanschlussregeln -Höchstspannung-“ der transpower stromübertragungs gmbh, „The Grid Code“ von National Grid) zu berücksichtigen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Auswahl von HVIGBT-Modulen in der HGÜ, Berechnungsverfahren zur Halbleiterbelastung, die Dimensionierung der Submodulkondensatoren unter technischen und wirtschaftlichen Aspekten sowie die zu erwartenden Netzzrückwirkungen behandelt, entwickelt und analysiert.

### 4.1 Auswahl der Leistungshalbleiter

Die Entwicklung abschaltbarer Leistungshalbleiter wird unter anderem durch den zunehmenden Einsatz selbstgeführter Stromrichter im Bereich der Hochspannungsgleichstromübertragung und den Trend zur Elektromobilität in der Automobilindustrie beeinflusst. Für selbstgeführte Stromrichter im Bereich der Hochspannungsgleichstromübertragung kommen bisher ausschließlich IGBTs zum Einsatz. Diese zeichnen sich durch einen geringen Beschaltungsaufwand, hohe Stromtragfähigkeiten und hohe Sperrspannungen aus. Durch die Entwicklung des Bimode Isulated Gate Transistor (BIGT), welcher aus dem rückwärts leitenden IGBT hervor geht, steht ein weiterer leistungsfähigerer abschaltbarer Leistungshalbleiter zur Verfügung [Abb01]. Gegenüber dem IGBT verfügt der BIGT über höhere Stromtragfähigkeiten bei vergleichbarer Baugröße und Bauform. In der Praxis haben sich zwei Bauformen durchgesetzt. Dies sind zum einen die Press Pack IGBTs (PPI) ( z. B. die StackPak IGBTs (SPI) von der ABB [Abb02]) und zum anderen die Modul IGBTs (z. B. die Modul IGBT von Mitsubishi [Mit01]).

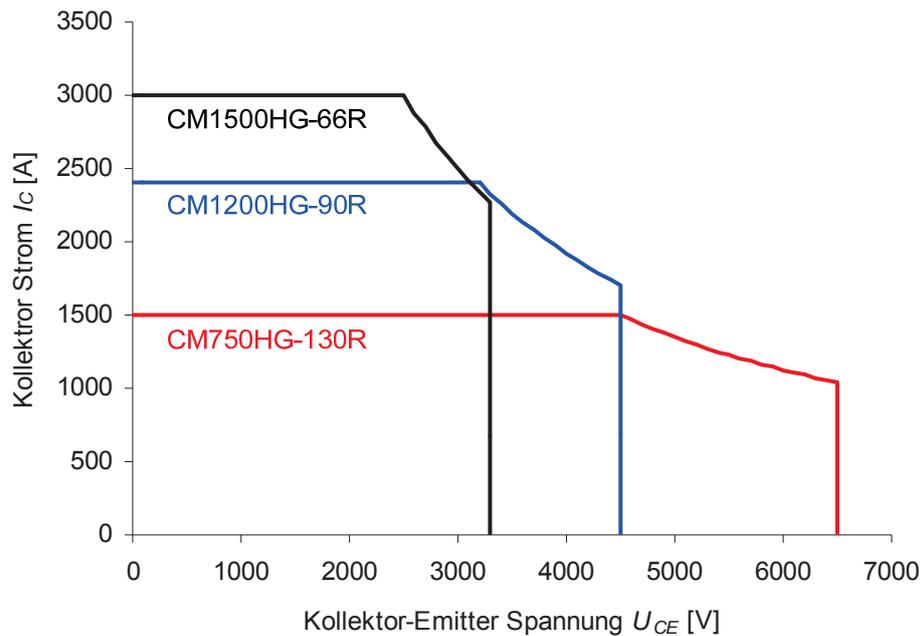


Abb. 4.1 RBSOA von Mitsubishi HVIGBT Modulen

Mittelfristig bis langfristig ist zu erwarten, dass sich BIGTs aufgrund der mit dieser Technik verbundenen Vorteile gegenüber den bisher eingesetzten IGBTs ohne integrierte Freilaufdiode durchsetzen werden. Die Leistungsfähigkeit der Leistungshalbleiter lässt sich prinzipiell über das Produkt aus Stromtragfähigkeit und Sperrspannung vergleichen.

Die Auswahl der Leistungshalbleiter orientiert sich grundsätzlich an der zu erreichenden Übertragungsleistung. Diese lässt sich über höhere Stromtragfähigkeiten (z. B. über eine Parallelschaltung der Leistungshalbleiter), höhere Zwischenkreisspannungen (z. B. über höhere Reihenschaltzahlen) oder höher sperrende Leistungshalbleiter erreichen. Wirtschaftliche Lösungen sind in der Regel durch den Einsatz höher sperrender IGBTs über die damit verbundene Reduzierung der Reihenschaltzahlen erreichbar. Die höheren Schalt- und Durchlassverluste werden dabei über die damit verbundene Reduzierung der Reihenschaltzahlen bzw. Kosten (Submodule, Abmessungen, Gewichte) kompensiert. Über eine Parallelschaltung von HVIGBTs sind Ströme von über 3 kA im Gleichspannungszwischenkreis und damit Übertragungsleistungen von über 1800 MW bei +/-320 kV erreichbar (Abb. 4.1).



## 4.2 Schalt- und Durchlassverluste

Die Schalt- und Durchlassverluste bilden den überwiegenden Anteil an den Gesamtverlusten des Stromrichters und bestimmen maßgeblich die Belastung und zulässigen Belastungsobergrenzen der eingesetzten Leistungshalbleiter. Die Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste ist somit ein wesentlicher Bestandteil der Auslegung und Dimensionierung von Stromrichtern. Aufgrund der damit verbundenen Bedeutung wurden im Rahmen dieser Arbeit grundlegende Betrachtungen und Analysen zu den Schalt- und Durchlassverlusten von Modularen Multilevelstromrichtern durchgeführt. Dadurch ist es gelungen wesentliche Zusammenhänge zwischen der Aussteuerung und den Durchlassverlusten sowie den Modulationsverfahren und den Schaltverlusten herzustellen. Insbesondere der Zusammenhang zwischen den Modulationsverfahren und den Schaltverlusten stellte sich dabei als äußerst komplex heraus. Durch die klare und eindeutige Trennung von Modulationsfunktion und Aussteuerfunktion ist es gelungen, die Berechnung von Modularen Multilevelstromrichtern auf eine solide mathematische Grundlage zu stellen und einen direkten Zusammenhang zur Zweipunkttechnik und den dabei üblichen Definitionen herzustellen.

### 4.2.1 Aufteilung der Verlustleistung

Die Verluste der Powermodule setzen sich im Wesentlichen aus den Durchlassverlusten, Schaltverlusten und den Verlusten der Treiber zusammen (Abb. 4.2). Aus wirtschaftlicher Sicht werden die im stationären Betrieb zu erwartenden Verluste und damit zu erwartenden Betriebskosten neben den Investitionskosten für die Stromrichter bewertet. Die Bewertung der Schalt- und Durchlassverluste bildet in diesem Zusammenhang den überwiegenden Anteil und sind damit von größter wirtschaftlicher Bedeutung. Allerdings zeigt sich, dass die Verluste der Energieauskopplungen, Ansteuerelektroniken und Treiber in den Powermodulen einen signifikanten Anteil an den Gesamtverlusten bilden und somit nicht gegenüber den Schalt- und Durchlassverlusten vernachlässigbar sind. Dadurch kommt auch der Entwicklung von effizienten Energieauskopplungen, Ansteuerelektroniken und Treibern eine nicht zu unterschätzende wirtschaftliche Bedeutung zu. Die Gesamtverluste der HGÜ setzen sich zudem aus den Verlusten der Transformatoren, Drosseln, Kühlanlagen, Leittechnik sowie den Kabeln oder Freileitungen.

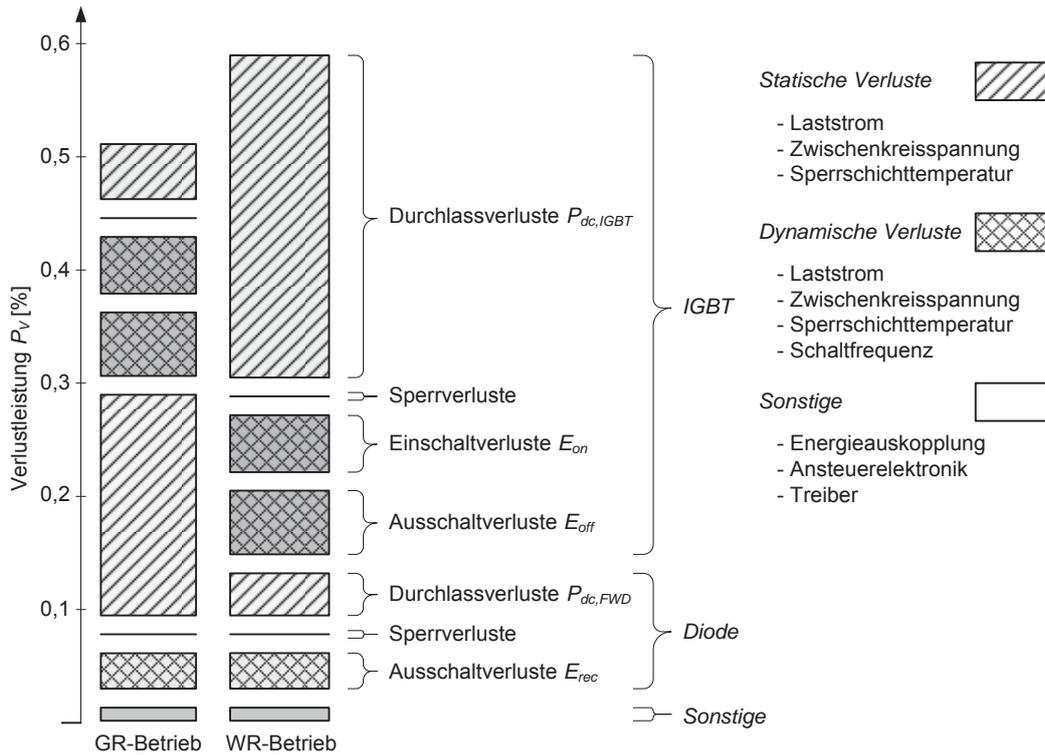


Abb. 4.2 Aufteilung der Verlustleistung in den Powermodulen

#### 4.2.2 Zustandsbeschreibung des elektrischen Netzwerkes

Aus der Zustandsbeschreibung des elektrischen Netzwerkes leiten sich die Schaltzustände und Zustandsübergänge der Submodule von Modularen Multilevelstromrichtern ab (Abb. 4.3). Neben den stationären Schaltzuständen werden in diesem Modell die Schaltvorgänge als quasi stationäre Schaltzustände berücksichtigt, welche prinzipiell durch die Schaltzeiten der Leistungshalbleiter definiert werden. In Simulationen erfolgt in der Regel eine Anpassung auf die Simulationsschrittweite und damit eine Anpassung der Schaltverluste. Damit folgen die mittleren Schaltverluste in den Simulationen aus den zu erwartenden Schaltenergien und der Simulationsschrittweite  $T_s$ . Der Fehler ist bei thermischen Zeitkonstanten  $T \gg T_s$  in der Regel vernachlässigbar klein. Dies zeigt sich darin, dass die berechnete Sperrschichttemperatur während der Schaltvorgänge praktisch nicht mehr von der Simulationsschrittweite abhängig ist. Der zeitliche Verlauf der Ströme und Spannungen während der Schaltvorgänge wird vernachlässigt und anstelle dessen die Schaltverlustleistung aus den Schaltenergien im jeweiligen Betriebspunkt abgeleitet.

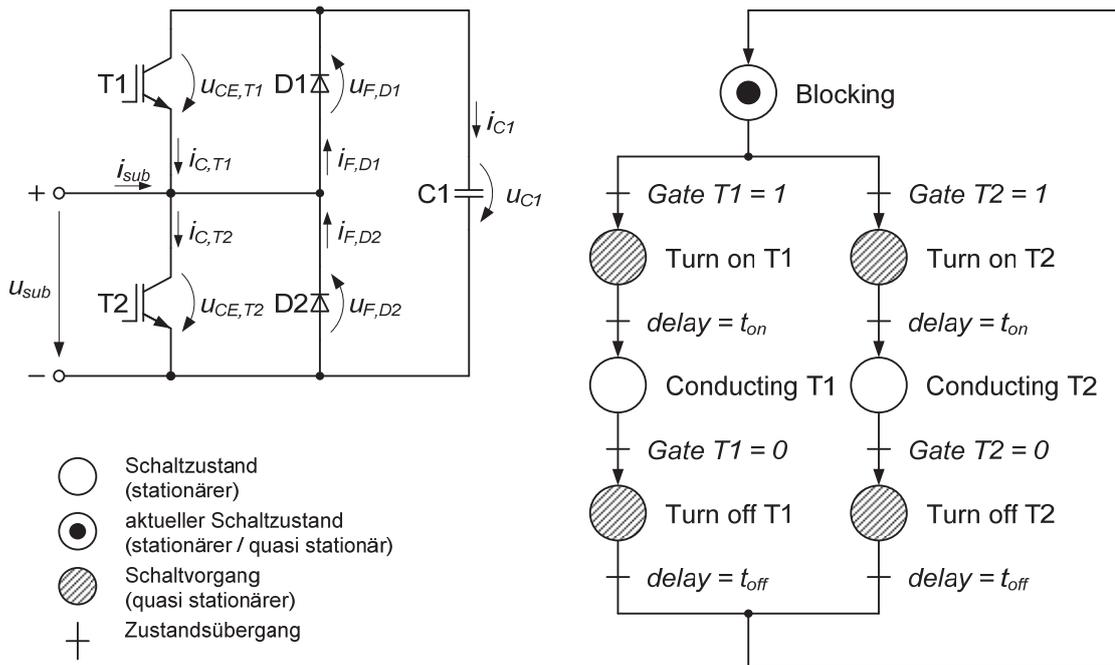


Abb. 4.3 Elektrisches Ersatzschaltbild und zugehöriges Zustandsmodell

### 4.2.3 Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste

#### 4.2.3.1 Berechnung der zustandsabhängigen Schalt- und Durchlassverluste

Im Weiteren werden die zustandsabhängigen Schalt- und Durchlassverluste sowie die damit verbundenen Kommutierungsvorgänge der einzelnen Leistungshalbleiter betrachtet. Die dafür notwendigen statischen Kennlinien werden in der Regel den Datenblättern der Hersteller entnommen. Einige Hersteller (z. B. Infineon, Mitsubishi) geben neben entsprechenden Diagrammen die statischen Kennlinien zusätzlich in Form von Exponentialfunktionen oder Polynome höherer Ordnung an. Im Weiteren wird, ausgehend von den statischen Kennlinien, der funktionale Zusammenhang zwischen den Verlustenergien und Durchlassspannungen zur Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste betrachtet (Gl. 2.72; Gl. 2.73).

Durchlassverluste von IGBT und Freilaufdiode:

$$p_{dc,IGBT} = i_C \cdot u_{CE} (I_C, T_j)$$

$$p_{dc,FWD} = i_F \cdot u_F (I_F, T_j)$$

Gl. 2.72



Schaltverluste von IGBT und Freilaufdiode:

$$P_{sw,IGBT,Turn\ on;off} = E_{on;off}(I_F, U_{CC}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{on;off}}$$
$$P_{sw,FWD} = E_{rr}(I_F, U_{CC}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{rr}} \quad \text{Gl. 2.73}$$

Für die Auslegung und Dimensionierung geht man in der Praxis von einer maximal zu erwartenden Halbleiterbelastung aus. Diese ergibt sich aus den maximal zu erwartenden Durchlassspannungen und Schaltverlustenergien bei einer maximal zulässigen Sperrschichttemperatur. Bei einer Parallel- oder Reihenschaltung von IGBTs sind zusätzlich die Stromverteilung beziehungsweise die Spannungssymmetrierung sowie das damit verbundene Derating zu berücksichtigen.

Damit ergeben sich die Durchlassverluste aus den stationären Schaltzuständen und dem Zweigstrom (Tab. 4.1). Die Schaltverluste folgen aus den quasi stationären Schaltzuständen sowie den mit dem Zweigstrom verbundenen Kommutierungsvorgängen (Tab. 4.2).

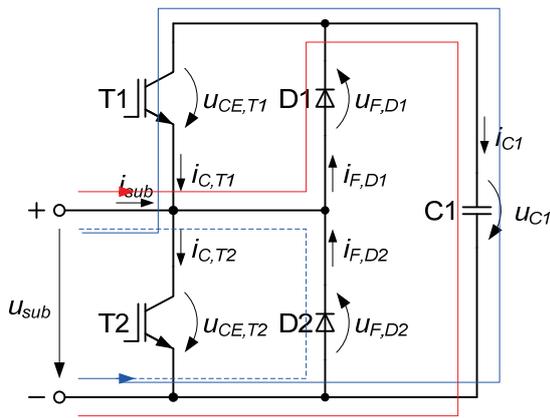


|                             |   |
|-----------------------------|---|
| <p><b>Blocking</b></p>      | $\text{Gate } T1 = 0$ $\text{Gate } T2 = 0$ $p_{dc, T1} = 0$ $p_{dc, D1} = \Theta(i_{sub}) \cdot  i_{sub}  \cdot u_F( i_{sub} , T_j)$ $p_{dc, T2} = 0$ $p_{dc, D2} = \Theta(-i_{sub}) \cdot  i_{sub}  \cdot u_F( i_{sub} , T_j)$    |
| <p><b>Conducting T1</b></p> | $\text{Gate } T1 = 1$ $\text{Gate } T2 = 0$ $p_{dc, T1} = \Theta(-i_{sub}) \cdot  i_{sub}  \cdot u_{CE}( i_{sub} , T_j)$ $p_{dc, D1} = \Theta(i_{sub}) \cdot  i_{sub}  \cdot u_F( i_{sub} , T_j)$ $p_{dc, T2} = 0$ $p_{dc, D2} = 0$ |
| <p><b>Conducting T2</b></p> | $\text{Gate } T1 = 0$ $\text{Gate } T2 = 1$ $p_{dc, T1} = 0$ $p_{dc, D1} = 0$ $p_{dc, T2} = \Theta(i_{sub}) \cdot  i_{sub}  \cdot u_{CE}( i_{sub} , T_j)$ $p_{dc, D2} = \Theta(-i_{sub}) \cdot  i_{sub}  \cdot u_F( i_{sub} , T_j)$ |

Tab. 4.1 Durchlassverluste



Turn on T1



$$Gate\ T1 = \Theta(t - t_0)$$

$$Gate\ T2 = 0$$

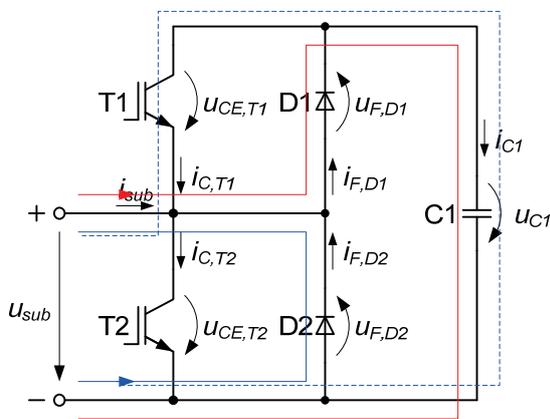
$$p_{sw, T1} = \Theta(-i_{sub}) \cdot E_{on}(|i_{sub}|, U_{CC}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{on}}$$

$$p_{sw, D1} = 0$$

$$p_{sw, T2} = 0$$

$$p_{sw, D2} = \Theta(-i_{sub}) \cdot E_{rr}(|i_{sub}|, u_{C1}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{rr}}$$

Turn off T1



$$Gate\ T1 = 1 - \Theta(t - t_1)$$

$$Gate\ T2 = 0$$

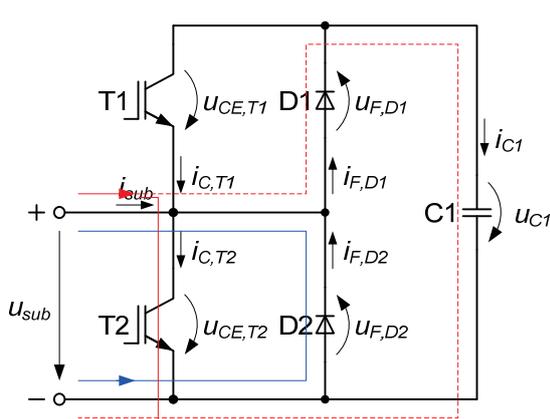
$$p_{sw, T1} = \Theta(-i_{sub}) \cdot E_{off}(|i_{sub}|, u_{C1}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{off}}$$

$$p_{sw, D1} = 0$$

$$p_{sw, T2} = 0$$

$$p_{sw, D2} = 0$$

Turn on T2



$$Gate\ T1 = 0$$

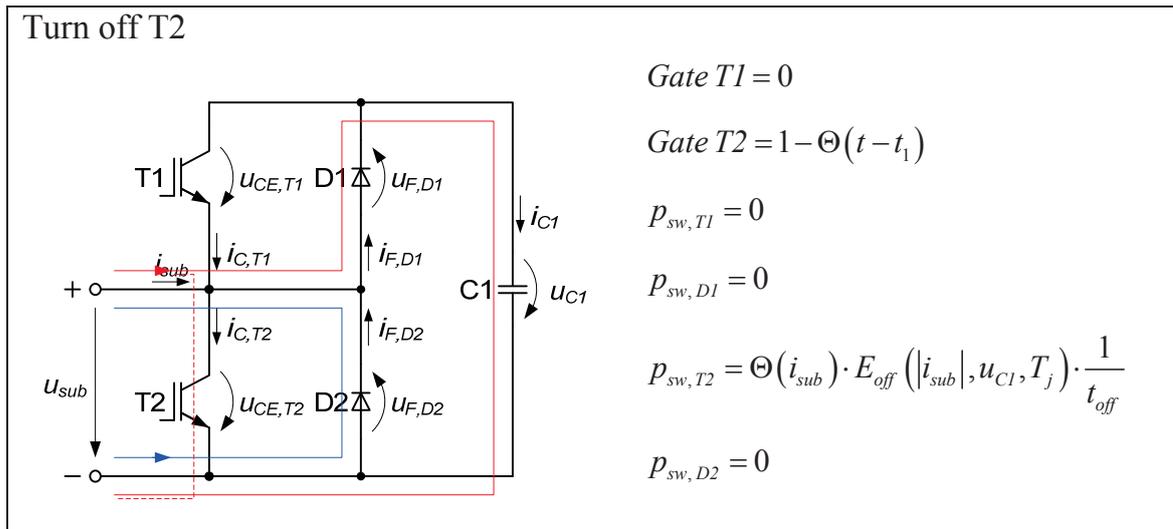
$$Gate\ T2 = \Theta(t - t_0)$$

$$p_{sw, T1} = 0$$

$$p_{sw, D1} = \Theta(i_{sub}) \cdot E_{rr}(|i_{sub}|, u_{C1}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{rr}}$$

$$p_{sw, T2} = \Theta(i_{sub}) \cdot E_{on}(|i_{sub}|, u_{C1}, T_j) \cdot \frac{1}{t_{on}}$$

$$p_{sw, D2} = 0$$



Tab. 4.2 Schaltverluste

#### 4.2.3.2 Berechnung der mittleren Durchlassverluste

Die Berechnung der mittleren Schalt- und Durchlassverluste aus den Schalt- und Durchlassverlusten der einzelnen Leistungshalbleiter ist in der Regel mit einem hohen Aufwand verbunden [Roh02]. Durch die vereinfachte Berechnung der mittleren Schalt- und Durchlassverluste wird demgegenüber eine deutlich effizientere und schnellere Auslegung der Stromrichter ermöglicht. Prinzipiell kann jedoch nicht auf die Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste der einzelnen Leistungshalbleiter verzichtet werden. Dies trifft insbesondere auf die Berechnung der thermischen Belastung, die Verifikation von vereinfachten Berechnungsverfahren sowie die Analyse von Messergebnissen zu.

Die vereinfachte Berechnung der mittleren Durchlassverluste basiert auf identischen elektrischen Größen und Parametern. Der damit verbundene Fehler hängt unter anderem von der Streuung der elektrischen Größen (z. B. Kondensatorspannungen) und Parameter (z. B. Durchlassspannungen, Schaltverlustenergien) ab. Die mit dem Schaltzustand der einzelnen Leistungshalbleiter verbundene Aussteuerfunktion  $a(t)$  wird in diesem Fall näherungsweise aus den mit der Schaltfunktion verbundenen elektrischen Größen berechnet.

Die Momentanwerte der mittleren Durchlassverluste berechnen sich aus der Aussteuerfunktion  $a(t)$ , dem Zweigstrom  $i_{sub}(t)$  sowie den zugehörigen statischen Kennlinien der Durchlassspannungen  $u_F(I_F, T_j)$  beziehungsweise  $u_{CE}(I_C, T_j)$ . (Gl. 2.74).



$$\begin{aligned}
 P_{dc,T1} &= \Theta(-i_{sub}) \cdot a \cdot |i_{sub}| \cdot u_{CE}(|i_{sub}|, T_j) \\
 P_{dc,D1} &= \Theta(i_{sub}) \cdot a \cdot |i_{sub}| \cdot u_F(|i_{sub}|, T_j) \\
 P_{dc,T2} &= \Theta(i_{sub}) \cdot (1-a) \cdot |i_{sub}| \cdot u_{CE}(|i_{sub}|, T_j) \\
 P_{dc,D2} &= \Theta(-i_{sub}) \cdot (1-a) \cdot |i_{sub}| \cdot u_F(|i_{sub}|, T_j)
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.74}$$

Die Berechnung der mittleren Durchlassverluste ist sowohl für Halbbrückensubmodule (HBSM) als auch Vollbrückensubmodule (VBSM) gültig. Allerdings unterscheidet sich die Aussteuerfunktion zwischen HBSM und VBSM, sodass nicht von identischen Schalt- und Durchlassverlusten der einzelnen Leistungshalbleiter bei identischer Auslegung und identischen Arbeitspunkten ausgegangen werden kann. Die mittleren Durchlassverluste leiten sich aus den Momentanwerten der einzelnen Leistungshalbleiter ab (Gl. 2.75).

$$\begin{aligned}
 P_{dc,T1} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \Theta(-i_{sub}) \cdot a \cdot |i_{sub}| \cdot u_{CE}(|i_{sub}|, T_j) dt \\
 P_{dc,D1} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \Theta(i_{sub}) \cdot a \cdot |i_{sub}| \cdot u_F(|i_{sub}|, T_j) dt \\
 P_{dc,T2} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \Theta(i_{sub}) \cdot (1-a) \cdot |i_{sub}| \cdot u_{CE}(|i_{sub}|, T_j) dt \\
 P_{dc,D2} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \Theta(-i_{sub}) \cdot (1-a) \cdot |i_{sub}| \cdot u_F(|i_{sub}|, T_j) dt
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.75}$$

#### 4.2.3.3 Berechnung der mittleren Schaltverluste

Im Rahmen dieser Arbeit wurden die mit einem Modulationsverfahren verbundenen mittleren Schaltverluste von Modularen Multilevelstromrichtern analysiert. Dadurch ist es gelungen, grundlegende Zusammenhänge zwischen der mit einem Modulationsverfahren verbundenen Schaltfrequenz, der Aussteuerung und den mittleren Schaltverlusten zu beschreiben.

Die Berechnung der Schaltverluste basiert auf den zeitdiskreten Zustandsübergängen sowie den damit verbundenen Kommutierungsvorgängen der einzelnen Leistungshalbleiter. Die korrekte Berechnung der Schaltverluste ist somit mit einem hohen Aufwand verbunden ([Roh03], [Roh04], [Roh05]). Um von den diskreten Schaltzeitpunkten abstrahieren zu können, wird für die Berechnung der Schaltverluste von einem kontinuierlichem Verlauf der Anzahl zu schaltender



Module und damit von einem zeitkontinuierlichem Verlauf der Schaltzeitpunkte ausgegangen. Dies setzt eine hohe Schaltfrequenz der Stromrichtermodule gegenüber der Nennfrequenz des Stromrichters voraus. Die Schaltfrequenz der Submodule kann demgegenüber durchaus im Bereich der Nennfrequenz liegen. Davon ausgehend werden zunächst die mit der Schaltfrequenz verbundenen Zustandsübergänge analysiert. Die Betrachtungen konzentrieren sich dabei auf die im stationären Betrieb üblichen Zustandsübergänge, welche im Weiteren als charakteristische Zustandsübergänge bezeichnet werden.

Die charakteristischen Zustandsübergänge leiten sich aus der Schaltfunktion  $s_i$  der Submodule ab. Der Zustandsübergang der Schaltfunktion von  $s_i = 1$  (Conducting T1) auf  $s_i = 0$  (Conducting T2) folgt aus den unmittelbaren Zustandsübergängen von  $Gate\ T2 = 1$  auf  $Gate\ T2 = 0$  und von  $Gate\ T1 = 0$  auf  $Gate\ T1 = 1$ . Dieser wird im Weiteren durch „Turn off“ gekennzeichnet. Der Zustandsübergang der Schaltfunktion von  $s_i = 0$  (Conducting T2) auf  $s_i = 1$  (Conducting T1) folgt aus den unmittelbaren Zustandsübergängen von  $Gate\ T1 = 1$  auf  $Gate\ T1 = 0$  und von  $Gate\ T2 = 0$  auf  $Gate\ T2 = 1$ . Dieser wird durch „Turn on“ gekennzeichnet. Unmittelbar bedeutet in diesem Fall, dass zwischen den Zuständen nur die zum sicheren Betrieb notwendigen Verriegelungszeiten liegen und die dazwischen liegenden Zustände praktisch ohne Bedeutung sind.

Hieraus ergibt sich bereits ein wesentlicher Unterschied zur Zweipunkttechnik [Abb04]. Während sich bei der Zweipunkttechnik die charakteristischen Zustandsübergänge „Turn on“ und „Turn off“ immer ablösen, hängt der Zustandsübergang bei Modularen Multilevelstromrichtern vom Zu- oder Abschalten weiterer Submodule ab. Aus den charakteristischen Zustandsübergängen folgen die zugehörigen Schaltfrequenzen der Stromrichtermodule. Die Schaltfrequenzen der Stromrichtermodule sind prinzipiell mit den Schaltfrequenzen von Zweipunktwechselrichtern vergleichbar und werden im Weiteren als Ersatzschaltfrequenzen bezeichnet und durch gestrichene Größen gekennzeichnet (Gl. 2.76):

$$\begin{aligned}\bar{f}'_{sw,Turn\ off} &= \frac{A_{Turn\ off}(T)}{T} \\ \bar{f}'_{sw,Turn\ on} &= \frac{A_{Turn\ on}(T)}{T}\end{aligned}\quad \text{Gl. 2.76}$$

Die Ersatzschaltfrequenzen entsprechen den zu- oder abgeschalteten Submodulen innerhalb einer Netzperiode, wobei auch ein mehrfaches Zu- oder Abschalten



einzelner Submodule berücksichtigt wird. Prinzipiell sollte die Anzahl zugeschalteter Submodule der Anzahl abgeschalteter Submodule entsprechen (Gl. 2.77):

$$\bar{f}'_{sw,cvm,Turn\ off} \approx \bar{f}'_{sw,cvm,Turn\ on} \quad \text{Gl. 2.77}$$

Die üblicherweise als Ersatzschaltfrequenz bezeichnete Schaltfrequenz ergibt sich aus der Anzahl zu- und abgeschalteter Submodule (Gl. 2.78):

$$\bar{f}'_{sw} = \frac{A_{Turn\ on}(T) + A_{Turn\ off}(T)}{2 \cdot T} \quad \text{Gl. 2.78}$$

Geht man von einem stetig und differenzierbarem Verlauf der Anzahl zu schaltender Submodule aus, so folgen aus den Differenzenquotienten für  $\Delta t \rightarrow 0$  die Momentanwerte  $f'_{sw,Turn\ off}(t)$ ,  $f'_{sw,Turn\ on}(t)$  sowie  $f'_{sw}(t)$  der Ersatzschaltfrequenzen (Gl. 2.79):

$$f'_{sw,Turn\ off} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A_{Turn\ off}(t + \Delta t) - A_{Turn\ off}(t)}{\Delta t}$$

$$f'_{sw,Turn\ on} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A_{Turn\ on}(t + \Delta t) - A_{Turn\ on}(t)}{\Delta t} \quad \text{Gl. 2.79}$$

$$f'_{sw} = \frac{1}{2} (f'_{sw,Turn\ off} + f'_{sw,Turn\ on})$$

Über die Normierung der Anzahl  $A_{Turn\ on}$ ,  $A_{Turn\ off}$  erschließt sich der Zusammenhang zur Aussteuerfunktion  $a(t)$  (Gl. 2.80):

$$a_{Turn\ on} = \frac{A_{Turn\ on}}{N_{SUB}}$$

$$a_{Turn\ off} = \frac{A_{Turn\ off}}{N_{SUB}} \quad \text{Gl. 2.80}$$

$$a = a_{Turn\ on} - a_{Turn\ off} + a(t_0)$$

Damit sich weitere Zusammenhänge erschließen, werden zunächst die Ersatzschaltfrequenzen auf die Schaltfrequenz der Submodule normiert und in einen von der Schaltfrequenz und den charakteristischen Zustandsübergängen bestimmten Anteil zerlegt (Gl. 2.81):



$$\begin{aligned}
 f_{sw, Turn\ off} &= f_{sw} - \frac{1}{2} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A_{Turn\ on}(t + \Delta t) - A_{Turn\ on}(t) - A_{Turn\ off}(t + \Delta t) + A_{Turn\ off}(t)}{N_{SUB} \cdot \Delta t} \\
 &= f_{sw} - \frac{1}{2} \dot{a}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_{sw, Turn\ on} &= f_{sw} + \frac{1}{2} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{A_{Turn\ on}(t + \Delta t) - A_{Turn\ on}(t) - A_{Turn\ off}(t + \Delta t) + A_{Turn\ off}(t)}{N_{SUB} \cdot \Delta t} \\
 &= f_{sw} + \frac{1}{2} \dot{a}
 \end{aligned}$$

Gl. 2.81

Aus dem Differenzenquotienten folgt die Ableitung der Aussteuerung  $a(t)$ . Damit lassen sich die Schaltfrequenzen  $f_{sw, Turn\ on}(t)$  und  $f_{sw, Turn\ off}(t)$  in einen vom Modulationsverfahren abhängigen Anteil  $f_{sw}(p)$  und einen von der Aussteuerung abhängigen Anteil  $f_{sw}(a)$  zerlegen (Gl. 2.82):

$$\begin{aligned}
 f_{sw, Turn\ on} &= f_{sw}(p) + f_{sw}(a) \\
 f_{sw, Turn\ off} &= f_{sw}(p) - f_{sw}(a)
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.82}$$

Für die folgenden Betrachtungen wird zunächst von einem Modulationsverfahren ausgehend die minimal mögliche Schaltfrequenz in einem Arbeitspunkt betrachtet. Diese folgt aus dem Differenzenquotienten der Aussteuerfunktion  $a(t)$  für  $\Delta T \rightarrow 0$  (Gl. 2.83).

$$\begin{aligned}
 f_{sw}(p) + f_{sw}(a) &= \left| \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{(a(t + \Delta T) - a(t))}{\Delta T} \right| \\
 &= \left| \frac{da}{dt} \right|
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.83}$$

Für die mittlere Schaltfrequenz  $f_{sw}(p)$  und  $f_{sw}(a)$  gilt:

$$\begin{aligned}
 \bar{f}_{sw} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f_{sw}(p) dt \\
 0 &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f_{sw}(a) dt
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.84}$$



Damit folgt die minimal mögliche Schaltfrequenz aus (Gl. 2.85):

$$\bar{f}_{sw} = \frac{1}{2T} \int_t^{t+T} \left| \frac{da}{dt} \right| dt \quad \text{Gl. 2.85}$$

Der vom Modulationsverfahren abhängige Anteil kann nur unter bestimmten Voraussetzungen als linear unabhängig betrachtet werden. Die dafür notwendige Randbedingung lautet (Gl. 2.86):

$$f_{sw}(p) > \frac{1}{2} \cdot \left| \frac{da}{dt} \right| \quad \text{Gl. 2.86}$$

Diesen Sachverhalt kann man auch damit veranschaulichen, dass bei einer bestimmten Spannung und Frequenz immer eine minimale Anzahl von Submodulen geschaltet werden muss. Liegt dabei der vom Modulationsverfahren gestellte Anteil über der zum Schalten der Submodule notwendigen Frequenz, so wird dieser Anteil vom Modulationsverfahren abgedeckt. Für ein von der Aussteuerung unabhängiges Modulationsverfahren (z. B. Pulsweitenmodulation) lässt sich der Momentanwert der Schaltfrequenz beziehungsweise der Momentanwert der Ersetzschaltfrequenz  $f_{sw}(t)$  als konstant betrachten (Gl. 2.87):

$$f_{sw}(t) = f_0 \quad \text{Gl. 2.87}$$

Die zur Berechnung der Schaltverluste notwendigen Schaltfrequenzen lassen sich damit zum Beispiel aus der Trägerfrequenz des Modulationsverfahrens und aus der Ableitung der Aussteuerung berechnen (Gl. 2.88). Prinzipiell ist auch eine Frequenzmodulation der Trägerfrequenz  $f_0$  denkbar.

$$f_{sw}(p) = \max\left(f_0, \frac{1}{2} |\dot{a}|\right)$$

$$f_{sw}(a) = \frac{1}{2} \dot{a}$$

$$f_{Turn\ on} = f_{sw}(p) + f_{sw}(a)$$

$$f_{Turn\ off} = f_{sw}(p) - f_{sw}(a) \quad \text{Gl. 2.88}$$

Das folgende Beispiel zeigt, dass die Schaltfrequenz allein durch das Trägersignal bestimmt wird (Abb. 4.4). Die notwendige Randbedingung aus Gl. 2.86 ist damit erfüllt.

