

7.8 Dreiphasige Pulsleichrichtersysteme

Johann W. Kolar und Thomas Friedli
Power Electronic Systems Laboratory, ETH Zürich

Die Autoren danken Herrn Dr. Michael Hartmann und Herrn Dr. Johann Miniböck für die bereitwillige Weitergabe von Entwürfen für Abbildungen und Messresultaten von Hardware-Demonstratoren.

Vorwort

In diesem Buchkapitel werden Topologien dreiphasiger Gleichrichterschaltungen mit Leistungsfaktorkorrektur, d.h. mit sinusförmigem Netzstrom und geregelter Ausgangsspannung ausgehend von bekannten einphasigen PFC-Gleichrichterschaltungen (*Power Factor Corrected*, PFC) oder passiven Dreiphasen-Diodengleichrichterschaltungen entwickelt. Die Systeme werden in hybride und voll aktive Pulsleichrichtersysteme mit Hoch- oder Tiefsetzsteller-Charakteristik gegliedert und kurz hinsichtlich Grundfunktion und Grundkonzept der Regelung diskutiert. Dadurch wird einerseits das Verständnis der Funktion dreiphasiger Systeme ausgehend von Einphasensystemen erleichtert und andererseits die Wissensbasis dreiphasiger Gleichrichtersysteme geordnet und durch Erweiterung auf bisher fehlende hybride Tiefsetzsteller-PFC-Systeme (SWISS Rectifier) vervollständigt. Weiters werden analytische Beziehungen für die Berechnung der Strombeanspruchung der Leistungskomponenten ausgewählter Schaltungen angegeben und durch eine vergleichende Gegenüberstellung hinsichtlich Halbleiterbeanspruchung, Beanspruchung und Bauvolumen der passiven Komponenten und der Gleich- und Gegentakt-Störspannung Systeme mit hohem industriellem Anwendungspotential identifiziert.

Abschliessend werden Themen weiterer Forschung im Bereich dreiphasiger PFC-Gleichrichterschaltungen, wie z.B. die Analyse neuer hybrider Tiefsetz-PFC-Gleichrichterschaltungen, die direkte Netzstromregelung von Tiefsetzsteller-Systemen und allgemein die Mehrkriterien-/Pareto-Optimierung der Systeme hinsichtlich Wirkungsgrad und Leistungsdichte sowie die Klärung der Sensitivität der Systemperformance bezüglich der Technologie der Leistungshalbleiter und passiven Komponenten diskutiert.

Anmerkung: Die Fachliteratur zu Gleichrichtersystemen ist fast ausschliesslich englischsprachig abgefasst. Auch im deutschen Sprachraum werden daher im technischen Sprachgebrauch vielfach englische Bezeichnungen verwendet. Im vorliegenden Kapitel wird deshalb nach Einführung einer englischsprachigen Bezeichnung diese i. Allg. beibehalten und auch in den Abbildungen verwendet.

7.8.1 Einleitung

Die leistungselektronische Speisung elektrischer Systeme höherer Leistung (typ. $> 5 \text{ kW}$) aus dem Dreiphasen-Wechselspannungsnetz wird meist zweistufig ausgeführt, d.h. die Netzwechselspannung wird vorerst in eine Gleichspannung umgeformt und diese nachfolgend durch einen DC/DC-Konverter mit oder ohne Potentialtrennung an das Lastspannungsniveau angepasst (Abb. 7.1). Vielfach ist dabei nur eine Energieflussrichtung vorzusehen. Weiters hat die Anbindung an das Netz typisch über nur drei Leiter, d.h. ohne Nullleiter zu erfolgen.

Im einfachsten Fall kann daher die Gleichrichtung durch unidirektionale Dreiphasen-Diodengleichrichter mit kapazitiver Glättung der Ausgangsspannung und AC-seitiger oder DC-seitiger Vorschaltinduktivität erfolgen (Abb. 7.2). Einer geringen Komplexität und hohen Robustheit (keine Regelung, Sensorik, Hilfsspannungsversorgung oder EMV-Filterung) stehen dabei allerdings relativ hohe Netzurückwirkungen und eine unregelmäßige, an das Netzspannungsniveau gebundene Ausgangsspannung als Nachteile gegenüber.

Das Netzverhalten von Stromrichtern wird allgemein durch den Leistungsfaktor λ , bzw. den Grundschiebungsfaktor $\cos(\Phi)$ und die harmonische Verzerrung, THD_i , (*Total Harmonic Distortion*) des Eingangsstromes charakterisiert

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_i^2}} \cos(\Phi) . \quad (7.1)$$

Der Leitzustand der Dioden der in Abb. 7.2a und b gezeigten passiven Gleichrichter wird wesentlich durch die Netzaussenleiterspannungen bestimmt, wobei mit Ausnahme der Kommutierungsintervalle stets jeweils nur zwei Dioden Strom führen. Demgemäss ist jede Diode der positiven und negativen Brückenhälfte nur für ein Drittel der Netzperiode, d.h. für 120° stromführend. Im Phasenstrom verbleiben daher für industriell einsetzbare Induktivitätswerte in der Umgebung der Nulldurchgänge 60° -breite stromlose Intervalle, welche in einem relativ hohen Anteil niederfrequenter Oberschwingungen bzw. einer $\text{THD}_i \approx 30\%$ des Netzstromes resultieren. Um Spannungsverzerrungen zufolge induktiver Spannungsabfälle an den Zuleitungen oder auch die Anregung von Resonanzen im Verteilnetz durch Oberschwingungen zu vermeiden wird deshalb vielfach $\text{THD}_i < 5\%$ bei Nennleistung gefordert. Für Flugzeugbordnetze mit relativ hoher innerer Impedanz gelten darüber hinaus noch strengere Grenzwerte ($\text{THD}_i < 3\%$, siehe DO160F, MIL-461F [1, 2]). Diese Netzstromqualität ist nur mittels aktiver Gleichrichtersysteme zu erreichen.

Anzumerken ist, dass für Dreiphasensysteme die allgemein gebräuchliche Bezeichnung *PFC Rectifier* teilweise irreführend ist, da auch passive Gleichrichter für industriell eingesetzte Werte der Glättungsinduktivität $(X_L \hat{I}_{(1)}) / \hat{U}_N = 0.05 \dots 0.15$ gemäss Abb. 7.2e und Abb. 7.2f aufgrund der geringen Phasenverschiebung der leistungsbildenden Netzstromgrundschiebungen gegenüber den zugehörigen Phasenspannungen bereits hohe Leistungsfaktorwerte $\lambda =$

0.9...0.95 aufweisen (siehe (1) z.B. für $\cos(\Phi) = 1$ und $\text{THD}_i \approx 30\%$, [4, 5]). Durch PFC-Gleichrichter wird daher hinsichtlich Netzstrom (in Nennpunkt) vor allem eine Reduktion der Stromoberschwingungen, jedoch nur eine geringe Verbesserung des Leistungsfaktors erreicht (typ. ist im Nennpunkt $\lambda > 0.99$ gegeben).

Ein weiterer Hauptaspekt des Einsatzes aktiver (PFC-)Gleichrichtersysteme ist die Möglichkeit einer Regelung der Ausgangsgleichspannung auf einen konstanten Wert, unabhängig von der jeweiligen Netzspannung (Europa: $U_{N, ll, rms} = 400\text{ V}$; USA und Japan: $U_{N, ll, rms} = 200\text{ V}$). Eine ausgangsseitige Konverterstufe (siehe Abb. 7.1) kann so auf einen engen Spannungsbereich ausgelegt werden, d.h. der Netzspannungsbereich ist nur für die Dimensionierung der Gleichrichterstufe zu berücksichtigen (die Lieferung einer gegebenen Nennleistung z.B. bei halber Spannung verlangt eine Verdopplung der Stromaufnahme, welche von den Leistungshalbleitern, passiven Leistungskomponenten und dem EMV-Filter beherrscht werden muss) bzw. steht für die Erzeugung der Lastspannung (siehe Abb. 7.1c) ein relativ hohes, definiertes Spannungsniveau zur Verfügung.

Die Anforderungen an aktive PFC-Gleichrichtersysteme können somit wie folgt zusammengefasst werden:

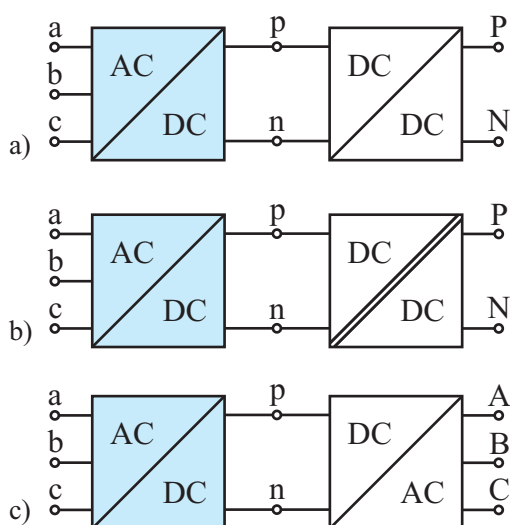


Abb. 7.1: Blockschaltbilder typischer Konverterkonfigurationen für die Versorgung elektrischer Verbraucher aus dem Dreiphasennetz. a) Dreiphasen-AC/DC-Konverter mit nicht potentialgetrenntem DC/DC-Konverter (z.B. für die Kopplung eines DC-Verteilsystems mit dem Dreiphasennetz oder zur Speisung von Verbrauchern hoher Leistung ohne Erdbezug, wie z.B. von Hochleistungslampen). b) Dreiphasen-AC/DC-Konverter mit potentialgetrenntem DC/DC-Konverter (z.B. zur Speisung von Telekomanlagen, Schweissgeräten oder Induktionsheizungen etc.). c) Dreiphasiger AC/DC-Konverter mit nachgeschaltetem Dreiphasen-DC/AC-Konverter (Inverter) ohne Potentialtrennung (z.B. für drehzahlvariabler Antriebe).

- Sinusförmiger Eingangsstrom; Vorschriften bezüglich des Netzverhaltens dreiphasiger Gleichrichtersysteme befinden sich derzeit noch in der Entwurfsphase (EN 61000-3-2 für $< 16\text{ A}$, 61000-3-4 für $> 16\text{ A}$); industriell wird jedoch i. Allg. unabhängig von der konkreten Anwendung $\text{THD}_i < 5\%$ (im Nennpunkt) gefordert;
- Ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten ($\cos(\Phi) > 0.99$);
- Geregelte Ausgangsspannung; abhängig vom geforderten Niveau der Ausgangsgleichspannung relativ zur Netzspannung ist ein System mit Hochsetzsteller- (*Boost*-), Tiefsetzsteller- (*Buck*-) oder Tief-Hochsetzsteller- (*Buck+Boost*-) Charakteristik vorzusehen;

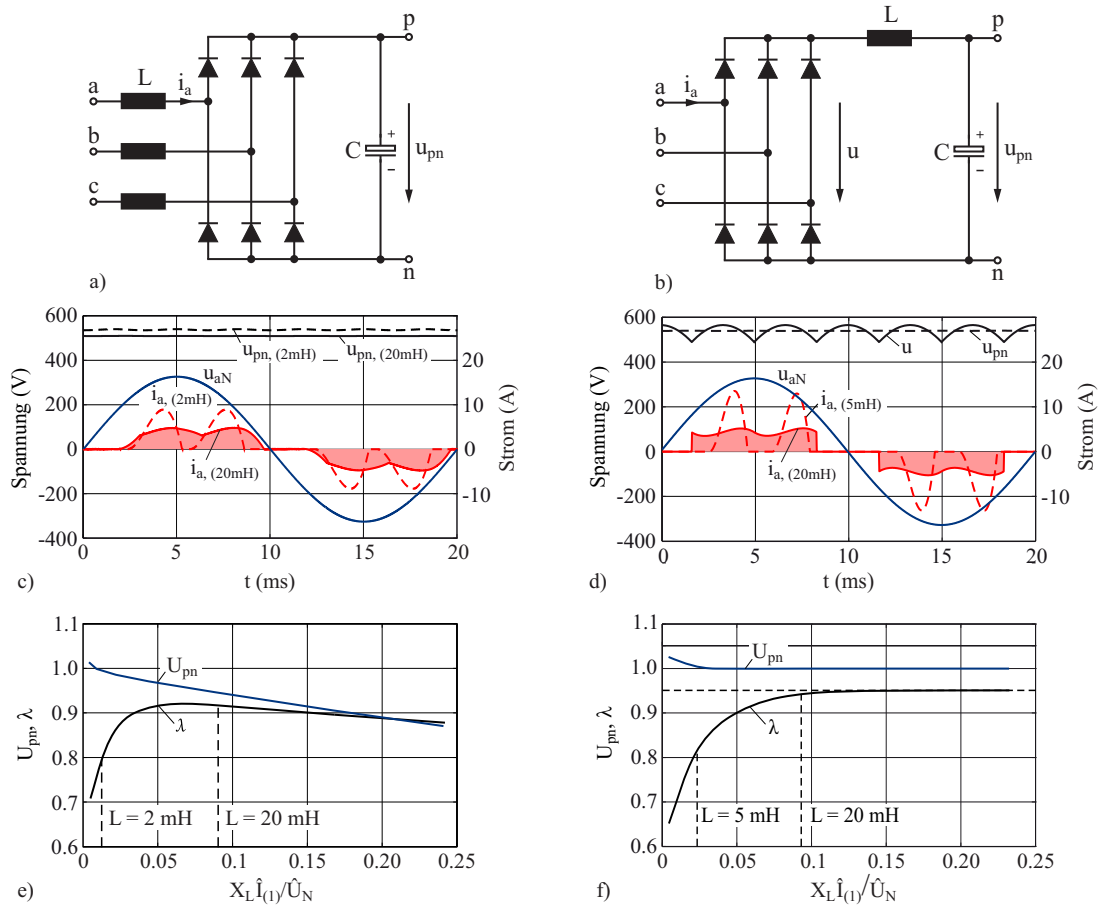


Abb. 7.2: Passive Dreiphasen-Diodengleichrichtung. a) AC-seitige Glättungsinduktivität. b) DC-seitige Glättungsinduktivität. c) und d) Zugehörige Eingangsstromverläufe. e) und f) Globaler Mittelwert U_{pn} der Ausgangsspannung u_{pn} und Eingangsleistungsfaktor λ . (Simulationsparameter: Effektivwert der Netzaussenleiterspannung $U_{N,u,rms} = 400\text{ V}$, Netzfrequenz $f_N = 50\text{ Hz}$, Glättungskapazität $C = 1\text{ mF}$ und Glättungsinduktivität $L = [1\text{ mH} \dots 45\text{ mH}]$).

- Beherrschung des Phasenausfalls, d.h. bei Unterbrechung oder Spannungseinbruch einer Netzphase soll ein Weiterbetrieb mit reduzierter Leistung und nach wie vor sinusförmigem Strom möglich sein;
- Unidirektionaler Leistungsfluss, eventuell mit eingeschränkter Möglichkeit der Blindleistungskompensation. Vielfach ist aufgrund der Speisung einer rein passiven Last (z.B. für Telekom-Stromversorgungen) nur eine unidirektionale Energiekonversion vorzusehen, oder es ist, wie für Flugzeugbordnetze keine Rückspeisung von Energie in das Netz zulässig;
- Einhaltung der Vorschriften hinsichtlich elektromagnetischer, insbesondere leitungsgebundener Störaussendung durch entsprechende EMV-Filterung.

Die in der vorliegenden Arbeit gewählte Bezeichnung Dreiphasen-PFC-Gleichrichter impliziert sowohl eine sinusförmige Netzstromformung als auch eine Regelung der DC-Ausgangsspannung. Hier ist darauf hinzuweisen, dass ein parallel zu einem passiven Gleichrichtersystem angeordnetes aktives Oberschwingungsfilter [6] relativ kleiner Bauleistung zwar ebenfalls eine Sinusform des Netzstromes, jedoch keine Regelung der Ausgangsspannung ermöglichen würde. Aufgrund des systemtechnischen Vorteils einer konstanten Speisespannung eines lastseitigen Konverters ist damit trotz des höheren Realisierungsaufwands, d.h. der Umformung der gesamten Ausgangsleistung, vielfach ein PFC-Gleichrichtersystem einer aktiven Filterung vorzuziehen.

Parallel zur Entwicklung einphasiger PFC-Gleichrichterschaltungen wurden über die letzten beiden Dekaden zahlreiche Konzepte dreiphasiger Pulsleichrichtersysteme vorgeschlagen und analysiert. Der topologischen Relation der Schaltungen und einer umfassenden Klassifizierung wurde bisher allerdings relativ wenig Beachtung geschenkt. Weiters wurde die Grundfunktion der Schaltungen i. Allg. analog zu dreiphasigen Antriebssystemen mit dem Raumzeigerkalkül behandelt, welches auf Basis von Kenntnissen der DC-Stromversorgungstechnik oder Einphasen-PFC-Gleichrichterschaltungen nicht unmittelbar verständlich ist.

Ziel dieses Betrages ist es daher, Konzepte dreiphasiger Gleichrichtersysteme ausgehend von bekannten Einphasen-Pulsleichrichtersystemen zu entwickeln und deren Grundfunktion und Regelung möglichst anschaulich und ohne Bezug auf spezifische Analyseverfahren dreiphasiger Stromrichterkonzepte zu erklären. Details der Modulation oder eine detaillierte mathematische Analyse werden hierbei weggelassen, es wird einzig der Betriebsbereich der Systeme hinsichtlich Ausgangsspannung und Netzstromphasenwinkel geklärt. Des Weiteren wird kurz die Dimensionierung der Leistungshalbleiter und der passiven Hauptkomponenten und des EMV-Filters diskutiert.

Im Sinne der Kürze bleiben die Überlegungen im Folgenden auf unidirektionale Systeme und hier auf jene Schaltungen beschränkt, welche hinsichtlich Realisierungsaufwand für einen industriellen Einsatz in Frage kommen oder bereits industrielle Anwendung gefunden haben. Zahlreiche nur theoretisch interessante

Schaltungsvorschläge hoher Komplexität und/oder Bauelementebeanspruchung werden daher nicht berücksichtigt. Insbesondere werden auch keine Schaltungen diskutiert, welche grundsätzlich niederfrequente, z.B. auf die sechsfache Netzfrequenz ausgelegte passive Komponenten erfordern. Passive sechs- oder zwölfpulsige Gleichrichtersysteme [8], oder hybride Gleichrichterschaltungen mit passivem Strominjektionsnetzwerk [9, 10] werden daher nicht behandelt.

Nachfolgend wird in Kap. 7.8.2 eine umfassende Klassifizierung unidirektionaler Dreiphasen-Gleichrichtersysteme vorgenommen, welche im Sinne der Vollständigkeit auch rein passive Systeme ohne Leistungsfaktorkorrektur einschliesst. Für PFC-Gleichrichterschaltungen wird eine Unterteilung in voll aktive und hybride, d.h. teilweise netzgeführte und teilweise selbstgeführte Schaltungen getroffen. Hinsichtlich der Grundstruktur werden phasenmodulare und direkt dreiphasige Systeme unterschieden, und nachfolgend in Kap. 7.8.3 und Kap. 7.8.4 anhand ausgewählter Schaltungstopologien näher behandelt. Neben Systemen mit Hochsetzsteller-Charakteristik werden hierbei auch Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersysteme diskutiert, welche in [11] keine Berücksichtigung gefunden haben, zukünftig jedoch z.B. in Verbindung mit der Batterieladung von Elektrofahrzeugen und der Speisung von DC-Verteilnetzen von besonderem Interesse sind. Diese Ordnung der Wissensbasis dreiphasiger PFC-Tiefsetzstellersysteme führt auch auf ein neues hybrides Schaltungskonzept (SWISS Rectifier), welches durch geringe Komplexität des Leistungsteils und der Regelung gekennzeichnet und somit für einen industriellen Einsatz von besonderem Interesse ist. In Kap. 7.8.5 werden im Sinne einer Unterstützung der Dimensionierung der Schaltungen kurz die Strombeanspruchungen der Hauptkomponenten der Schaltungen in Form einfacher analytischer Beziehungen zusammengestellt und die Gegentakt- (*Differential Mode*, DM) und Gleichtakt- (*Common Mode*, CM) EMV-Filterung der Systeme diskutiert. Schliesslich wird in Kap. 7.8.6 eine vergleichende Bewertung ausgewählter Hoch- und Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersysteme angegeben, welche für die Konzeptauswahl in industriellen Entwicklungsprojekten eine Hilfestellung geben soll. Abschliessend werden in Kap. 7.8.7 mit Blick auf zukünftig weiter steigende Anforderungen an die Effizienz und Leistungsdichte der Systeme sowie auf die weitere Verbreitung aktiver Netzinterfaces aktuelle Forschungsthemen im Bereich Dreiphasen-PFC-Gleichrichterschaltungen diskutiert.

7.8.2 Klassifizierung unidirektionaler dreiphasiger Gleichrichtersysteme

In Abb. 7.3 ist eine Klassifizierung unidirektionaler Dreiphasen-Gleichrichterschaltungen gezeigt, welche im Sinne der Vollständigkeit auch *rein passive Systeme* einschliesst, welche

- keine abschaltbaren Leistungshalbleiter enthalten, also
- rein netzkommutiert arbeiten, und
- niederfrequente, d.h. an Vielfache der Netzfrequenz gebundene passive Komponenten zur Ausgangsspannungsglättung und Netzstromformung und gegebenenfalls Netz- oder Autotransformatoren zur Phasenversetzung mehrerer parallel oder in Serie arbeitender Konverterstufen (Multi-Puls-Gleichrichterschaltungen) aufweisen.

Weiters ist, da hier nur Dioden-, nicht jedoch Thyristorschaltungen betrachtet werden,

- keine Möglichkeit einer Ausgangsspannungsregelung gegeben.

Ein näherungsweise sinusförmiger Netzstrom und/oder die teilweise Elimination niederfrequenter Harmonischer des Eingangsstromes ist somit nur für Multi-Puls-Systeme, d.h. für 12-, 18- oder 36-pulsige Gleichrichterschaltungen gegeben. Industriell werden Multi-Puls-Gleichrichter aufgrund ihrer, gegenüber aktiven Systemen geringen Komplexität und hohen Robustheit vorwiegend bei hohen Leistungen ($> 100 \text{ kW}$) als Netzinterface eingesetzt, wo i. Allg. eine direkte Speisung aus der Mittelspannungsebene des Netzes vorliegt, deren geringe innere Impedanz erlaubt, höhere Eingangsstromoberschwingungen zu akzeptieren.

Die Kopplung und/oder teilweise Integration eines passiven Gleichrichters und eines aktiven, d.h. mittels abschaltbarer Leistungshalbleiter realisierten Schaltungsteils führt auf *hybride Gleichrichterschaltungen*.

Diese Systeme ermöglichen grundsätzlich eine Regelung der Ausgangsspannung *und* einen sinusförmigen Verlauf des Netzstromes, allerdings ist auch eine Beschränkung auf Spannungsregelung (z.B. im Falle einer Diodenbrücke mit nachgeschaltetem DC/DC-Konverter) oder auf Sinusstromformung (*Active-Filter-Type 3rd Harmonic Current Injection*, siehe Kap. 7.8.4 bzw. [12–17]) möglich. Zusätzlich können z.B. im Sinne einer Erhöhung der Leistungsdichte auch nur niederfrequente Filterkomponenten passiver Gleichrichtersysteme durch hochfrequent getaktete Konverter relativ geringer Bauleistung ersetzt/emuliert werden (Electronic Inductor [18, 19]). Bei AC-seitiger Anordnung dieser elektronischen Reaktanzen ist dann über Änderung des Induktivitäts- oder Kapazitätswertes im Betrieb eine eingeschränkte Möglichkeit der Spannungsregelung gegeben (MARS-Konzept [20, 21]).

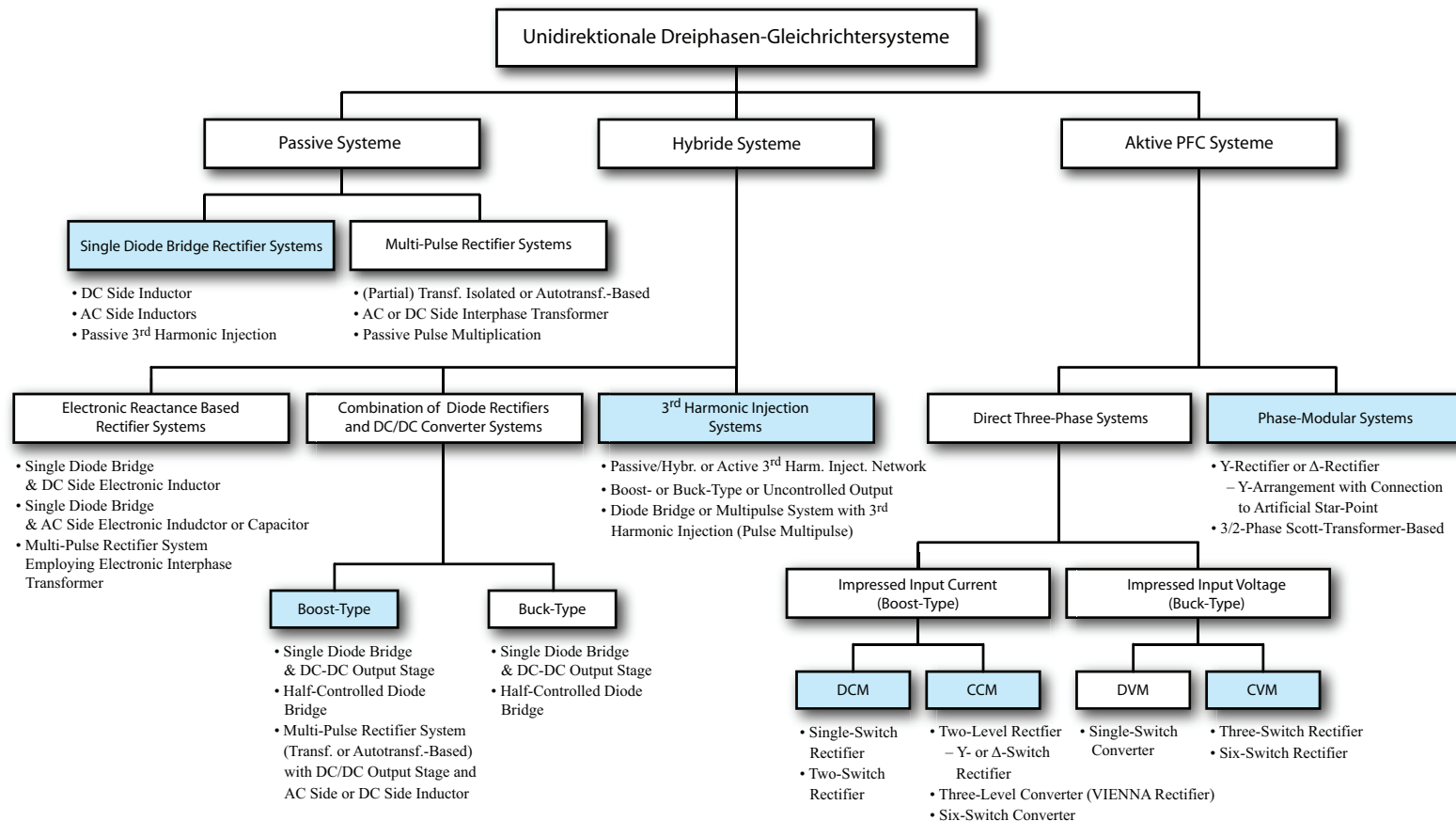


Abb. 7.3: Klassifizierung (unidirektionaler) Dreiphasen-Gleichrichtertopologien in passive, hybride und aktive Systeme mit Hochsetzsteller- (Boost-) oder Tiefsetzsteller- (Buck-) Charakteristik. Für jede Untergruppe sind in [7] jene Veröffentlichungen angegeben, in welchen die betreffende Schaltung erstmalig vorgestellt oder detailliert beschrieben wurde. Jene Untergruppen, welche in der vorliegenden Arbeit näher beschrieben werden, sind durch Schattierung hervorgehoben. Bezüglich Details von hier nicht näher diskutierten Topologien sei ebenfalls auf [7] verwiesen.

Konzepte, welche sich der Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz (3^{rd} *Harmonic Injection*) bedienen, bilden eine Hauptgruppe hybrider Gleichrichterschaltungen. Hierbei wird durch ein passives oder aktives Injektionsnetzwerk Strom in die bei konventioneller Diodengleichrichtung jeweils nicht stromführende Phase injiziert und der Stromverlauf der beiden anderen Phasen so geformt, dass letztlich für alle Phasen ein sinusförmiger Stromverlauf resultiert. Die Gleichrichterfunktion dieser Systeme wird durch eine eingangsseitige Diodenbrücke implementiert, das DC-seitig angeordnete aktive Netzwerk zur Stromformung und -injektion und Spannungsregelung kann also im Wesentlichen als ein, an einer zeitlich variierenden (sechspulsigen) Gleichspannung arbeitender DC/DC-Konverter betrachtet werden. Die Schaltungen sind damit relativ einfach, d.h. ohne spezifische Kenntnisse dreiphasiger Stromrichterschaltungen zu analysieren und weisen auch hinsichtlich der Regelung relativ geringe Komplexität auf.

Die wesentlichen Charakteristika hybrider Gleichrichterschaltungen können damit wie folgt zusammengefasst werden:

- Netzkommutierte (Diodenschaltungen) und zwangskommutierte, mit abschaltbaren Leistungshalbleitern realisierte Schaltungsteile;
- niederfrequente und/oder schaltfrequente passive Komponenten;
- Ausgangsspannungsregelung und/oder Sinus-Netzstromformung durch abschaltbare Leistungshalbleiter.

Im vorliegenden Beitrag werden nur hybride Gleichrichterschaltungen betrachtet, welche sowohl eine geregelte Ausgangsspannung als auch einen sinusförmigen Netzstrom und ausschliesslich schaltfrequente passive Komponenten aufweisen.