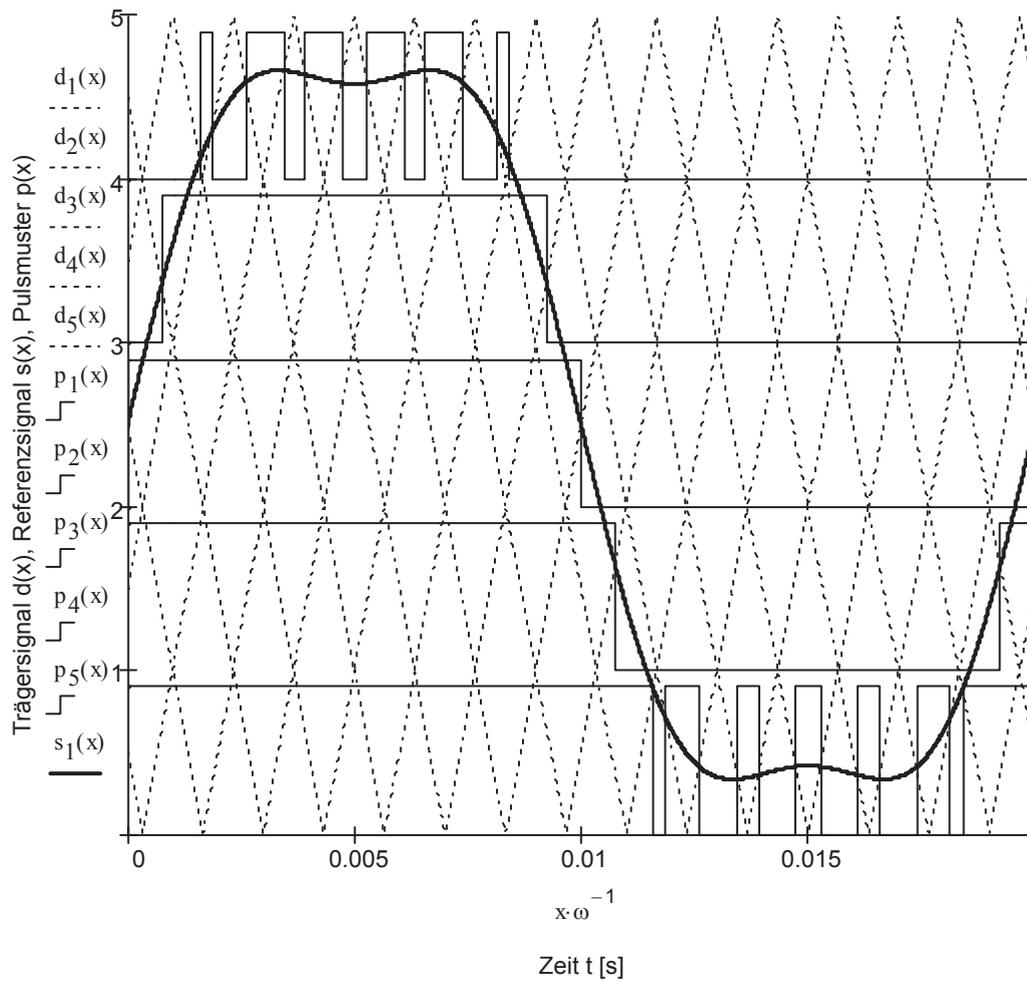


Abb. 4.4 Trägersignal, Referenzsignal und Pulsmuster bei 3fach-Taktung

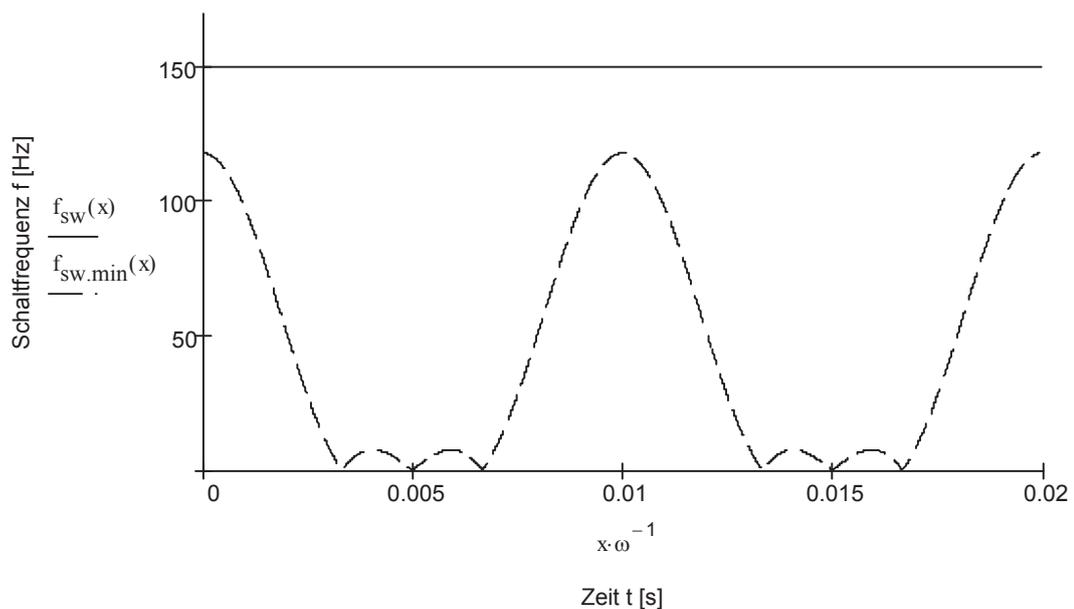


Abb. 4.5 Schaltfrequenzen bei 3fach Taktung

Bei einer Reduzierung der Trägerfrequenz kommt es unter Umständen zu einer Erhöhung der Schaltfrequenz, wie die folgende Abbildung zeigt (Abb. 4.6). Die Erhöhung der Schaltfrequenz macht sich bemerkbar, indem Zustandsübergänge (Schnittpunkte zwischen dem Trägersignal und dem Referenzsignal nicht von links, sondern von rechts nach links durchlaufen werden (Markierung). Der Zusammenhang zwischen der Ableitung aus der Aussteuerung wird bei einem dreieckförmigen Trägersignal mit symmetrischen Flanken besonders deutlich. Die Berechnung der notwendigen Schaltfrequenz zeigt die Erhöhung der Pulsfrequenz im betrachteten Beispiel (Abb. 4.7). Die Erhöhung der Schaltfrequenz bei relativ kleinen Trägerfrequenzen und Modulzahlen hängt damit auch von der Phasenlage zwischen dem Referenzsignal und dem Trägersignal ab, sodass es unter Umständen nicht zu der erwarteten Frequenzerhöhung kommt (Abb. 4.8).

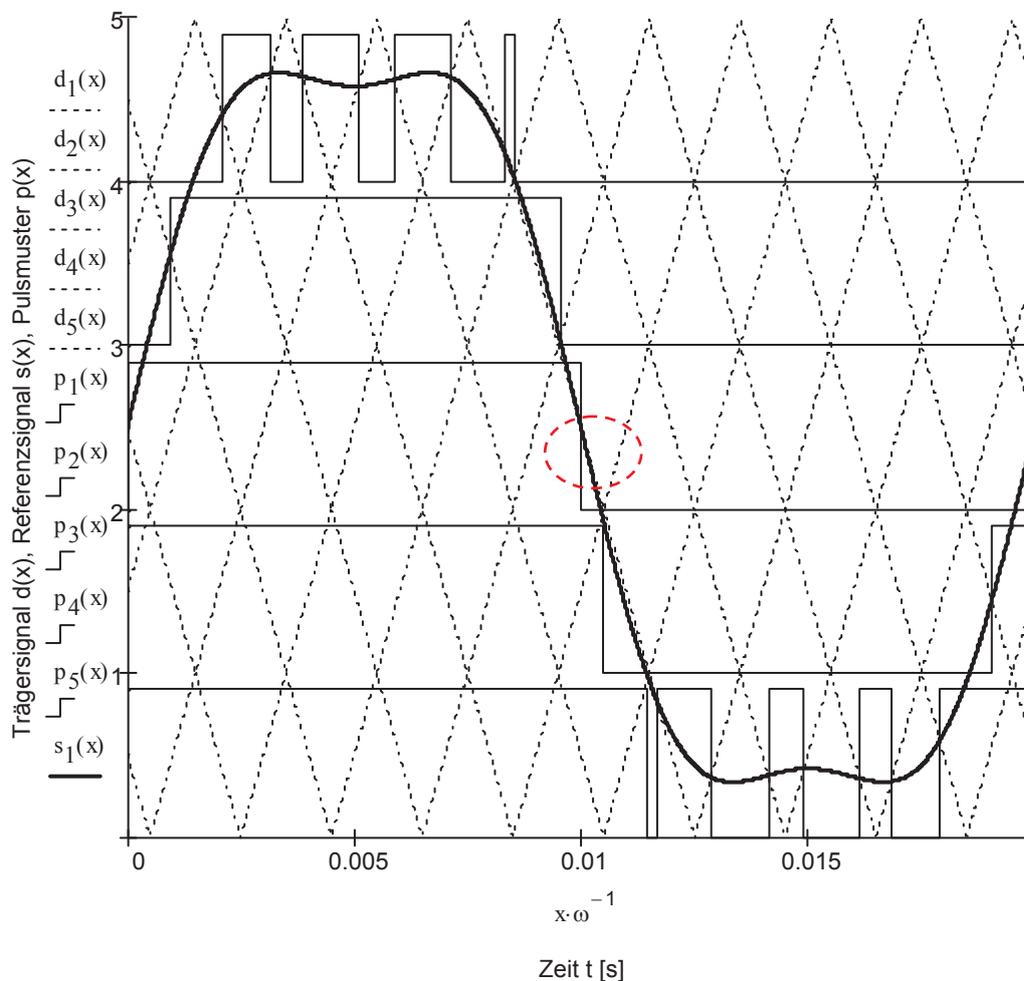


Abb. 4.6 Trägersignal, Referenzsignal und Pulsmuster bei 2fach-Taktung (mit Frequenzerhöhung)

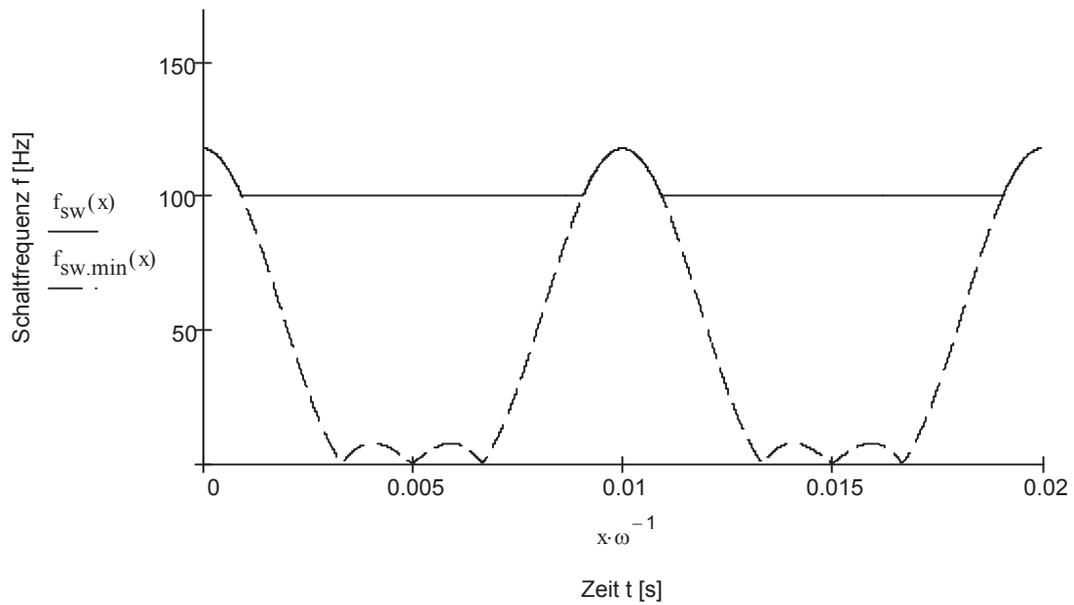


Abb. 4.7 Schaltfrequenzen bei 2fach Taktung

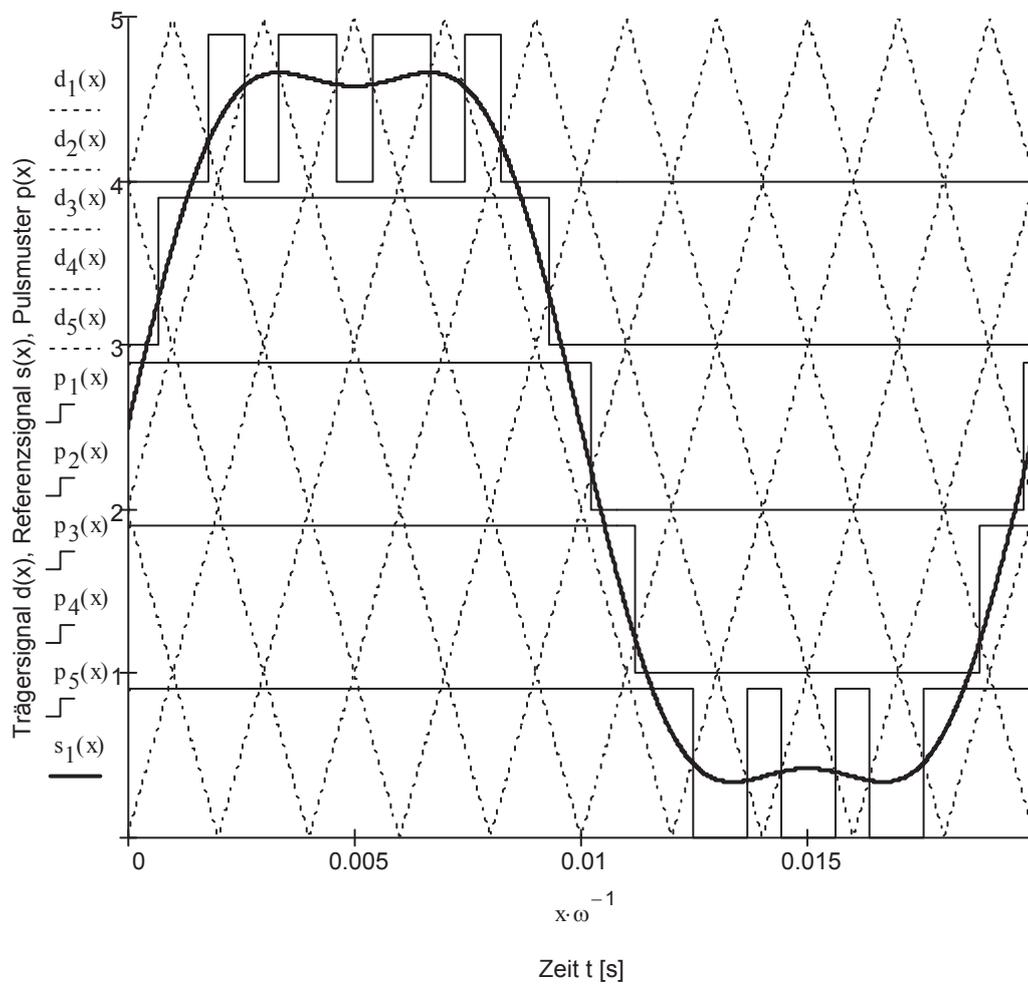


Abb. 4.8 Trägersignal, Referenzsignal und Pulsmuster bei 2fach-Taktung ohne Frequenzerhöhung

Durch die Ableitung der Aussteuerfunktion (minimale Schaltfrequenz) ergeben sich vier Bereiche (Abb. 4.9), welche sich durch die Kommutierungsvorgänge in diesen Bereichen unterscheiden.

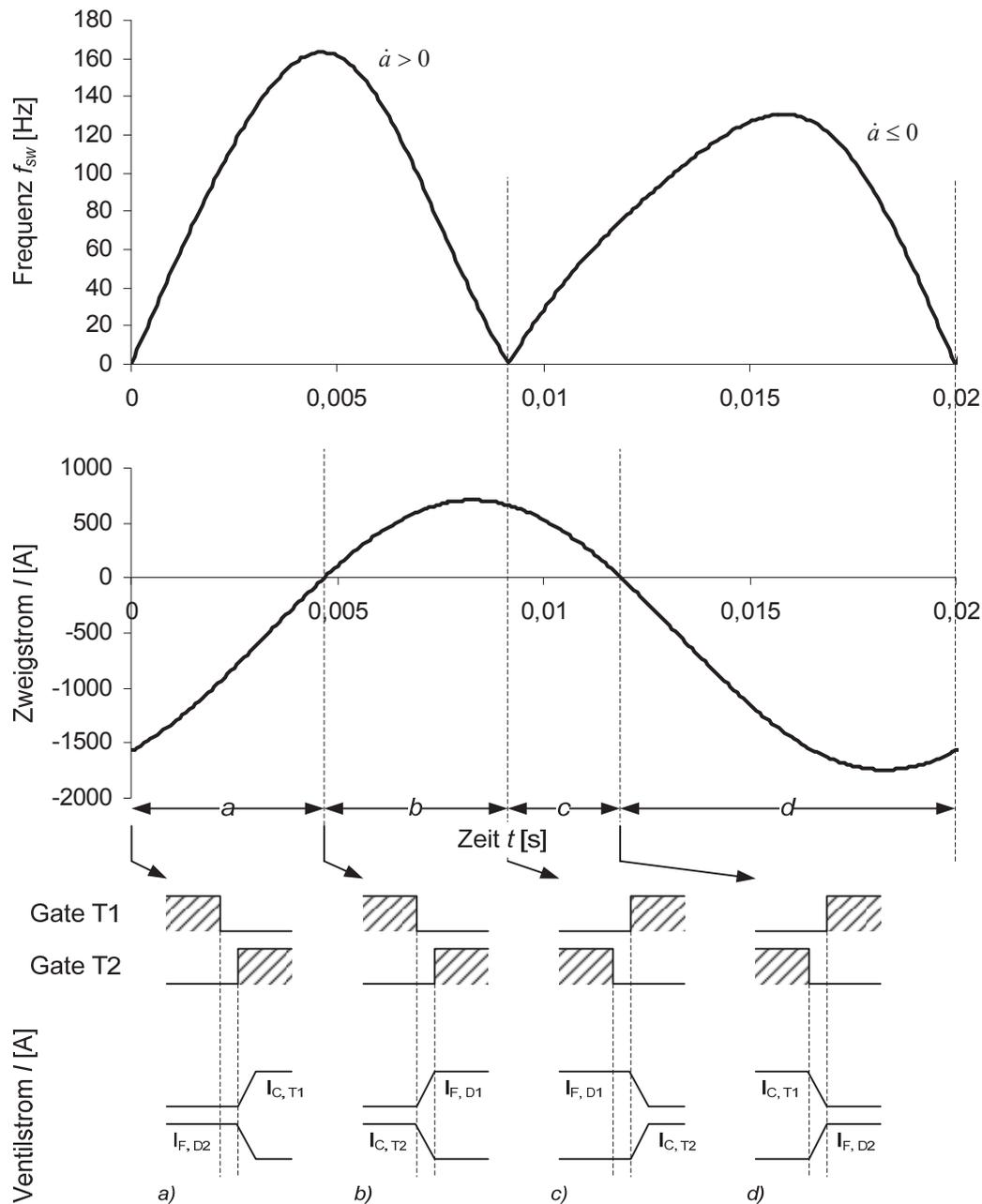


Abb. 4.9 Zusammenhang zwischen Schaltfrequenz, Zweigstrom und Kommutierungsvorgang

Die Schaltverluste ergeben sich aus den Schaltfrequenzen, den Kommutierungsvorgängen und den Zweigströmen. Die Schaltfrequenzen der einzelnen Kommutierungsvorgänge berechnen sich aus den vom Modulationsverfahren und den von der Aussteuerung abhängigen Anteile (Gl. 2.89). Zunächst werden jedoch



die mit den Schaltverlusten verbundenen Schaltfrequenzen den einzelnen Leistungshalbleitern zugeordnet (ohne Berücksichtigung der Kommutierung).

$$f_{sw, Turn\ on, T1} = f_{sw}(p) + f_{sw}(a)$$

$$f_{sw, Turn\ off, T1} = f_{sw}(p) - f_{sw}(a)$$

$$f_{sw, Turn\ off, D1} = f_{sw}(p) - f_{sw}(a)$$

$$f_{sw, Turn\ on, T2} = f_{sw}(p) - f_{sw}(a)$$

Gl. 2.89

$$f_{sw, Turn\ off, T2} = f_{sw}(p) + f_{sw}(a)$$

$$f_{sw, Turn\ off, D2} = f_{sw}(p) + f_{sw}(a)$$

In der folgenden Abbildung ist ein Beispiel für die zeitlichen Verläufe der von den Kommutierungsvorgängen abhängigen Schaltfrequenzen dargestellt. Für PWM basierte Verfahren (ohne symmetrierte Sinusmodulation) und maximaler Aussteuerung liegt damit die minimale Schaltfrequenz etwa im Bereich der doppelten Netzfrequenz / Submodul, während das erreichbare Minimum im Bereich der Netzfrequenz liegt.

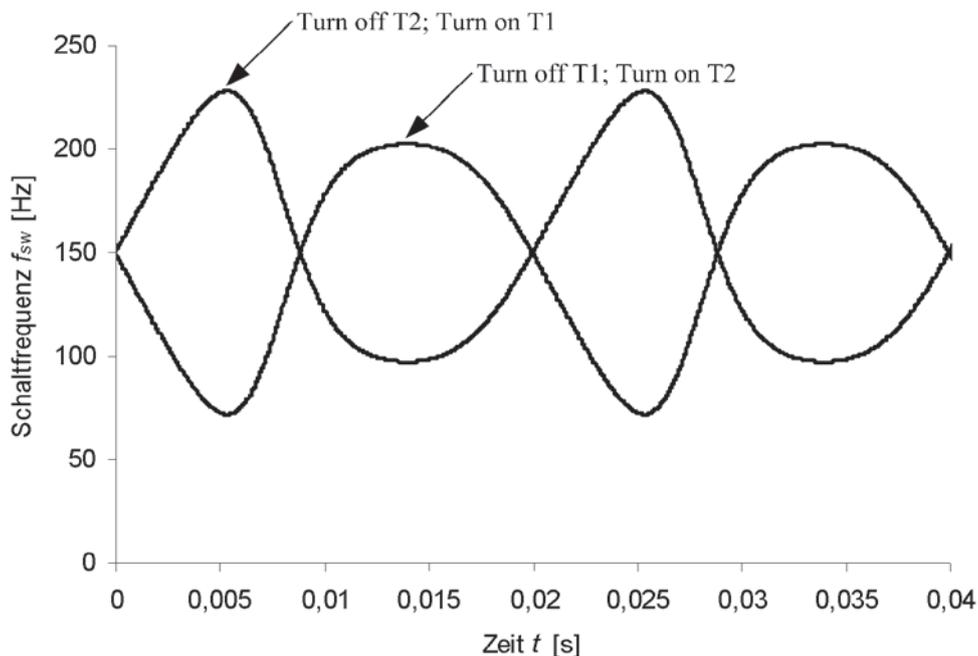


Abb. 4.10 Zeitliche Verläufe der Schaltfrequenz

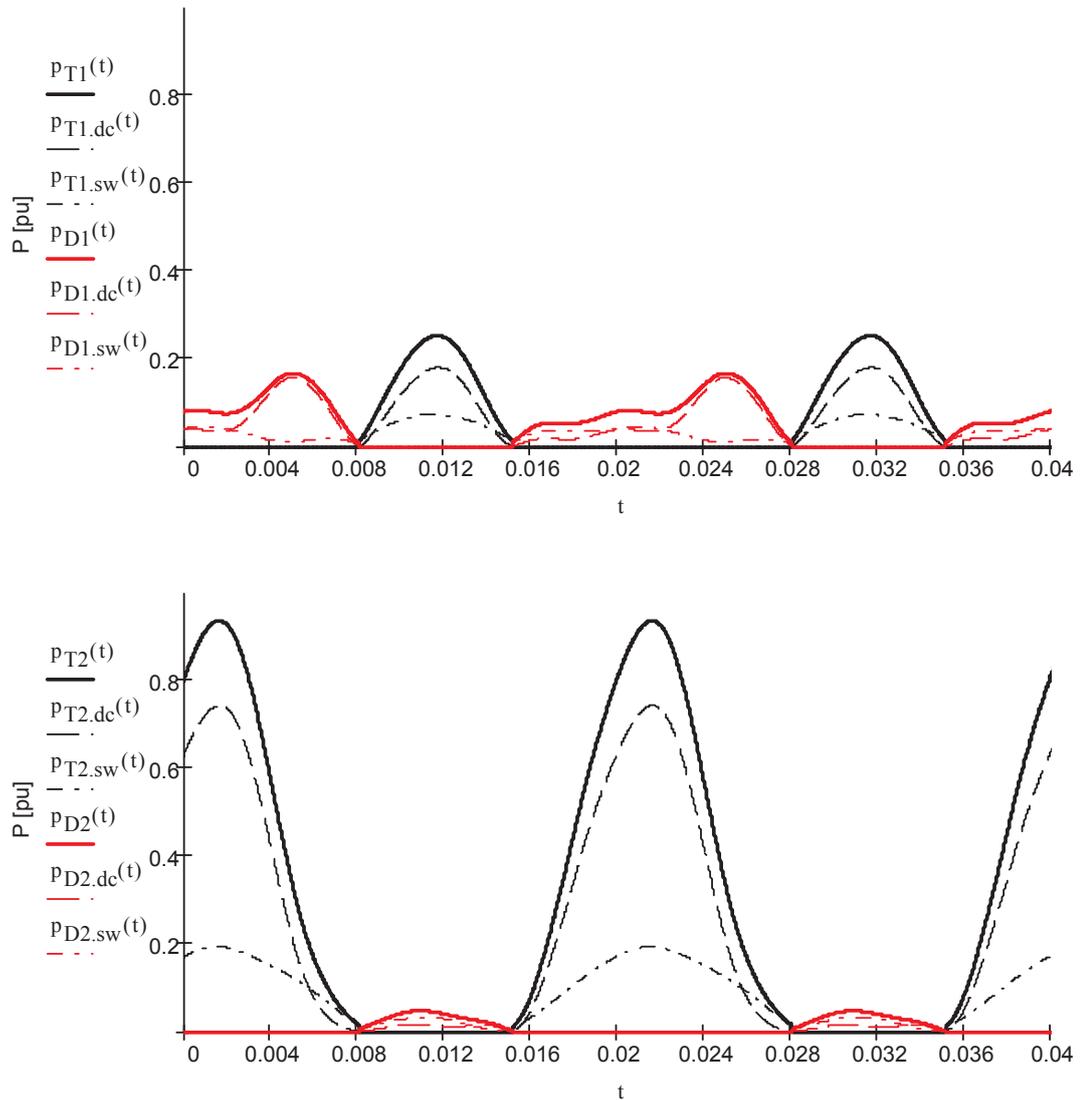
Somit lassen sich die über den Ventilen gemittelten Schaltverluste, bei denen die Module „Ein“ geschaltet werden (Gl. 2.90) und bei denen die Module „Aus“ geschaltet werden (Gl. 2.91), berechnen.



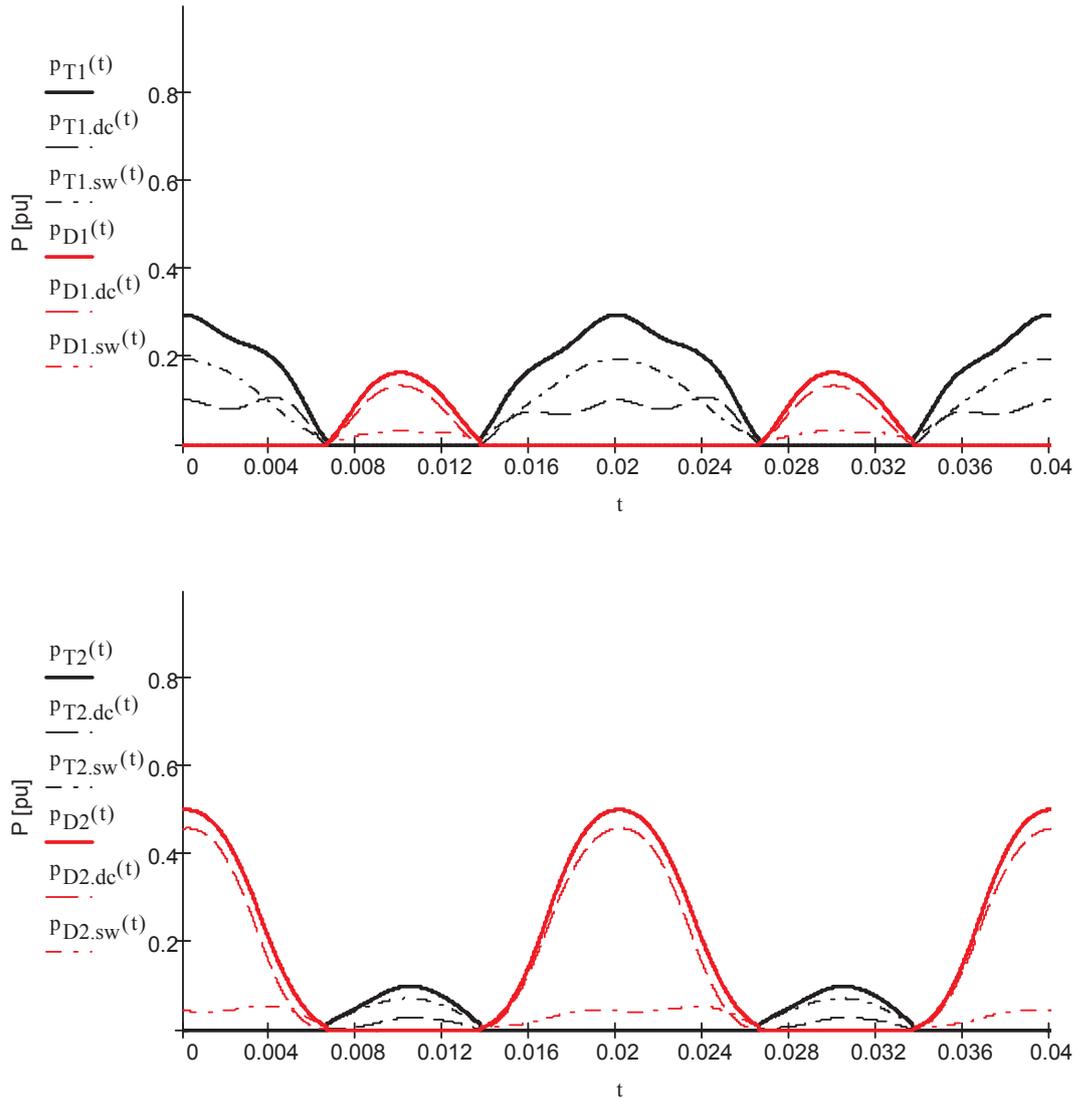
$$\begin{aligned}
 P_{sw, Turn\ on, T1} &= \Theta(-i_{sub}) \cdot f_{sw, Turn\ on, T1} \cdot E_{on}(|i_{sub}|, u_C, T_j) \\
 P_{sw, Turn\ off, T1} &= \Theta(-i_{sub}) \cdot f_{sw, Turn\ off, T1} \cdot E_{off}(|i_{sub}|, u_C, T_j) \\
 P_{sw, T1} &= P_{sw, Turn\ on, T1} + P_{sw, Turn\ off, T1} \\
 P_{sw, Turn\ off, D1} &= \Theta(i_{sub}) \cdot f_{sw, Turn\ off, D1} \cdot E_{rr}(|i_{sub}|, u_C, T_j) \\
 P_{sw, D1} &= P_{sw, Turn\ off, D1}
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.90}$$

$$\begin{aligned}
 P_{sw, Turn\ on, T2} &= \Theta(i_{sub}) \cdot f_{sw, Turn\ on, T2} \cdot E_{on}(|i_{sub}|, u_C, T_j) \\
 P_{sw, Turn\ off, T2} &= \Theta(i_{sub}) \cdot f_{sw, Turn\ off, T2} \cdot E_{off}(|i_{sub}|, u_C, T_j) \\
 P_{sw, T2} &= P_{sw, Turn\ on, T2} + P_{sw, Turn\ off, T2} \\
 P_{sw, Turn\ off, D2} &= \Theta(-i_{sub}) \cdot f_{sw, Turn\ off, D2} \cdot E_{rr}(|i_{sub}|, u_C, T_j) \\
 P_{sw, D2} &= P_{sw, Turn\ off, D2}
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.91}$$

Die folgenden Berechnungsergebnisse zeigen einen typischen Verlauf der Schalt- und Durchlassverluste von Modulen Multilevelstromrichtern in unterschiedlichen Arbeitspunkten (Abb. 4.11, Abb. 4.12).



**Abb. 4.11** Typische Schalt- und Durchlassverluste am Wechselrichter (Mitsubishi IGBT CM1500HC-66R)



**Abb. 4.12** Typische Schalt- und Durchlassverluste am Gleichrichter (Mitsubishi IGBT CM1500HC-66R)



### 4.3 Transiente thermische Belastung

Die Belastung der Halbleiter wird maßgeblich durch die mit der Verlustleistung verbundenen zyklischen Erwärmungen und die dadurch erreichten Temperaturen beeinflusst. Ausgehend von der Belastung ergibt sich die zu erwartende Lebensdauer und Zuverlässigkeit der Halbleiter. Diese wird neben den zu erwartenden Sperrschichttemperaturen und Temperaturzyklen, wie bereits erwähnt, unter anderem durch Spannungsbeanspruchungen und Höhenstrahlungseffekte beeinflusst.

Die Beschreibung des thermischen Verhaltens der Halbleiter erfolgt durch thermische Ersatzschaltbilder und Modelle. In die zur Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste notwendigen Schaltenergien und Durchlasskennlinien gehen die aus einem thermischen Modell berechneten Sperrschichttemperaturen  $T_j$  ein. Die Berechnung der Verlustleistungen in den elektrischen Modellen als auch die Berechnung der Sperrschichttemperaturen in den thermischen Modellen erfolgt in der Regel im Zeitbereich. In der Praxis stellt sich eine entsprechende Umsetzung in der Regel als sehr zeitaufwändig dar, sodass es für die Auslegung und Dimensionierung praktisch kaum zur Anwendung kommt. Aus dieser Motivation heraus wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Verfahren entwickelt, welches ohne zeitaufwändige Simulationen auskommt und zur Auslegung und Dimensionierung sowie zur Analyse und Auswertung von Mess- und Simulationsergebnissen geeignet ist. Das Berechnungsverfahren erlaubt auf der Basis vorhandener thermischer Modelle eine einfache und schnelle Berechnung der transienten thermischen Belastungen im Frequenzbereich.

#### 4.3.1 Thermische Modelle

Das thermische Verhalten von Halbleitern wird durch thermische Ersatzschaltbilder beschrieben. Ausgehend vom realen Aufbau der Halbleiter erhält man das physikalische Modell. Mathematische Modelle lassen sich grundsätzlich aus physikalischen Modellen ableiten, während mathematische Modelle nicht zu realen physikalischen Modellen führen. Allgemein sind für die Beschreibung des thermischen Verhaltens aus Mess- und Simulationsergebnissen mathematische Modelle besser geeignet. Bekannte physikalische Modelle sind die Cauer-Modelle (Kettenbruchschtaltung, T-Modell) und bekannte mathematische Modelle sind die Foster-Modelle (Partialbruchschtaltung, Kettenmodell, Pi-Modell).

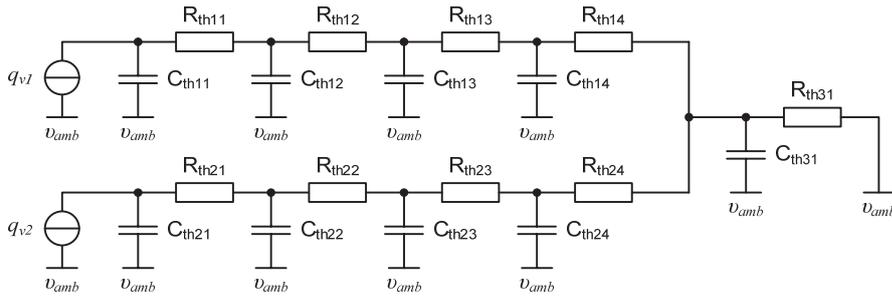


Abb. 4.13 Cauer-Modell (Physikalisches Modell)

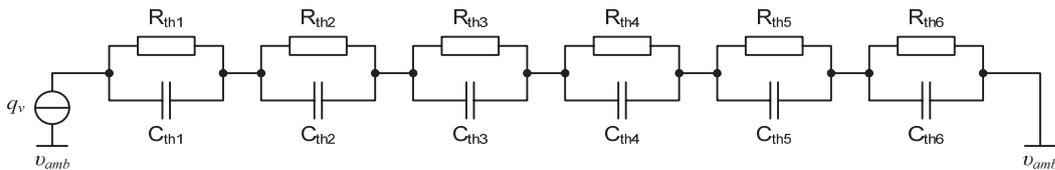


Abb. 4.14 Foster-Modell (Mathematisches Modell)

Für die Berechnung der Übertragungsfunktionen lässt sich das Cauer-Modell in einfache Vierpole zerlegen.

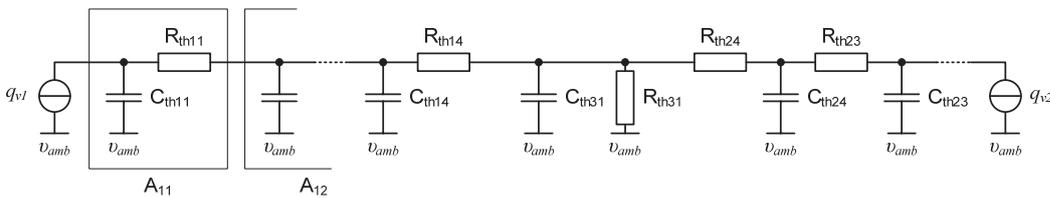


Abb. 4.15 Zerlegung in Vierpole

Die Beschreibung der Vierpole erfolgt zweckmäßigerweise in A-Parametern. Dadurch lassen sich die Vierpole zu einem Vierpol zusammenfassen (Gl. 2.92).

$$\mathbf{A}_{th}(s) = \underbrace{\mathbf{A}_{11} \cdot \mathbf{A}_{12} \cdot \mathbf{A}_{13} \cdot \mathbf{A}_{14}}_{\mathbf{A}_1} \cdot \underbrace{\mathbf{A}_{31}}_{\mathbf{A}_3} \cdot \underbrace{\mathbf{A}_{24} \cdot \mathbf{A}_{23} \cdot \mathbf{A}_{22} \cdot \mathbf{A}_{21}}_{\mathbf{A}_2} \quad \text{Gl. 2.92}$$

Durch die Transformation der A- in Z-Parameter erhält man die thermische Impedanzmatrix (Gl. 2.93).

$$\mathbf{Z}_{th}(s) = \begin{bmatrix} \frac{a_{11}}{a_{21}} & \frac{\det \mathbf{A}_{th}}{a_{21}} \\ 1 & \frac{a_{22}}{a_{21}} \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.93}$$



Die Sperrschichttemperaturen lassen sich dann aus den in den Frequenzbereich transformierten Verlustleistungen und der thermischen Impedanzmatrix  $\mathbf{Z}_{th}$  berechnen (Gl. 2.94).

$$\begin{bmatrix} T_{j1}(s) \\ T_{j2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}(s) & z_{12}(s) \\ z_{21}(s) & z_{22}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_{v1}(s) \\ p_{v2}(s) \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.94}$$

Durch die Partialbruchzerlegung der Übertragungsfunktion  $z_{ij}(s)$  erhält man ein äquivalentes Foster-Modell. Daneben lassen sich aus den Sperrschichttemperaturen im Frequenzbereich die Temperaturen einzelner Schichten im physikalischen Modell berechnen, indem die Matrizen  $\mathbf{A}_{ij}$  bis zu der zu betrachtenden Stelle zusammengefasst werden. Die zugehörigen Temperaturen ergeben sich dann aus der Lösung des linearen Gleichungssystems (Gl. 2.95).

$$\begin{bmatrix} T_{j1}(s) \\ p_{v1}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{A}_3 \cdot \begin{bmatrix} T_{j2}(s) \\ p_{v2}(s) \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.95}$$

### 4.3.2 Simulation im Zeitbereich

Durch die Anbindung der Kühlplatte bei IGBTs ist bei den vorhandenen thermischen Modellen eine relativ große Entkopplung zwischen dem IGBT und der Diode vorhanden. Verzichtet man in diesem Fall auf die Transformation der Foster-Modelle in äquivalente Cauer-Modelle zur Anbindung der Kühlplatte, so entsteht ein kleiner und für die Berechnung der Ersatzsperrschichttemperaturen praktisch vernachlässigbarer Fehler. Durch dieses Vorgehen lassen sich die Koeffizienten der Hersteller direkt verwenden und der entstehende Aufwand für die Implementierung der thermischen Modelle deutlich reduzieren. Lediglich das thermische Verhalten der Kühlplatte muss in diesem Fall durch Messungen verifiziert werden. Die folgende Abbildung zeigt ein vereinfachtes, aus einem mathematischen Modell abgeleitetes Simulationsmodell [Abb. 4.16]:

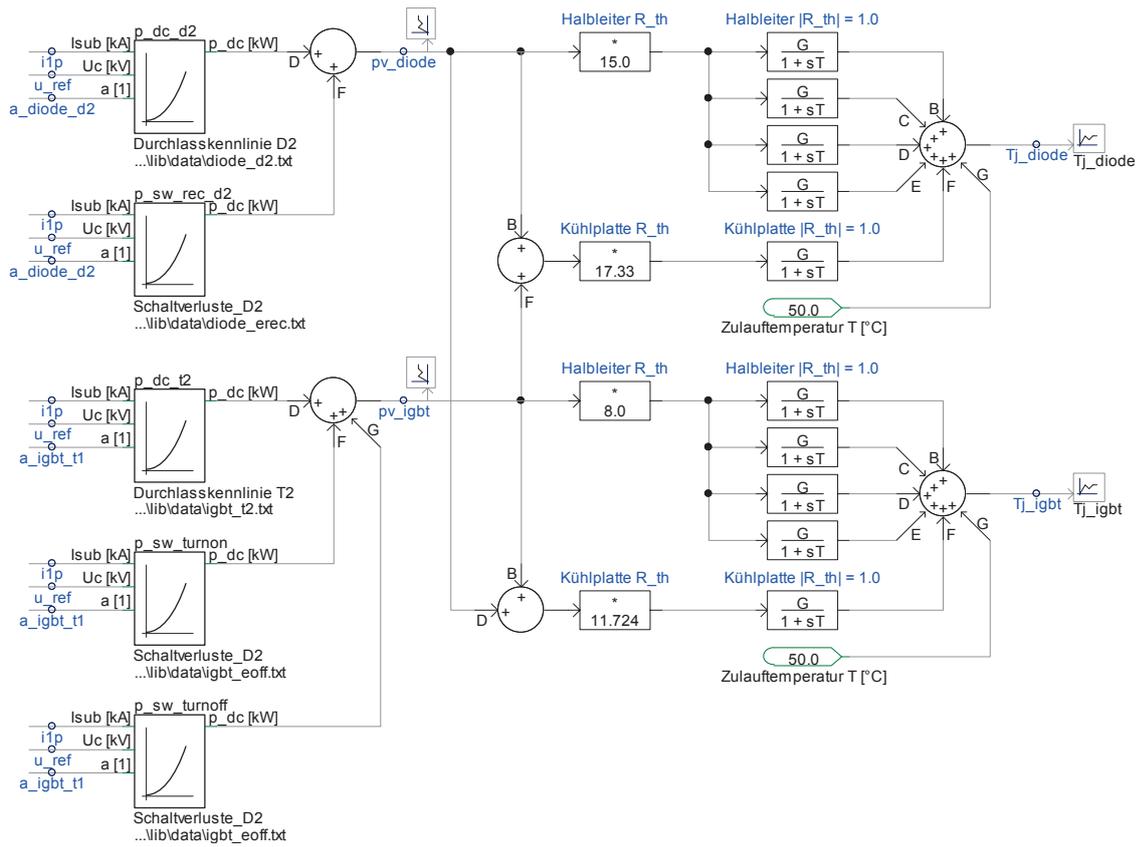


Abb. 4.16 Reduziertes thermisches Simulationsmodell

### 4.3.3 Berechnung im Frequenzbereich

Ausgehend von der thermischen Impedanz  $z_{th}(s)$  beziehungsweise der Impedanzmatrix  $Z_{th}(s)$  und der Verlustleistungen  $P_v(s)$  berechnet sich die Sperrschichttemperatur  $T_j(s)$ .

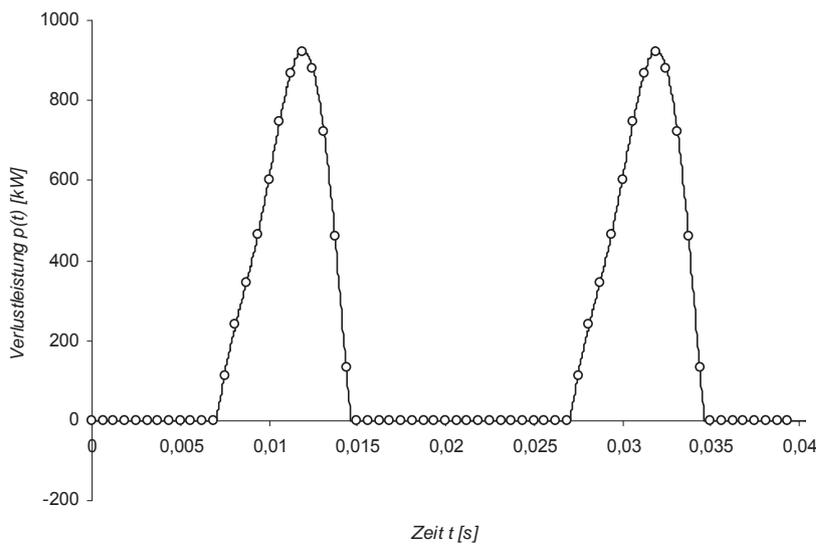


Abb. 4.17 Verlustleistung  $p(t)$  und abgetastetes Signal  $p(n)$



Die Verlustleistungen einzelner Submodule lassen sich aus den Strom- und Spannungsverläufen der Ventile sowie dem Schaltzustand der Submodule selbst berechnen. Analog berechnen sich die mittleren Verlustleistungen aus den Strom- und Spannungsverläufen der Zweige sowie der Aussteuerung der Stromrichtermodule. Die Sperrschichttemperaturen zur Berechnung der Durchlass- und Schaltverluste werden aus der Berechnung selbst durch Iteration gewonnen. Die elektrischen Größen und Schaltzustände sind in der Regel zeitdiskret und können somit durch eine FFT oder DFT in den Frequenzbereich transformiert werden.

$$P(\mu) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p(n) \cdot W^{-\mu n}, \mu \in Z, W = e^{2\pi i / N}$$

Gl. 2.96

Aus der thermischen Impedanz  $z_{th}(s)$  leitet sich die thermische Impedanz  $z(\mu)$  des thermischen Modells ab.

$$\omega(\mu) = \frac{2\pi}{T} \frac{\mu}{N}$$

Gl. 2.97

Damit lässt sich die Sperrschichttemperatur aus der Verlustleistung  $P(\mu)$  und der thermischen Impedanz  $Z(\mu)$  im Frequenzbereich berechnen.

$$T_j(\mu) = Z(\mu) \cdot P(\mu)$$

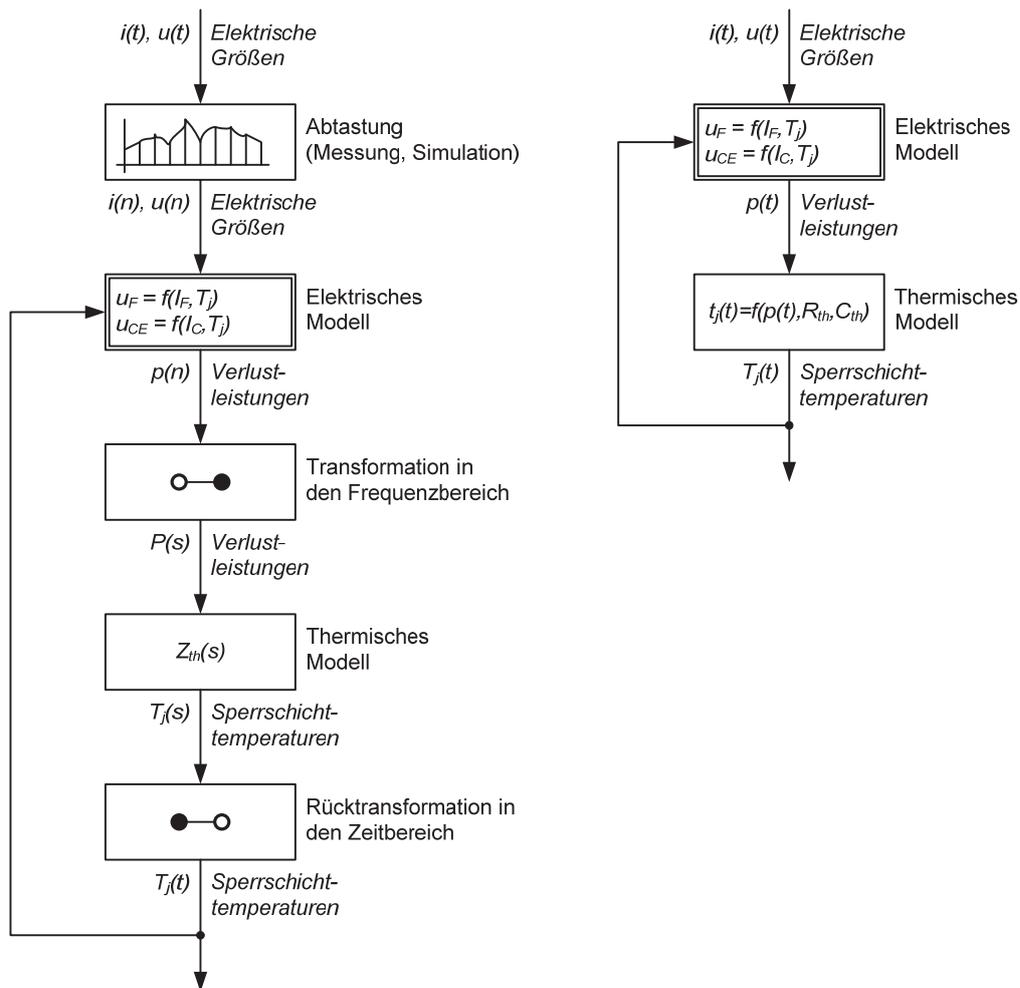
Gl. 2.98

Aus der Rücktransformation erhält man den zeitlichen Verlauf der Sperrschichttemperatur  $T_j(t)$ .

$$T_j(n) = \sum_{\mu=0}^{N-1} T_j(\mu) \cdot W^{\mu n}, n \in Z$$

Gl. 2.99

Prinzipiell genügt die Berechnung in diesem Fall, um ausgehend von einer maximal zulässigen Sperrschichttemperatur und der dabei maximal auftretenden Durchlassspannung die zulässige Übertragungsleistung zu ermitteln. Für die Berechnung der mittleren Schalt- und Durchlassverluste sowie der im Mittel zu erwartenden Sperrschichttemperaturen sind die in der Regel höheren Durchlassspannungen bei kleineren Sperrschichttemperaturen zu berücksichtigen. Diese ergeben sich aus der Iteration der Berechnung von Verlustleistung und Sperrschichttemperatur (Abb. 4.18). Nach ca. 5 Iterationsschritten wird in der Regel eine ausreichend hohe Genauigkeit erreicht.



**Abb. 4.18** Prinzip zur Berechnung der Sperrschichttemperaturen im Zeit- und Frequenzbereich

Bei verketteten thermischen Modellen, wie dies unter anderem bei der Kopplung zwischen IGBT und Freilaufdiode der Fall ist, sind gegenüber Zeitbereichssimulationen deutlich schnellere und zuverlässigere Berechnungen möglich.

#### 4.3.4 Simulations- und Berechnungsergebnisse

Die folgenden Berechnungsergebnisse zeigen am Beispiel der mittleren Schalt- und Durchlassverluste, wie sich die zeitlichen Verläufe der Sperrschichttemperaturen aus dem Spektrum der Verlustleistungen, dem thermischen Modell und dem daraus folgenden Spektrum der Sperrschichttemperaturen ableiten.

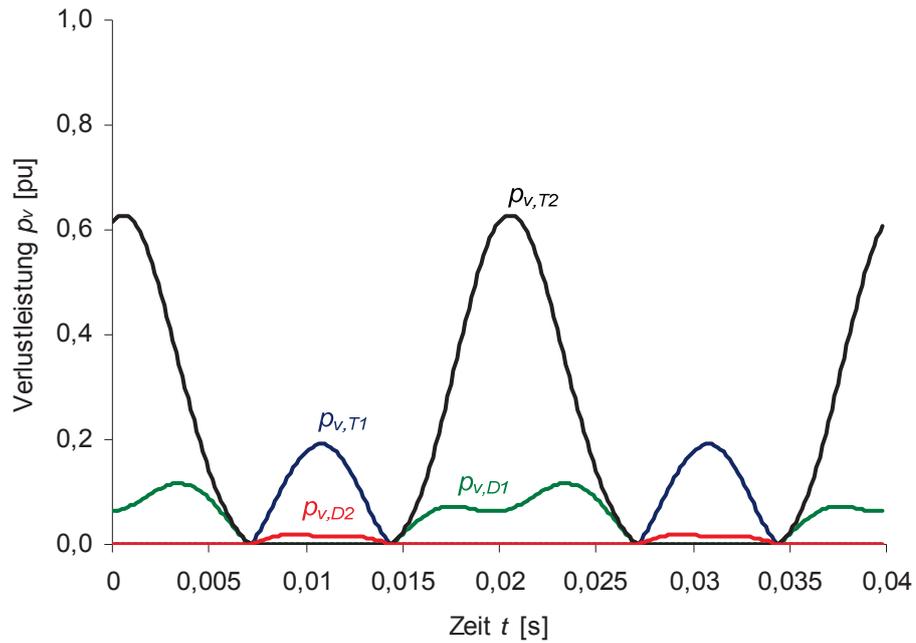


Abb. 4.19 Zeitlicher Verlauf der mittleren Verlustleistung

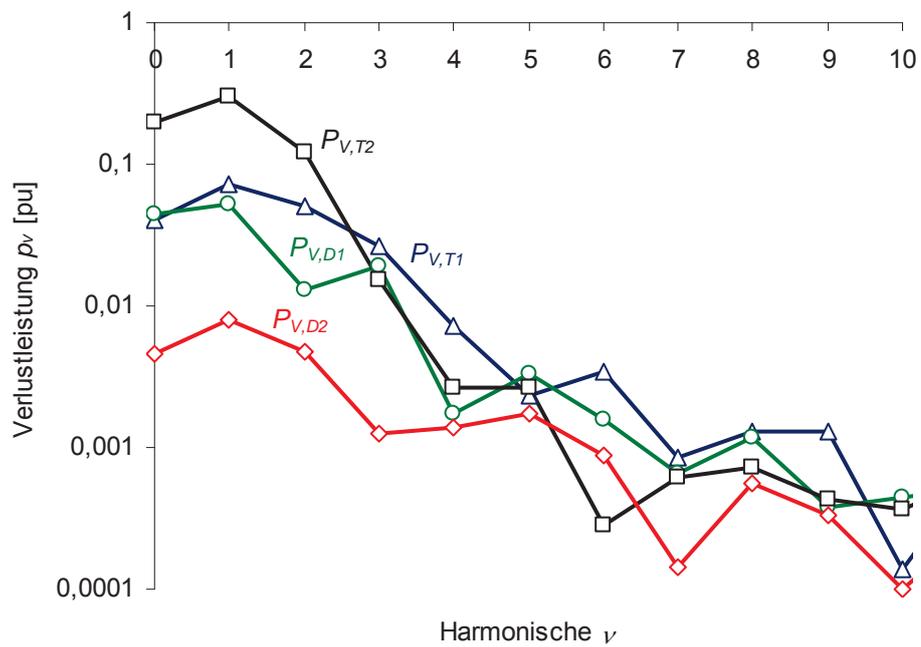


Abb. 4.20 Spektrum der mittleren Verlustleistung  $p_v$

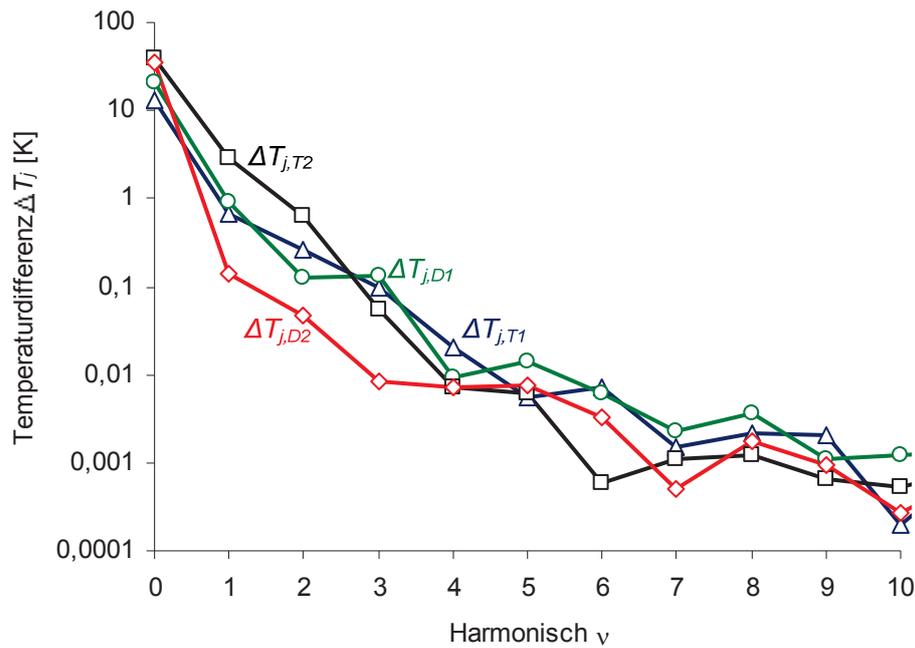


Abb. 4.21 Spektrum der mittleren Temperaturdifferenzen  $\Delta T_j$

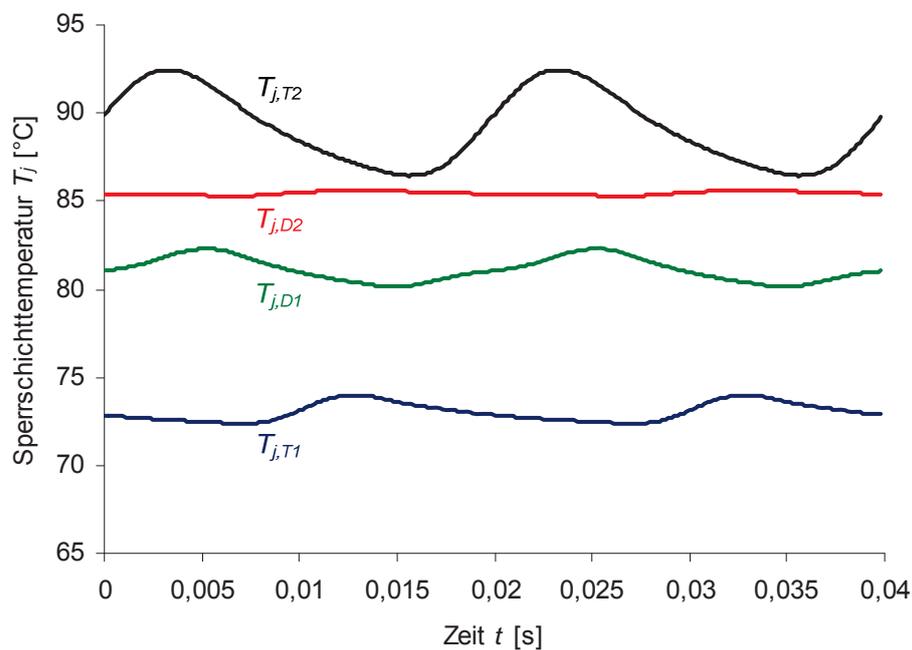


Abb. 4.22 Zeitlicher Verlauf der mittleren Sperrschichttemperaturen  $T_j$

Neben den mittleren Sperrschichttemperaturen lässt sich das Verfahren auch zur Analyse von Mess- und Simulationsergebnissen einsetzen. Das folgende Beispiel zeigt die zeitlichen Verläufe der Sperrschichttemperaturen eines IGBTs und der



zugehörigen Freilaufdiode aus den thermischen Berechnungen im Zeit- und Frequenzbereich. Die berechneten Sperrschichttemperaturen im Frequenzbereich wurden zum Vergleich der Simulations- und Berechnungsergebnisse in den Zeitbereich transformiert (Abb. 4.23).

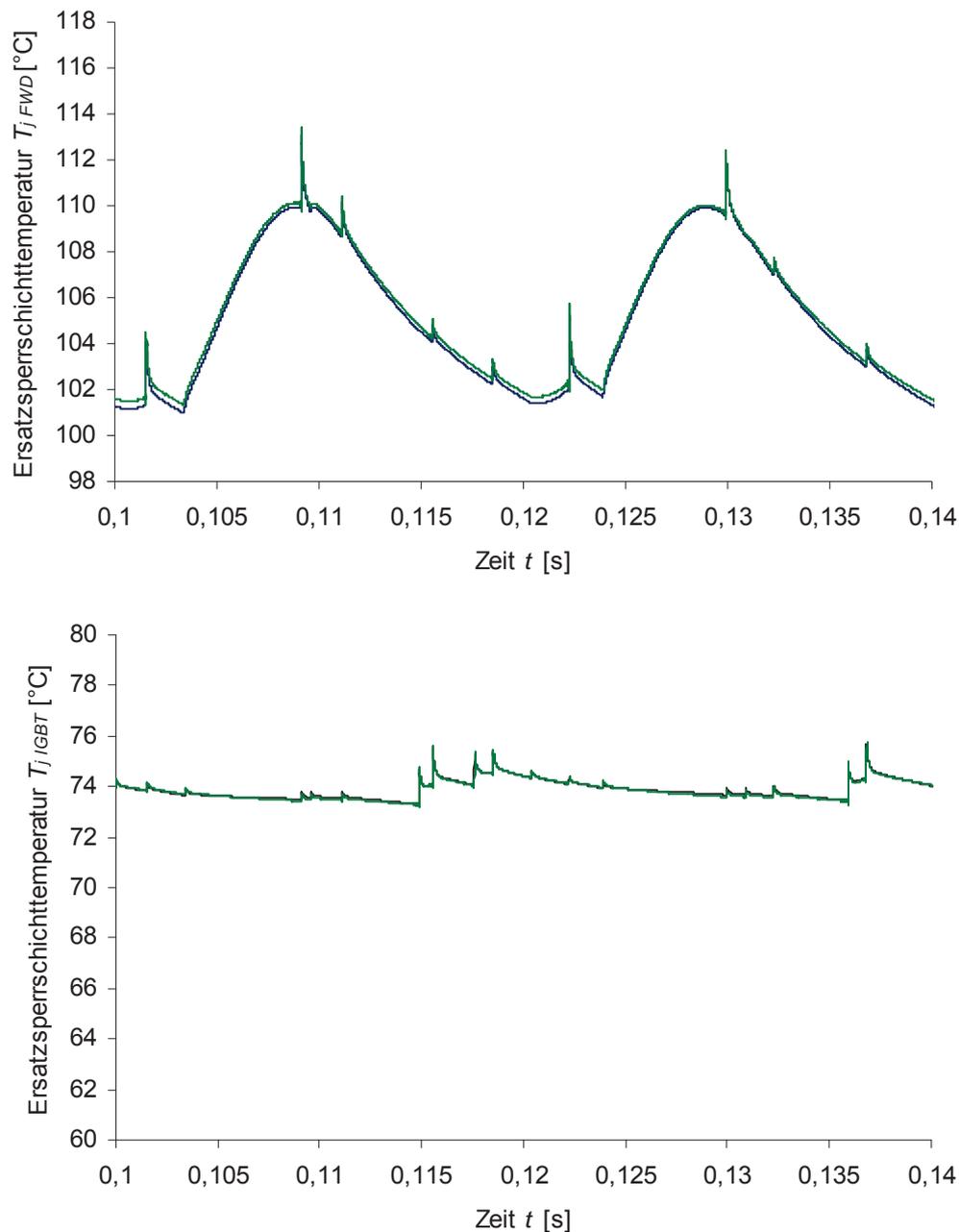


Abb. 4.23 Vergleich der Sperrschichttemperaturen von IGBT und Freilaufdiode aus Simulations- (schwarz) und Berechnungsergebnissen (grün)

#### 4.4 Submodulkapazität und Reihenschaltzahl

Die Submodulkapazität und Reihenschaltzahl bestimmen maßgeblich die Auslegung und Dimensionierung der Stromrichter. Im Rahmen dieser Arbeit wurde der

Zusammenhang zwischen Submodulkapazität und Reihenschaltzahl näher untersucht, wobei insbesondere die technischen und wirtschaftlichen Aspekte zur Auslegung der Submodulkapazität und der daraus resultierenden Reihenschaltzahl betrachtet werden. Die folgenden Kriterien und Überlegungen für eine einfache und robuste Auslegung entstanden allein im Rahmen dieser Arbeit. Dabei wurden drei Lösungsansätze zur Optimierung betrachtet. Unter der Randbedingung die Verluste innerhalb der Stromrichter zu minimieren entfällt in diesem Zusammenhang die Betrachtung von Kreisströmen.

#### 4.4.1 Energiespeicherbedarf

Die Reihenschaltzahl  $N_{SUB}$  von Modulare Multilevelstromrichtern hängt vom Energiehub  $\Delta w(t)$ , der eingesetzten Submodulkapazität  $C_I$ , der zulässigen Submodulspannung  $U_{CI,MAX}$  sowie der über einem Modul zu stellenden Spannung  $u_{ij}(t)$  ab. Ausgehend von einem stationären Arbeitspunkt berechnet sich die für diesen Arbeitspunkt notwendige Reihenschaltzahl, woraus prinzipiell die zum Erreichen des Betriebsbereiches notwendige Reihenschaltzahl folgt.