Die Steuerung der Spannungsbildung an den Eingangsklemmen einer Diodenbrücke durch abschaltbare Halbleiter oder durch Integration abschaltbarer Leistungshalbleitern in die Brückenarme eines passiven Systems führt schliesslich auf *aktive Pulsleichrichtersysteme*. Wesentliche Merkmale dieser Systeme sind:

- Zwangskommutierung (einzig bei Systemen mit eingepprägtem Ausgangstrom tritt abhängig von der Lage des Schaltzeitpunktes in der Netzperiode gegebenenfalls eine natürliche, durch das Einschalten und nicht durch das Abschalten eines Leistungstransistors ausgelöste Kommutierung auf);
- ausschliesslich schaltfrequente passive Komponenten;
- geregelte Ausgangsspannung.

Wie in Kap. 7.8.4 näher ausgeführt, weisen diese Systeme i. Allg. Brückentopologie und hier Brückenarme gleicher Struktur (*Phasensymmetrie*) und eine gleichartige Anordnung der Leistungshalbleiter in der positiven (mit der positiven Ausgangsspannungsschiene verbundenen) und negativen Brückenhälfte, d.h. *Brückensymmetrie* auf.

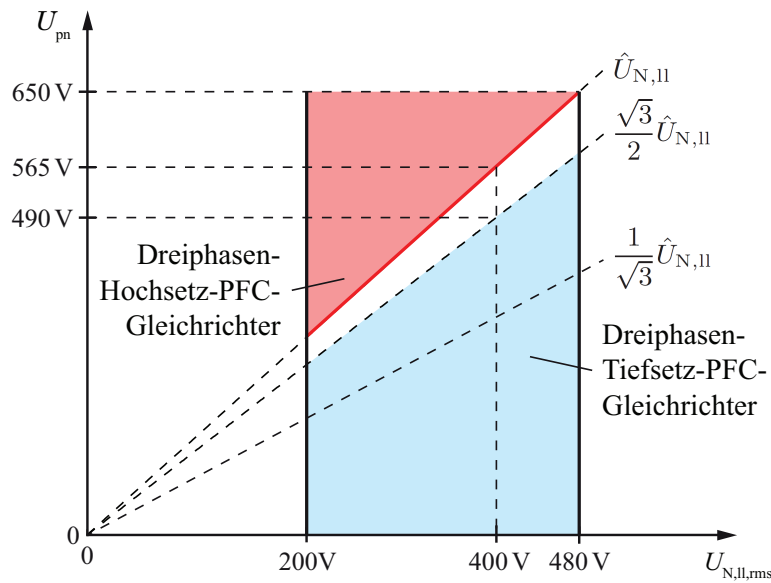


Abb. 7.4: Ausgangsspannungsbereich direkt dreiphasiger Gleichrichtersysteme mit Leistungsfaktorkorrektur (Power Factor Corretion, PFC) mit Hoch- oder Tiefsetzsteller-Charakteristik in Abhängigkeit des Effektivwertes $U_{N,II,rms}$ der Netzaussenleiterspannung (betrachteter Netzspannungsbereich: $U_{N,II,rms} = 200 \text{ V} \dots 480 \text{ V}$); $\hat{U}_{N,II}$ bezeichnet den Spitzenwert der Aussenleiterspannung. Zusätzlich ist der Mindestwert der Ausgangsspannung von Einphasen-Hochsetz-PFC-Gleichrichtersystemen ($U_{pn} > 1/\sqrt{3}\hat{U}_{N,II}$) eingetragen, welche eingangsseitig an einer Netzphasenspannung liegen, d.h. zwischen einer Phase und dem Nulleiter des Netzes angeschlossen werden.

Neben dieser direkt dreiphasigen Ausführung (siehe Abb. 7.3) ist allerdings auch eine Realisierung über Kombination von Einphasen-PFC-Gleichrichtersystemen in Stern- oder Dreieckschaltung möglich (siehe Abb. 7.5a und b). Diese phasenmodularen Konzepte führen allerdings auf drei getrennte Gleichspannungsniveaus, welche nur über ausgangsseitige potentialtrennende DC/DC-Konverter zu einer gemeinsamen Ausgangsspannung verbunden werden können. Ein Vorteil der phasenmodularen Ausführung ist die Möglichkeit der Realisierung eines Dreiphasensystems ausgehend von gegebenenfalls fertig entwickelten Einphasensystemen. Allerdings ist dabei die bei Sternschaltung auftretende Verkopplung der Systeme bzw. die bei Dreieckschaltung hohe, durch die Netzaussenleiter- und nicht durch die Netzphasenspannung definierte Eingangsspannung der Module zu beachten.

Neben der topologischen Unterscheidung ist auch eine Klassifizierung der Systeme hinsichtlich Ausgangsspannungsbereich, d.h. eine Unterteilung in Schaltungen mit Hoch- oder Tiefsetzsteller-Charakteristik vorzunehmen. Wie in Abb. 7.4 gezeigt, wird die untere bzw. obere Ausgangsspannungsgrenze hier durch die verkettete Netzspannung definiert. Der von den beiden Konvertergrundformen nicht abgedeckte Spannungsbereich wird industriell meist durch einen nachgeschalteten DC/DC-Konverter mit Tiefsetz- oder Hochsetzsteller-

Charakteristik erschlossen. Alternativ könnte eine dreiphasige Erweiterung von Tief-Hochsetz- [22], Cuk- oder SEPIC-Konvertern [23] Anwendung finden. Aufgrund der hohen Komplexität der resultierenden Schaltungen ist dieser Ansatz jedoch nur von theoretischem Interesse und wird daher nicht näher behandelt.

Bezüglich phasenmodularer Gleichrichter ist darauf hinzuweisen, dass Einphasen-Tiefsetzstellersysteme nur eine Stromformung in einem Teil der Netzperiode ermöglichen [24] und daher für sinusförmigen Netzstrom eine Hochsetzstellerfunktion vorzusehen ist, welche das Niveau der Ausgangsspannungen der Teilsysteme entsprechend nach unten einschränkt.

Anmerkung: Systeme mit Potentialtrennung der Ausgangsspannung werden in der gegenständlichen Arbeit nicht behandelt. Vielfach erfolgt die Potentialtrennung durch eine DC/DC-Ausgangsstufe hochfrequent, oder ist unmittelbar bei der Speisung des Systems, z.B. aus der Mittelspannungsebene für eine Spannungsanpassung über einen Netztransformator gegeben. Alternativ kann ein Transformator auch direkt in die Gleichrichterstruktur integriert werden. Derartige hochfrequent potentialgetrennte Dreiphasen-AC/DC-Matrixkonzepte (siehe z.B. [25–27]) sind jedoch durch eine relativ hohe Komplexität des Leistungsteils und der Modulation und vielfach durch einen eingeschränkten Betriebsbereich gekennzeichnet und konnten sich daher industriell nicht durchsetzen.

7.8.3 Phasenmodulare Gleichrichter

Ausgehend von den Grundsaltungen symmetrischer dreiphasiger Verbraucher kann ein Dreiphasen-PFC-Gleichrichtersystem durch Stern- oder Dreieckschaltung einphasiger PFC-Gleichrichter realisiert werden. Gemäss der Schaltungsstruktur wird das so gebildete phasenmodulare System nachfolgend als Y- oder Δ -Rectifier bezeichnet. Die Phasenmodule können hierbei konventionelle Topologie aufweisen oder auch als brückenlose Konverter (auch als *Bridgeless*, *Dual-Boost* oder *Double-Boost PFC Rectifier* bezeichnet) oder als Konverter mit bidirektionalem Schalter auf der AC-Seite (*AC-Switch PFC Rectifier*) ausgeführt sein (siehe Abb. 7.11) und ein EMV-Filter beinhalten; oder es wird unter teilweisem Verlust der Modularität ein für alle Systeme gemeinsames dreiphasiges EMV-Filter angeordnet.

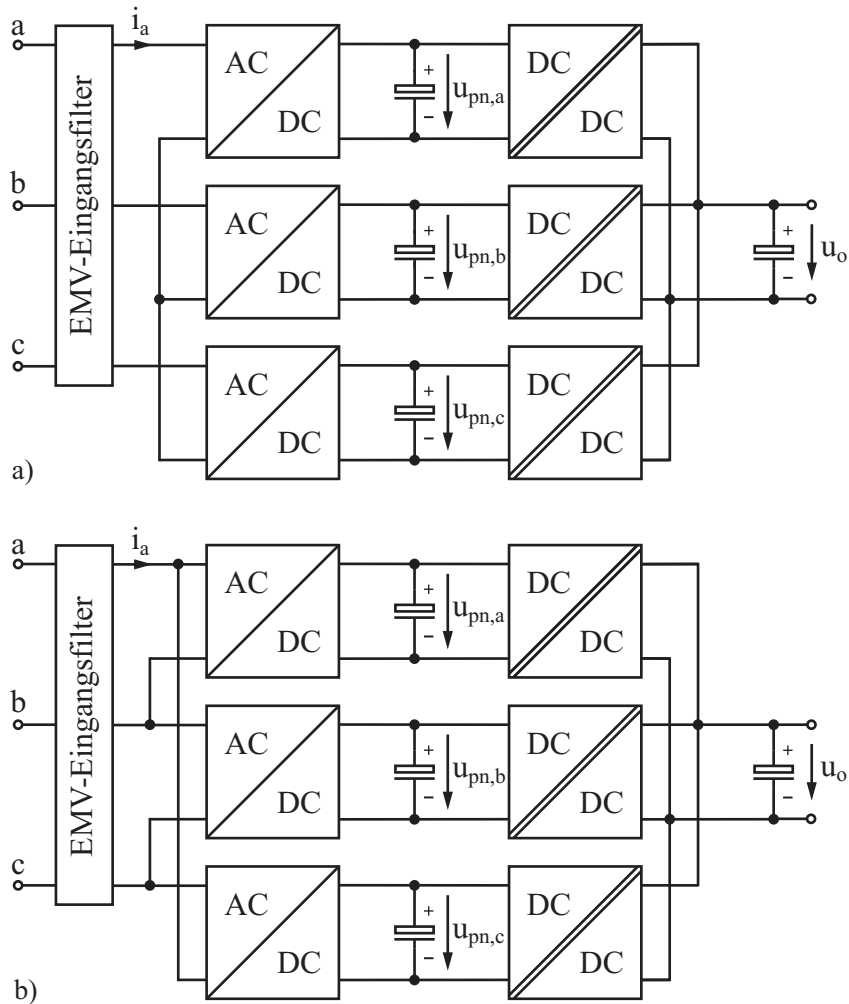


Abb. 7.5: Blockschaltbilder phasenmodularer Dreiphasen-Gleichrichtersysteme [28–30]. a) Stern(Y)-Schaltung / Y-Rectifier und b) Dreieck(Δ)-Schaltung / Δ -Rectifier von Einphasenmodulen mit ausgangsseitigen potentialgetrennten DC/DC-Konvertern. Anstelle eines für alle Phasen gemeinsamen EMV-Filters (wie für a) und b) gezeigt), kann im Sinne voller Modularität auch für jedes Phasenmodul ein getrenntes EMV-Filter mit, bezogen auf den Gesamtaufwand, geringerer Baugrösse eingesetzt werden.

7.8.3.1 Y-Rectifier

Die Schaltungstopologie eines Y-Rectifier mit Bridgeless-Topologie der Phasenmodule und ein Ersatzschaltbild des AC-seitigen Systemteils sind in Abb. 7.6 gezeigt. Wird das EMV-Filter dreiphasig ausgeführt (siehe Abb. 7.6) und der Sternpunkt N' nicht mit einem, z.B. durch Filterkondensatoren gebildeten künstlichen Sternpunkt verbunden, tritt zwischen N' und dem Netzsternpunkt N eine schaltfrequente Spannung $u_{N'N}$ auf.

Die Einprägung der AC-Ströme erfolgt allgemein gemäss

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= u_{aN} - (u_{\bar{a}N'} + u_{N'N}) \\ L \frac{di_b}{dt} &= u_{bN} - (u_{\bar{b}N'} + u_{N'N}) \\ L \frac{di_c}{dt} &= u_{cN} - (u_{\bar{c}N'} + u_{N'N}) \end{aligned} \quad (7.2)$$

über die Differenz der Netzphasenspannungen und der am Eingang der Einphasen-Diodenbrücken gebildeten Spannungen $u_{\bar{i}N'}$ ($i = a, b, c$), womit sich die Sternpunktspannung $u_{N'N}$ unter der Berücksichtigung von

$$\frac{d}{dt} (i_a + i_b + i_c) = 0 \quad (7.3)$$

$$u_{N'N} = -\frac{1}{3} (u_{\bar{a}N'} + u_{\bar{b}N'} + u_{\bar{c}N'}) \quad (7.4)$$

ergibt. Vorteilhaft wirkt also für den freien Sternpunkt N' ein Teil der Gleichrichter-Eingangsspannungen $u_{\bar{i}N'}$ der Phasenmodule nicht stromrippelbildend, womit der Wert der Hochsetzsteller-Induktivität gegenüber festem Sternpunkt bei gleicher Rippelamplitude verringert werden kann. Allerdings wird dies über eine dann für die Module auftretende Gleichtaktspannung $u_{N'N}$ erkauft, welche ein entsprechendes Gleichtaktfilter erfordert.

Wie Abb. 7.6b anschaulich zeigt, liegen für ein Phasenmodul hinsichtlich der für die Stromeinprägung eingangsseitig zu erzeugenden Spannungsgrundschwingung und der Eingangsstromregelung grundsätzlich gleiche Verhältnisse wie für die Speisung eines Einphasen-PFC-Moduls aus einer Netzphasenspannung vor. Für das europäische Niederspannungsnetz kann somit trotz des hohen Spitzenwertes der Aussenleiterspannung von ($\bar{U}_{N,ll} = 565 \text{ V}$ für $U_{N,ll,rms} = 400 \text{ V}$) die Ausgangsspannung der Phasenmodule z.B. mit $U_{pm,i} = 400 \text{ V}$ gewählt werden bzw. sind die Leistungstransistoren z.B. durch 600 V Super-Junction-MOSFETs realisierbar.