Prinzipiell sind die Extremwerte in der Praxis bekannt, sodass sich die Berechnung in der Regel auf einen Arbeitspunkt beschränkt. Für dynamische Anforderungen (z. B. Netzfehler, Lastwechsel) werden die notwendigen Reihenschaltzahlen durch weitere Faktoren (z. B. Netzverhalten, Regelung, Messtechnik) beeinflusst. Aufgrund der Komplexität empfiehlt es sich die Auslegungen durch entsprechende Simulationen abzusichern und zu optimieren. Im Weiteren werden zunächst die Randbedingungen in einem stationären Arbeitspunkt betrachtet, welche bei einem stabilen und quasi überschwingungsfreien Betrieb erfüllt sein müssen.

Der zeitliche Verlauf der Energie  $w_{c,ij}(t)$  in einem Stromrichtermodul setzt sich aus der mittleren Energie  $W_{C,ij}$  und dem zeitlich veränderlichem Energiehub  $\Delta w_{c,ij}(t)$  zusammen (Gl. 2.100).

$$w_{c,ij} = W_{c,ij} + \Delta w_{c,ij} \quad \text{Gl. 2.100}$$

Der zeitliche Verlauf der minimal notwendigen Energie  $w_{u,ij}(t)$  in einem Stromrichtermodul berechnet sich aus der zu stellenden Spannung  $u_{ij}(t)$  über dem Stromrichtermodul, der Submodulkapazität und Reihenschaltzahl (Gl. 2.101) und lässt sich, wie die Energie  $w_{c,ij}(t)$ , in eine mittlere Energie  $W_{U,ij}$  und einen zeitlich veränderlichen Energiehub  $\Delta w_{u,ij}(t)$  zerlegen.



$$\begin{aligned}
 w_{u,ij} &= \frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} u_{ij}^2 \\
 &= W_{U,ij} + \Delta w_{u,ij}
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.101}$$

Damit folgt aus dem zeitlichen Verlauf der Energie  $w_{c,ij}(t)$  und der notwendigen Energie  $w_{u,ij}(t)$  in einem Stromrichtermodul die erste Randbedingung (Gl. 2.102).

$$w_{u,ij} \leq w_{c,ij} \tag{Gl. 2.102}$$

Ausgehend von der (stationär) zulässigen Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter (im stationären Betrieb) leitet sich die maximal zulässige Kondensatorspannung  $U_{CI,MAX}$  der Submodule ab.

Die maximal zulässige Energie der Submodulkondensatoren  $W_{CSUB,MAX}$  beziehungsweise die maximal zulässige Energie  $W_{C,ij,MAX}$  in einem Stromrichtermodul berechnet sich aus der maximal zulässigen Kondensatorspannung  $U_{CSUB,MAX}$ , der Submodulkapazität  $C_{SUB}$  sowie der Reihenschaltzahl  $N_{SUB}$ .

$$\begin{aligned}
 W_{C_i,MAX} &\leq \frac{1}{2} C_i \cdot U_{C_i,MAX}^2 \\
 W_{C_{CVM},MAX} &\leq N_{SUB} \frac{1}{2} C_i \cdot U_{C_i,MAX}^2
 \end{aligned}
 \tag{Gl. 2.103}$$

Damit ergibt sich die zweite Randbedingung (Gl. 2.104) aus dem zeitlichen Verlauf der Energie  $w_{c,ij}(t)$  und der maximal zulässigen Energie  $W_{CVM,MAX}$  innerhalb eines Stromrichtermoduls.

$$w_{c,ij} \leq W_{CVM,MAX} \tag{Gl. 2.104}$$

Die Spannung über den Stromrichtermodulen wird bei Halbbrückensubmodulen (Gl. 2.105) und Vollbrückensubmodulen (Gl. 2.106) durch die Kondensatorspannungen  $u_{c,ij,k}(t)$  begrenzt.

#### *Halbbrückensubmodul*

$$0 \leq u_{ij} \leq \sum_{k=1}^{N_{SUB}} u_{c,ij,k} \tag{Gl. 2.105}$$

Vollbrückensubmodul

$$-\sum_{k=1}^{N_{SUB}} u_{c,ij,k} \leq u_{ij} \leq \sum_{k=1}^{N_{SUB}} u_{c,ij,k}$$

Gl. 2.106

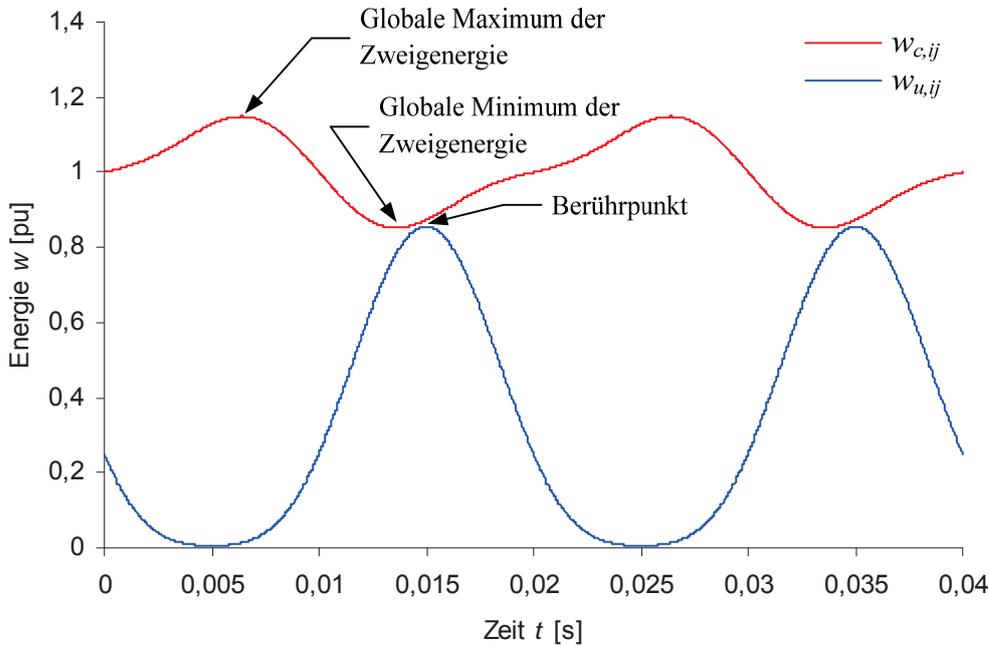


Abb. 4.24 Zeitliche Verläufe der Energien im stationären Betrieb

Der Energiespeicherbedarf ergibt sich damit aus der notwendigen Energie  $w_{u,ij}(t)$  und dem Energiehub  $w_{c,ij}(t)$  im Berührungspunkt sowie dem Maximum im Energiehub  $w_{c,ij}(t)$  [Abb. 4.24]. Für ideale Strom- und Spannungsverläufe folgt die Lösung der zugehörigen Differentialgleichung (Gl. 2.107) aus einem Koeffizientenvergleich (Gl. 2.110) zwischen dem Energiehub  $w_{c,ij}(t)$  sowie der Differenz aus dem Energiehub  $w_{c,ij}(t)$  und dem Energiehub  $w_{u,ij}(t)$ . Für die Energien im Berührungspunkt

$$\dot{w}_{c,ij} = \dot{w}_{u,ij} \tag{Gl. 2.107}$$

$$w_{c,lp} = \underbrace{\frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t)}_{\text{Eingangshub / Stromrichtermodul}} + \underbrace{-\frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t)}_{\text{Ausgangshub / Stromrichtermodul}} + \underbrace{W_{C,lp}}_{\text{mittlere Energie / Stromrichtermodul}} \tag{Gl. 2.108}$$

$$\begin{aligned}
 w_{u,lp} &= \frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} u_{ij}^2 \\
 &= \frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \left( \frac{1}{2} u_d - \hat{u}_{10,conv} \cdot \cos(\omega t) \right)^2 \\
 &= \frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \left( \frac{1}{4} u_d^2 - u_d \cdot \hat{u}_{10,conv} \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \hat{u}_{10,conv}^2 (\cos(2\omega t) + 1) \right) \\
 &= \underbrace{\frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \left( \frac{1}{4} u_d^2 + \frac{1}{2} \hat{u}_{10,conv}^2 \right)}_{\text{mittlere Energie } W_{U,lp}} + \\
 &\quad - \underbrace{\frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \left( u_d \cdot \hat{u}_{10,conv} \cdot \cos(\omega t) + \frac{1}{2} \hat{u}_{10,conv}^2 \cos(2\omega t) \right)}_{\text{Energiehub } \Delta w_{u,lp}}
 \end{aligned}$$

Gl. 2.109

Aus dem Koeffizientenvergleich (Gl. 2.110) und dem Lösungsansatz (Gl. 2.111) folgt die notwendige mittlere Energie  $W_{C,ij}$  im Arbeitspunkt.

$$i'_q = i_q + 2 \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \hat{u}_{10,conv} \cdot \omega \quad \text{Gl. 2.110}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{cases} \cos(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \\ \sin(\omega(t_{1,2} + n \cdot T)) \end{cases} &= \frac{1}{\hat{i}_{conv}} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_p & \hat{i}_q \\ -\hat{i}_q & \hat{i}_p \end{bmatrix} \cdot \begin{cases} \frac{-2 i_d}{3 \hat{i}_{conv}} \\ \pm \sqrt{1 - \frac{4 i_d^2}{9 \hat{i}_{conv}^2}} \end{cases}
 \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.111}$$

Damit ergibt sich der Maximalwert aus dem Energiehub (Gl. 2.112)

$$\Delta \hat{w}_{c,lp} = - \frac{\hat{u}_{10,conv} (9 i_q^3 + 8 i_d^2 i_q + 9 i_p^2 i_q) + (4 \hat{u}_{10,conv} i_d i_p - 6 u_d (i_p^2 + i_q^2)) \cdot \sqrt{9(i_p^2 + i_q^2) - 4 i_d^2}}{72 \omega (i_p^2 + i_q^2)} \quad \text{Gl. 2.112}$$

und die mittlere Energie (Gl. 2.113) der Stromrichtermodule.

$$\begin{aligned}
 W_{C,lp} &= - \frac{\hat{u}_{10,conv} (9 i_q^3 + 8 i_d^2 i_q + 9 i_p^2 i_q) + (-4 \hat{u}_{10,conv} i_d i_p + 6 u_d (i_p^2 + i_q^2)) \cdot \sqrt{9(i_p^2 + i_q^2) - 4 i_d^2}}{72 \omega (i_p^2 + i_q^2)} + \\
 &\quad + \underbrace{\frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \left( \frac{1}{4} u_d^2 + \frac{1}{2} \hat{u}_{10,conv}^2 \right)}_{W_{U,lp}}
 \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.113}$$

Aus der maximal zulässigen Kondensatorspannung ergibt sich der Zusammenhang zwischen Submodulkapazität und Reihenschaltzahl (Gl. 2.114).

$$\begin{aligned}
 i'_q &= i_q + 2 \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \hat{u}_{10,conv} \cdot \omega \\
 0 &= \underbrace{\frac{\hat{u}_{10,conv} (9i_q^3 + 8i_d^2 i'_q + 9i_p^2 i'_q) + (-4\hat{u}_{10,conv} i_d i_p + 6u_d (i_p^2 + i_q^2)) \cdot \sqrt{9(i_p^2 + i_q^2) - 4i_d^2}}{72\omega (i_p^2 + i_q^2)}}_{\max(\Delta w_{c,lp} - \Delta w_{u,lp})} + \\
 &+ \underbrace{\frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \left( \frac{1}{4} u_d^2 + \frac{1}{2} \hat{u}_{10,conv}^2 \right)}_{W_{u,lp}} + \\
 &+ \underbrace{\frac{\hat{u}_{10,conv} (9i_q^3 + 8i_d^2 i_q + 9i_p^2 i_q) + (4\hat{u}_{10,conv} i_d i_p - 6u_d (i_p^2 + i_q^2)) \cdot \sqrt{9(i_p^2 + i_q^2) - 4i_d^2}}{72\omega (i_p^2 + i_q^2)}}_{\Delta \hat{w}_{u,lp}} + \\
 &- \underbrace{N_{SUB} \frac{1}{2} C_{SUB} \cdot U_{C_{SUB},MAX}^2}_{W_{CVM},MAX}
 \end{aligned}$$

Gl. 2.114

### 4.4.2 Dimensionierung der Submodulkapazität

Die Dimensionierung der Submodulkapazität nach technischen und wirtschaftlichen Randbedingungen enthält neben der Auslegung des Stromrichters das größte Optimierungspotential [Roh06]. Aus diesem Grund wurde im Rahmen dieser Arbeit ein vereinfachtes Berechnungsverfahren zur Dimensionierung der Submodulkapazität nach technischen und wirtschaftlichen Randbedingungen entwickelt. Das Verfahren konzentriert sich dabei zunächst auf den Einsatz von Halbbrückensubmodule (HBSM) und einer maximal möglichen Ausnutzung der Stromrichter.

Für die Auslegung des Stromrichters wird zunächst von einer konstanten relativen Kurzschlussspannung  $u_k$  des Stromrichters ausgegangen. Diese beinhaltet neben den Transformatoren die Drosseln und eventuell eingesetzte Filter. Die Größe der Drosseln hängt dabei vom Kurzschlussverhalten des Stromrichters im Fehlerfall ab, sodass sich die zu erreichende relative Kurzschlussspannung des Transformators aus der Größe der Drosseln ergibt. Höhere relative Kurzschlussspannungen sind in der Regel mit einer Reduzierung der Übertragungsleistung, höheren Verlusten und einem höheren Energiespeicherbedarf verbunden. Insofern sollten die Mehrkosten der Transformatoren den deutlich höheren Kosten der Stromrichter gegenübergestellt werden.

Ausgehend von den Grundanforderungen im PQ-Diagramm lassen sich die zu erreichenden Wirk- und Blindleistungen direkt in das Zeigerdiagramm der Ströme und Spannungen übertragen. Eine Optimierung durch die 3. Oberschwingung wird vorausgesetzt. Ausgehend vom elektrischen Ersatzschaltbild der Abb. 4.25 erfolgt die Auslegung der Stromrichter. Prinzipiell erfolgt die Auslegung entsprechend der Abb. 4.26. Darin sind die Nennspannung und der zulässige Nennstrom auf der Drehstromseite sowie die Zwischenkreisspannung und der zulässige Zwischenkreisstrom auf der Gleichspannungsseite zur Berechnung enthalten.

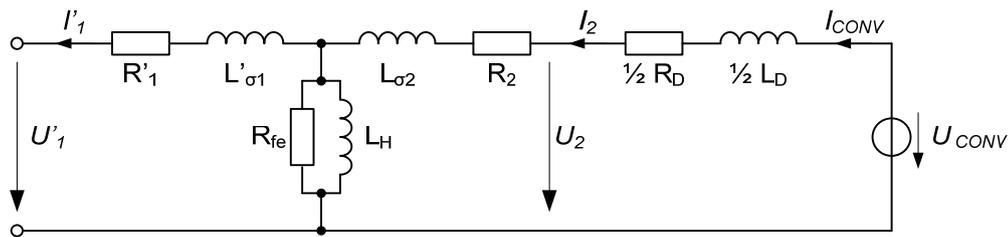


Abb. 4.25 Elektrisches Ersatzschaltbild zur Auslegung der Transformatorspannungen als Funktion der Zwischenkreisspannungen und Scheinleistung bzw. der gestellten Grundanforderungen am Netzanschlusspunkt (NAP)

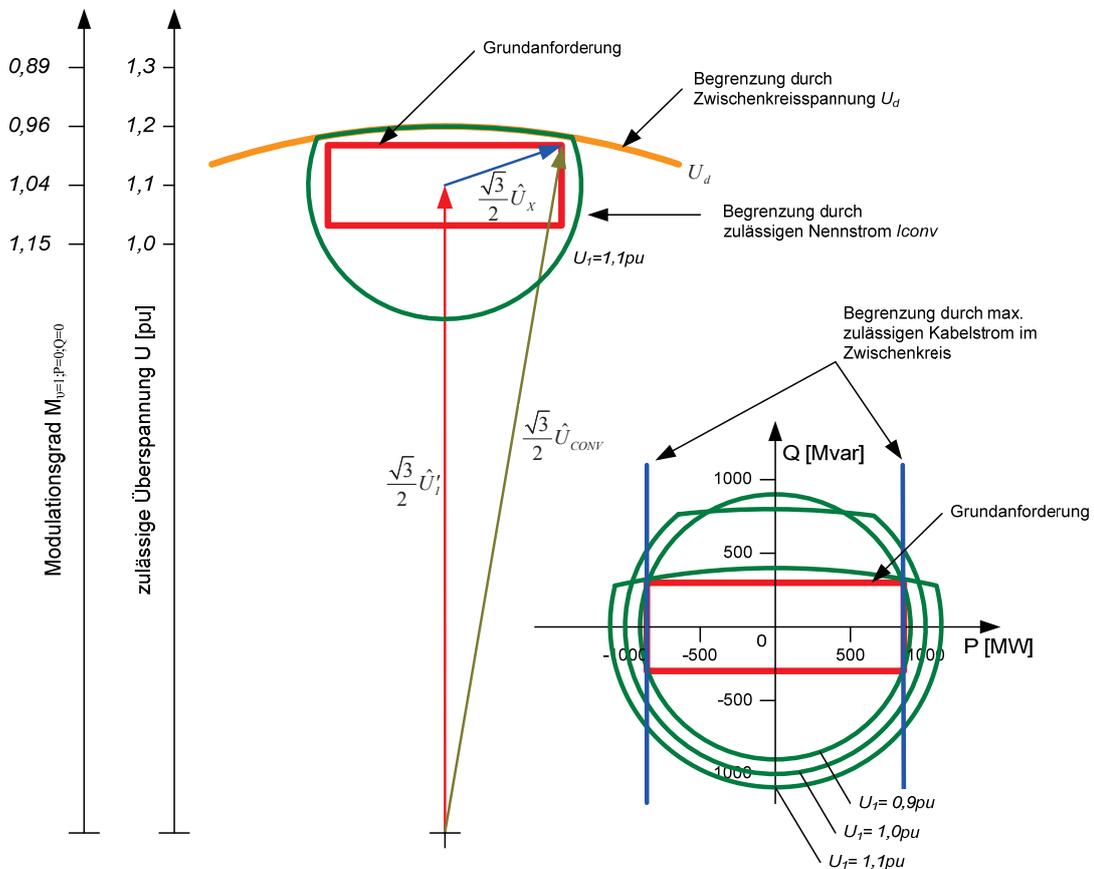


Abb. 4.26 Grundprinzip der Auslegung von Stromrichtern

Damit ergibt sich die Spannung über den Stromrichtermodulen quasi direkt aus der Zwischenkreisspannung  $u_d$  beziehungsweise mit einer Spannungsreserve (z. B. 5 %) aus dem Spitzenwert der Spannung  $\hat{u}_{lp}$  über den Stromrichtermodulen in diesem Punkt. Auf die weitere Berechnung der Spannungen aus dem Lastfluss wird an dieser Stelle verzichtet und anstelle dessen die Auslegung der Submodulkapazität und Reihenschaltzahl betrachtet.

Im Weiteren wird davon ausgegangen, dass die notwendige Energie  $\hat{w}_{u,ij}$  prinzipiell unter der Energie der Submodulkondensatoren  $\hat{w}_{c,ij}$  innerhalb der Stromrichtermodule liegt (Gl. 2.115).

$$\hat{w}_{u,ij} \leq \hat{w}_{c,ij} \quad \text{Gl. 2.115}$$

Damit ergibt sich der gesuchte Zusammenhang zwischen Submodulkapazität und Reihenschaltzahl (Gl. 2.116).

$$\underbrace{N_{SUB} \frac{1}{2} C_{SUB} \cdot U_{C_{SUB},MAX}^2}_{W_{CVM},MAX} = \underbrace{\frac{1}{2} \frac{C_{SUB}}{N_{SUB}} \hat{u}_{ij}^2}_{W_{u,lp}} + \Delta W_{C,ij} \quad \text{Gl. 2.116}$$

$$0 = N_{SUB} \frac{1}{2} C_{SUB} \cdot U_{C_{SUB},MAX}^2 - N_{SUB} \cdot \Delta W_{C,ij} - \frac{1}{2} C_{SUB} \cdot \hat{u}_{ij}^2$$

Aus dem Lösungsansatz (Gl. 2.111) lässt sich der Energiehub für die Aufschaltung der 3. Oberschwingung mit einem sechstel der Grundschwingung berechnen (Gl. 2.117).

$$\Delta W_{C,ij} = \frac{\sqrt{9i_p^2 + 9i_q^2 - 4i_d^2}}{3\omega} \left( \frac{1}{2} u_d - \frac{2}{243} \hat{u}_{conv} i_p i_d \frac{27i_q^4 + 72i_p^2 i_q^2 + 6i_q^2 i_d^2 - 2i_p^2 i_d^2 + 45i_p^4}{(i_p^2 + i_q^2)^3} \right) \quad \text{Gl. 2.117}$$

Daneben ergibt sich der Energiehub ohne die Aufschaltung eines Nullsystems. Für die Berechnung der notwendigen Modulzahlen ist in diesem Fall die höhere Zweigspannung gegenüber der Aufschaltung ohne Nullsystem zu berücksichtigen (Gl. 2.118).

$$\Delta W_{C,ij} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{4}(\hat{i}_p^2 + \hat{i}_q^2) - \frac{1}{9}i_d^2} \cdot \left( u_d - \frac{2}{3} \frac{i_d \hat{u}_{conv} \hat{i}_p}{\hat{i}_p^2 + \hat{i}_q^2} \right)$$

$$= \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{4}\hat{i}_{conv}^2 - \frac{1}{9}i_d^2} \cdot \left( u_d - \frac{2}{3} \frac{i_d \hat{u}_{conv}}{\hat{i}_{conv}} \cos(\varphi) \right) \quad \text{Gl. 2.118}$$



Die Lösung zur Berechnung der Reihenschaltzahl  $N_{SUB}$  als Funktion der Submodulkapazität  $C_I$  (Gl. 2.119) ergibt sich aus der Lösung der zugehörigen quadratischen Gleichung (Gl. 2.116).

$$N_{SUB} = \frac{\Delta W_{C,ij} + \sqrt{\Delta W_{C,ij}^2 + C_{SUB}^2 \cdot U_{C_{SUB},MAX}^2 \cdot \hat{u}_{ij}^2}}{C_{SUB} \cdot U_{C_{SUB},MAX}^2} \quad \text{Gl. 2.119}$$

Ausgehend von dieser Lösung ist eine Berechnung der notwendigen Submodulkapazität sowohl nach technischen als auch wirtschaftlichen Randbedingungen möglich. Die Kosten für einen Stromrichter setzen sich prinzipiell direkt aus der notwendigen Anzahl an Powermodulen und der installierten Submodulkapazität zusammen. Zusätzlich erfolgt eine Bewertung der Verluste, welche indirekt in die Kosten für die Stromrichter einfließen. Ohne weiter auf die wirtschaftlichen Randbedingungen einzugehen, zeigt die folgende Abbildung ein Beispiel für ein durch Kosten und Bewertungskriterien erreichbares Minimum (Abb. 4.27).

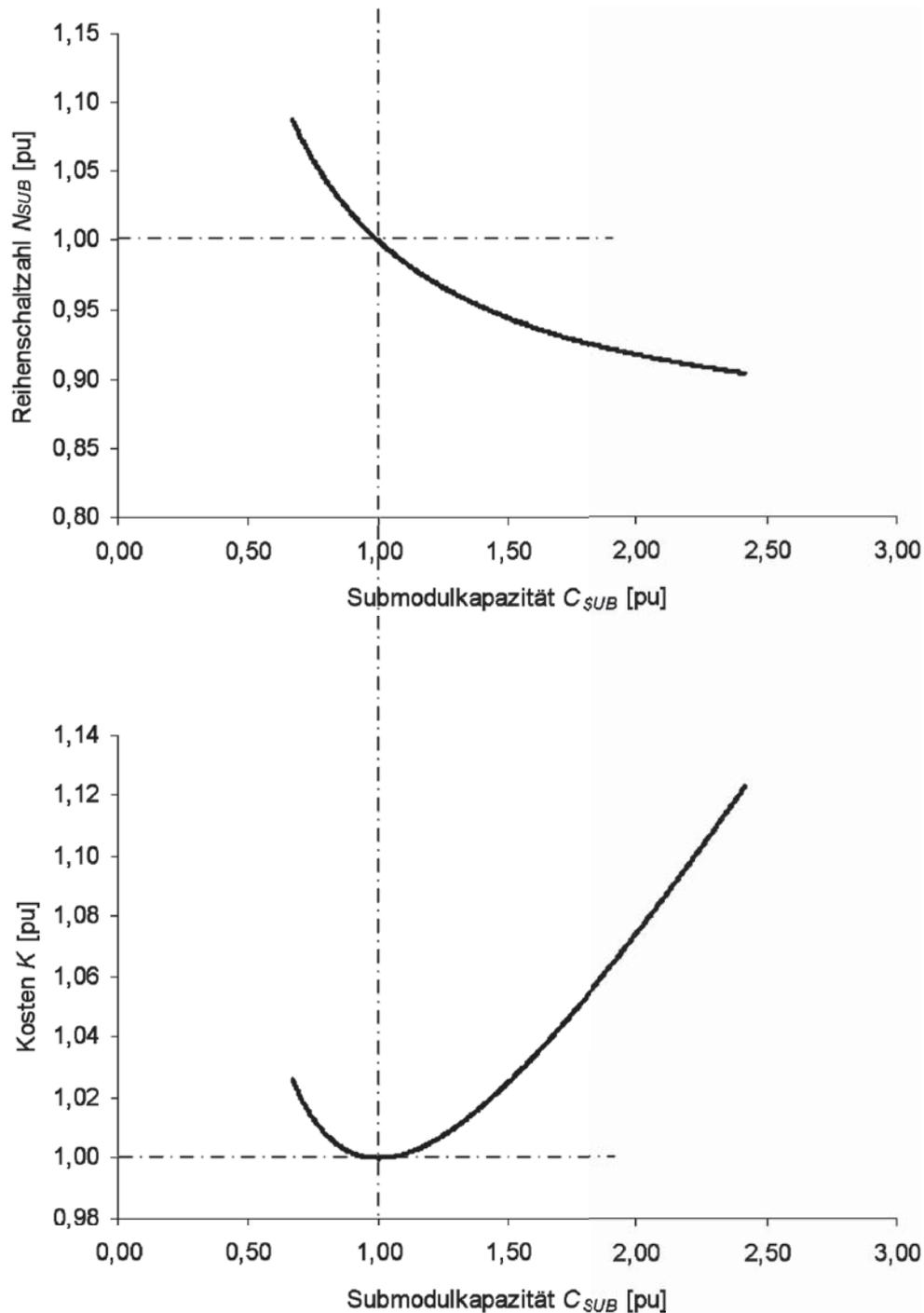
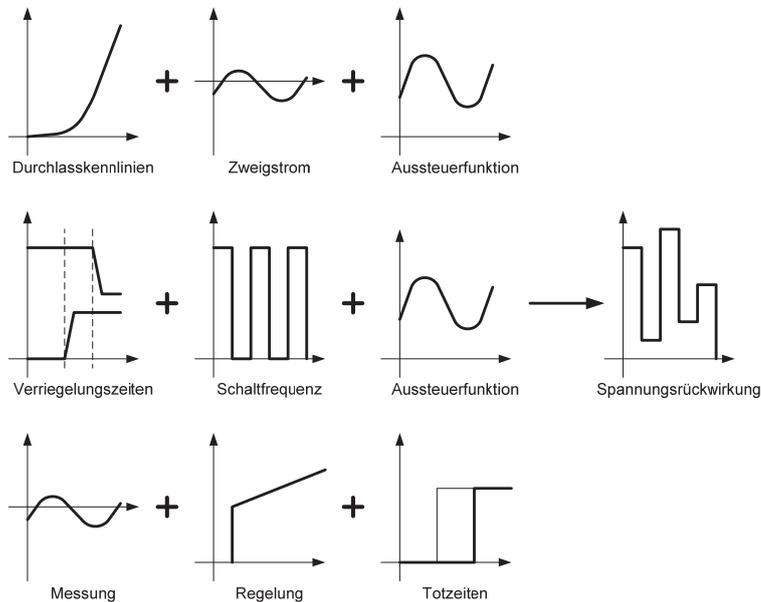


Abb. 4.27 Zusammenhang zwischen Reihenschaltzahl, Submodulkapazität und Kosten

## 4.5 Netzurückwirkungen

Im Rahmen dieser Arbeit wurden grundlegende Untersuchungen zu den bei dieser Topologie auftretenden Netzurückwirkungen durchgeführt. Durch die entwickelte Transformation wird eine grundlegende Analyse der Netzurückwirkungen, zum Beispiel aus Mess- und Simulationsergebnissen, bei Stromrichtern in 6-

Puls-Brückenschaltung ermöglicht. Daneben ist es gelungen die Ursachen der entstehenden Netzrückwirkungen bei Modulare Multilevelstromrichtern (Abb. 4.28) zu ermitteln und durch Berechnungen und Simulationen zu verifizieren.



**Abb. 4.28 Ursachen von Spannungsrückwirkungen**

Mögliche Ursachen für Netzrückwirkungen sind die Schalt- und Kommutierungsvorgänge, die mit Durchlasskennlinien der Leistungshalbleiter verbundenen Nichtlinearitäten, die Modulationsverfahren, die Mess- und Regelungstechnik, die harmonische Impedanz oder Spannungsrückwirkungen über die Kondensatorspannungen.

#### 4.5.1 Schalt- und Kommutierungsvorgänge

Durch das Schalten der Submodule treten zustands- und stromrichtungsabhängige Ein- und Ausschaltverzögerungen ein. Diese hängen in erster Linie von der Stromrichtung, den Schalt- und Kommutierungsvorgängen sowie den damit verbundenen Verriegelungszeiten ab. Damit entsteht eine von der Submodulspannung, der Verriegelungszeit, der Stromrichtung und der Schaltfrequenz abhängige Spannungsverzerrung  $u_{v,sw}(t)$  über den Stromrichtermodulen (Gl. 2.120). Die von der Schaltfrequenz abhängige Spannungsverzerrung  $u_{v,sw}(t)$  lässt sich aus der mittleren Verriegelungszeit, der Kondensatorspannung, der Stromrichtung sowie den von der Aussteuerung und der Modulation abhängigen Schaltfrequenzen  $f_{sw,Turn\ on}(t)$  on und  $f_{sw,Turn\ off}(t)$  berechnen (Gl. 2.120) und in einen von der Aussteuerung und der Modulation abhängigen Anteil zerlegen (Gl. 2.121).



$$u_{v,sw}(t) = t_{verr} \cdot u_{sub} \cdot N_{SUB} \cdot (f_{sw,Turn\ on} \cdot \Theta(i_v) - f_{sw,Turn\ off} \cdot \Theta(-i_v)) \quad \text{Gl. 2.120}$$

$$u_{v,sw}(t) = t_{verr} \cdot u_{sub} \cdot N_{SUB} \cdot \left( \begin{array}{l} f_{sw}(m) \cdot \text{sign}(i_v) + \frac{(f_{sw,Turn\ on} - f_{sw,Turn\ off})}{2} \cdot \text{sign}(i_v) + \\ -\frac{(f_{sw,Turn\ off} - f_{sw,Turn\ on})}{2} \cdot \text{sign}(-i_v) \end{array} \right) \quad \text{Gl. 2.121}$$

Geht man von einer konstanten Schaltfrequenz  $f_{sw}(p)$ , einer konstanten Kondensatorspannung  $u_{c,ij,k}(t)$  und einer sinusförmigen Aussteuerung  $a(t)$  aus, so lässt sich der von der Aussteuerung gebildete Grundschwingungsanteil für die Betrachtung der Harmonischen abspalten (Gl. 2.122).

$$\begin{aligned} u_{v,sw}(t) &= t_{verr} \cdot u_{sub} \cdot N_{SUB} \cdot \left( \begin{array}{l} f_{sw}(m) \cdot \text{sign}(i_v) + \hat{f}_{sw}(a) \cdot \sin(\omega t) \cdot \text{sign}(i_v) + \\ -\hat{f}_{sw}(a) \cdot (-\sin(\omega t)) \cdot \text{sign}(-i_v) \end{array} \right) \\ &= t_{verr} \cdot u_{sub} \cdot N_{SUB} \cdot (f_{sw}(m) \cdot \text{sign}(i_v) + \hat{f}_{sw}(a) \cdot \sin(\omega t)) \end{aligned} \quad \text{Gl. 2.122}$$

Damit ergibt sich eine Rechteckspannung mit der Amplitude  $\hat{u}_{v,sw}$  (Gl. 2.123), welche mit den Stromnulldurchgängen im betrachteten Zweig korreliert (Gl. 2.124). Die Schaltfrequenz  $f_{sw}(p)$  entspricht in diesem Fall der mittleren Schaltfrequenz  $f_{sw,quer}$ .

$$\hat{u}_{v,sw} = N_{SUB} \cdot t_{verr} \cdot u_{sub} \cdot \bar{f}_{sw} \quad \text{Gl. 2.123}$$

$$u_{v,sw}(t) = \hat{u}_{v,sw} \cdot \text{sign}(i_{ij,cvm}) \quad \text{Gl. 2.124}$$

#### 4.5.2 Nichtlinearitäten

Neben den Harmonischen aus den Schalt- und Kommutierungsvorgängen treten weitere durch die statischen Kennlinien der Halbleiter bedingte Spannungsverzerrungen auf. Diese lassen sich über die Aussteuerung  $a(t)$ , den Zweigstrom  $i_{sub}(t)$  sowie die zugehörige statische Kennlinie berechnen (Gl. 2.125).

$$u_{v,dc} = N_{SUB} \cdot \left( \begin{array}{l} \Theta(-i_{ij,cvm}) \cdot (a \cdot u_{CE,dc,T1}(|i_{ij,cvm}|, T_j) + (1-a) \cdot u_{F,dc,D2}(|i_{ij,cvm}|, T_j)) + \\ + \Theta(i_{ij,cvm}) \cdot (a \cdot u_{F,dc,D1}(|i_{ij,cvm}|, T_j) + (1-a) \cdot u_{CE,dc,T2}(|i_{ij,cvm}|, T_j)) \end{array} \right) \quad \text{Gl. 2.125}$$

Geht man von einer Linearisierung der statischen Kennlinien und einer mittleren Schleusenspannung aus, so folgt eine Rechteckspannung mit der Amplitude  $\hat{u}_{v,dc}$  (Gl. 2.126), welche von der mittleren Schleusenspannung  $U_{S,quer}$  abhängig ist und mit den Stromnulldurchgängen im betrachteten Zweig korreliert (Gl. 2.127).

$$\hat{u}_{v,dc} = N_{SUB} \cdot \bar{U}_S \quad \text{Gl. 2.126}$$

$$u_{v,dc} = \hat{u}_{v,dc} \cdot \text{sign}(i_{ij,cvm}) \quad \text{Gl. 2.127}$$

### 4.5.3 Faltungsprodukte

Im Unterschied zu klassischen Strom- oder Spannungszwischenkreisstromrichtern werden bei Modulen Multilevelstromrichtern die Faltungsprodukte aus den Strömen und Spannungen an den Ein- und Ausgängen durch die innerhalb der Stromrichtermodule integrierten Energiespeicher beziehungsweise Submodulkondensatoren entkoppelt. Damit treten theoretisch keine Faltungsprodukte an den Ein- oder Ausgängen der Stromrichter auf. Technisch ist eine vollständige Entkopplung nicht realisierbar, sodass ein Teil der Faltungsprodukte wieder in das System einkoppelt [Nee02]. Die Einkopplung der Faltungsprodukte erfolgt in erster Linie über die Messung der Kondensatorspannungen sowie das Modulationsverfahren. Die folgenden Berechnungen zeigen, dass die Spannungsverzerrungen aufgrund der Faltungsprodukte bei guter Entkopplung bis auf wenige Ausnahmen praktisch vernachlässigbar sind.