Die Struktur der Regelung des Systems ist in Abb. 7.7 gezeigt. Durch den Ausgangsspannungsregler $K_U(s)$ wird ein Sollleitwert G^* definiert. Die Multiplikation von G^* mit den normierten Netzphasenspannungen führt auf die durch den unterlagerten Stromregler $K_I(s)$ einzustellenden Phasenstromsollwerte i_i^* . Hinsichtlich

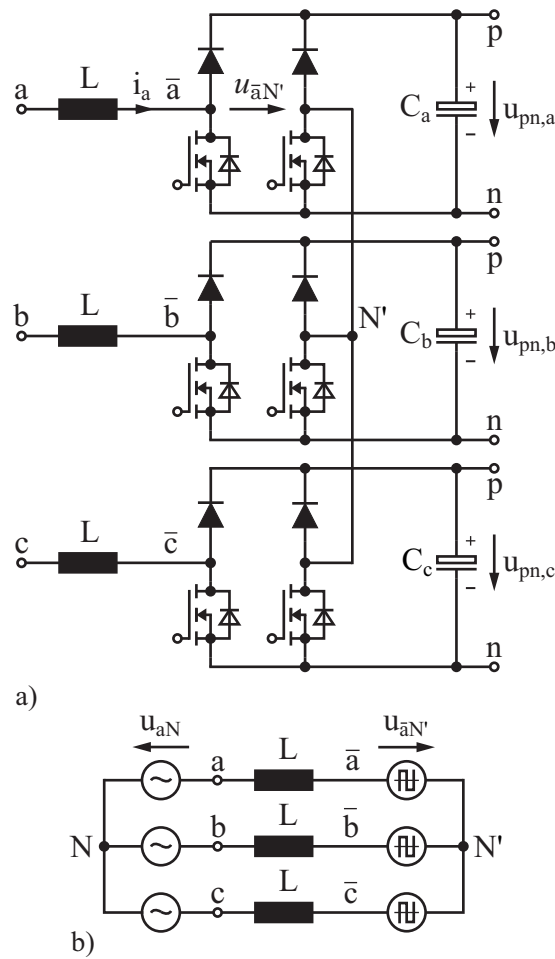


Abb. 7.6: a) Grundstruktur des Y-Rectifier. b) Ersatzschaltbild des AC-seitigen Systemteils ohne EMV-EingangsfILTER.

der Stromgrundschnvingungen verhält sich das System somit als symmetrischer ohmscher Verbraucher mit Widerständen $R = 1/G^*$ in Sternschaltung. Für ein unsymmetrisches Netz tritt damit für eine Phase mit geringerer Spannung auch eine geringere Stromamplitude bzw. eine geringere Leistungslieferung an den betreffenden Ausgang auf. Dies ist für die Sollwertvorgabe eines nachgeordneten DC/DC-Konverters zu berücksichtigen.

Da entsprechend der phasenmodularen Struktur drei Ausgangsspannungen zu regeln sind, wird die Spannungsregelung in zwei Teile aufgespalten. Einerseits wird der Leistungsbezug aus dem Netz, d.h. G^* ausgehend vom mittleren Regelfehler der drei Ausgangsspannungen $u_{pn,i}$ definiert, andererseits erfolgt eine Symmetrierung der Ausgangsspannungen untereinander, wobei jeweils nur die Phase mit dem höchsten positiven und dem höchsten negativen Spannungswert berücksichtigt wird [28, 31, 32]. Wie Abb. 7.8 zeigt, ist nur für diese Phasen, z.B. a und c, eine höhere Ausgangsmomentanleistung und damit überhaupt die Möglichkeit einer Änderung des Ausgangsspannungswertes gegeben. Abhängig

von der Differenz von $u_{pn,a}$ und $u_{pn,c}$ wird nun ein Offset der Phasenstromsollwerte i_0^* gebildet, der allerdings durch die Phasenstromregler nicht eingestellt werden kann, da aufgrund des freien Sternpunkts N' zwingend $i_a + i_b + i_c = 0$ gilt. Die Phasenströme behalten damit ihre Sinusform und einen zur Zeitachse symmetrischen Verlauf bei. Allerdings wird, wie eine nähere Analyse zeigt, für $i_0^* > 0$ verstärkt der Schaltzustand (100) anstelle von (011) und für $i_0^* < 0$ verstärkt (011) anstelle von (100) für die Bildung der zur Stromeinprägung erforderlichen Spannungen $u_{\bar{i}N'}$ herangezogen. Beide Schaltzustände sind hinsichtlich Spannungsbildung redundant, d.h. es resultieren gleiche Spannungen $u_{\bar{a}\bar{b}}$, $u_{\bar{b}\bar{c}}$, $u_{\bar{c}\bar{a}}$. Allerdings wird für (100) vor allem der Ausgangskondensator C_c und für (011) der Kondensator C_a geladen und damit ein Ausgleich von $u_{pn,a}$ und $u_{pn,c}$ bewirkt. Zwar fließt für (100) auch Leistung an den Ausgang b , aufgrund des tiefen Netzstrom-Momentanwertes i_b in $\varphi_N = \omega_N t = (0^\circ, 60^\circ)$ bzw. des damit geringen Ausgangsstromes wird jedoch die Ausgangsspannung $u_{pn,b}$ nicht wesentlich geändert [32].

In Verbindung mit der Symmetrierung der Ausgangsspannungen sei allgemein darauf hingewiesen, dass ein symmetrisches Netzstromsystem überraschenderweise auch bei ungleicher Verteilung der Eingangsleistung auf die Ausgänge aufrecht erhalten werden kann, d.h für unsymmetrische Belastung der Ausgänge möglich ist.

Zusammenfassend wird also durch G^* der Gesamtleistungsbezug aus dem Dreiphasennetz eingestellt und durch i_0^* die Verteilung der Leistung auf die Phasen festgelegt. Die Verschiebung von Leistung zwischen jeweils nur zwei Phasen

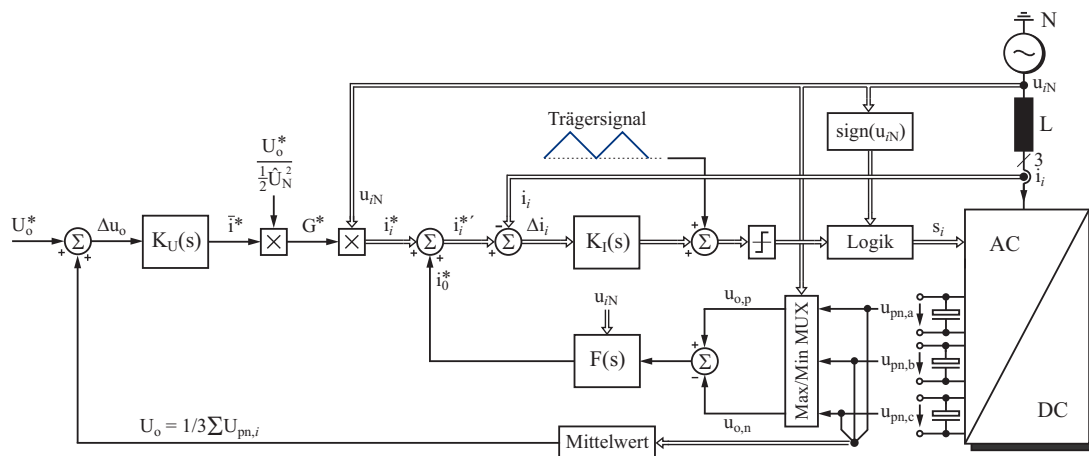


Abb. 7.7: Regelstruktur des Y-Rectifier: Überlagerte Regelung des Mittelwerts der DC-Ausgangsspannungen $u_{pn,a}$, $u_{pn,b}$, $u_{pn,c}$ der Phasenmodule und unterlagerte Regelung der Phasenströme mit 2-aus-3-Balancierung der Ausgangsspannungen. Für alle Phasen gleiche Signalpfade sind in Doppellinien zusammengefasst. Die Abhängigkeit der Bildung der Spannungen $u_{\bar{i}N'}$ vom Vorzeichen des zugeordneten Phasenstromes i_i wird durch eine Inversion des Schaltsignals für negative Phasenstromwerte berücksichtigt.

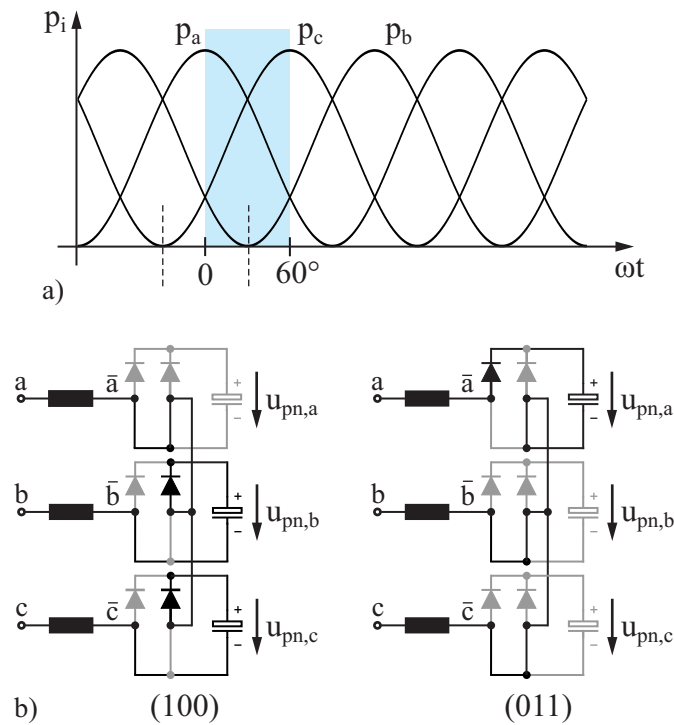


Abb. 7.8: a) Zeitverlauf der Grundswingungs-Momentanleistungen der Phasenzweige eines Y-Rectifier. b) Hinsichtlich der Änderung der Eingangsströme bzw. der Bildung von Aussenleiterspannungen am Eingang des Gleichrichterteils redundante Schaltzustände für $i_a > 0$, $i_b < 0$, $i_c < 0$ [gültig innerhalb $\varphi_N = (-30^\circ, 30^\circ)$], welche für die Balancierung der DC-Ausgangsspannungen $u_{pn,a}$, $u_{pn,b}$, $u_{pn,c}$ der Phasenmodule herangezogen werden können.

hat dabei den Vorteil, dass die Erfüllung von $i_a + i_b + i_c = 0$ nicht speziell betrachtet werden muss, da über die dritte Phase stets ein entsprechender Strom fließen kann. Das Verfahren weist damit verglichen mit alternativen Konzepten [30] einen

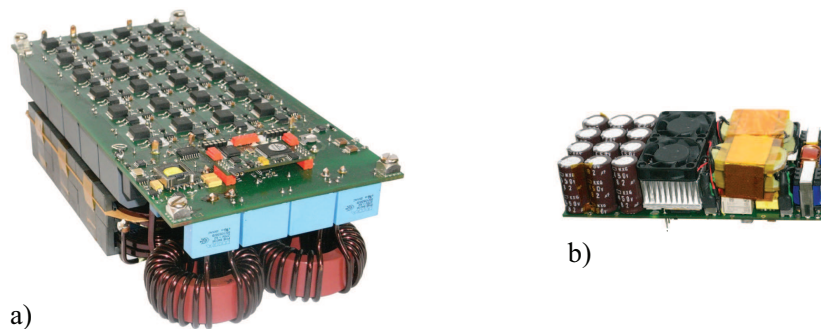


Abb. 7.9: Hardware-Demonstrator eines a) ultra-effizienten (Effizienz im Nennpunkt $\eta_{nom} > 99\%$) und b) eines ultra-kompakten Y-Rectifier Phasenmoduls (Leistungsdichte $\rho > 5 \text{ kW/dm}^3 = 82 \text{ W/in}^3$). Die Nennleistung beider Systeme beträgt 3.3 kW [33].

grösseren Stabilitätsbereich und eine wesentlich geringere Parameterempfindlichkeit bzw. höherer Robustheit auf.

Hervorzuheben ist, dass das vorstehend beschriebene Symmetrierverfahren nur im Falle eines für alle Phasen gemeinsamen EMV-Filters und bei Möglichkeit einer freien pulsfrequenten Variation der Sternpunktspannung $u_{N'N}$ einsetzbar ist. Es ist dann die Symmetrie der Ausgangskondensatorspannungen, nicht jedoch eine verschwindende Spannungsdifferenz gegenüber dem Netzsternpunkt N von Bedeutung.

Bei Einsatz eines EMV-Filters je Modul können demgegenüber nur niederfrequente Potentialänderungen von N auftreten und die Symmetrierung der Phaseneinheiten kann z.B. über die Sternpunktspannung $u_{N'N}$ erfolgen [34]. Alternativ und/oder in Ergänzung zu einer Symmetrierung kann dann N' auch mit einem, durch eine Transformatorschaltung mit geringer Nullimpedanz gebildeten und im Falle einer Unsymmetrie mit einem Nullstrom belastbaren künstlichen Sternpunkt verbunden werden [35,36]. Der Nachteil dieses von der Sternpunktbildung in elektrischen Netzen bekannten Konzeptes besteht allerdings im Erfordernis einer zusätzlichen induktiven Komponente relativ hohen Bauvolumens und Gewichts.

In Abb. 7.9a ist ein Demonstrator einer hochkompakten und in Abb. 7.9b eine hocheffiziente Ausführung eines Einphasen-PFC-Bridgeless-Gleichrichtersystems (siehe Abb. 7.11b) gezeigt. Ausgehend von diesen Systemen sind Y-Rectifier mit Leistungsdichten von bis zu 5 kW/dm^3 oder Effizienzwerten von $\eta > 99\%$ realisierbar.

7.8.3.2 Δ -Rectifier

Bei Dreieckschaltung der Phasenmodule (siehe Abb. 7.5b) sind die Teilsysteme im Gegensatz zur Sternschaltung (Y-Rectifier) entkoppelt. Die Regelung kann daher gleich wie für Einphasensysteme individuell für jedes System erfolgen. Eine Symmetrierung der Module hinsichtlich Leistungsaufnahme ist im Sinne einer symmetrischen Belastung des Netzes vorteilhaft, jedoch nicht zwingend erforderlich. Allerdings tritt nun die Netzaussenleiterspannung am Eingang der Module auf. Demgemäss ist eine relativ hohe Ausgangsspannung $U_{pn,i} > \sqrt{2} U_{N,ll,rms}$ (für das europäische Niederspannungsnetz unter Berücksichtigung von Spannungstoleranzen typ. $U_{pn,i} = 700 \text{ V} \dots 800 \text{ V}$) bzw. eine hohe Sperrspannungsfestigkeit der Leistungstransistoren vorzusehen oder deren Sperrspannungsbelastung durch eine Dreipunkttopologie zu halbieren. Alternativ kann auch den Hochsetzstellerstufen jeweils eine Tiefsetzstellerstufe vorgeschaltet, d.h. in jeder Phase ein Tief-Hochsetzsteller mit gemeinsamer Induktivität realisiert werden. Dies erlaubt die Ausgangsgleichspannung der Module gleich wie für den Y-Rectifier mit 400 V zu wählen [37]. Es sind dann nur die Transistoren der Tiefsetzstellerstufen auf die Netzaussenleiterspannung auszulegen. Allerdings liegt pro Phase ein Leistungstransistor zusätzlich im Strompfad, womit entsprechend höhere Leitverluste resultieren.

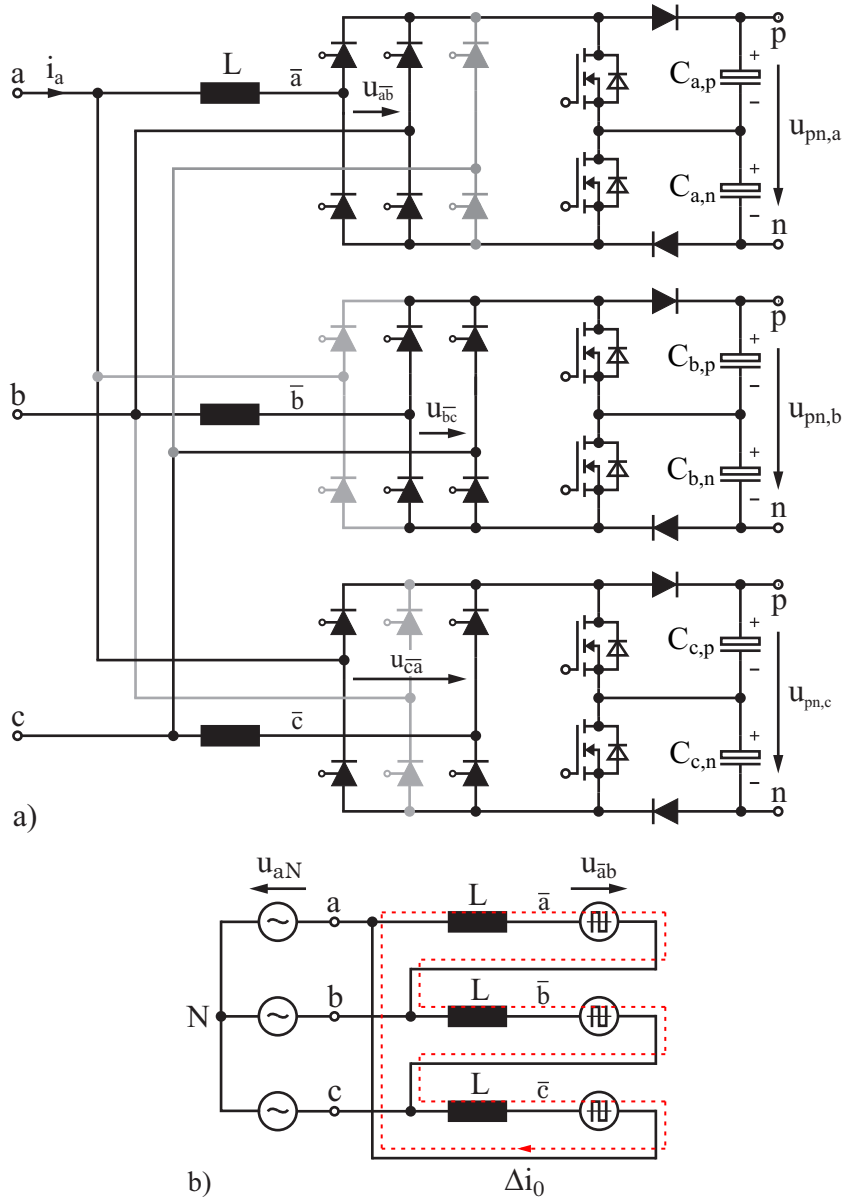


Abb. 7.10: Grundstruktur des Δ -Rectifier mit Thyristorbrücken am Eingang der Module um auch bei Ausfall einer Phase die Nennleistung liefern zu können; um die Sperrspannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter zu verringern, werden Dreipunkt-Hochsetzstellerstufen eingesetzt. b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild des AC-seitigen Systemteils mit strichliert eingetragem Pfad der Nullkomponente Δi_0 des Eingangsstromrippels der Module.

Am Eingang der Gleichrichterstufen der Module des Δ -Rectifier werden bei z.B. Zweipunktausführung der Hochsetzsteller-Ausgangsstufen Spannungen

$$u_{\bar{i}j} = (1 - s_{ij}) \text{sign}(i_{ij}) \in (0, +U_{pn,i}, -U_{pn,i}) \quad (7.5)$$

(s_{ij} bezeichnet den Schaltzustand des Leistungstransistors S_{ij} ; $i, j = \{a, b, c\}$) gebildet, welche (ausser für den Schaltzustand $s_{ab} = s_{bc} = s_{ca} = 1$) einen für alle Module gleichen pulsrequenten Nullanteil u_0 enthalten,

$$\begin{aligned} u_{\bar{a}b} &= u'_{\bar{a}b} + u_0 \\ u_{\bar{b}c} &= u'_{\bar{b}c} + u_0 \\ u_{\bar{c}a} &= u'_{\bar{c}a} + u_0 . \end{aligned} \quad (7.6)$$

Wie über Stern-Dreieck-Transformation unmittelbar zu erkennen, erfolgt nun die Bildung der Phasenströme i_i nur durch $u'_{\bar{a}b}$, $u'_{\bar{b}c}$, $u'_{\bar{c}a}$, d.h. durch die effektiv wirkenden äquivalenten Sternpunktphasenspannungen

$$\begin{aligned} u'_{\bar{a}N} &= \frac{1}{3} (u'_{\bar{a}b} - u'_{\bar{c}a}) \\ u'_{\bar{b}N} &= \frac{1}{3} (u'_{\bar{b}c} - u'_{\bar{a}b}) \\ u'_{\bar{c}N} &= \frac{1}{3} (u'_{\bar{c}a} - u'_{\bar{b}c}) \end{aligned} \quad (7.7)$$

mit

$$u'_{\bar{a}b} + u'_{\bar{b}c} + u'_{\bar{c}a} = 0 . \quad (7.8)$$

Der Nullanteil

$$u_0 = \frac{1}{3} (u_{\bar{a}b} + u_{\bar{b}c} + u_{\bar{c}a}) \quad (7.9)$$

treibt also nur einen schaltfrequenten Strom innerhalb der Dreieckschaltung. Demgemäss ist bei Anordnung eines dreiphasigen EMV-Filters die Modulation durch entsprechende Synchronisation der Trägersignale der Module vorteilhaft so zu gestalten, dass u_0 maximiert bzw. ein maximaler Anteil des schaltfrequenten Eingangsstromrippels der Module innerhalb der Dreieckschaltung gehalten wird [30, 38]. Es resultiert dann ein minimaler Rippelanteil der Phasenströme i_i bzw. wird der EMV-Filteraufwand minimiert. Allerdings ist dieser Vorteil gegen die, nur bei Anordnung je eines EMV-Filters je Modul gegebene volle Modularität bzw. Unabhängigkeit der Teilsysteme (auch bezüglich Taktung und Modulation) abzuwägen.

Ein wesentlicher Vorteil des Δ -Rectifier besteht in der Verfügbarkeit der vollen Nennleistung auch bei Ausfall einer Netzphase. Hierfür sind die Module wie in Abb. 7.10a über Dreiphasen-Thyristorbrücken mit dem Netz zu verbinden und die Thyristorbrücken bei Unterbrechung einer Netzphase auf die beiden verbleibenden Phasen umzuschalten (siehe [30, 37]). Dieses Konzept ist allerdings sinnvoll nur bei entsprechend hoher Belastbarkeit der verbleibenden Netzphasen einsetzbar.

7.8.3.3 Diskussion

Phasenmodulare Systeme erlauben das Wissen von Einphasen-PFC-Gleichrichtersystemen relativ direkt für die Entwicklung dreiphasiger PFC-Gleichrichtersysteme zu nutzen und weisen damit einen relativ geringen Entwicklungsaufwand auf. Dieser Vorteil ist allerdings nur bei voll modularer Struktur, d.h. bei Anordnung je eines EMV-Filters je Modul gegeben, womit die vorstehend beschriebenen Modulationsverfahren zur Reduktion des Rippels der Phasenströme nicht genutzt werden können. In jedem Fall ist jedoch zur Sicherstellung einer symmetrischen Belastung des Netzes eine Symmetrierung der Module erforderlich. Insbesondere für den Y-Rectifier ist hier der zusätzliche Mess- und Signalverarbeitungsaufwand zu beachten.

Grundsätzlich werden durch die Module drei getrennte DC-Ausgangsspannungen gebildet, welche nur über nachgeschaltete potentialtrennende DC/DC-Konverter zur Speisung eines Verbrauchers herangezogen werden können. Weiters erfordert jedes Modul eine Filterung des mit zweifacher Netzfrequenz pulsierenden Leistungsflusses, d.h. es sind ausgangsseitig Kondensatoren entsprechend hoher Kapazität einzusetzen. Andererseits ist für die Sicherstellung eines *Mains-Holdup*, d.h. zur Beherrschung des Ausfalls einer Netzspannungshalbschwingung ohnehin eine relativ hohe Ausgangskapazität erforderlich. Zusätzlich wird durch die Aufteilung des Gesamtsystems in drei Teilsysteme eine kompakte Konstruktion unterstützt und die Verlustwärme verteilt, d.h. die Kühlung der Leistungskomponenten vereinfacht.

Wesentlicher Vorteil des Y-Rectifier ist die geringere Spannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter bzw. das relativ geringe Niveau der Ausgangsgleichspannungen. Allerdings liegt eine direkte Kopplung der Phasenmodule vor, welche insbesondere bei Forderung nach Beherrschung eines Phasenausfalls eine enge Koordination der Module und letztlich *eine* Regelschaltung für das gesamte Dreiphasensystem erfordert. Der Vorteil der Modularität kann daher für die Steuerung nicht genutzt werden. Industriell dürfte das System daher auch weiterhin von untergeordneter Bedeutung bleiben

Die Module des Δ -Rectifier arbeiten entkoppelt. Weiters ist über eine relativ einfache schaltungstechnische Erweiterung (eingangsseitige Thyristorbrücken) bei Phasenausfall die volle Nennleistung verfügbar. Der Nachteil der relativ hohen Ausgangsspannung und Sperrspannungsbelastung der Leistungshalbleiter dürfte zukünftig durch die Verfügbarkeit von 1200 V SiC-JFETs oder SiC-MOSFETs entschärft werden. Es ist dann auch relativ einfach für jedes Modul eine zusätzliche Tiefsetzstellerstufe anzuordnen, welche die Beibehaltung des für Einphasen-PFC-Systeme gegebenen Ausgangsspannungsniveaus (typ. 400 V) und damit den Einsatz gegebenenfalls fertig entwickelter DC/DC-Konverterschaltungen erlaubt. Insgesamt ist somit sehr gutes Potential für eine industrielle Anwendung dieses Systems zu sehen.

7.8.4 Direkt dreiphasige Pulsleichrichtertopologien

Nachfolgend werden Topologien wichtiger direkt dreiphasiger Hoch- und Tiefsetz-Gleichrichtersysteme abgeleitet und kurz hinsichtlich Grundfunktion und Regelung beschrieben. Hochsetzstellersysteme werden dabei durch dreiphasige Erweiterung bekannter Einphasen-Hochsetzsteller-PFC-Schaltungen (siehe Abb. 7.11 und/oder Abb. 7.27 in [33]) entwickelt. Die Schaltungsstrukturen der Tiefsetzstellersysteme folgen durch Erweiterung passiver Dreiphasen-Diodengleichrichter mit abschaltbaren Leistungshalbleitern.

Allgemein ist bei der Festlegung der Schaltungsstruktur der Dreiphasenkonverter auf eine möglichst hohe Symmetrie der resultierenden Systeme zu achten. Einerseits ist aufgrund der Gleichartigkeit der Phasen des speisenden Netzes (reine Wechselspannungen gleicher Amplitude) eine gleiche Struktur der mit den Phasenklemmen des Netzes verbundenen Schaltungszweige (Phasensymmetrie) naheliegend. Andererseits führt die Symmetrie der positiven und negativen Halbschwingungen der einzustellenden Eingangsphasen(wechsel)ströme natürlich auf eine gleichartige Anordnung von Leistungshalbleitern in einer positiven und einer negativen Hälfte der Phasenzweige. In Verbindung mit der zu bildenden Gleichspannung, topologisch entsprechend einer positiven und negativen Ausgangsklemme, resultiert also eine Dreiphasen-Brückentopologie mit symmetrischer positiver und negativer Brückenhälfte (Brückensymmetrie) und Phasenzweigen identer Struktur. Für einen, dem Eingangsgleichrichterteil des Systems gegebenenfalls nachgeordneten DC/DC-Konverterteil, ist diese Symmetrie nicht zwingend beizubehalten. Eine Entscheidung kann hier z.B. über Analyse und Vergleich der Gleichtakt-Störaussendung und Leitverluste einer symmetrischen und einer unsymmetrischen Variante getroffen werden.

Anzumerken ist, dass auch Gleichrichtersysteme, welche eine oder beide Symmetrieforderungen z.B. mit dem Ziel einer Verringerung des Realisierungsaufwands verletzen, die Einprägung von Netzwechselströmen und die Bildung einer geregelten Ausgangsgleichspannung ermöglichen können. Allerdings ist hierbei gegebenenfalls nicht über die gesamte Netzperiode eine Sinusform der Phasenströme erreichbar (siehe Kap. 7.8.4.1, Phasensymmetrie aber fehlende Brückensymmetrie), und/oder es ist der Ausgangsspannungs- bzw. Aussteuerbereich der Schaltungen gegenüber symmetrischen Strukturen eingeschränkt, und es resultiert eine allgemein komplexere Modulation (z.B. [39] für ein Beispiel eines Systems mit Brückensymmetrie aber fehlender Phasensymmetrie). Zusätzlich treten bei fehlender Phasen- und Brückensymmetrie (z.B. für eine Brückenschaltung mit zwei Transistoren und einer Diode in der oberen, und zwei Dioden und einem Transistor in der unteren Brückenhälfte) unterschiedliche Belastungen der einzelnen Leistungshalbleiter auf. Unsymmetrische Schaltungen werden daher im Rahmen des vorliegenden Beitrags nur als Zwischenstufe der Ableitung symmetrischer Schaltungen behandelt.

Weiters werden für sämtliche Schaltungen, also auch für Systeme mit durch die Aussenleiterspannung definierter Sperrspannungsbeanspruchung, Leistungs-

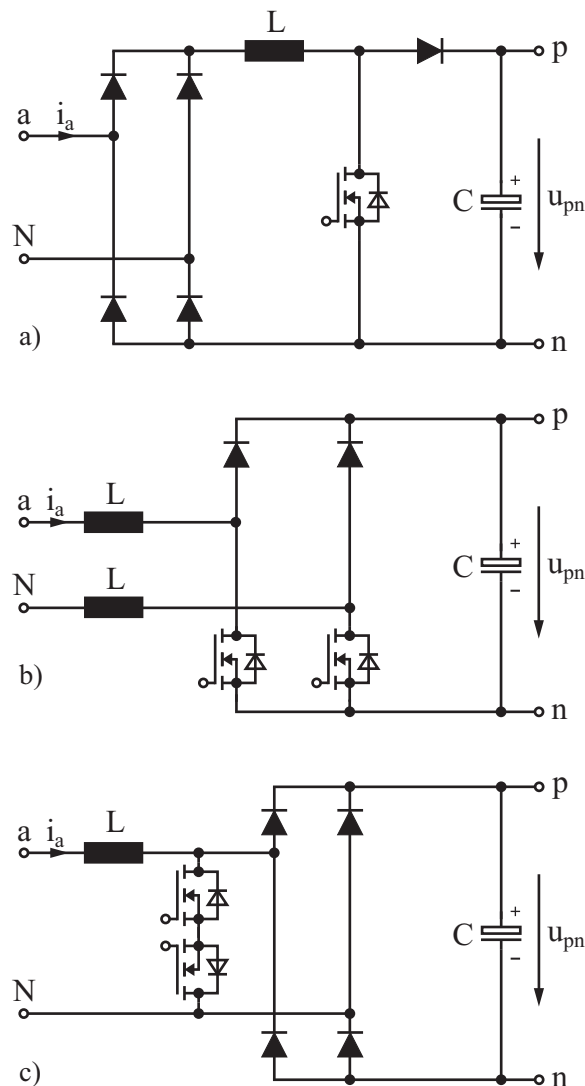


Abb. 7.11: Topologien einphasiger Hochsetz-PFC-Gleichrichterschaltungen; dreiphasige Erweiterungen der Schaltungen führen auf direkt dreiphasige hybride oder aktive Gleichrichtersysteme mit Hochsetzsteller-Charakteristik. a) Konventionelles PFC-Gleichrichtersystem, b) Bridgeless- (Dual-Boost-) PFC-Gleichrichtersystem, und c) (AC-Switch-) PFC-Gleichrichtersystem mit AC-seitigem Schalter.