Hierfür werden die mittleren Kondensatorspannungen und der durch die Messung sowie das Modulationsverfahren entstehende Fehler über dem Stromrichterzweig analysiert. Dazu wird zunächst das Spektrum der mittleren Kondensatorspannungen über eine FFT/DFT analysiert (Abb. 4.29). Dabei zeigt sich, dass im Gegensatz zum Energiehub (nur Grundschwingung und 2. Harmonische) alle Harmonischen enthalten sind. Allerdings fallen die Anteile der Harmonischen in den Spannungen exponentiell ab, sodass ohne die Aufschaltung eines Nullsystems nur die 2. Oberschwingung über einen signifikanten Anteil im Spektrum verfügt. Bedingt durch den Messfehler kommt es zu einer der Leistung proportionalen Spannungsverzerrung durch die 2. Harmonische über den Stromrichterzweigen.

Analog zu dieser Betrachtung erfolgt die Analyse bei Aufschaltung eines Nullsystems über die 3. Oberschwingung. Dabei zeigt sich, dass neben der 2. Harmonischen zusätzlich die 4. Harmonische durch die Faltung der Nullkomponente in



der Ausgangsspannung mit den  $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsströme einen signifikanten Anteil bildet (Abb. 4.30).

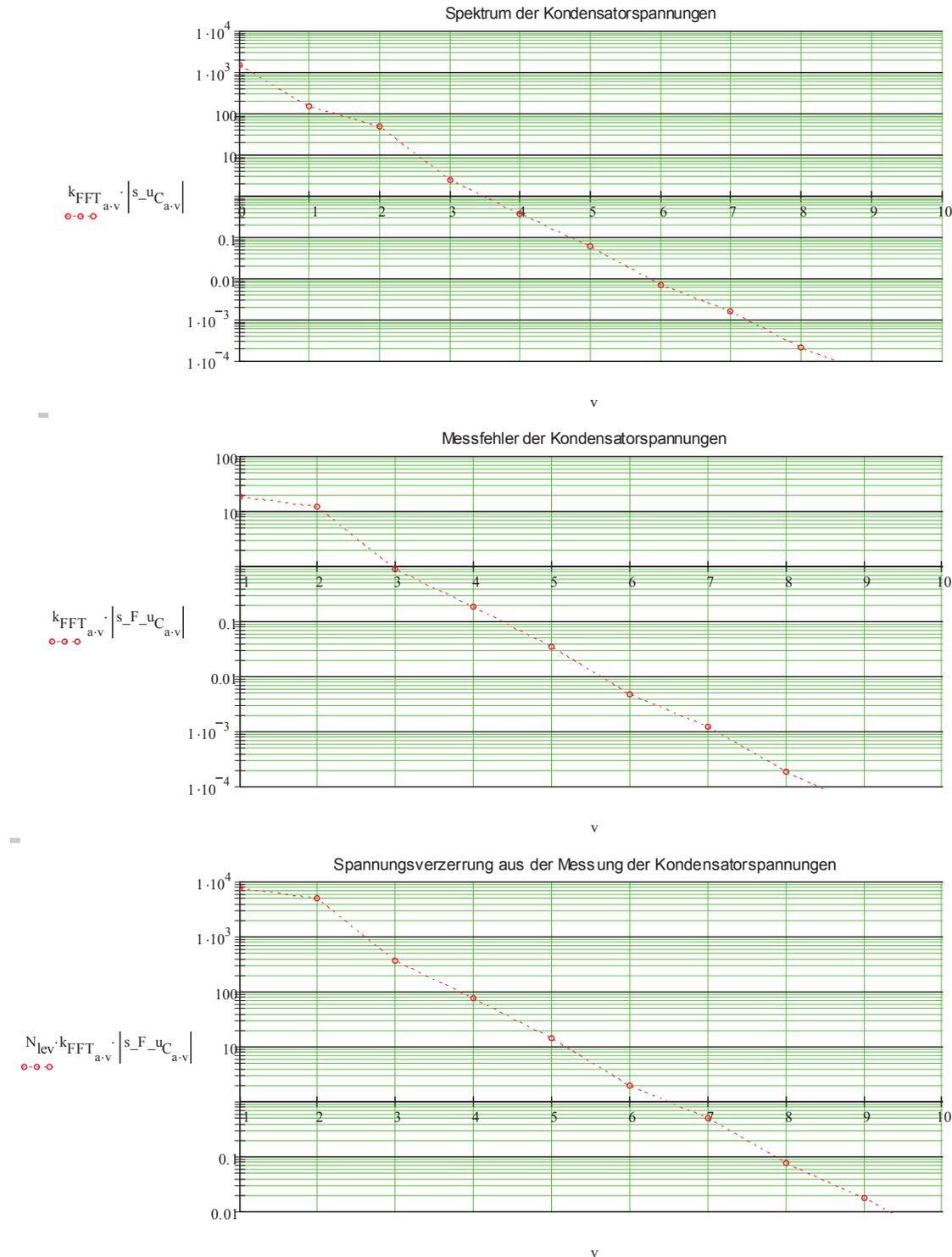
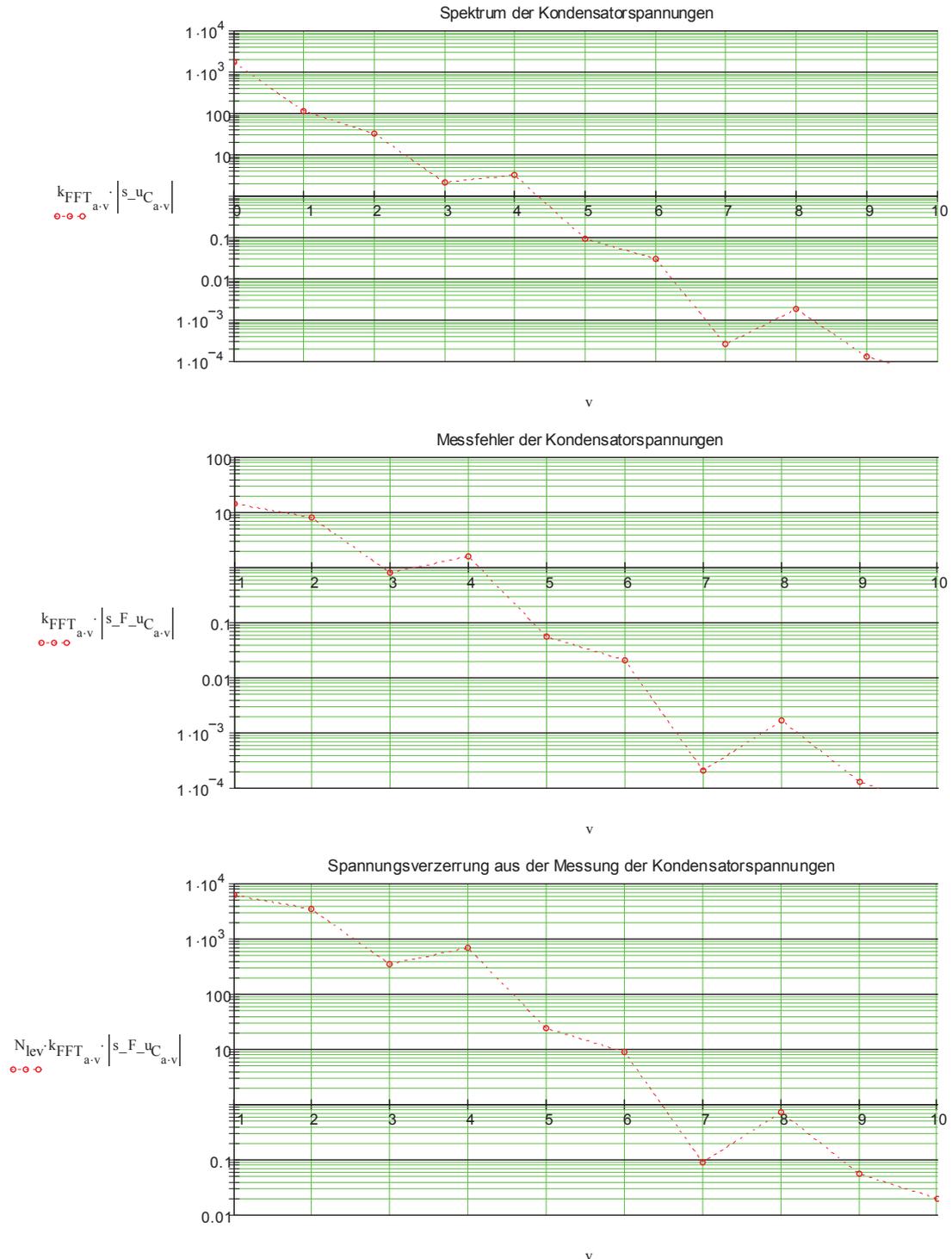


Abb. 4.29 Spektrum der Kondensatorspannung (oben); Messfehler (mitte); Spannungsverzerrung (unten) ohne Aufsaltung eines Nullsystems (3. Oberschwingung)



**Abb. 4.30** Spektrum der Kondensatorspannung (oben); Messfehler (mitte); Spannungsverzerrung (unten) mit Aufschaltung eines Nullsystems (3. Oberschwingung)

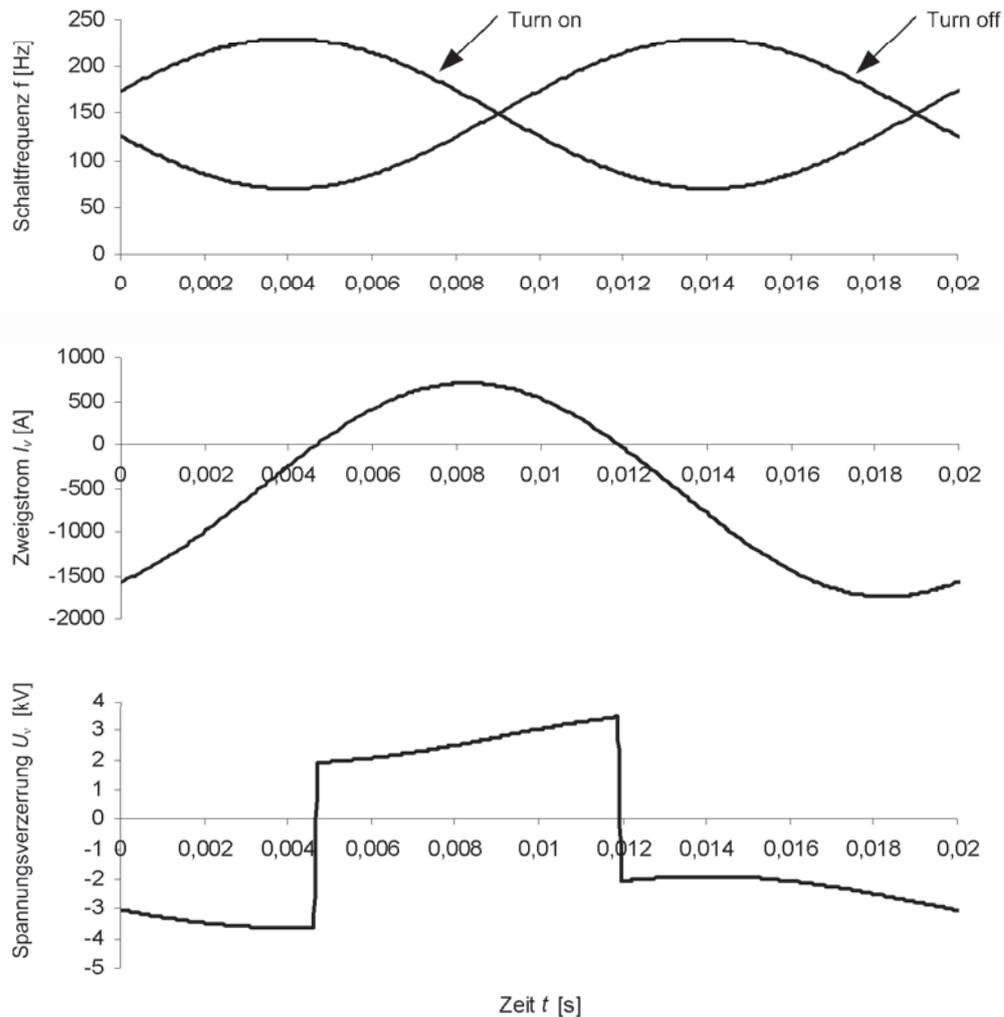
#### 4.5.4 Spannungsverzerrung

Aus den bisherigen Betrachtungen lassen sich die zu erwartenden Spannungsverzerrungen berechnen (Gl. 2.128) und ausgehend von der Schaltfrequenz und dem Zweigstrom abbilden (Abb. 4.31):

$$\begin{aligned}\hat{u}_{v,sw} &= N_{SUB} \cdot t_{verr} \cdot u_{sub} \cdot \bar{f}_{sw} \\ &= 200 \cdot 20 \mu\text{s} \cdot 2,2 \text{ kV} \cdot 150 \text{ Hz} \\ &= 1,3 \text{ kV}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\hat{u}_{v,dc} &= N_{SUB} \cdot \bar{U}_S \\ &= 200 \cdot 0,0022 \text{ kV} \\ &= 0,44 \text{ kV}\end{aligned}$$

Gl. 2.128



**Abb. 4.31** Zeitliche Verläufe der Schaltfrequenz, des Zweigstromes und der zugehörigen Spannungsverzerrung

Ausgehend von einem symmetrischen Betrieb des Stromrichters wird zunächst die Abbildung der Strom- und Spannungsharmonischen an den Ein- und Ausgängen des Stromrichters betrachtet. Der symmetrische Betrieb des Stromrichters ist durch eine Phasenverschiebung der Ströme und Spannungen von jeweils  $60^\circ$  gekennzeichnet.





$$a_n = \frac{2}{T} \int_a^{a+T} f(t) \cos n\Omega t dt \quad n \geq 0 \quad b_n = \frac{2}{T} \int_a^{a+T} f(t) \sin n\Omega t dt \quad n \geq 0 \quad \text{Gl. 2.131}$$

Analog dazu erfolgt die Berechnung der komplexen Fourier-Koeffizienten  $c_n$  (Gl. 2.132):

$$c_n = \frac{1}{T} \int_a^{a+T} f(t) e^{-jn\Omega t} dt \quad \text{Gl. 2.132}$$

Im symmetrischen Betrieb des Stromrichters lassen sich die Harmonischen über einem Stromrichterzweig auf die an den Anschlussklemmen des Stromrichters wirksam werdenden Harmonischen transformieren. Die Transformation ergibt sich über die entwickelte Transformationsmatrix  $\mathbf{T}_{C6B6}$ , den Drehoperator  $w$  und die Fourierkoeffizienten  $c_{n,i}$  des Ventilzweiges  $i$ . Der für die Transformation notwendige Vektor  $\underline{w}$  des Drehoperators  $w$  folgt aus der klassischen Bezeichnung der Ventile. Damit ergibt sich der Exponent aus dem zugehörigen Ventil  $k$ , dem betrachteten Ventil  $i$  sowie der Harmonischen  $n$  (Gl. 2.133).

$$\begin{bmatrix} c_{\alpha_{cvm},n} \\ c_{\beta_{cvm},n} \\ c_{0_{cvm},n} \\ c_{\alpha_{phm},n} \\ c_{\beta_{phm},n} \\ c_{0_{phm},n} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{C6B6} \cdot \begin{bmatrix} (w^{1-i})^n \\ (w^{3-i})^n \\ (w^{5-i})^n \\ (w^{4-i})^n \\ (w^{6-i})^n \\ (w^{2-i})^n \end{bmatrix} \cdot c_{n,i} \quad \text{Gl. 2.133}$$

Ausgehend von einem komplexen Fourierkoeffizienten  $c_{n,1} = 1$  lassen sich die am Ein- und Ausgang des Stromrichters zu erwartenden Harmonischen ermitteln (Abb. 4.33; Abb. 4.34). Diese unterscheiden sich prinzipiell nicht von denen anderer Stromrichter in 6-Puls-Brückenschaltung. Durch die entwickelte Transformation steht damit eine Lösung zur Berechnung von Netzrückwirkungen im symmetrischen als auch im unsymmetrischen Betrieb aus dem Spektrum der Ströme und Spannungen der einzelnen Zweige oder aus den Messwerten an den Ein- und Ausgängen zur Verfügung. Die Transformation ist damit auch zur Beschreibung anderer Topologien in 6-Puls-Brückenschaltung geeignet.

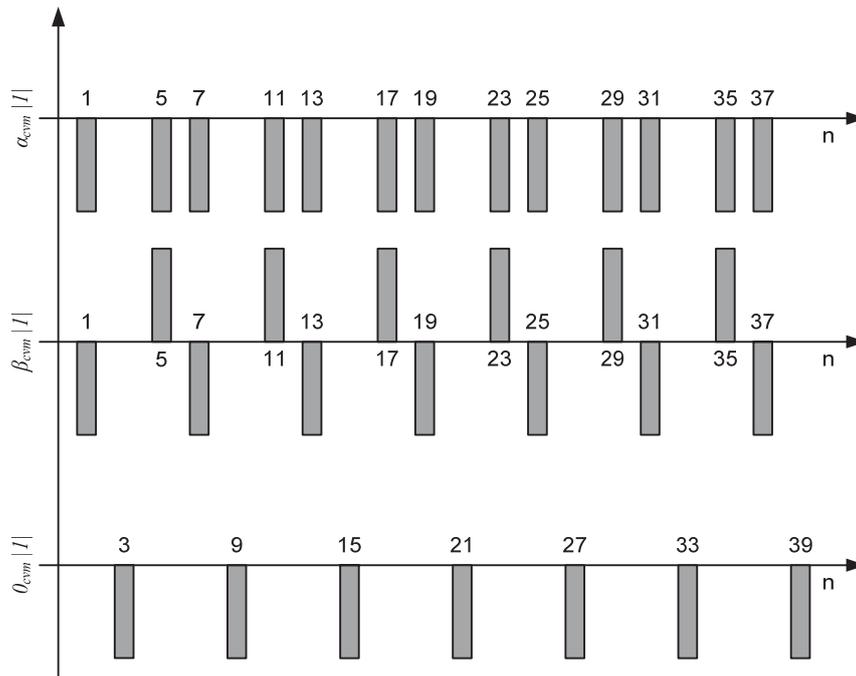


Abb. 4.33 Spektrum der Ausgangsgrößen (drehstromseitig)

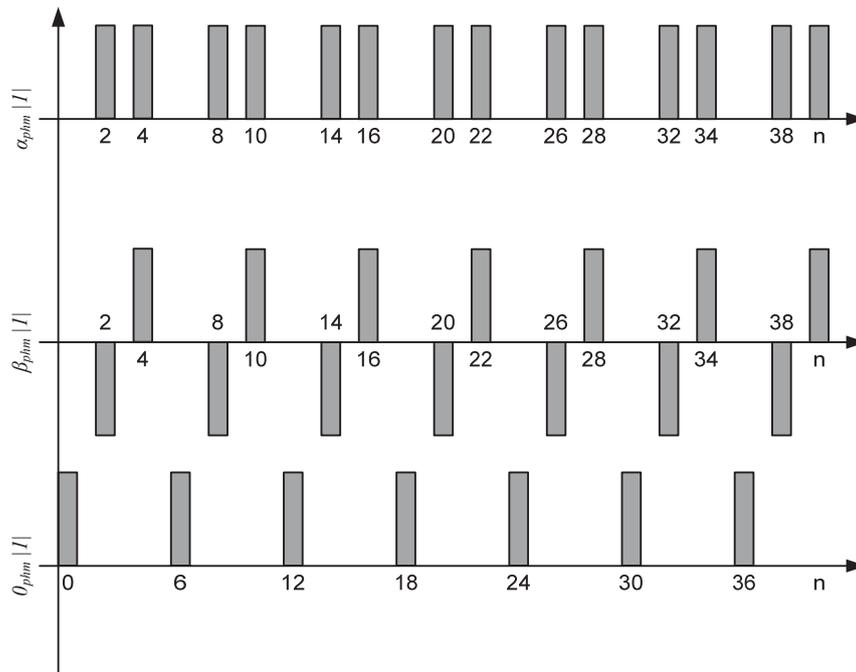


Abb. 4.34 Spektrum der Eingangsgrößen (gleichstromseitig)

Aus den Fourierkoeffizienten  $c_{n,i}$  der einzelnen Ventile lassen sich die Harmonischen sowohl im symmetrischen als auch im unsymmetrischen Betrieb am Ein- und Ausgang des Stromrichters ermitteln (Gl. 2.134). Die Koeffizienten lassen



sich aus einer entsprechenden, zeitsynchronisierten FFT beziehungsweise DFT der jeweiligen Zweiggrößen berechnen.

$$\begin{bmatrix} c_{\alpha_{cvm},n} \\ c_{\beta_{cvm},n} \\ c_{0_{cvm},n} \\ c_{\alpha_{phm},n} \\ c_{\beta_{phm},n} \\ c_{0_{phm},n} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{C6B6} \cdot \begin{bmatrix} c_{n,1} \\ c_{n,3} \\ c_{n,5} \\ c_{n,4} \\ c_{n,6} \\ c_{n,2} \end{bmatrix} \quad \text{Gl. 2.134}$$

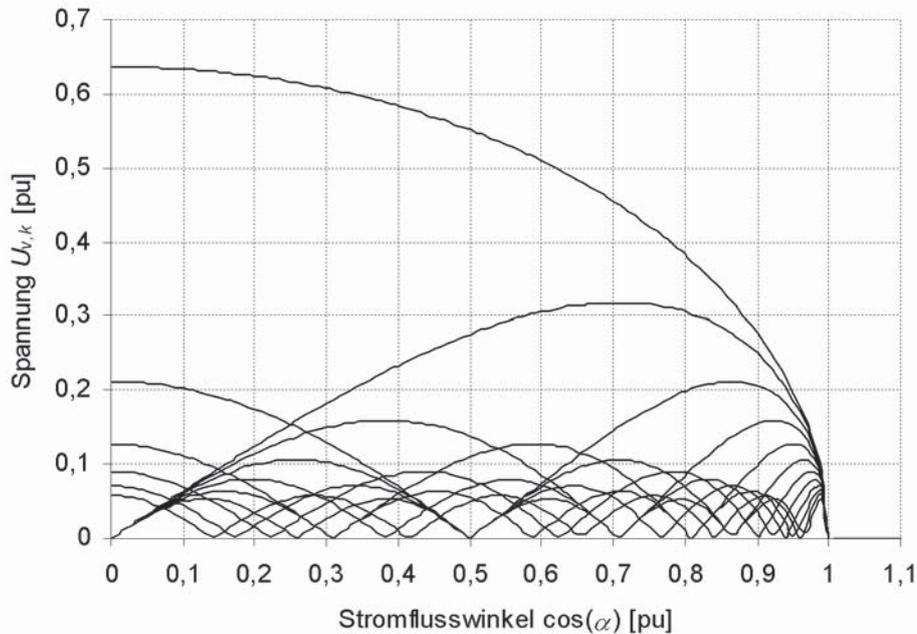
Im Weiteren wird die Fourier-Reihe der in den Abbildungen gezeigten Spannungsharmonischen berechnet. Prinzipiell hängt das Spektrum nur vom Koeffizienten  $\alpha$  sowie der damit verbundenen Blockierspannung ab (Gl. 2.135).

$$u_v = \alpha \cdot U_{blk} + \frac{2U_{blk}}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\sin v \alpha}{v} \cdot \cos \frac{2v \pi t}{T} \quad \text{Gl. 2.135}$$

Der Koeffizient  $\alpha$  entspricht dem halben Stromflusswinkel positiver, sinusförmiger Zweigströme und lässt sich wie folgt berechnen.

$$\alpha = \begin{cases} \pi - \arccos\left(\frac{M_{v=1}}{2} \cdot \cos(\varphi)\right), & \text{wenn } i_d > 0 \text{ ist und} \\ \arccos\left(\frac{M_{v=1}}{2} \cdot \cos(\varphi)\right), & \text{wenn } i_d < 0 \text{ ist.} \end{cases} \quad \text{Gl. 2.136}$$

Durch hohe Modulationsgrade kommt es dazu, dass die Amplitude des Gleichstromanteils die Amplitude des Wechselstromanteils innerhalb eines Zweiges übersteigt. Dies ist genau dann der Fall, wenn der Koeffizient  $\alpha$  verschwindet. Der Grenzwert bei dem dieser Effekt auftreten kann, beginnt bei einem Modulationsgrad  $M \geq 2$  und einem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi) \leq 1$ . Modulationsgrade oberhalb von  $M_{v=1} = 1,24$  können nur bei Vollbrücken erreicht werden (Abb. 4.35). Hinsichtlich der berechneten Harmonischen ist dieser Wert auf  $M_{v=1} = 1,15$  begrenzt.



**Abb. 4.35 Spannungsharmonische der Stromrichtermodule**

Ausgehend von den Stromnulldurchgängen und einer konstanten Blockierspannung wird ein von der Leistung unabhängiger Anteil an den vom Stromrichter verursachten Netzzrückwirkungen, d. h. ein konstanter Anteil an Strom- und Spannungsharmonischen erwartet. Dabei stellt sich heraus, dass die vom Stromrichter verursachten Spannungsharmonischen bei konstanter Schaltfrequenz vom Koeffizient  $\alpha$  abhängen und sich dadurch Modulationsgrade beziehungsweise Arbeitspunkte bestimmen lassen, in denen bestimmte Harmonische ein Minimum erreichen. Die folgenden Abbildungen zeigen das zu erwartende Spektrum getrennt nach den Komponenten der Eingangs- und Ausgangsspannungen des Stromrichters (Abb. 4.36, Abb. 4.37, Abb. 4.38, Abb. 4.39):

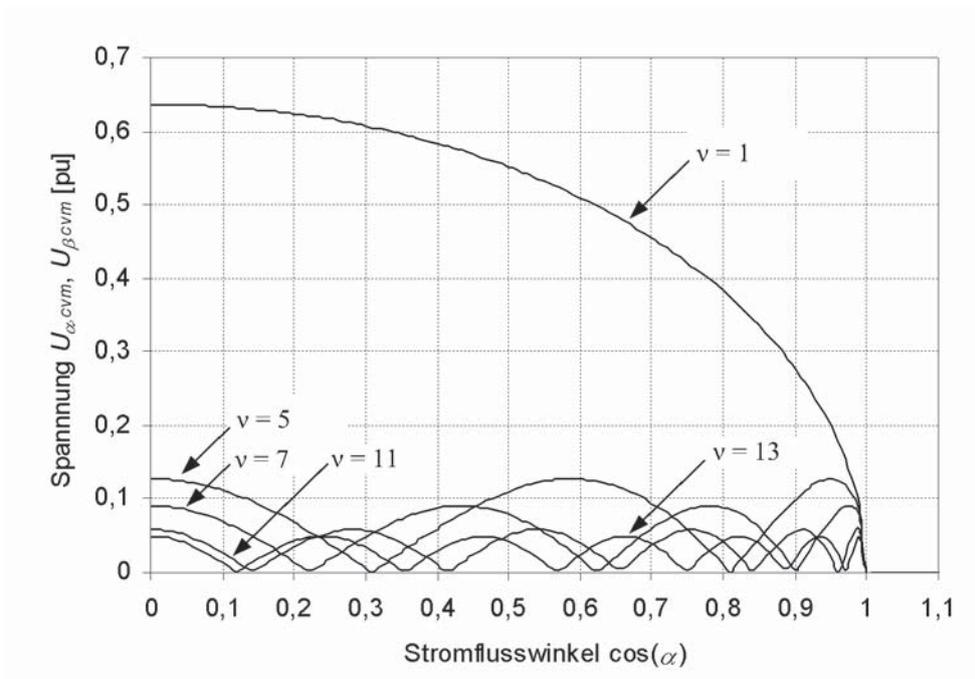


Abb. 4.36  $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannung

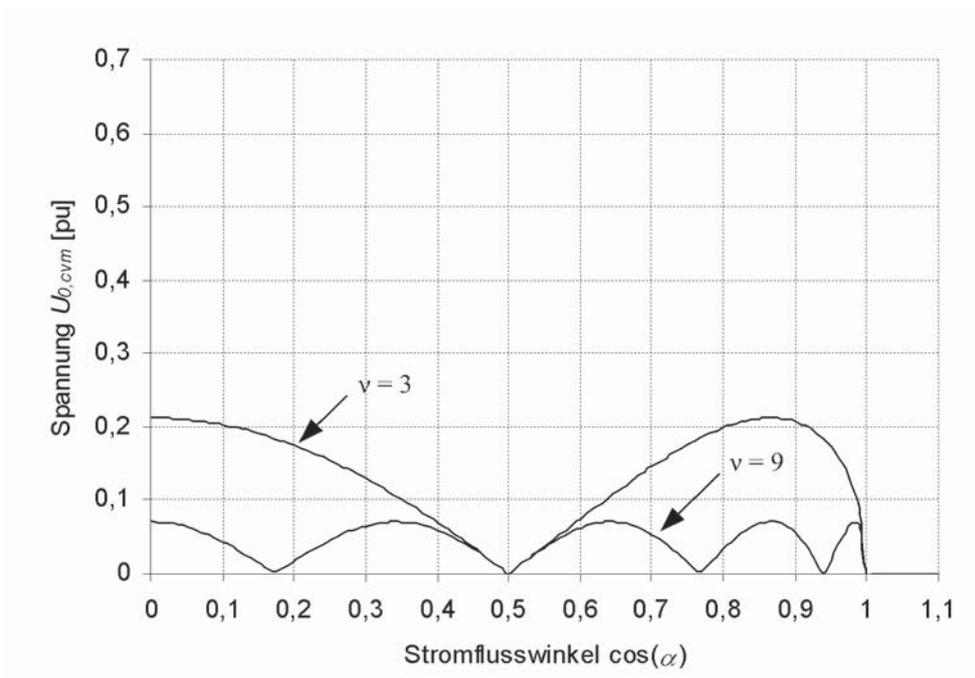


Abb. 4.37 0-Komponenten der Ausgangsspannung

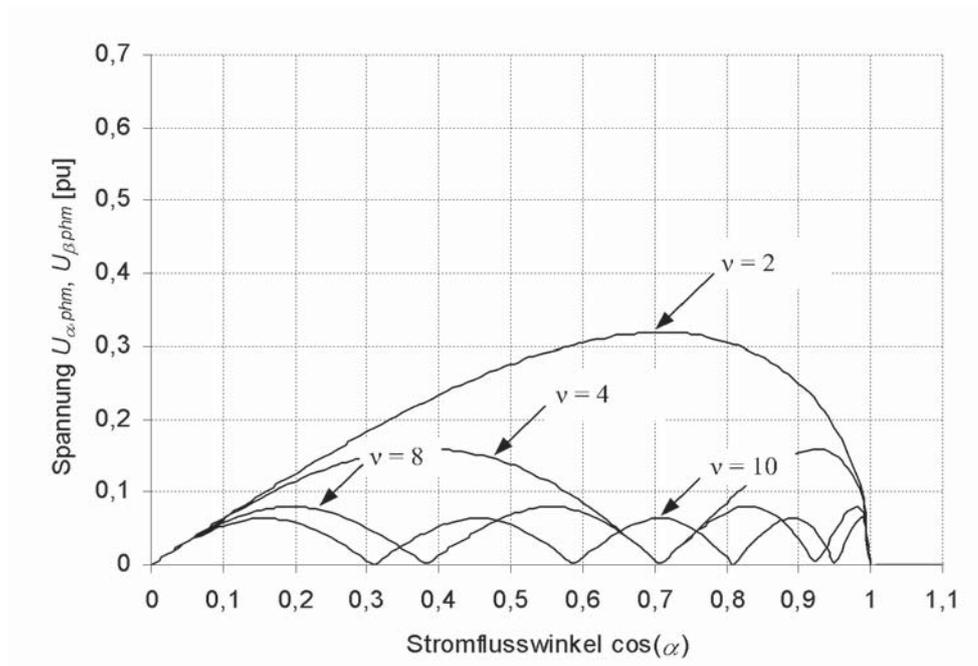


Abb. 4.38  $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsspannung

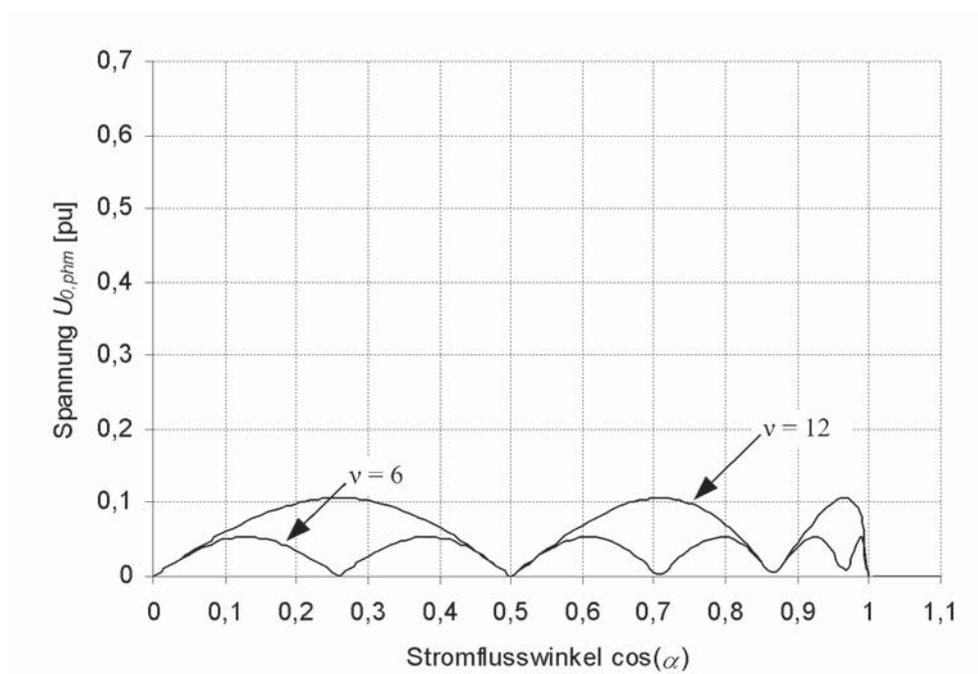


Abb. 4.39 0-Komponenten der Eingangsspannung

#### 4.5.5 Verifikation

Im Rahmen dieser Arbeit wurde das analytische Modell anhand von Messergebnissen verifiziert. Zur Verifikation wurden zwei typische Arbeitspunkte betrachtet. Da die Spannungen der Zweige nicht direkt gemessen werden, war eine direkte Verifikation nicht möglich. Aus diesem Grund wurden die theoretisch auf-

tretenden Spannungsrückwirkungen aus den Stromnulldurchgängen, der Schaltfrequenz und den zu erwarteten mittleren Schleusenspannungen der Halbleiter ermittelt. Diese bilden prinzipiell ein Rechtecksignal, welches durch die Stromnulldurchgänge und die Amplitude der berechneten Spannungsrückwirkung je Zweig bestimmt wird. Die durch den Strom, die Aussteuerung und den differentiellen Widerstand der Halbleiter sowie die von der Aussteuerung abhängige Schaltfrequenz verursachte Spannungsrückwirkung muss nicht betrachtet werden, da diese in erster Linie nur mit einem Grundschwungsanteil beteiligt ist. Durch die Clarke-B6-Transformation werden anschließend die Zweigströme und Zweigspannungen in die entsprechenden  $\alpha\beta 0$ -Komponenten transformiert. Um einen Vergleich zu ermöglichen, sind entweder die Spannungsrückwirkungen aus den gemessenen oder die entstehenden Stromüberschwingungen aus den theoretischen Spannungsrückwirkungen zu ermitteln. Durch die Berechnung der harmonischen Impedanz des jeweiligen Systems ist ein entsprechender Vergleich möglich. Die Verifikation erfolgte anhand der Stromüberschwingungen.