MOSFETs als Schaltelemente gezeichnet. Dies soll die allgemein bestehende Forderung nach hoher Taktfrequenz bzw. hoher Leistungsdichte deutlich machen. Eine Realisierung der Leistungstransistoren wäre durch Si-Super-Junction-MOSFETs mit 900 V [40] Sperrspannungsfestigkeit oder zukünftig durch SiC-JFETs (in Kaskode-Schaltung, [41–43]) oder SiC-MOSFETs [44]) möglich. Alternativ wären auch 1200 V IGBTs gegebenenfalls mit SiC-Freilaufdioden, allerdings mit, aufgrund der relativ hohen Ausschaltverluste, deutlich geringeren Schaltfrequenzen einsetzbar.

7.8.4.1 Systeme mit Hochsetzsteller-Charakteristik

Bei dreiphasiger Erweiterung einer konventionellem Einphasen-Hochsetz-PFC-Gleichrichterschaltung (siehe Abb. 7.11a), d.h. bei Anordnung eines dritten Brückenweiges des Eingangsgleichrichters resultiert die in Abb. 7.12a gezeigte hybride Gleichrichterstruktur. Das System erlaubt eine Regelung der Ausgangsspannung, allerdings weist der Eingangsstrom den für passive Diodengleichrichtung charakteristischen blockförmigen Verlauf mit $\text{THD}_i \approx 30\%$ auf (siehe Abb. 7.12b).

Wird die Hochsetzsteller-Induktivität auf die AC-Seite verschoben, auf die Phasen aufgeteilt (siehe Abb. 7.12c) und das System mit diskontinuierlichen Phasenströmen (*Discontinuous Conduction Mode*, DCM) und konstanter relativer Einschaltzeit des Leistungstransistors betrieben, können die pulsfrequent auftretenden Spitzenwerte der Phasenströme entlang einer sinusförmigen Einhüllenden geführt werden. Allerdings treten, wie eine nähere Analyse zeigt und eine Filterung der schaltfrequenten Anteile bestätigt (siehe Abb. 7.12d), nach wie vor niederfrequente Harmonische der Phasenströme auf [45]. Auch über eine Modulation der Einschaltzeit des Transistors mit sechsfacher Netzfrequenz [46, 47] und/oder einen Betrieb an der Grenze zu kontinuierlicher Stromführung (*Boundary Conduction Mode*, BCM) ist die niederfrequente Stromverzerrung nicht vollständig zu eliminieren, da der jeweils kleinste Phasenstrom stets vor den beiden anderen Phasenströmen den Wert Null erreicht und somit pulsfrequent ein stromloses Intervall aufweist [45]. Eine relativ hohe Stromqualität ist einzig für hohe Spannungsübersetzungen und/oder eine, gegenüber der Transistoreinschaltzeit, relativ kurze Entmagnetisierungsdauer der Induktivitäten L gegeben. Für einen Betrieb am europäischen Niederspannungsnetz erfordert dies Ausgangsspannungen $U_{pn} > 1 \text{ kV}$. Aufgrund der demgemäß hohen Sperrspannungsbelastung, und der hohen Spitzenstrombelastung der Leistungshalbleiter sowie des hohem EMV-Filteraufwandes konnte sich das Schaltungskonzept industriell nicht durchsetzen.

Grundsätzlich ist hier anzumerken, dass für Dreiphasen-Konvertersysteme aufgrund der relativ hohen Leistung ein Betrieb mit kontinuierlicher Stromführung (*Continuous Conduction Mode*, CCM) angestrebt wird. Der für Einphasensysteme (bei Leistungen bis typ. 1 kW) vielfach vorliegende phasenversetzte Betrieb mehrerer Konverterstufen im DCM (diese Option ist auch für das in Abb. 7.12c gezeigte System gegeben [48, 49]), ist daher von untergeordneter Bedeutung.

Hybrider PFC-Gleichrichter mit Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz

Eine Verbesserung der Stromqualität der Schaltungen nach Abb. 7.12a ist nur bei Verbesserung der Steuerbarkeit, d.h. bei Anordnung eines weiteren Leistungstransistors und eines (passiven oder aktiven) Zusatznetzwerks möglich (siehe Abb. 7.13). Die Ströme in der positiven und negativen Gleichspannungsschiene, i_+ und i_- , können dann getrennt und nach verschiedenen Sollverläufen, d.h. proportional zu den beiden jeweils an der Bildung der Ausgangsspannung der

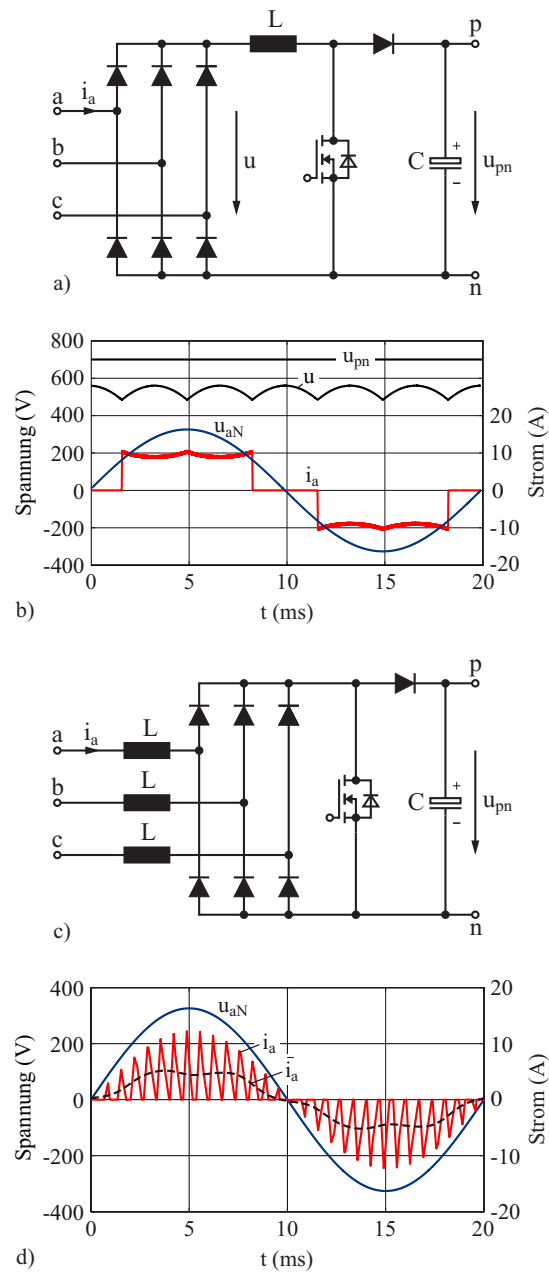


Abb. 7.12: Dreiphasige Erweiterung des Einphasensystems nach Abb. 7.11a. a) Schaltungsstruktur und b) zugehöriger Netzspannungs- und Netzstromverlauf für Betrieb des DC/DC-Konverters mit kontinuierlichem Verlauf des Stromes in der Hochsetzsteller-Induktivität (Continuous Conduction Mode, CCM). c) Systemstruktur für Verschiebung der Hochsetzsteller-Induktivität auf die AC-Seite und Aufteilung auf die Phasen. d) Zugehöriger Netzspannungs- und Netzstromverlauf (\bar{i}_a bezeichnet den lokalen Mittelwert des Phasenstromes i_a) für Betrieb des Systems mit konstanter Taktfrequenz und diskontinuierlichem Strom in der Hochsetzsteller-Induktivität (Discontinuous Conduction Mode, DCM).

Diodenbrücke beteiligten Phasenspannungen geregelt werden. Wird dabei die Differenz von i_+ und i_- über ein Strominjektionsnetzwerk, d.h. drei Vierquadrantenschalter, von denen jeweils einer durchgeschaltet ist, in die bei einfacher Diodengleichrichtung nicht stromführende Netzphase zurückgeführt, kann, wie nachstehend gezeigt, für alle Netzphasen ein sinusförmiger Stromverlauf sichergestellt werden [50].

Aufgrund der Symmetrien des speisenden Netzspannungssystems kann der mathematische Nachweis der Sinusstromformung auf ein 60° -breites Intervall der Netzperiode mit z.B. $u_{aN} > u_{bN} > u_{cN}$ beschränkt werden, für welches der Injektionsschalter S_{bYb} (allgemein der Injektionsschalter der Phase mit kleinstem Spannungsbetrag) bleibend durchgeschaltet ist.

Durch entsprechende Taktung von S_+ ist dann in L_+ bzw. in der leitenden Diode D_{a+} ein der Netzphasenspannung u_{aN} proportionaler Strom

$$i_+ = i_a \quad (7.10)$$

einzustellen, wobei für den lokalen Mittelwert, d.h. den Grundschwingungsanteil

$$\bar{i}_a = G^* u_{aN} \quad (7.11)$$

gelten muss. Entsprechend wird in $L_- = L_+ = L$ bzw. D_{c-} durch entsprechende Taktung von S_- ein proportionaler Strom

$$-i_- = i_c \quad (7.12)$$

mit

$$\bar{i}_c = G^* u_{cN} \quad (7.13)$$

eingepägt. Der die Leistungsaufnahme bestimmende Grundschwingungs-Sollleitwert G^* wird dabei durch den Ausgangsspannungsregler definiert. Hervorzuheben ist, dass die Taktung von S_+ und S_- nicht koordiniert erfolgen muss, da über die Freilaufdioden D_+ und D_- oder die zu S_+ und S_- anti-parallelen Dioden und den Injektionsschalter S_{bYb} stets ein Freilauf von i_+ und/oder i_- möglich ist.

Für i_Y folgt nun mit dem 1. Kirchhoff'schen Gesetz, $i_+ - i_- - i_Y = 0$ bzw. $i_a + i_c - i_Y = 0$, und unter Berücksichtigung von $i_b = -i_Y$ (Injektionsschalter S_{bYb} durchgeschaltet)

$$i_b = -(i_a + i_c) \quad \text{und} \quad \bar{i}_b = -(\bar{i}_a + \bar{i}_c) . \quad (7.14)$$

Mit (7.11), (7.12) und $u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = 0$ (symmetrische sinusförmige Netzphasenspannungen) ergibt sich dann

$$\bar{i}_b = -G^* (u_{aN} + u_{cN}) = G^* u_{bN} , \quad (7.15)$$

womit für alle Phasen ein netzspannungsproportionaler Stromverlauf gegeben ist. (Gleichung (7.14) könnte unter Bezug auf die, aufgrund des freien Netzsternpunkts N zu Null erzwungene Stromsumme $i_a + i_b + i_c = 0$, auch direkt angegeben

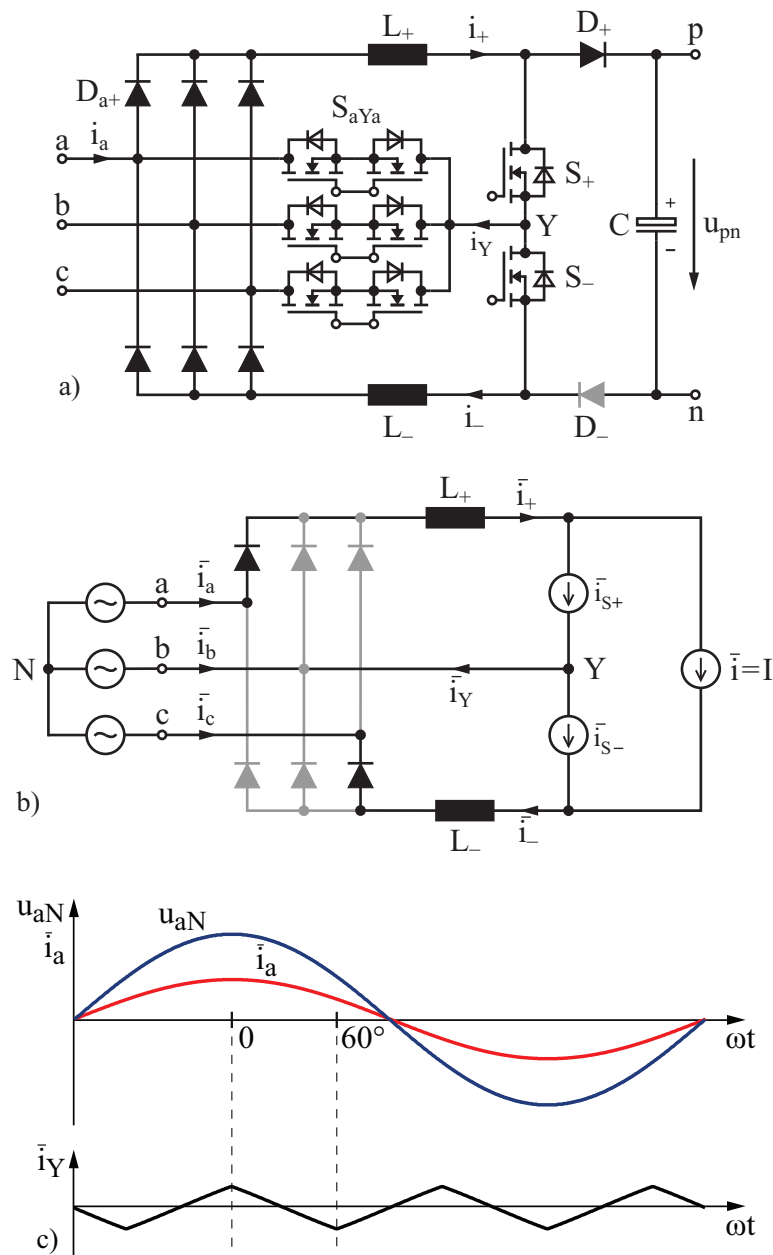


Abb. 7.13: a) Grundstruktur des Leistungsteils des hybriden PFC-Gleichrichtersystems mit Rückführung (Injektion) eines dreifach netzfrequenten Stromes in die Netzphase mit jeweils kleinstem Betrag des Phasenspannungsmomentanwerts (3^{rd} Harmonic Current Injection Rectifier [50]). b) Ersatzschaltbild des aktiven Systemteils bei lokaler Mittelung der Systemgrößen für $u_{aN} > u_{bN} > u_{cN}$. c) Zeitverlauf der Phasenspannung u_{aN} , des zugehörigen Phasenstromes \bar{i}_a , und des Injektionsstroms \bar{i}_Y . Durch Einsatz einer Freilaufdiode D_- in der negativen Ausgangsspannungsschiene kann die schaltfrequente Gleichtaktspannung des Ausgangs minimiert werden; allerdings werden dadurch die Leitverluste erhöht.

werden, wurde hier aber ausgehend von der Gleichspannungsseite abgeleitet, um die Funktion der Strominjektion zu veranschaulichen).

Wie durch Analyse weiterer 60°-Ausschnitte der Netzperiode deutlich wird, weist der Injektionsstrom i_Y dreifache Netzfrequenz auf. Im Sinne der hier gewählten Klassifizierung ist das Gleichrichtersystem demnach als hybrider PFC-Gleichrichter mit Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz (*Hybrid 3rd Harmonic Current Injection PFC Rectifier*) zu bezeichnen.

Die Rückführung des Stromes i_Y erfolgt in Abb. 7.13 nur jeweils in eine Phase, welche über einen abschaltbaren Schalter gewählt wird. Alternativ kann die Strominjektion auch mittels eines rein passiven Rückführnetzwerks, z.B. in Form eines Resonanznetzwerks oder eine Transformatorschaltung mit geringer Nullimpedanz in alle drei Phasen erfolgen (siehe MINNESOTA Rectifier, [51]). Allerdings kann dann nicht gewählt werden, in welche Phase Strom injiziert wird, sondern der Rückführungsstrom nur in gleiche Teile aufgespalten und in alle drei Phasen injiziert werden. Wie in [7] gezeigt, ist auch damit ein sinusförmiger, netzspannungsproportionaler Phasenstromverlauf erreichbar.

Allerdings weist dieses Konzept aufgrund des passiven Injektionsnetzwerkes eine relativ hohe Baugrösse auf. Weiters muss der Gesamteinspeisestrom gegenüber der Schaltung nach Abb. 7.13 die dreifache Amplitude aufweisen, womit die Halbleiter der die Ströme i_+ und i_- einprägenden Konverterstufen für eine signifikant höhere Strombelastung auszulegen sind. Mit Blick auf die industriell vielfach geforderte hohe Leistungsdichte ist also die aktive Strominjektion in nur eine Phase klar vorzuziehen.

Hinsichtlich des Betriebsbereiches des System ist festzuhalten, dass die Ausgangsspannung hinreichend weit über dem Spitzenwert der verketteten Netzspannung liegen muss; gemäss [52] ist $U_{pn} > \sqrt{6} U_{N,ll,rms}$ zu wählen. Wie vorstehend gezeigt, kann ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten erreicht werden, eine Phasenverschiebung des gebildeten Netzstromes gegenüber der Netzspannung ist jedoch nicht möglich. Vorteilhaft erlaubt das System allerdings auch bei Ausfall einer Netzphase eine Weiterführung des Betriebes mit Sinusstromform (und reduzierter Leistung). Es sind dann einfach die Injektionsschalter gesperrt zu halten und S_+ und S_- simultan zu takten, womit gleiche Verhältnisse wie für ein, an einer Netzaussenleiterspannung arbeitendes Einphasen-PFC-Gleichrichtersystem vorliegen.

Hybrider PFC-Gleichrichter mit Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz mittels aktivem Filter

Werden ausgehend von Abb. 7.13a und einem, von Schaltungen mit passivem Injektionsnetzwerk bekannten Konzept folgend [14, 53], die Induktivitäten L_+ und L_- zu einer im Injektionspfad liegenden Induktivität L_Y zusammengefasst, resultiert die in Abb. 7.14 dargestellte Schaltungsstruktur [16, 17]. Die Ausgangsdioden D_+ und D_- können dabei entfallen, da ein gleichzeitiges Durchschalten der Transistoren S_+ oder S_- im Gegensatz zur Schaltung nach Abb. 7.13 auf einen Kurzschluss des Netzes führen würde und daher nicht zulässig ist.

Insgesamt ist somit ein relativ geringer Realisierungsaufwand des Systems gegeben, der allerdings über den Verzicht auf eine Ausgangsspannungsregelung erkauft wird. Wie unmittelbar einsichtig, wird aufgrund der fehlenden Dioden D_+ und D_- die Ausgangsspannung nun direkt durch die Diodenbrücke bestimmt und zeigt demgemäss einen sechspulsigen Verlauf. Allerdings ist, wie nachfolgend gezeigt, unter Voraussetzung einer Konstantleistungslast nach wie vor die Möglichkeit einer Einprägung sinusförmiger Netzphasenströme gegeben. Das System weist demnach nicht die volle Funktion eines spannungsgeregelten PFC-Gleichrichters sondern nur die Funktion eines passiven Gleichrichters mit Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz mittels eines aktiven Filters zur Einstellung sinusförmiger Ströme auf und wird daher als *Hybrid 3rd Harmonic Current Injection Active-Filter-Type PFC Rectifier* bezeichnet.

Wird nun eine Last mit konstanter Leistungsaufnahme gespeist, resultiert ein zeitlich entgegengesetzt zur sechspulsigen Gleichrichterausgangsspannung variierender Laststrom, der, wie nachfolgend gezeigt, nach Überlagerung mit dem Injektionsstrom auf eine Sinusform aller Netzphasenströme führt.

Wie in Kap. 7.8.4.1 werde wieder ein 60° -Intervall der Netzperiode mit $u_{aN} > u_{bN} > u_{cN}$ betrachtet. Für den in Phase b zu injizierende Strom gilt dann

$$\bar{i}_Y = -\bar{i}_b = -G^* u_{bN} . \quad (7.16)$$

Die über der schaltfrequenten Induktivität L_Y zur Einprägung von \bar{i}_Y zu bildende niederfrequente Spannung kann in erster Näherung vernachlässigt werden,

$$\bar{u}_{L_Y} = 0 , \quad (7.17)$$

womit für die am Ausgang des Brückenweiges einzustellende Spannung

$$\bar{u}_{Y_N} = \bar{u}_{bN} \quad (7.18)$$

folgt. Da jeweils nur einer der Transistoren S_+ oder S_- durchgeschaltet wird, gilt für die relativen Einschaltzeiten $\alpha_+ + \alpha_- = 1$ bzw. $\alpha_- = 1 - \alpha_+$ und somit für die Spannungsbildung des Brückenweiges

$$\bar{u}_{L_Y} = \alpha_+ u_{aN} + (1 - \alpha_+) u_{cN} = \alpha_+ u_{ac} + u_{cN} = u_{bN} . \quad (7.19)$$

Entsprechend folgt das Tastverhältnis α_+ mit (7.19) zu

$$\alpha_+ = \frac{u_{bc}}{u_{ac}} \quad (7.20)$$

und damit für den Strom in S_+

$$\bar{i}_{S_+} = \alpha_+ i_Y = -\alpha_+ i_b = -\alpha_+ G^* u_{bN} = -G^* u_{bN} \frac{u_{bc}}{u_{ac}} . \quad (7.21)$$

Ausgehend von den letztlich zu erzeugenden Phasenstromgrundschiebungen

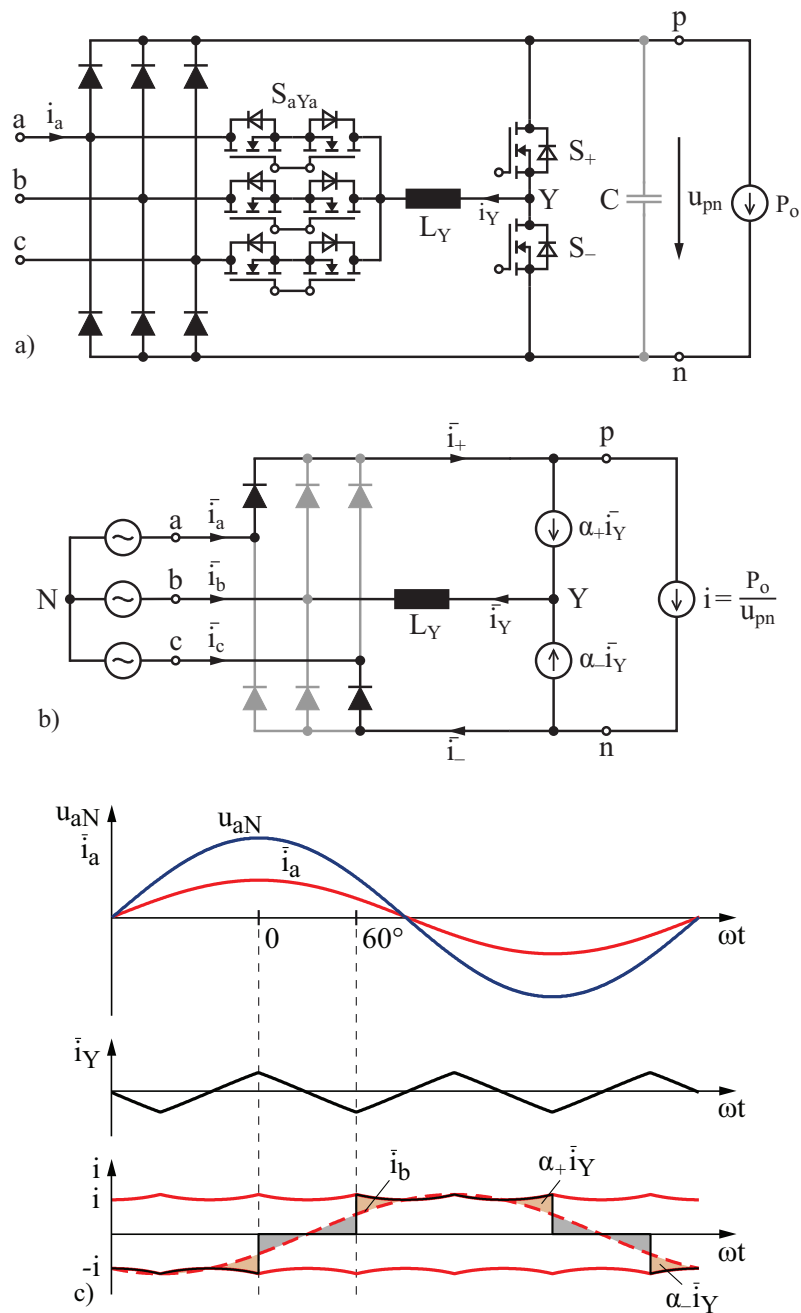


Abb. 7.14: a) Hybrides Gleichrichtersystem mit aktiver Filterfunktion durch Injektion eines dreifach netzfrequenten Stromes in die Netzphase mit jeweils kleinstem Betrag des Phasenspannungsmomentanwertes (3rd Harmonic Current Injection Active-Filter-Type PFC Rectifier, [7, 17]). b) Ersatzschaltbild des aktiven Systemteils bei lokaler Mittelung der Systemgrößen für $u_{aN} > u_{bN} > u_{cN}$. c) Zeitverlauf der Phasenspannung u_{aN} , des zugehörigen Phasenstromes \bar{i}_a , des Injektionsstromes \bar{i}_Y , und des Laststromes $i = P_o/u_{pn}$ für konstanten Ausgangsleistungsmomentanwert $p_o = P_o$.

$$\begin{aligned}\bar{i}_a &= G^* u_{aN} \\ \bar{i}_b &= G^* u_{bN} \\ \bar{i}_c &= G^* u_{cN}\end{aligned}\quad (7.22)$$

kann nun der niederfrequente Anteil der Stromaufnahme der Konstantleistungs-
last über

$$i = \frac{P_o}{u_{ac}} = \frac{\bar{i}_a u_{ac} + \bar{i}_b u_{bc}}{u_{ac}} = G^* \frac{u_{aN} u_{ac} + u_{bN} u_{bc}}{u_{ac}} \quad (7.23)$$

$$= G^* \left(u_{aN} + u_{bN} \frac{u_{bc}}{u_{ac}} \right) \quad (7.24)$$

ausgedrückt werden. Für den aus Phase *a* aufgenommenen niederfrequenten Stro-
manteil folgt dann mit (7.21) unmittelbar der gewünschte netzspannungspropor-
tionale (sinusförmige) Verlauf

$$\bar{i}_a = i - \bar{i}_{S+} = G^* u_{aN} . \quad (7.25)$$

Zusätzlich gilt mit (7.16), (7.25),

$$i_a + i_b + i_c = 0 , \quad (7.26)$$

und $u_{aN} + u_{bN} + u_{cN} = 0$ für Phase *c*

$$\bar{i}_c = G^* u_{cN} , \quad (7.27)$$

womit die Sinusform sämtlicher Phasenströme nachgewiesen ist.

Hervorzuheben ist, dass die Schaltung nach Abb. 7.14a eine sinusförmige Re-
gelung der Netzströme erlaubt, hierfür jedoch eine Konverterausgangsstufe z.B.
in Form eines DC/DC-Konverters oder einer Pulswechselrichterstufe benötigt,
welche einen Konstantleistungsbezug sicherstellt. Der Realisierungsaufwand des
Konzeptes ist demnach sinnvoll nur mit Blick auf das Gesamtsystem zu bewerten.

Weiters ist anzumerken, dass der für Sinusstrom erforderliche Zeitverlauf von *i*
nur dann resultiert, wenn zwischen Konstantleistungslast und Gleichrichterstufe
kein Glättungskondensator (höherer Kapazität) angeordnet wird; Lastschwän-
kungen werden somit unmittelbar an das Netz weitergegeben.

Δ -Switch Rectifier

Wird die in Abb. 7.11c gezeigte Schaltung mit einem dritten Brücken-
zweig erweitert und mit Rücksicht auf das Funktionsprinzip und die Dreiphasensymme-
trie eine Dreieckschaltung von Vierquadrantenschaltern angeordnet, folgt die in
Abb. 7.15a gezeigte Topologie des *Δ -Switch Rectifier* [54–56]. Die Vierquadrant-
schalter erlauben Einfluss auf den Leitzustand des Diodengleichrichters zu
nehmen und damit die AC-seitige Spannungsbildung über Pulsbreitenmodulation
zu steuern. Da die Kommutierung der Diodenbrücke im Gegensatz zur Schaltung

nach Abb. 7.13 pulsfrequent erfolgt, liegt eine aktive PFC-Gleichrichterschaltung vor.

Wie auch bei Einphasen-PFC-Gleichrichterschaltungen ist die am Eingang eines Gleichrichterphasenzweiges gebildete Spannung, z.B. $\bar{u}_{\bar{a}M'}$ (M' bezeichnet einen virtuellen Mittelpunkt der Ausgangsspannung), vom Schaltzustand des (gesamten) Konverters und der Richtung des Phasenstromes i_a abhängig. Da ein mit der Netzspannung u_{aN} in Phase liegender Strom i_a eingepreßt werden soll, stellt dies allerdings keine Einschränkung dar. Bei Vernachlässigung des Grundschnungsspannungsabfalls an den schaltfrequenten Vorschaltinduktivitäten ist ja für Sinusstromeinprägung $\bar{u}_{\bar{a}N} \approx u_{aN}$ sicherzustellen, womit $i_{\bar{a}} = G^* u_{aN}$ und $\bar{u}_{\bar{a}N}$ gleiches Vorzeichen aufweisen.