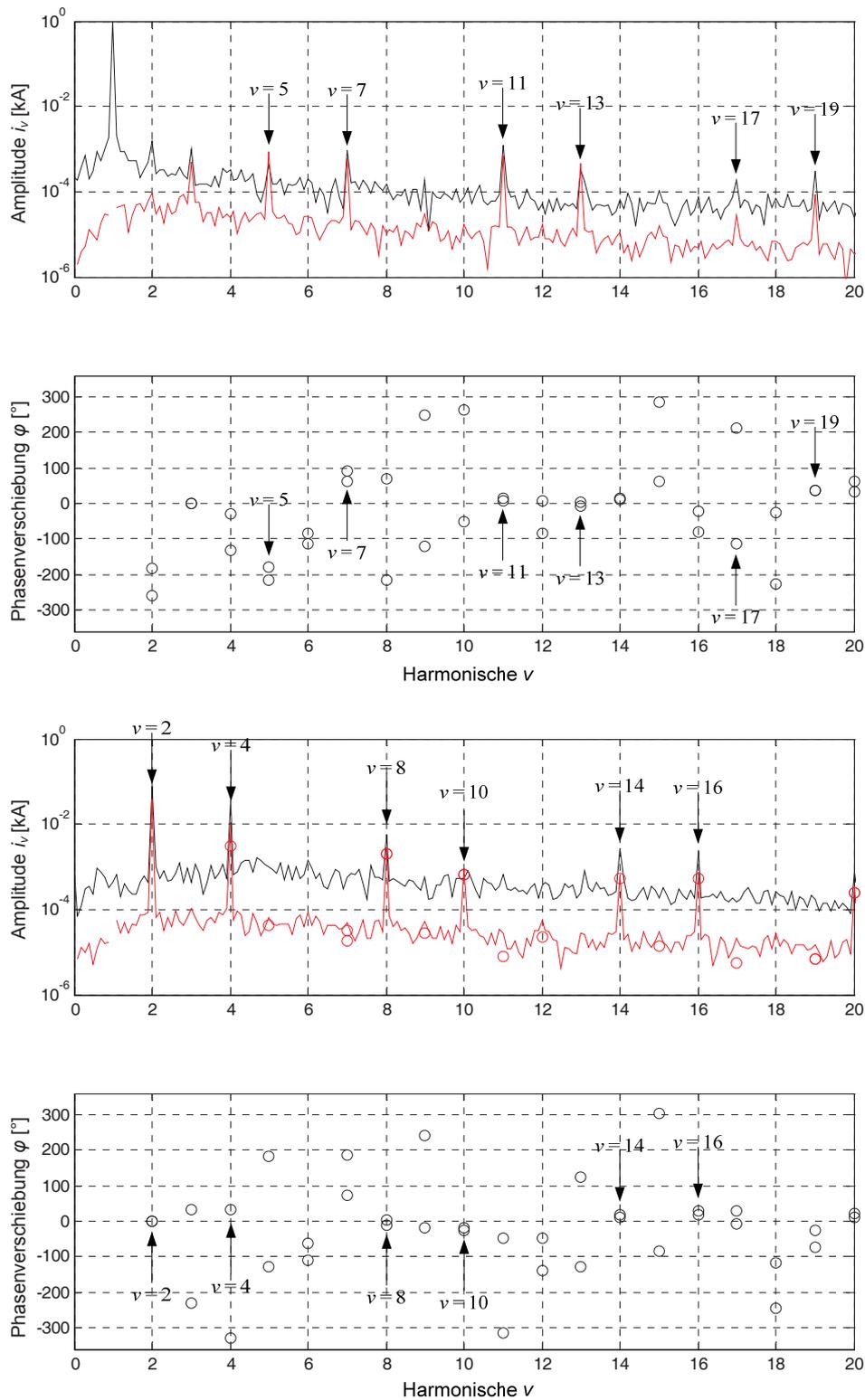
Hierfür erfolgt zunächst die Transformation in den Frequenzbereich, um anschließend über die harmonische Impedanz die theoretisch auftretenden Stromüberschwingungen zu berechnen. Dabei zeigt sich, dass die durch den Energiehub, die Messung und das Modulationsverfahren eingekoppelten Harmonischen ausschließlich bei der 2. Oberschwingung zu stärkeren Verzerrungen führen. Aus diesem Grund ist eine Betrachtung der 2. Oberschwingung nicht beziehungsweise nur durch einen größeren Aufwand möglich. Die Abbildungen Abb. 4.40 und Abb. 4.41 zeigen die gemessenen (schwarz) und über die berechnete harmonische Impedanz reproduzierten (rot) Stromüberschwingungen in den beiden Arbeitspunkten.

Die Verifikation der Ergebnisse anhand von Simulationsmodellen setzt ein Modell voraus, in welchem die typischen Kennwerte der Halbleiter (Kennlinien), Submodule (Verriegelungszeiten), die Mess- und Regelungstechnik (Übertragungsfunktionen, Totzeiten) sowie das Modulationsverfahren berücksichtigt sind. Liegt dieses Modell vor, so ist es prinzipiell möglich die zu erwartenden Strom- und Spannungsharmonischen zu ermitteln. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein entsprechendes Simulationsmodell erstellt und verifiziert.

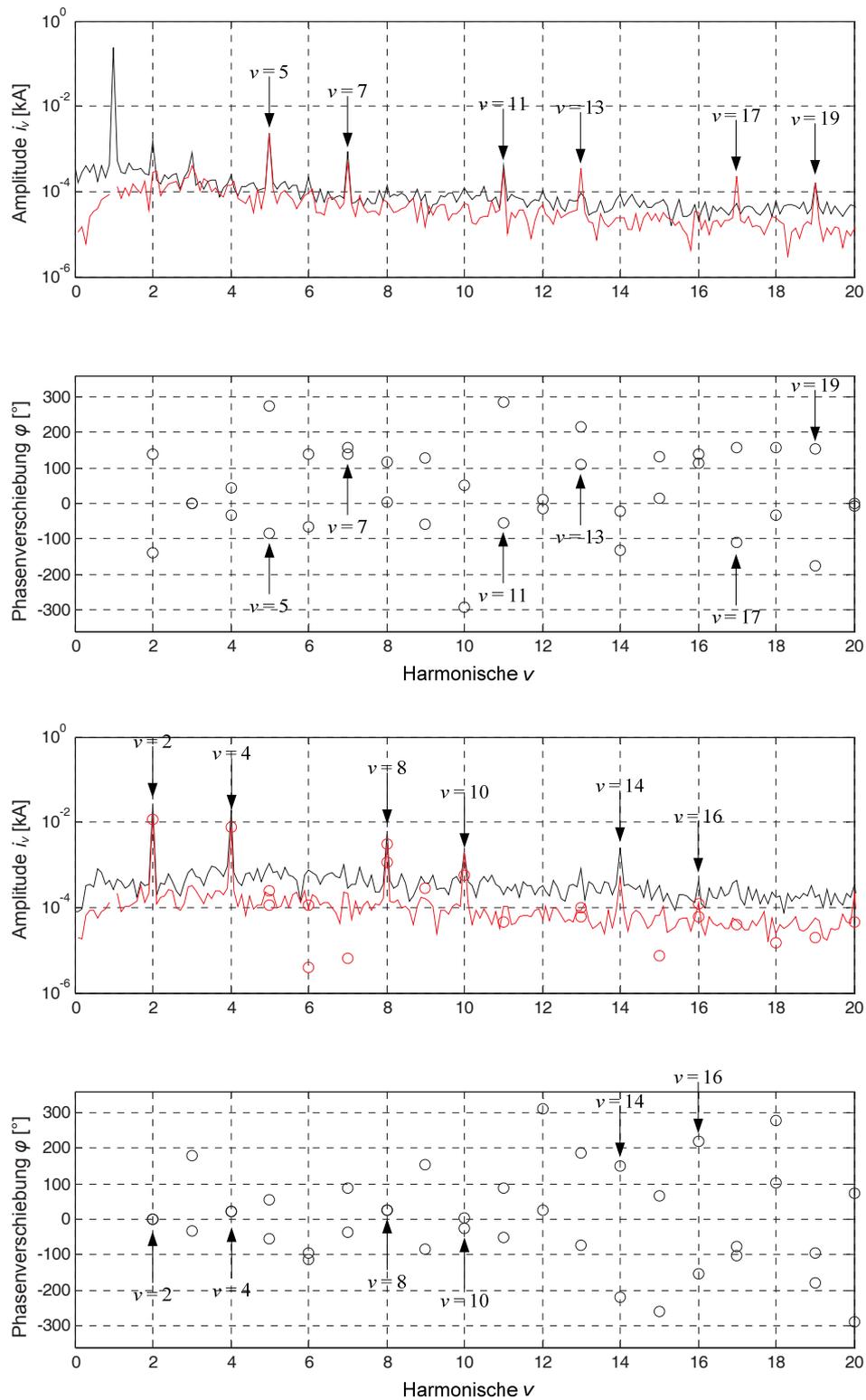
Anhand der Simulationen wird gezeigt, dass die zu erwartenden Extremwerte (Auslöschung von Harmonischen) in den Simulationen reproduzierbar sind und damit die Frage nach der Notwendigkeit von Filtern im Bereich der damit verbundenen Harmonischen ausreichend durch Simulationsmodelle und analytische



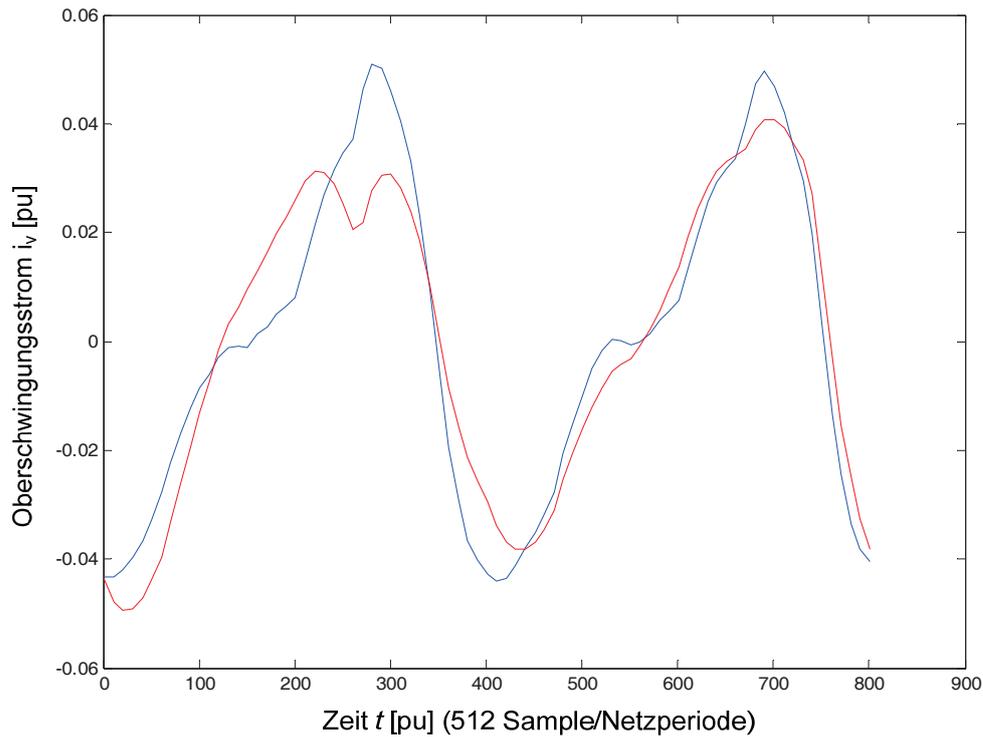
Ansätze beantwortet werden kann. Zum anderen zeigt sich, dass die zu erwartenden Harmonischen in erster Linie durch die mit dem Schalten und den Durchlasskennlinien der Halbleiter verbundenen Effekte zusammenhängen, sodass die Harmonischen prinzipiell als von der Scheinleistung unabhängig betrachtet werden können. Dies wird durch die Simulationen bei unterschiedlichen Scheinleistungen deutlich (Abb. 4.44). Durch die Rücktransformation werden die Unterschiede zwischen den theoretischen und gemessenen Oberschwingungsströmen besser erkennbar (Abb. 4.42).



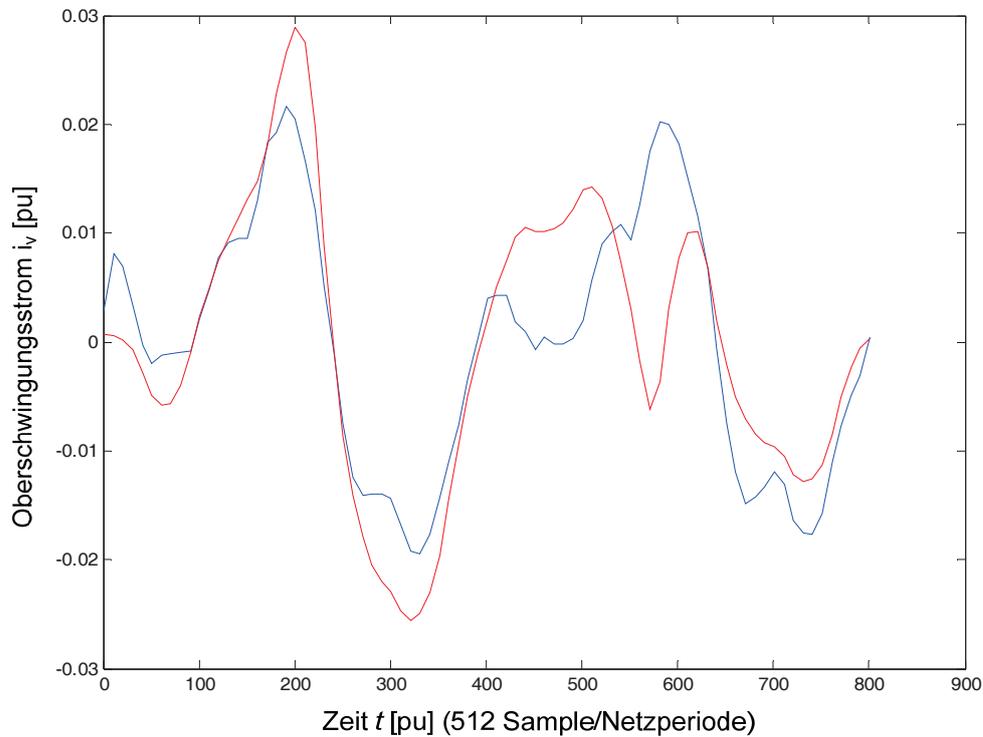
**Abb. 4.40** Vergleich von Stromüberschwingungen auf der Basis von Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell (rot) im Arbeitspunkt  $P = 1,0$  pu und  $Q = 0,35$  pu; (Frequenzbereich)



**Abb. 4.41** Vergleich von Stromberschwingungen auf der Basis von Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell (rot) im Arbeitspunkt  $P = 0,25$  pu und  $Q = 0,0$  pu; (Frequenzbereich)



**Abb. 4.42** Vergleich von Stromüberschwingungen auf der Basis von Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell (rot) im Arbeitspunkt  $P = 1,0$  pu und  $Q = 0,35$  pu; (Zeitbereich)



**Abb. 4.43** Vergleich von Stromüberschwingungen auf der Basis von Messergebnissen (schwarz) sowie dem zugehörigen analytischen Modell (rot) im Arbeitspunkt  $P = 0,25$  pu und  $Q = 0,0$  pu; (Zeitbereich)

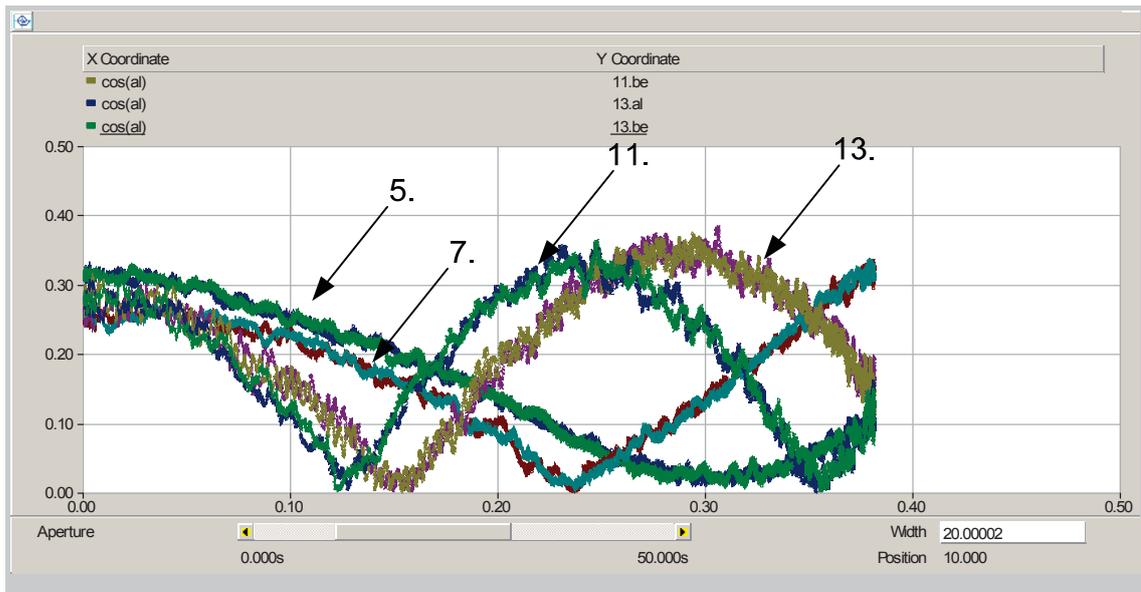


Abb. 4.44 Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ;  $M=0,85$ )

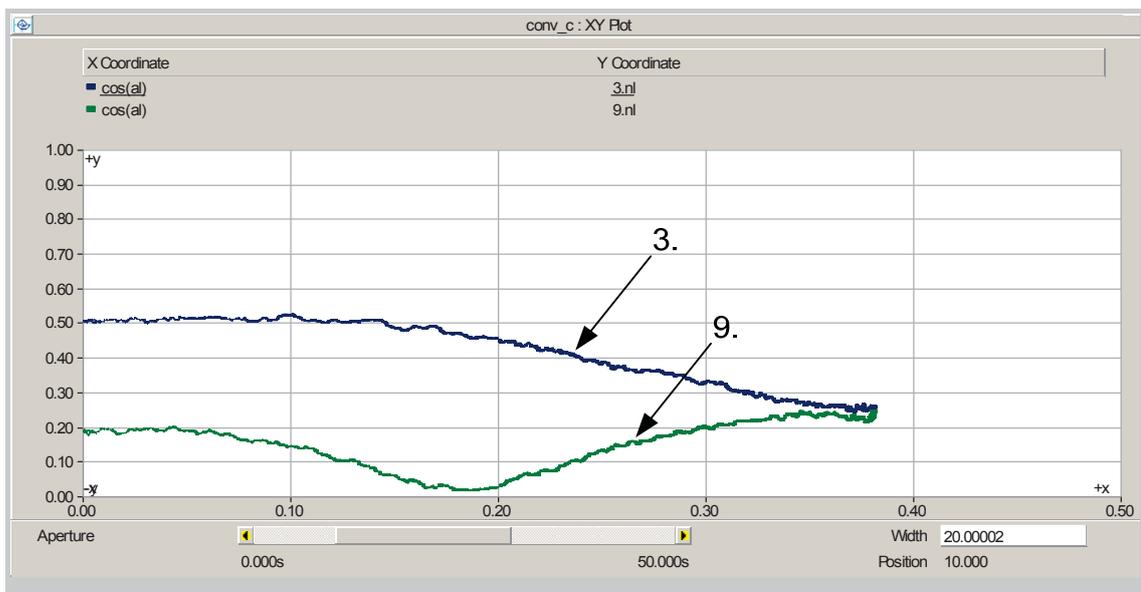


Abb. 4.45 Harmonische im Nullsystem der Ausgangsspannung ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ;  $M=0,85$ )

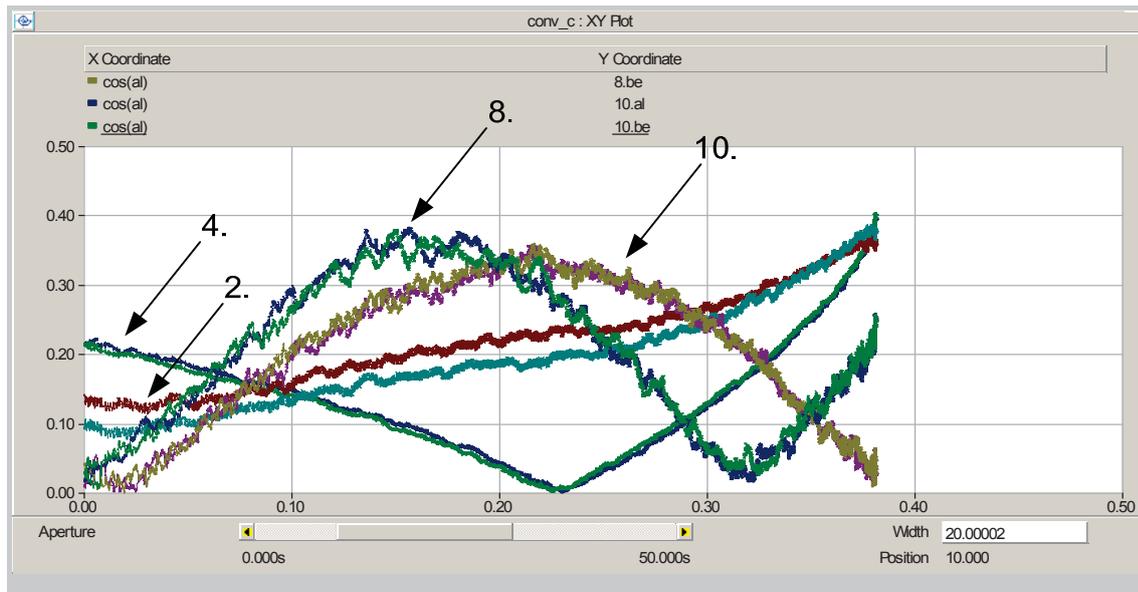


Abb. 4.46 Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ;  $M=0,85$ )

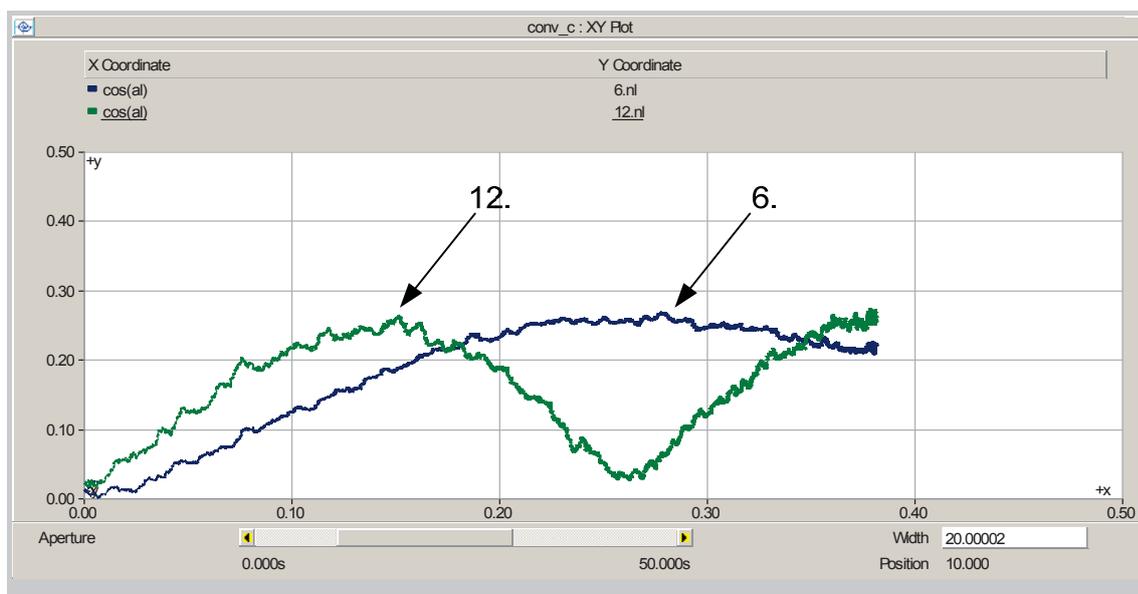


Abb. 4.47 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ;  $M=0,85$ )

Die Modulation der Ein- und Ausgangsgrößen setzt fundierte Kenntnisse über die Faltungsprodukte im symmetrischen System voraus. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Transformation stellt nicht nur die Entkopplung der Systeme zur Verfügung, sondern beantwortet auch die Fragen nach den innerhalb von Modulen Multilevelstromrichtern auftretenden Harmonischen und deren Abbildung an den Netzknoten. Durch die Transformation wird somit ein Werkzeug zur Verfügung gestellt, welches die Analyse und Optimierung des Systems hinsichtlich der Modulation sowohl im symmetrischen als auch unsymmetrischen Betrieb erlaubt.

---

## Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit beschreibt den grundlegenden Aufbau und die Funktionen, die Analyse und Modellbildung sowie die Auslegung von Modularen Multilevelstromrichtern für die Hochspannungsgleichstromübertragung.

Im ersten Teil werden die Funktionen und Arten der Stromrichter, die zum Betrieb notwendigen Transformatoren, der Modularer Multilevelstromrichter selbst, der Schutz und die Anwendungen der modularen Multilevelstromrichtertechnik in der Praxis beschrieben.

Der Schwerpunkt im zweiten Teil liegt in der Analyse und Modellbildung. Über die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Transformation wird die Entkopplung der stromrichterseitigen Größen anhand der Netzwerkanalyse nachgewiesen und die Beschreibung des Verhaltens von Modularen Multilevelstromrichtern sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich durch sechs linear unabhängige Systeme ermöglicht. Ebenfall kann gezeigt werden, dass die Transformation auf alle stromrichterseitigen Größen anwendbar ist.

Grundlegende Betrachtungen zur Funktionsweise, Modulation und Aussteuerung stellen die im letzten Teil durchgeführten Betrachtungen auf eine solide mathematische Grundlage. Insbesondere durch die herausgestellten Unterschiede zwischen der Modulation und Aussteuerung erschließen sich in den später durchgeführten Berechnungen zu den Schalt- und Durchlassverlusten interessante Zusammenhänge zwischen Modularen Multilevelstromrichtern mit Halb- und Vollbrückensubmodulen.

Im letzten Teil dieser Arbeit werden grundlegende Untersuchungen zur Auslegung durchgeführt. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Transformation und damit mögliche Zerlegung der Frequenzanteile und Beschreibung der harmonischen Impedanz ermöglicht dabei die durchgeführte Untersuchung zu den bei Modularen Multilevelstromrichtern auftretenden Netzurückwirkungen, sodass der Einsatz und die Notwendigkeit von Filtern im unteren Frequenzbereich beantwortet werden kann. Im Rahmen dieser Arbeit konnte zudem nachgewiesen werden, dass ein großer Teil der Netzurückwirkungen nicht durch Faltungsprodukte (z. B. aus der Pendelleistung), sondern durch das Schalten der Submodule und die mit den Halbleitern verbundenen Nichtlinearitäten verursacht werden.

Es werden grundlegende Betrachtungen zur Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste, der thermischen Belastung von Leistungshalbleitern sowie Netzurückwirkungen durchgeführt. Grundlegende Fragestellungen, wie der Einsatz und

die Notwendigkeit von Filtern, minimal möglichen Pulsfrequenzen oder Netzurückwirkungen können damit beantwortet werden. Ausgehend von der Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste erfolgt die Berechnung der thermischen Belastung, wobei die Berechnung komplexer thermischer Modelle im Frequenzbereich erläutert wird. Der Schwerpunkt liegt hier in einer schnellen und zuverlässigen Berechnung der Halbleiterbelastung im stationären Betrieb. Das entwickelte Verfahren lässt sich dabei prinzipiell, wie gezeigt wird, auf transiente Vorgänge erweitern.

Ein weiterer Schwerpunkt liegt in der Auslegung und Dimensionierung der Submodulkapazität. Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Auslegung der Submodulkapazität nach wirtschaftlichen und technischen Gesichtspunkten gezeigt, wobei vereinfachte Methoden zur Berechnung abgeleitet werden konnten.

---

## Literaturverzeichnis

- [Abb01] A. Kopta, M. Rahimo, R. Schnell: Next Generation High Performance BIGT HiPak Modules, ABB Switzerland Ltd. Semiconductors
- [Abb02] StakPak™ IGBT Press-packs: A new Packaging Concept for High Power Electronics, ABB Switzerland Ltd, Semiconductors,  
[http://library.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/259bbdf16c57e34ec1256ea200208701/\\$File/StakPak\\_Flyer.pdf](http://library.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/259bbdf16c57e34ec1256ea200208701/$File/StakPak_Flyer.pdf)
- [Abb03] BorWin1 – One of the world’s most remote offshore wind farm cluster is connected to the German grid by an 400 MW HVDC Light® transmission system, ABB, 2010  
<http://www.abb.de/industries/ap/db0003db004333/a8e328849ac67b66c125774a00243367.aspx>
- [Abb04] B. Jacobson, P. Karlsson, G. Asplund, L. Harnfors, T. Jonsson: VSC-HVDC Transmission with Cascaded Two-Level Converters, ABB Sweden, CIGRE 2010, Paris
- [Eli01] A. Eliasson, E. Isabegovic: Modeling and Simulation of Transient Fault Response at Lillgrund Wind Farm when Subjected to Faults in the Connecting 130 kV Grid, Chalmers University of Technology, Göteborg, Schweden, 2009
- [Hck01] K. Heuck, K.-D. Dettmann, D. Schulz: Elektrische Energieversorgung, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, Wiesbaden, 2007
- [Heu01] K. Heumann: Grundlagen der Leistungselektronik, B.G. Teubner, Stuttgart, 1989
- [Jen01] F. Jenny, D. Wüest: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter, B.G. Teubner Stuttgart, 1995



- [Mit01] Mitsubishi Electric Corporation, Semiconductors, DevicesProduct Information, Power Modules, HVIGBT Modules;  
<http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/products/powermod/hvigbtmod/index.html>
- [Mq01] M. Glinka, R. Marquardt: A New Single Phase AC/AC-Multilevel Converter for Traction Vehicles Operating On AC Line Voltage, EPE 2003, Toulouse
- [Mq02] M. Glinka, R. Marquardt: A New AC/AC-Multilevel Converter Family Applied to a Single-Phase Converter, IEEE-PEDS 2003, Singapur
- [Mq03] M. Glinka: Prototype of Multiphase Modular-Multilevel-Converter with 2MW power rating and 17-level-output-voltage, IEEE-PESC 2004, Aachen
- [Mq04] J. Hildinger, R. Marquardt: Erzeugung stabilisierter Hilfsspannungen aus dem Leistungsteil von U-Umrichtern, ETG-Fachtagung 2002, Bad Nauheim
- [Mq05] R. Marquardt, A. Lesnicar: New Concept for High Voltage – Modular Multilevel Converter, Deutsch-Koreanisches Symposium 2004, Aachen
- [Mq06] A. Lesnicar, R. Marquardt: A new modular voltage source inverter topology, EPE 2003, Toulouse
- [Mq07] A. Lesnicar, R. Marquardt: An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range, IEEE-PowerTech 2003, Bologna
- [Mq08] S. Allebrod, R. Hamerski, R. Marquardt: Design and rating of transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission, PESC 2008, Rhodes



- [Nee01] N. Ahmed, S. Norrga, H.-P. Nee, A. Haider, D. Van Hertem, L. Zhang, L. Harnefors: HVDC SuperGrids with Modular Multilevel Converters – the Power Transmission Backbone of the Future, Proc. 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, March 2012
- [Nee02] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, H.-P. Nee: Steady-State Analysis of Interaction Between Harmonic Components of Arm and Line Quantities of Modular Multilevel Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, April 2012
- [Phi01] E. Philippow: Taschenbuch Elektrotechnik, Band 1, Allgemeine Grundlagen, Carl Hanser Verlag, München, Wien, 1986
- [Roh01] S. Rohner, J. Weber, S. Bernet: Continuous model of modular multilevel converter and experimental verification, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2011, Phoenix, USA, September 2011
- [Roh02] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, R. Sommer: Modulation, Losses and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, August 2010
- [Roh03] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, R. Sommer: Modelling, Simulation and Analysis of a Modular Multilevel Converter for Medium Voltage Applications, IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2010, Valparaíso, Chile, März 2010
- [Roh04] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, R. Sommer: Analysis and Simulation of a 6kV, 6MVA Modular Multilevel Converter, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2009, November 2009, Porto, Portugal



- [Roh05] Rohner, S., Bernet, S., Hiller, M., Sommer, R.: Pulse Width Modulation Scheme for the Modular Multilevel Converter, European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, September 2009
- [Roh06] S. Rohner: Untersuchung des Modularen Mehrpunktstromrichters M2C für Mittelspannungsanwendungen, Dt. Dissertation, Technische Universität Dresden, Februar 2011
- [Sie01] M. Pereira, A. Zenkner, A. de Oliveira: Full range active AC Filter with multilevel IGBT converter for transmission and distribution systems, Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, IEEE/PES 2008,
- [Sie02] J. Dorn, H. Huang, D. Retzmann: New Novel Voltage-Sourced Converters for HVDC and FACTS Applications, Cigré Symposium, Osaka, Japan, November 2007
- [Sie03] Sitras SFC plus – Statischer Frequenzumrichter für die AC-Bahnstrom-versorgung; Siemens AG, Sektor Infrastrukture & Cities, Division Smart Grid, Rail Elektrifikation, 2012
- [Sie04] SVC PLUS – Innovation meets experience, Siemens AG, Energy Sector, 2011
- [Sie05] HVDC/FACTS – The 800 kV Yunnan – Guangdong UHV DC Project in China, Newsletter, 2012  
[http://www.ptd.siemens.de/artikel0912\\_low.pdf](http://www.ptd.siemens.de/artikel0912_low.pdf)
- [Sie06] Energy Sector / Power Transmission Division – Siemens erhält Auftrag von transpower zur Anbindung von Offshore-Windparks mit HGÜ, Pressemitteilung, 2010

---

## Normen

- EN 60146-2 Halbleiter-Stromrichter – Teil 2: Selbstgeführte Halbleiter-Stromrichter (IEC 60146-2: 1999) Deutsche Fassung EN 60146-2: 2000
- DIN VDE 0675-1 Überspannungsableiter – Überspannungsableiter mit nichtlinearen Widerständen und Funkenstrecken für Wechselspannungsnetze (IEC 60099-1: 1991 + A1:1999) Deutsche Fassung EN 60099-1: 1994 + A1:1999

---

## Publikationen

- [Pub01] P. Münch, S. Liu, M. Dommaschk: Modeling and Current Control of Modular Multilevel Converters Considering Actuator and Sensor Delays, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON2009), Porto/Portugal, 2009
- [Pub02] M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, D. Retzmann, D. Soerangr: HVDC PLUS Basics and Principle of Operation; Siemens AG, Energy Sector, 2009
- [Pub03] U. Armonies, M. Dommaschk, Dr. D. Retzmann, Dr.-Ing. K. Würflinger  
v: VSC HGÜ mit Modularer Multilevel Technologie in der Praxis, Siemens AG, ETG 2011, Würzburg
- [Pub04] M. Dommaschk, G. Ebner: Calculation and Evaluation of Transient Thermal Stress in the Frequency Domain of Modular Multilevel Converters, ISPS 2012, Prag

---

## Patente

- [Pat01] M. Dommaschk, J. Dorn, J. Holweg, J. Lang, A. Preidel, K. Würflinger: Device for short-circuiting power semiconductor modules, US Patent No: 8,164,868, Feb 2006
- [Pat02] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, D. Soerangr, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Device for converterting an electric current, US Patent Application No: 2010/0118,578, Dec 2006
- [Pat03] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Production of a real power equilibrium of the phase modules of a converter, US Patent No: 8,144,489, Dec 2006
- [Pat04] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, F. Karlecik-Maier, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger, C. Wittstock: Apparatus having a converter, US Patent Application No: 2011/0235,375, Sep 2008
- [Pat05] T. Bernhard, M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, F. Karlecik-Maier, J. Lang, J. Rittiger, J.-W. Strauss, Q.-B. Tu, O. Venjakob, K. Würflinger, C. Wittstock: Closed-loop control method for an HVDC transfer installation having a DC voltage intermediate circuit and self-commutated converters, US Patent Application No: 2011/0205,771, Jun 2008
- [Pat06] M. Dommaschk, I. Euler, G. Herbert, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger, C. Wittstock, A. Zenkner: Converter with distributed brake resistances, US Patent Application No: 2011/0163,702, Aug 2009
- [Pat07] T. Bernhard, M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, F. Karlecik-Maier, J. Lang, J.-W. Strauss, Q.-B. Tu, O. Venjakob, K. Würflinger, C. Wittstock: Active filter having a multilevel topology, US Patent No: 7,969,238, Apr 2008

- [Pat08] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Control of a modular converter with distributed energy storage devices US Patent No: 7,960,871, Dec 2006
- [Pat09] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Monitoring of the aging of the capacitors in a converter by means of capacitance measurement, US Patent Application No: 2010/0321,038, Dec 2006
- [Pat10] T. Bernhard, M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, F. Karlecik-Maier, J. Lang, J.-W. Strauss, Q.-B. Tu, K. Würflinger, C. Wittstock: Active Filter having a multilevel topology, US Patent Application No: 2010/0127,769, Apr 2008
- [Pat11] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Method For Limiting Damage To A Converter Having Power Semiconductors In The Case Of A Short Circuit In The DC Voltage Intermediate Circuit, US Patent Application No: 2010/0085,785, Mar 2007
- [Pat12] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Semiconductor protection elements for controlling short circuits at the DC end of voltage source converters  
US Patent Application No: 2010/0066,174, Dec 2006
- [Pat13] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Control of a modular converter with distributed energy storage devices, US Patent Application No: 2010/0067,266, Dec 2006
- [Pat14] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Driving of a phase module branch of a multilevel converter, US Patent Application No: 2010/0060,235, Jan 2007



- 
- [Pat15] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Converter with short-circuit current limiting, US Patent Application No: 2010/0034,001, Dec 2006
- [Pat16] M. Dommaschk, J. Dorn, I. Euler, J. Lang, Q.-B. Tu, K. Würflinger: Production of a real power equilibrium of the phase modules of a converter, US Patent Application No: 2010/0020,577, Dec 2006
- [Pat17] M. Dommaschk, J. Dorn, J. Holweg, J. Lang, A. Preidel, K. Würflinger: Device for Short-Circuiting Power Semiconductor Modules, US Patent Application No: 2009/0141,416, Feb. 2006



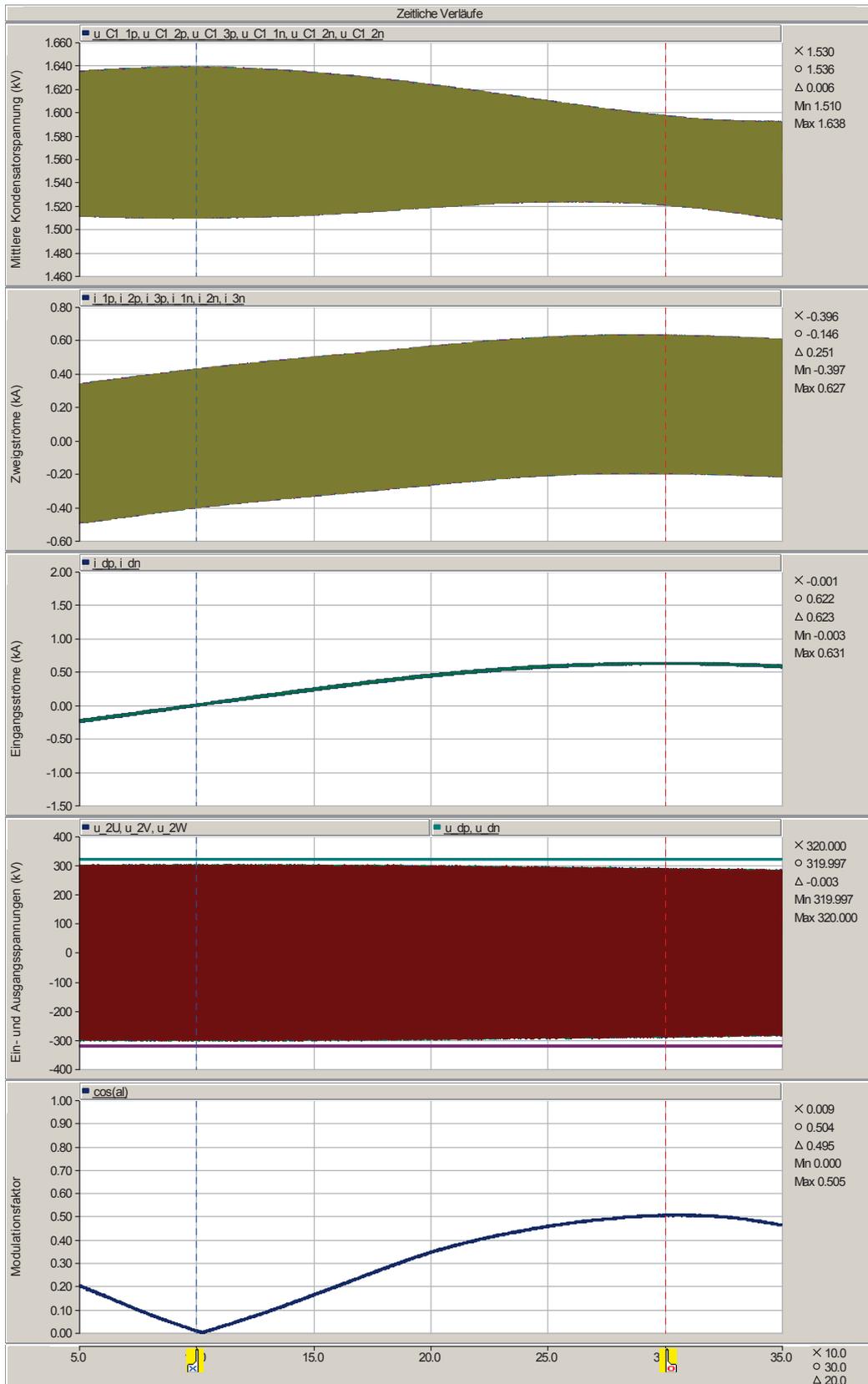
---

## Anhang

### Simulationen zum Kap. 4.5.4

Die Simulationen bei unterschiedlichen Scheinleistungen zeigen, dass die Spannungsüberschwingungen in erster Linie mit den aus der Schaltfrequenz verbundenen Verriegelungszeiten sowie den statischen Kennlinien der Halbleiter verbunden sind. Hierfür wurden mehrere Simulationen durchgeführt, welche im Folgenden aufgezeigt werden.

Spektrum der Spannungsüberschwingungen (Peak) bei  $S = 400\text{MVA}$ ,  $U_d = 320\text{kV}$ ,  $M_{A,v=1} = 1,02$  (zusätzlich wird die 3. Oberschwingung mit ca. 1/6 der Grundschwingung aufgeschaltet)



**Abb. 0.1** Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

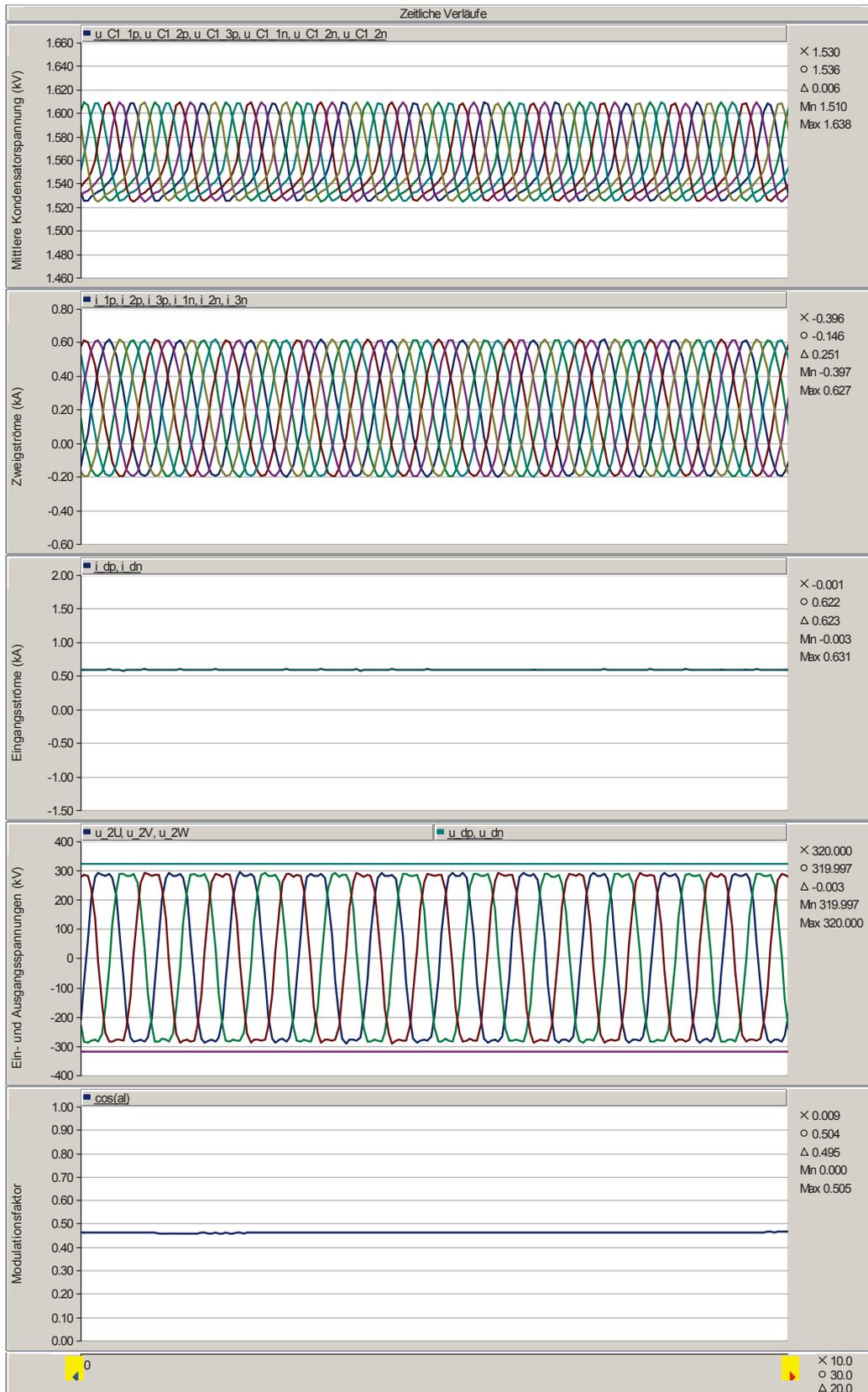


Abb. 0.2 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (Ausschnitt, S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

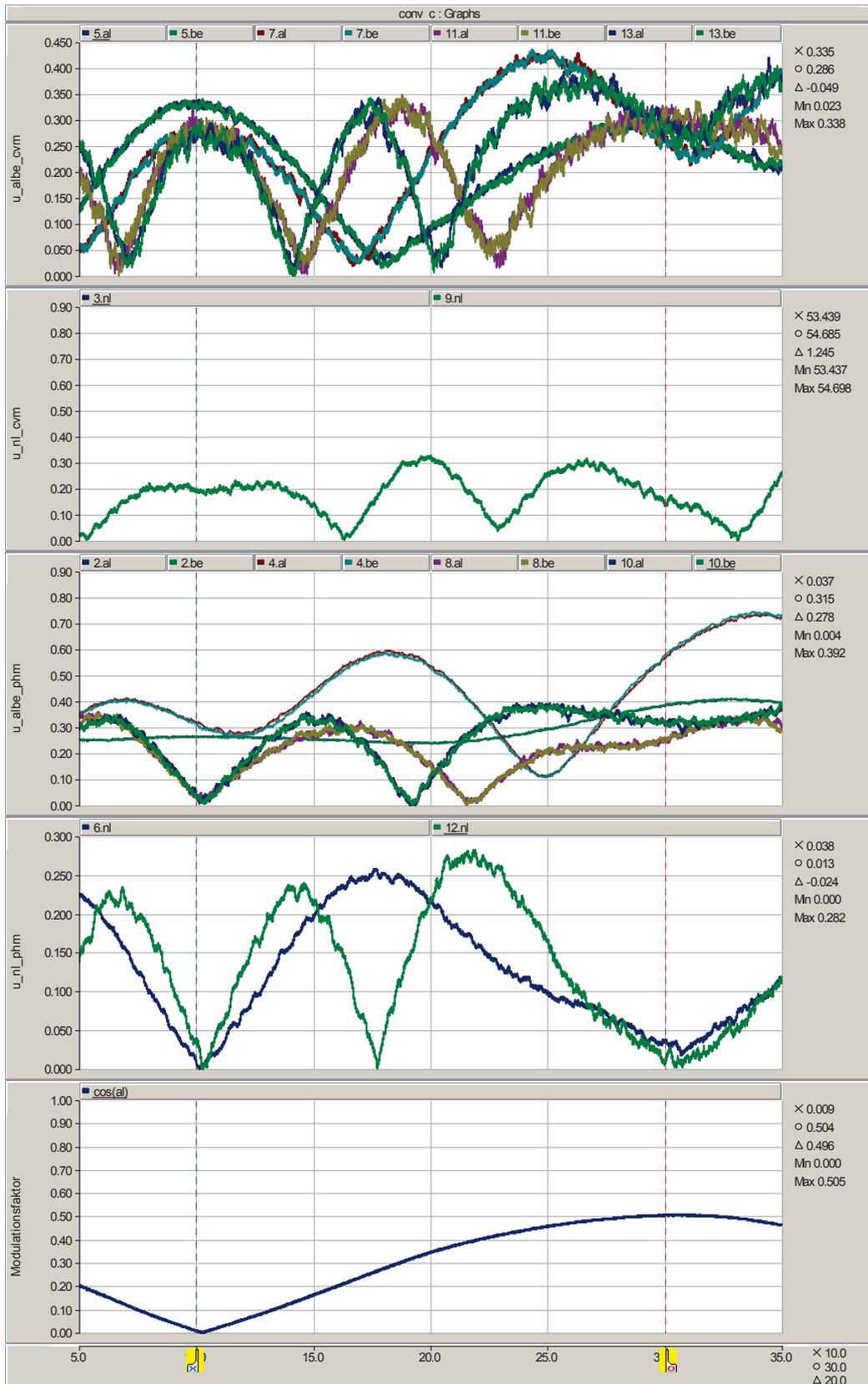
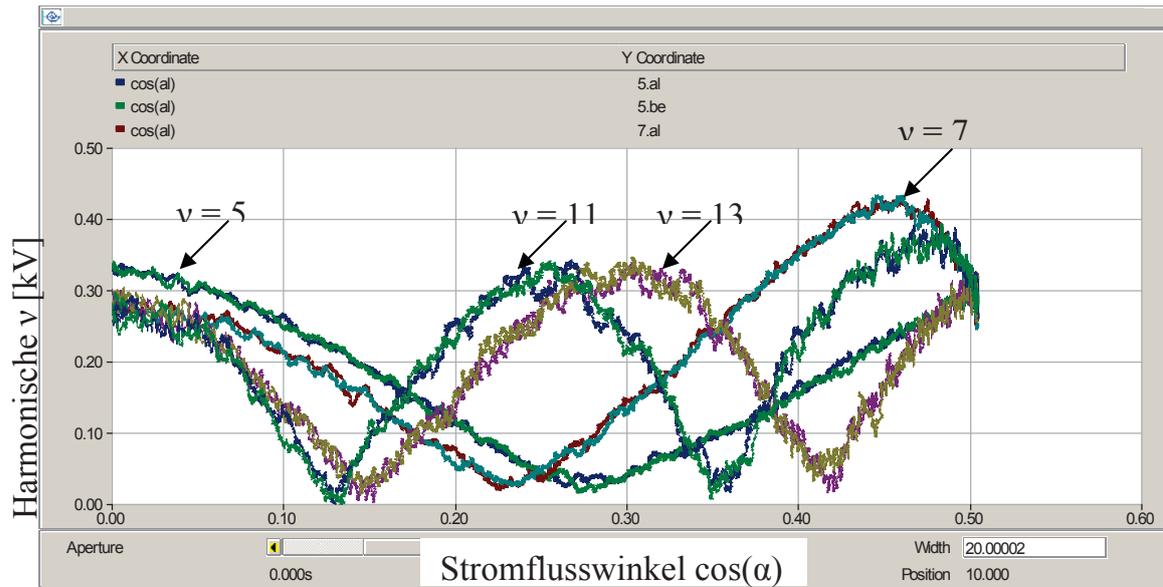
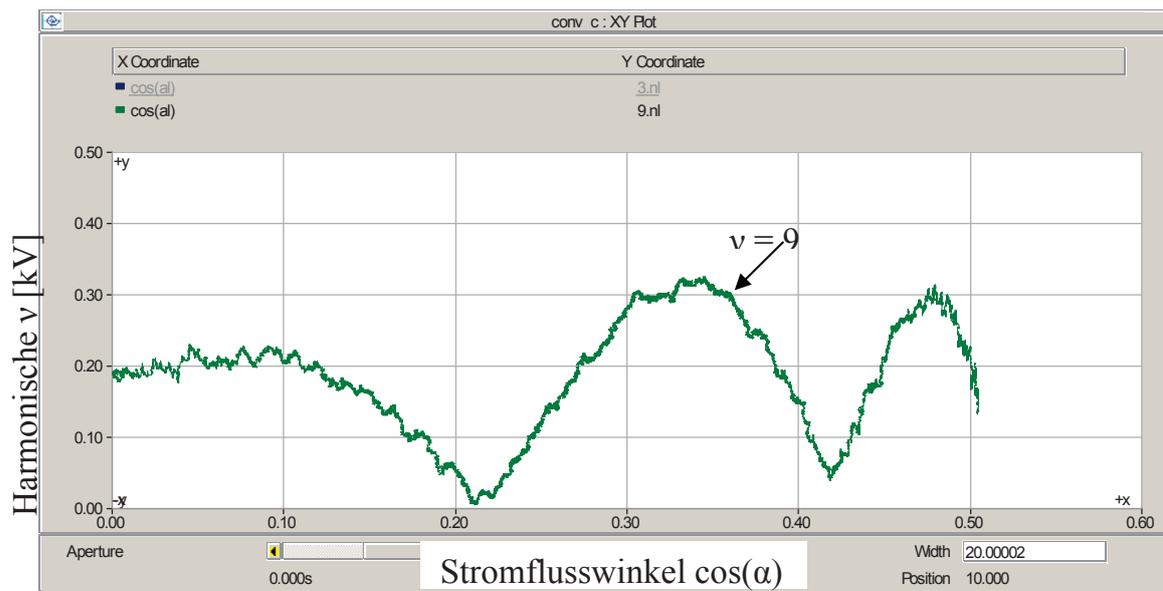


Abb. 0.3 Zeitliche Verläufe der Harmonischen in den Ein- und Ausgangsspannungen (S=400MVA; Ud=320kV; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



**Abb. 0.4** Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; mit Aufschaltung der 3.Oberschwingung)



**Abb. 0.5** Harmonische im Nullsystem der Ausgangsspannung ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

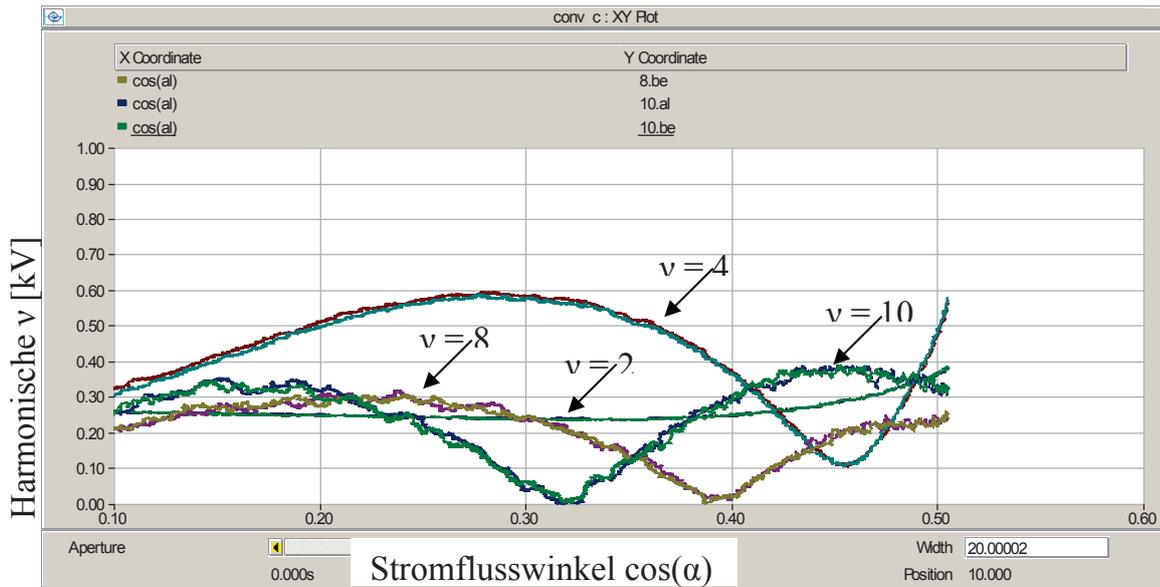


Abb. 0.6 Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

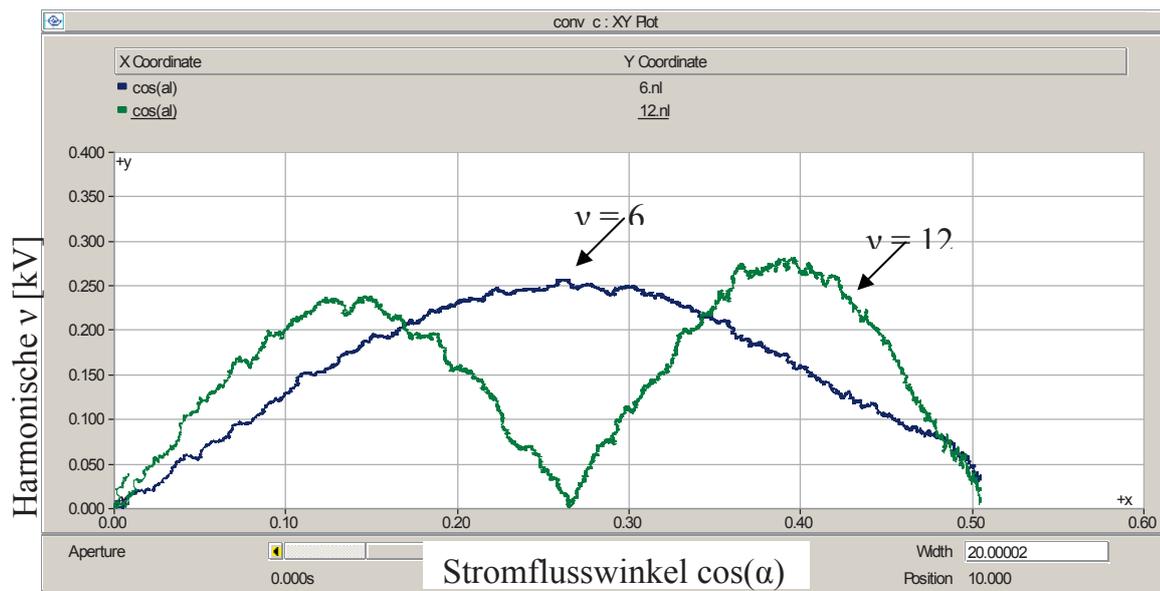


Abb. 0.7 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

Spektrum der Spannungsüberschwingungen (Peak) bei  $S = 400\text{MVA}$ ,  $U_d = 320\text{kV}$ ,  $M_{A,V=1} = 0,84$  (ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

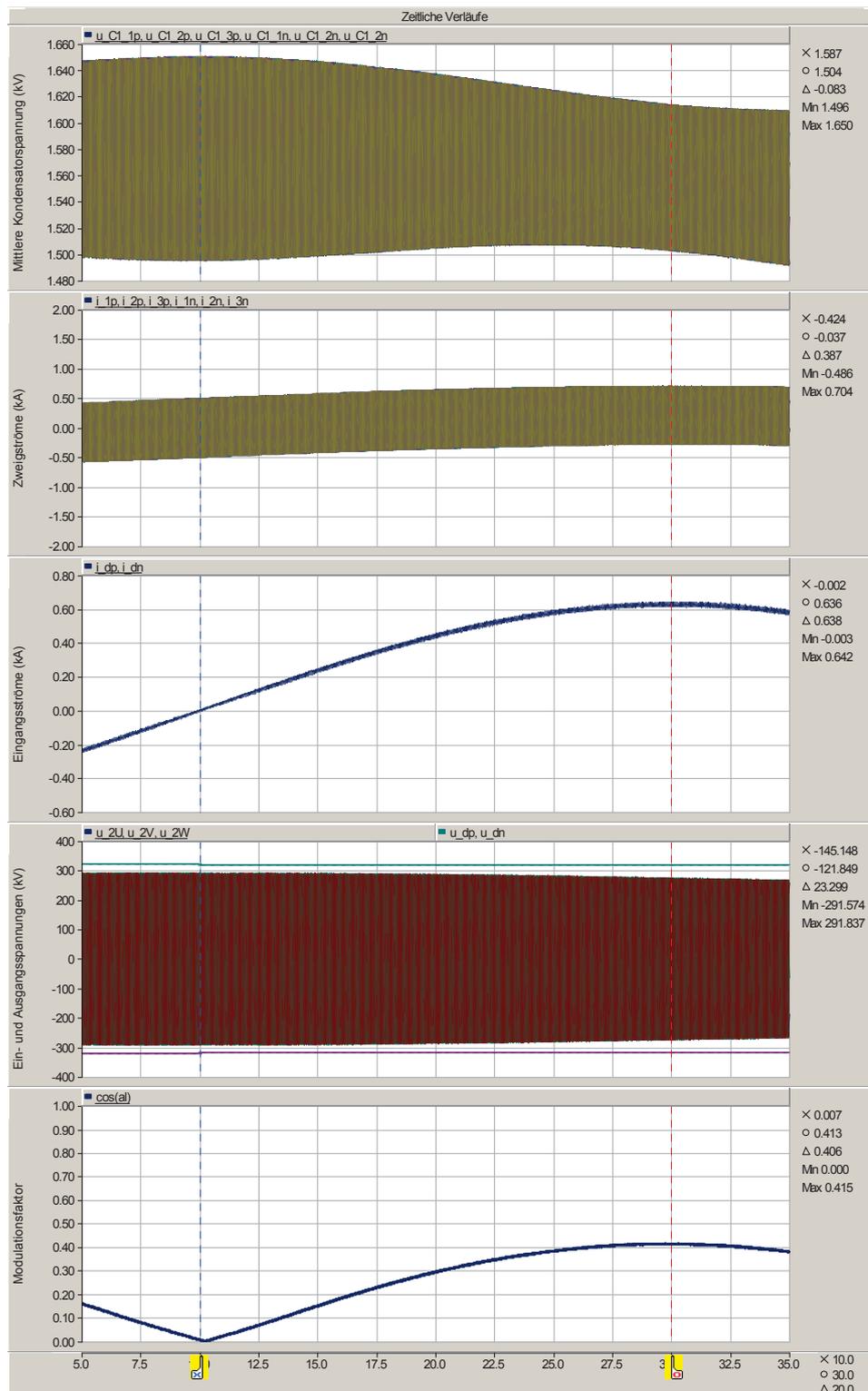
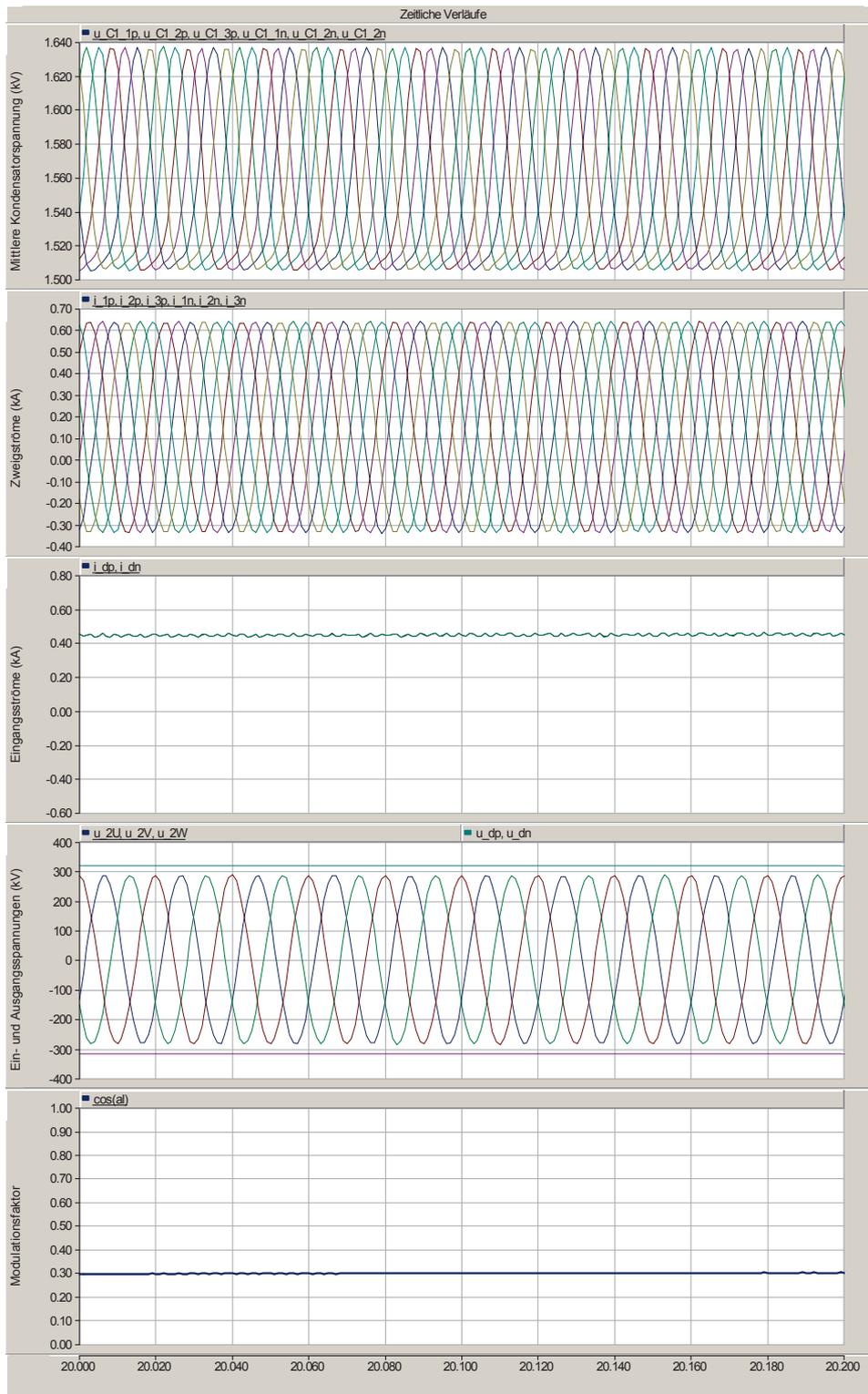
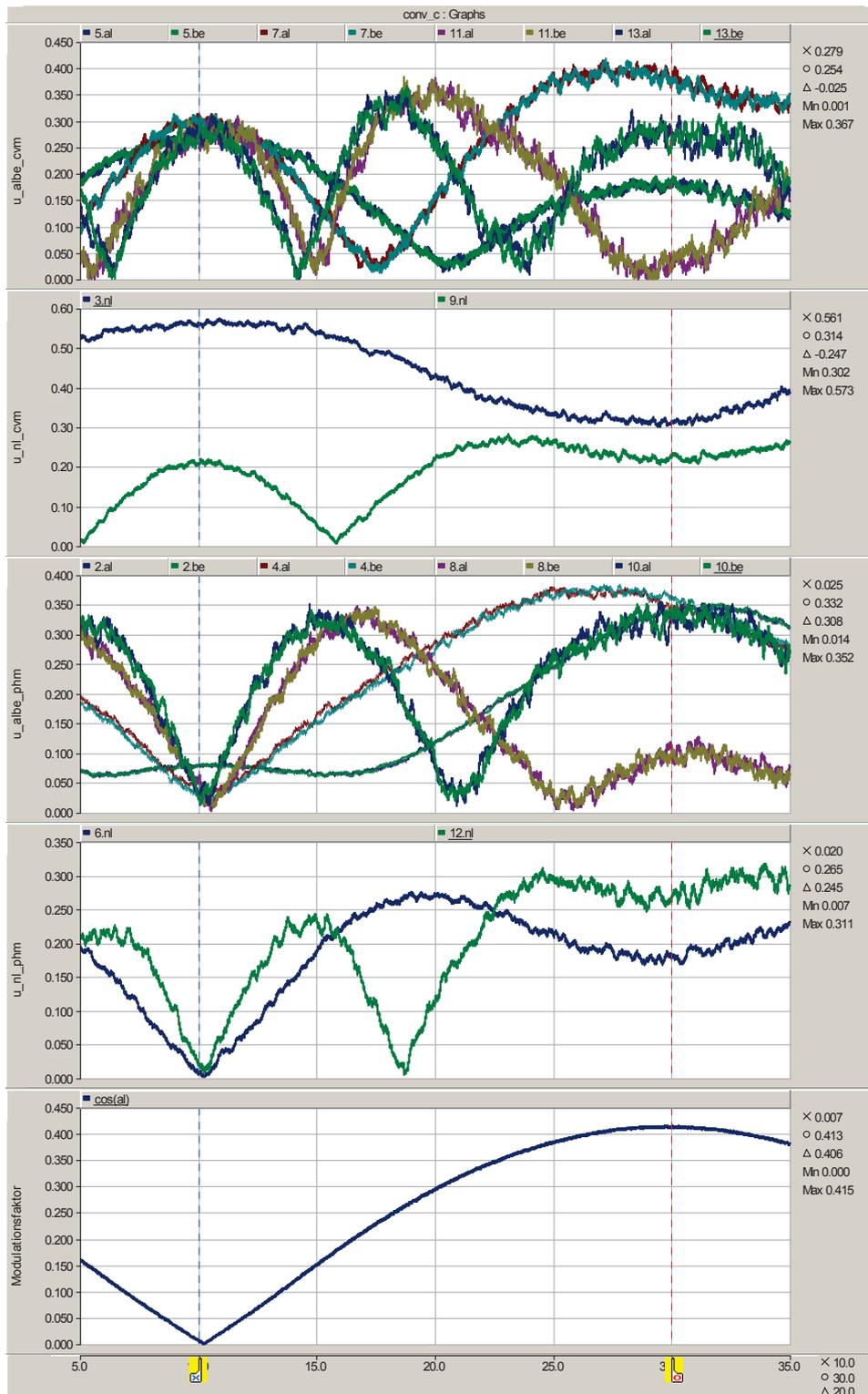


Abb. 0.8 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



**Abb. 0.9 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (Ausschnitt, S=400MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)**



**Abb. 0.10** Zeitliche Verläufe der Harmonischen in den Ein- und Ausgangsspannungen (S=400MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

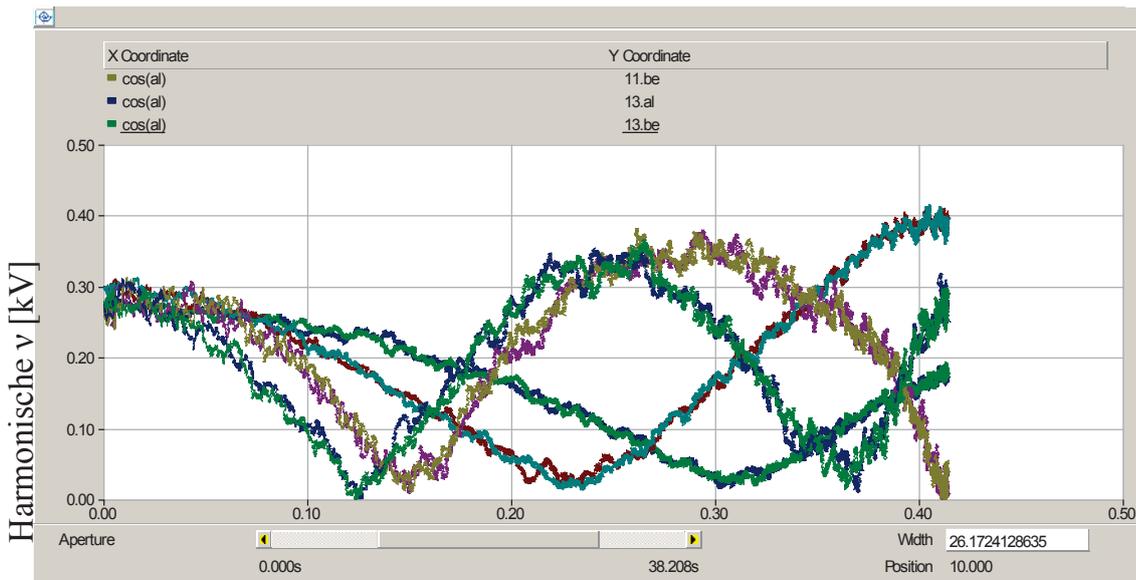


Abb. 0.11 Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannung ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3.Oberschwingung)

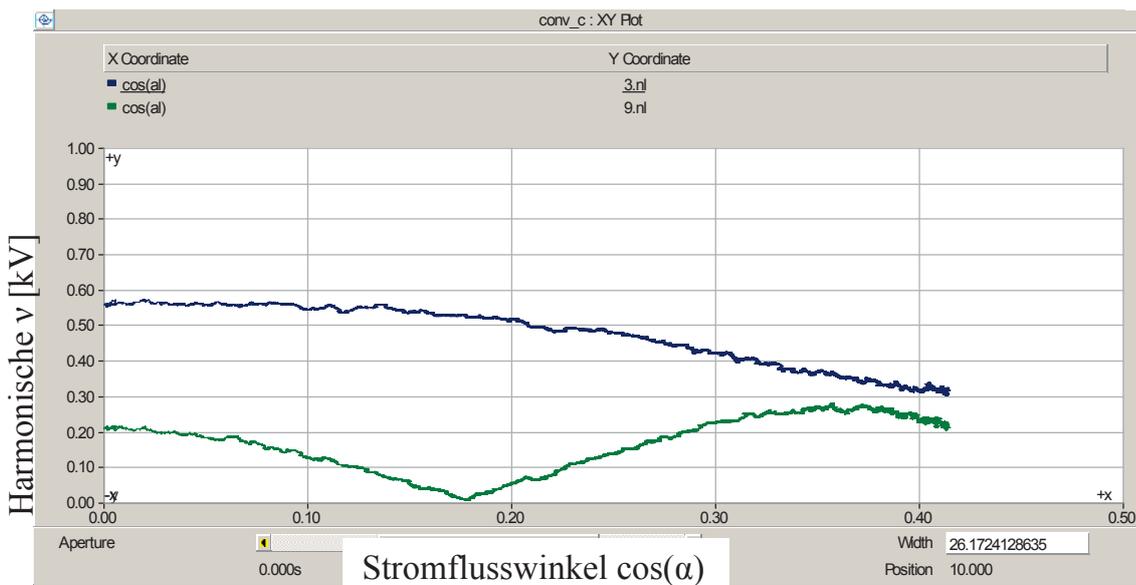
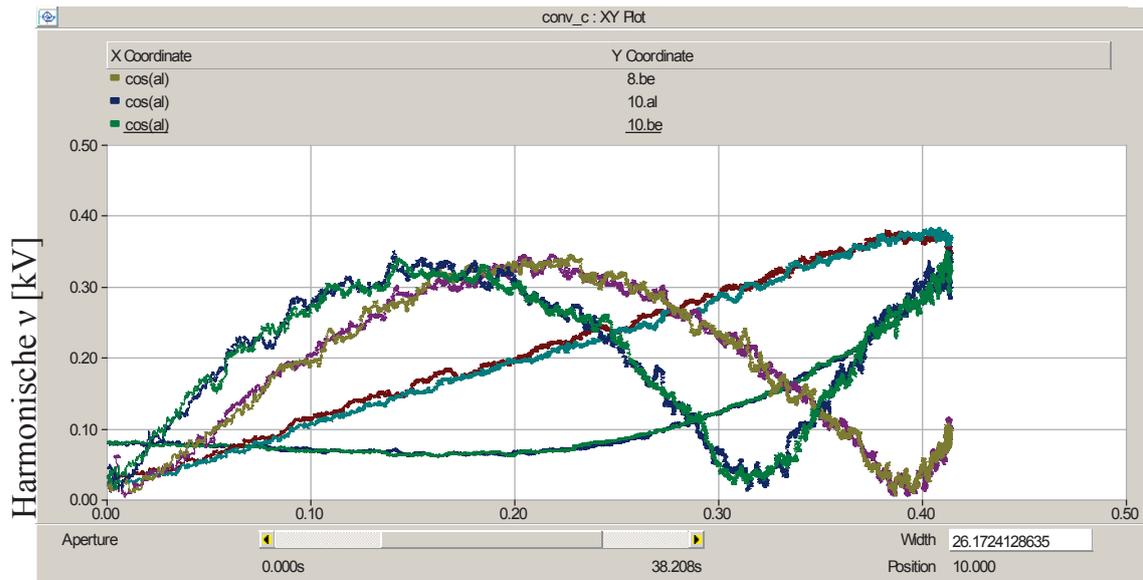
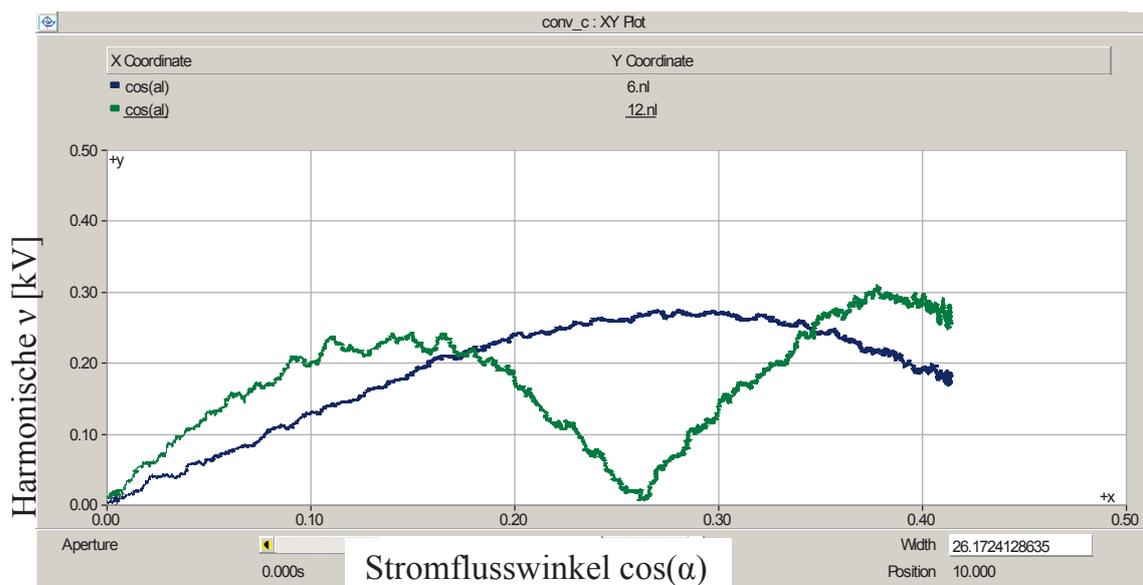


Abb. 0.12 Harmonische im Nullsystem der Ausgangsspannung ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



**Abb. 0.13** Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



**Abb. 0.14** Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung ( $S=400\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

Spektrum der Spannungsüberschwingungen (Peak) bei  $S = 1000\text{MVA}$ ,  $U_d = 320\text{kV}$ ,  $M_{A,v=1} = 0,84$

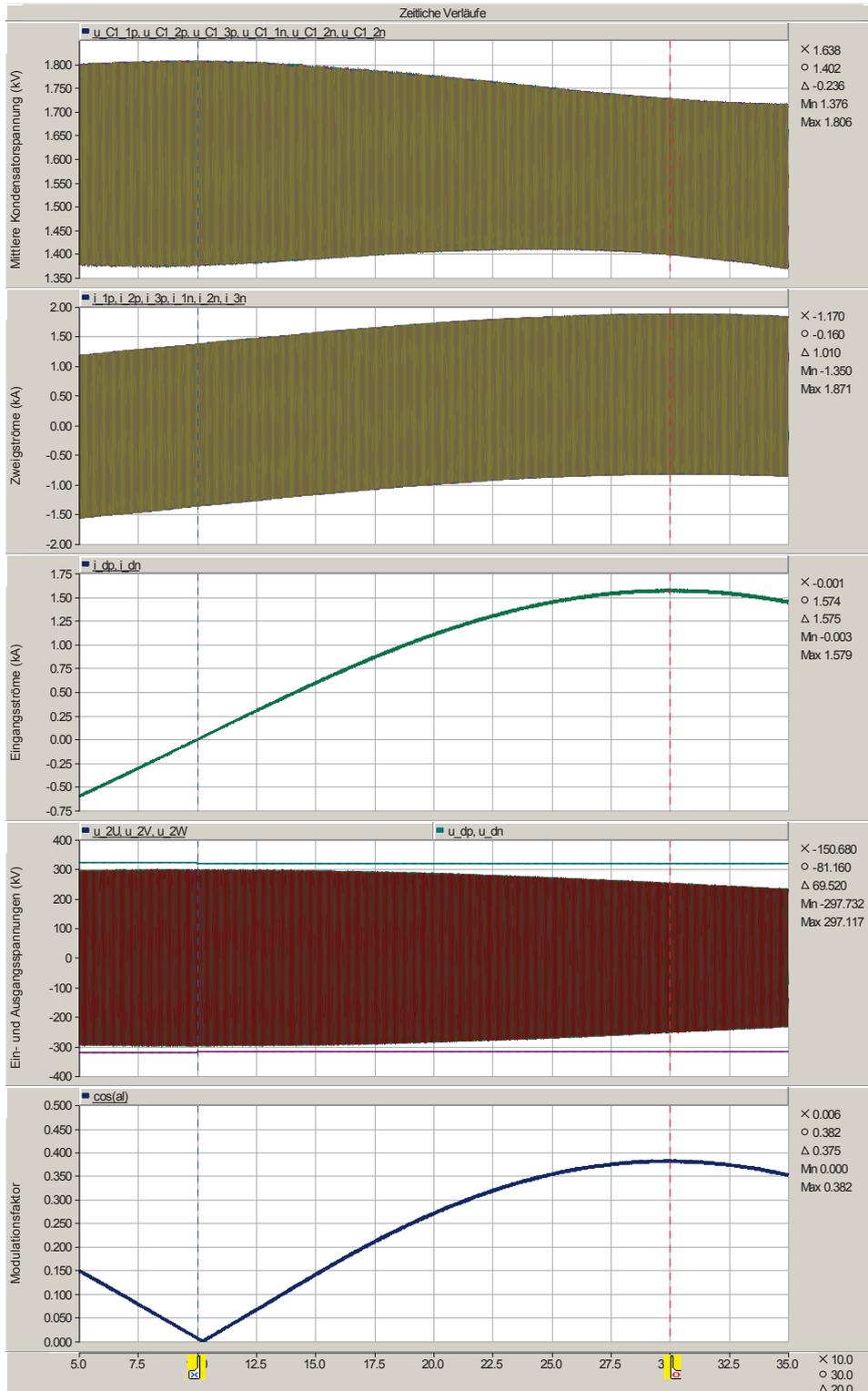
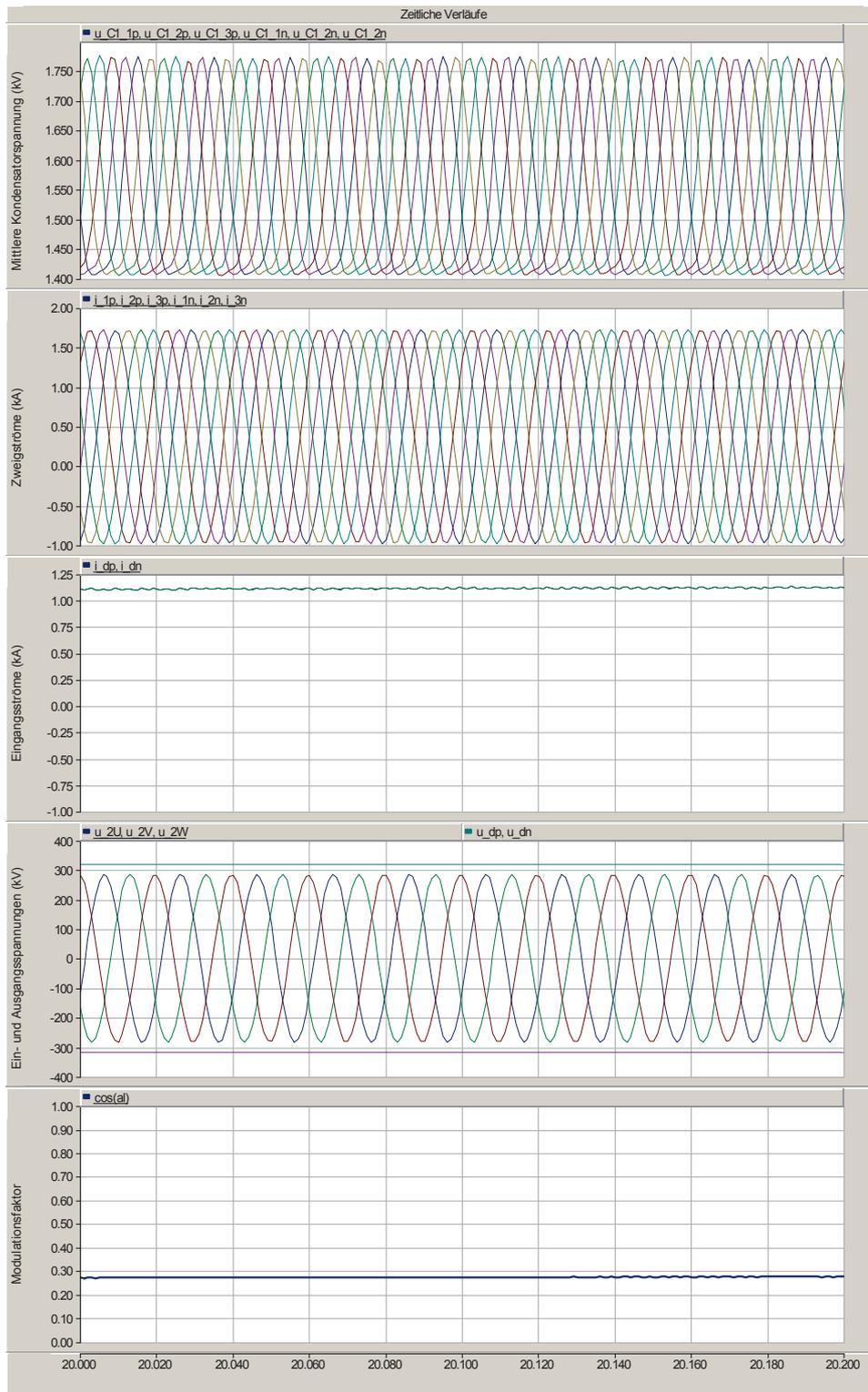


Abb. 0.15 Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



**Abb. 0.16** Zeitliche Verläufe der Ein- und Ausgangsgrößen (Ausschnitt,  $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufsaltung der 3. Oberschwingung)

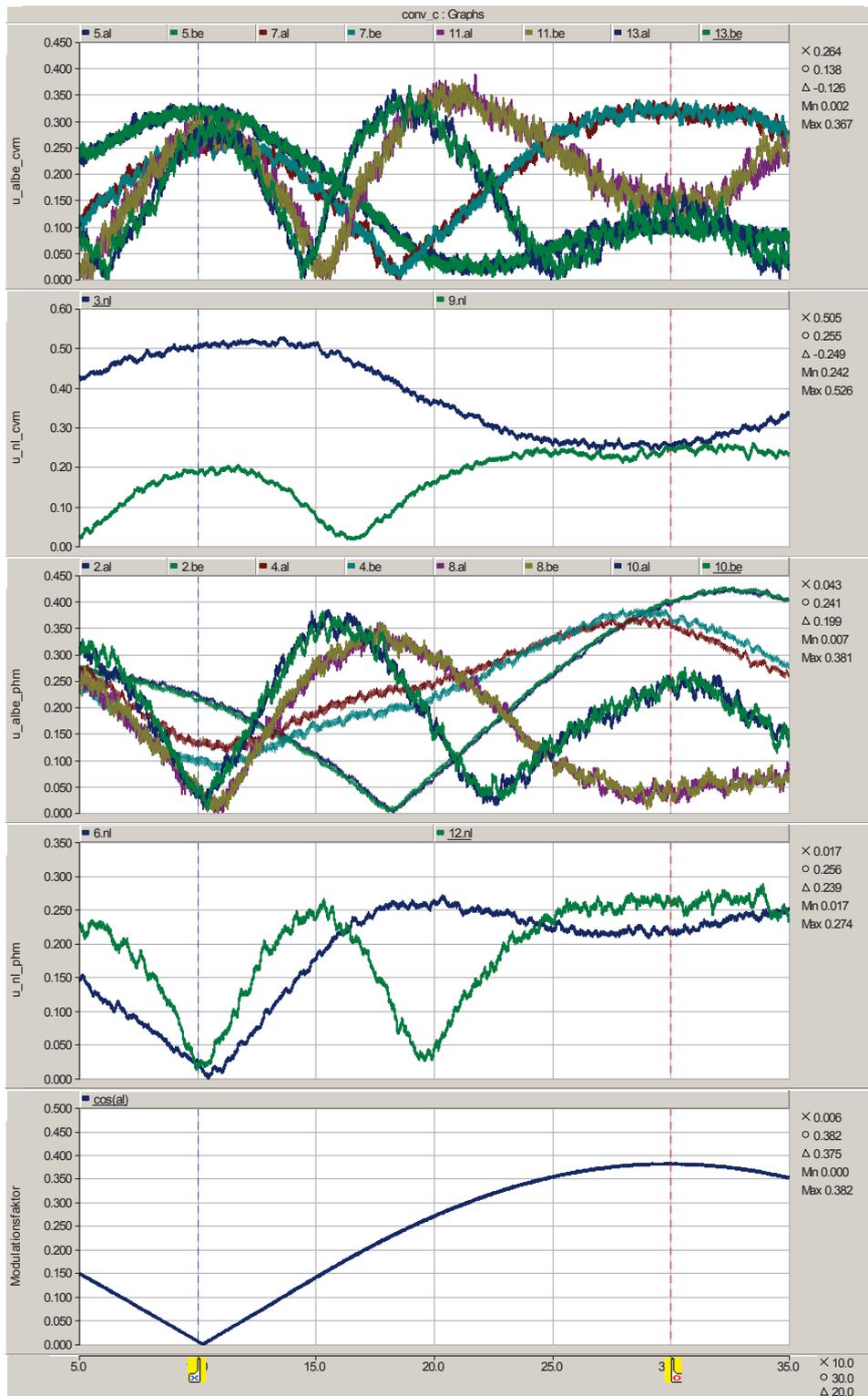
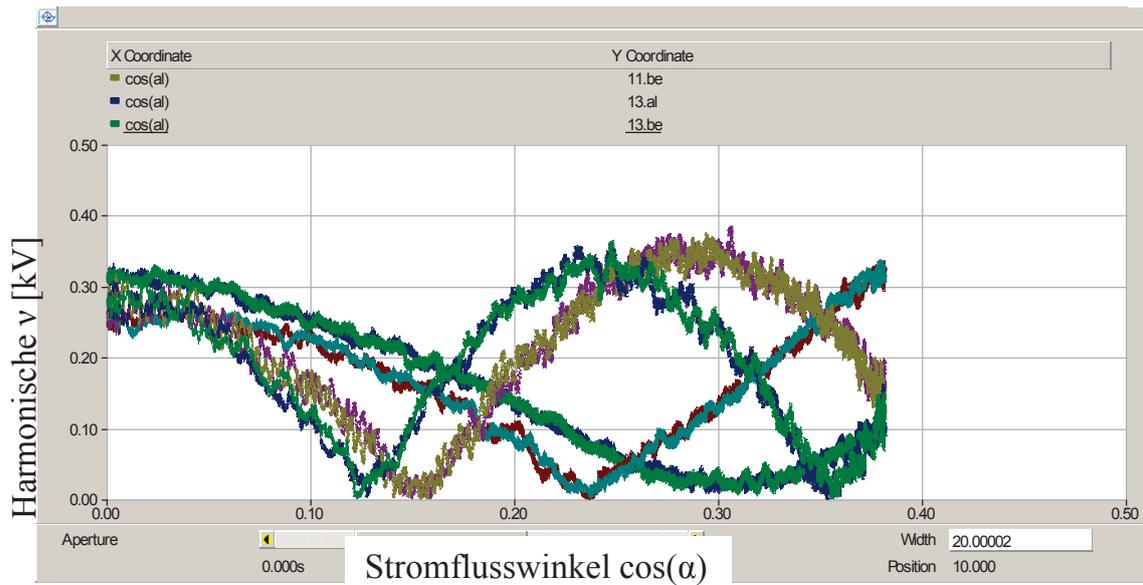
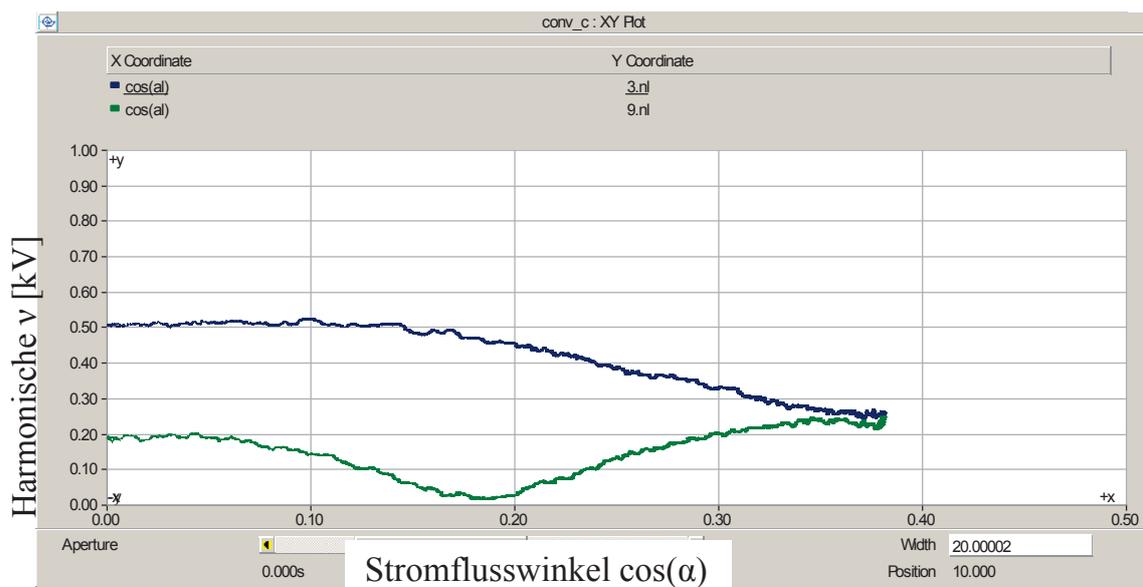


Abb. 0.17 Zeitliche Verläufe der Harmonischen in den Ein- und Ausgangsspannungen (S=1000MVA; Ud=320kV; ohne Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



**Abb. 0.18** Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3.Oberschwingung)



**Abb. 0.19** Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)

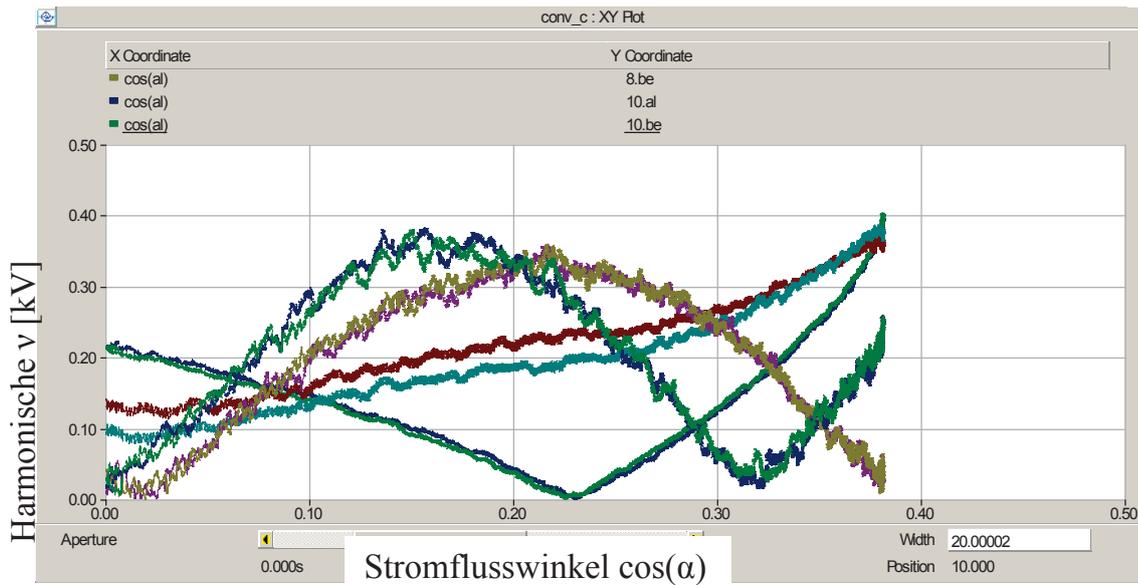


Abb. 0.20 Harmonische in den  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten der Eingangsspannungen ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; ohne Aufschaltung der 3.Oberschwingung)

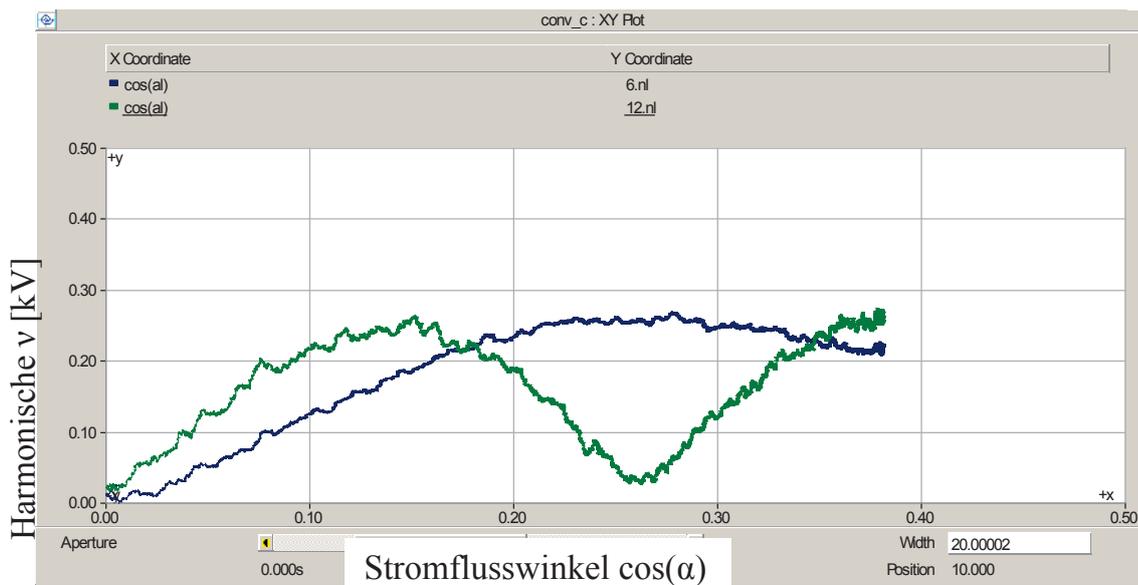


Abb. 0.21 Harmonische im Nullsystem der Eingangsspannung ( $S=1000\text{MVA}$ ;  $U_d=320\text{kV}$ ; mit Aufschaltung der 3. Oberschwingung)



### Berechnungen zum Kap.: 3.2.1.4 Stromrichterseite

Ein interessanter Extremwert ergibt sich bei einem Modulationsgrad  $M_{A, v=1} = \sqrt{2}$  und einem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi) = 1$ . In diesem Arbeitspunkt verschwindet die Eingangspendelleistung der Stromrichtermodule, sodass nur die Ausgangspendelleistung über den Energieinhalt der Stromrichtermodule zur Verfügung gestellt werden muss. Der Extremwert folgt aus der Kompensation der Grundschwingungsanteile in den Energien für  $i_q = 0$ .

Aus den Energien fallen die Terme mit  $i_p$ , wegen  $i_p = 0$  weg.

$$w_{I_p} = \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) + \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_q \cos(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t) + \\ - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_q \cos(2\omega t) + W_{I_p}$$

Damit berechnen sich die Energien aus:

$$w_{I_p} = \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t) + \\ - \frac{1}{8\omega} \hat{u}_{10,conv} \hat{i}_p \sin(2\omega t) + W_{I_p}$$

Der Extremwert folgt aus:

Gleichung 1

$$0 = \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t)$$

Gleichung 2

$$0 = \frac{3}{2} \hat{u}_{10,conv} \cdot \hat{i}_p - u_d \cdot i_d$$

Damit folgt:



$$0 = \frac{3}{2} \hat{u}_{10,conv} \cdot \hat{i}_p - u_d \cdot i_d$$

$$i_d = \frac{3}{2} \frac{\hat{u}_{10,conv}}{u_d} \cdot \hat{i}_p$$

und

$$0 = \frac{1}{4\omega} u_d \hat{i}_p \sin(\omega t) - \frac{1}{3\omega} \hat{u}_{10,conv} i_d \sin(\omega t)$$

$$0 = \frac{1}{4} u_d \hat{i}_p - \frac{1}{3} \hat{u}_{10,conv} i_d$$

einsetzen von Gleichung 2 in Gleichung 1

$$0 = \frac{1}{4} u_d \hat{i}_p - \frac{1}{3} \hat{u}_{10,conv} \frac{3}{2} \frac{\hat{u}_{10,conv}}{u_d} \cdot \hat{i}_p$$

$$0 = \frac{u_d}{\hat{u}_{10,conv}} - \frac{2 \cdot \hat{u}_{10,conv}}{u_d}$$

$$0 = \frac{u_d}{\hat{u}_{10,conv}} - M$$

$$0 = \frac{u_d}{2 \cdot \hat{u}_{10,conv}} - \frac{1}{2} M$$

$$0 = \frac{1}{M} - \frac{1}{2} M$$

$$0 = 2 - M^2$$

$$M = \sqrt{2}$$