Ausser bei Durchschalten aller Vierquadrantenschalter ($s_{\bar{a}\bar{b}} = s_{\bar{b}\bar{c}} = s_{\bar{c}\bar{a}} = 1$) ist eine Phasenklemme, z.B. \bar{a} , stets mit der positiven oder negativen Ausgangsspannungsschiene, p oder n , verbunden. Die Schaltung weist somit hinsichtlich Spannungsbildung Zweipunktcharakteristik auf. Wie aufgrund der eingangsseitigen Diodengleichrichtung unmittelbar einsichtig, ist die Ausgangsspannung entsprechend

$$U_{pn} > \sqrt{2} U_{N,ll,rms} \quad (7.28)$$

zu wählen. Bei Ausfall einer Netzphase sind die beiden, mit der ausgefallenen Phase verbundenen Vierquadrantenschalter bleibend zu sperren. Es liegt dann wieder eine, nun jedoch an einer Aussenleiterspannung arbeitende Einphasen-PFC-Gleichrichterschaltung mit AC-seitigem Schalter vor, und es ist nach wie vor eine Ausgangsspannungsregelung und sinusförmige Netzstromeinprägung möglich.

Interessant ist, dass der Betriebsbereich nicht, wie aufgrund des Diodengleichrichters zu vermuten wäre auf ohmsches Grundschnungnetzverhalten eingeschränkt ist, sondern Phasenströme in einem Phasenwinkelbereich

$$\Phi = (-30^\circ, 30^\circ) \quad (7.29)$$

gebildet werden können. Dies wird über eine genauere Analyse der Leitzustände des Systems deutlich, welche aufgrund der Symmetrien des Dreiphasensystems auf ein 60° -Intervall der Netzperiode beschränkt werden kann. In Abb. 7.15b ist der für $\varphi_N = (-30^\circ, 30^\circ)$ aktive Teil des Δ -Switch Rectifier gezeigt, wobei für die Phasenströme $i_a > 0, i_b < 0, i_c < 0$ gilt. Hierbei ist angenommen, dass stets nur die mit der Phase grössten Spannungsbetrags verbundenen Vierquadrantenschalter getaktet werden [55].

Für die Einprägung von i_b und i_c werden $S_{\bar{a}\bar{b}}$ und $S_{\bar{a}\bar{c}}$ derart getaktet, dass $\bar{u}_{\bar{a}\bar{c}}$ und $u_{\bar{a}\bar{b}}$ den Netzaussenleiterspannungen $u_{ac} > 0$ und $u_{ab} > 0$ das Gleichgewicht halten. Für die gegebenen Stromvorzeichen können Spannungen $\bar{u}_{\bar{a}\bar{c}}$ und $\bar{u}_{\bar{a}\bar{b}} > 0$ gebildet werden. Aufgrund der zwischen Phasengrössen und verketteten Grössen bestehenden Phasendifferenz von $\pm 30^\circ$ (vergleiche z.B. u_{aN} und u_{ab} oder u_{aN} bzw. u_{ac}) gilt $u_{ac} > 0$ und $u_{ab} > 0$ nicht nur in $\varphi_N = (-30^\circ, 30^\circ)$ sondern in $\varphi_N = (-60^\circ, 60^\circ)$. Es ist also das Spannungsgleichgewicht $u_{ac} \approx \bar{u}_{\bar{a}\bar{c}} > 0$ und

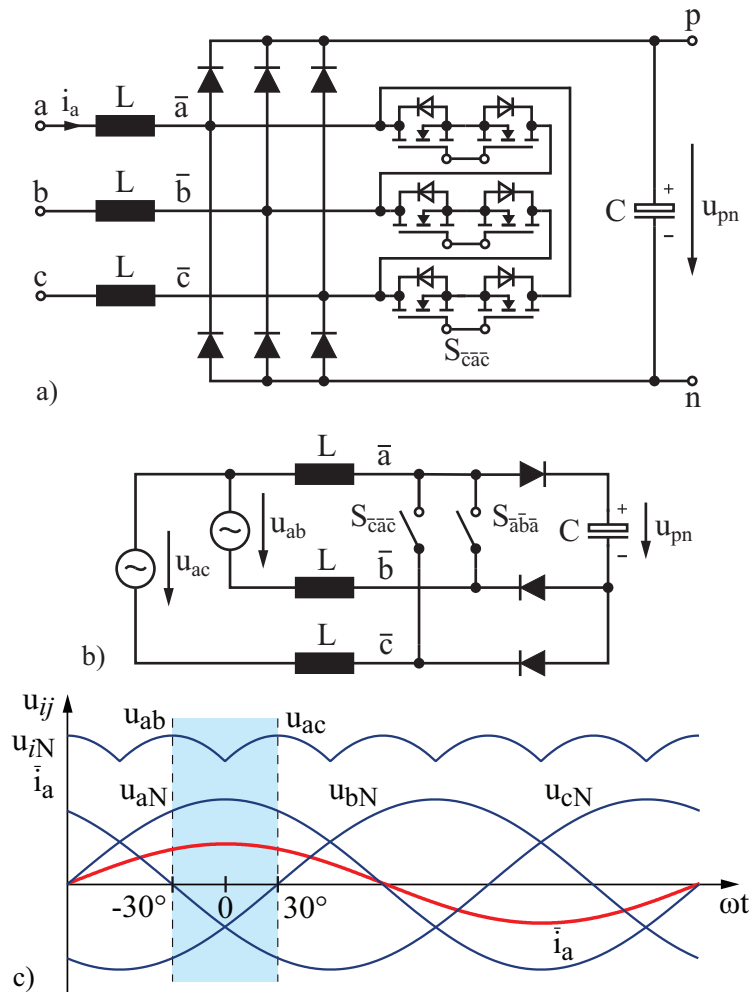


Abb. 7.15: a) Schaltungstopologie des Δ -Switch Rectifier (Gleichrichtersystem mit Dreieckschaltung der den Leitzustand der Eingangsdiodenbrücke beeinflussenden Vierquadrantenschalter [54]). Anstelle der Dreieckschaltung könnte auch eine Dreiphasen-Brückenschaltung von sechs Transistoren mit anti-parallelen Dioden und einer Kurzschlussverbindung des positiven und negativen Brückenausgangs eingesetzt werden. b) Ersatzschaltbild des aktiven Systems teils für $i_a > 0$, $i_b < 0$, $i_c < 0$, d.h. für den in c) durch Schattierung hervorgehobenen Ausschnitt $\varphi_N = (-30^\circ, 30^\circ)$ der Netzperiode. c) Zeitverlauf der Netzphasenspannungen, des lokal gemittelten Phasenstromes \bar{i}_a und der Ausschnitte der jeweils grössten Netzaussenleiterspannungen.

$u_{ab} \approx \bar{u}_{\bar{a}\bar{b}} > 0$ auch für ein um $\pm 30^\circ$ gegenüber den Netzphasenspannungen verschobenes Phasenstromsystem erreichbar.

Für die Regelung des Systems ist vorteilhaft die in Abb. 7.16 gezeigte Regelschaltung einzusetzen. Im Gegensatz zu alternativen Regelkonzepten [57] werden dann alle drei Phasenströme kontinuierlich geregelt. Die am Ausgang der Phasenstromregler gebildeten Spannungssollwerte $u_{\bar{a}N}^*$, $u_{\bar{b}N}^*$, $u_{\bar{c}N}^*$ werden hierbei über eine Y- Δ -Transformation in die eigentlich einstellbaren Aussenleiterspannungs-

sollwerte

$$\begin{aligned} u_{\bar{a}b}^* &= u_{\bar{a}N}^* - u_{\bar{b}N}^* \\ u_{\bar{b}c}^* &= u_{\bar{b}N}^* - u_{\bar{c}N}^* \\ u_{\bar{c}a}^* &= u_{\bar{c}N}^* - u_{\bar{a}N}^* \end{aligned} \quad (7.30)$$

umgerechnet. Die Phasenstrom- bzw. Phasenspannungsvorzeichen, d.h. die Information über den jeweils vorliegenden 60° -Sektor der Netzperiode ist dann nur für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter zu berücksichtigen. Es ist somit keine sektorabhängige Umschaltung der gesamten Regelstruktur erforderlich, womit Verzerrungen bei den Umschaltungen vermieden werden und eine höhere Eingangsstromqualität resultiert.

VIENNA Rectifier

Wird die Dreieckanordnung der Vierquadranten-Steuerschalter des Δ -Switch Rectifier durch eine Sternschaltung ersetzt und der Schaltersternpunkt im Sinne möglichst hoher Symmetrie mit einem kapazitiv gebildeten Ausgangsspannungsmittelpunkt M verbunden, resultiert ein unter der Bezeichnung *VIENNA Rectifier* bekanntes aktives Dreipunkt-Pulsleichrichtersystem (siehe Abb. 7.17a, [45, 58]). Funktionsgleiche alternative Ausführungen der Brückenweige der

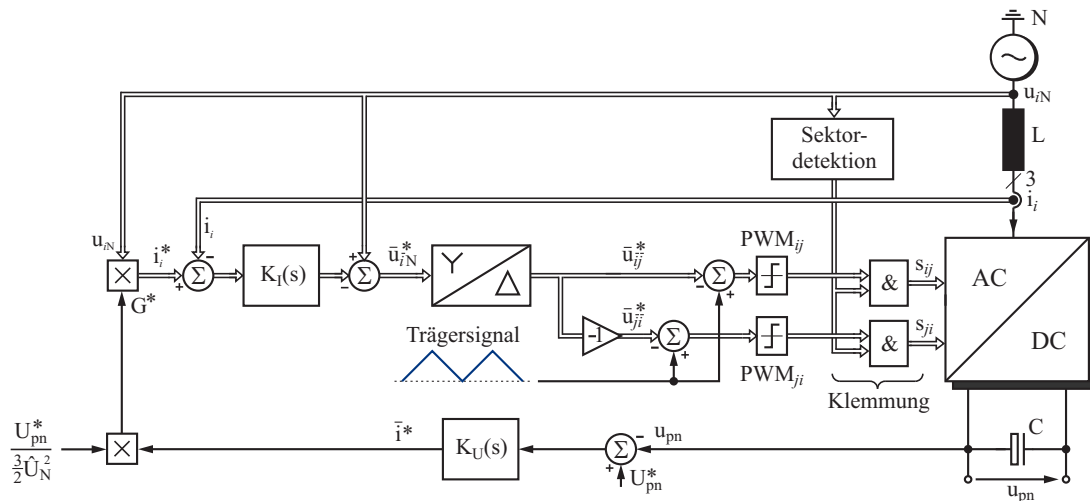


Abb. 7.16: Struktur der Regelung des Δ -Switch Rectifier mit äusserer Ausgangsspannungsregelung [Regler $K_U(s)$] und unterlagerten Eingangsstromregelschleifen [Regler $K_I(s)$] mit Vorsteuerung der Netzphasenspannungen u_{iN} . Die durch die Eingangsstromregler generierten Sollwerte der Eingangsphasenspannungen der Gleichrichterbrücke werden in Aussenleiterspannungssollwerte umgerechnet und schliesslich durch Taktung von stets nur zwei der drei Vierquadrantenschalter $S_{\bar{a}\bar{b}}$, $S_{\bar{b}\bar{c}}$, $S_{\bar{c}\bar{a}}$ eingestellt (siehe Abb. 7.15b).

Schaltung mit geringerer Sperrspannungsbeanspruchung der Leistungsdioden sind in Abb. 7.17b–d [58–60] gezeigt.

Wie für den Δ -Switch Rectifier ist die AC-seitige Spannungsbildung des Systems wieder vom Stromvorzeichen abhängig, allerdings kann nun ein Gleichrichterphaseneingang, z.B. \bar{a} , ausser mit der positiven und negativen Ausgangsspannungsschiene auch mit dem Ausgangsspannungsmittelpunkt M verbunden werden. Es stehen also für die Bildung von $\bar{u}_{\bar{a}M}$ drei Spannungsniveaus zur Verfügung, womit sich die Bezeichnung des Systems als *Dreipunktkonverter* begründet.

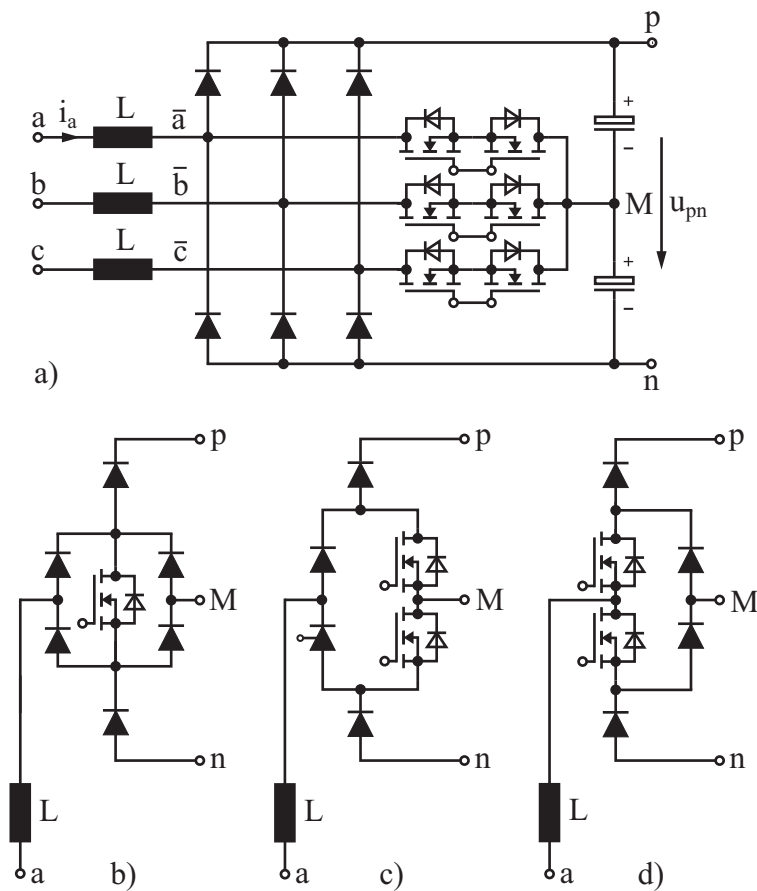


Abb. 7.17: a) Grundstruktur des Leistungsteils des VIENNA Rectifier [45]. b)-d) Alternative Brückenstruktur, wobei Variante b) nur einen Leistungstransistor je Phase benötigt, jedoch aufgrund der in Serie liegenden Dioden höher Leitverluste aufweist [58]; c) [59] weist hinsichtlich der Vorladung der Ausgangskondensatoren bei der Inbetriebnahme Vorteile auf (am Ende des Vorladeintervalls wird der Thyristor gezündet und damit der, durch einen Vorladewiderstand und eine Serieldiode gebildete Vorladezweig der Phase überbrückt); d) [60] ermöglicht eine weitere Verringerung der Leitverluste gegenüber c), erlaubt jedoch keine elektronische Überbrückung eines Vorladezweiges.

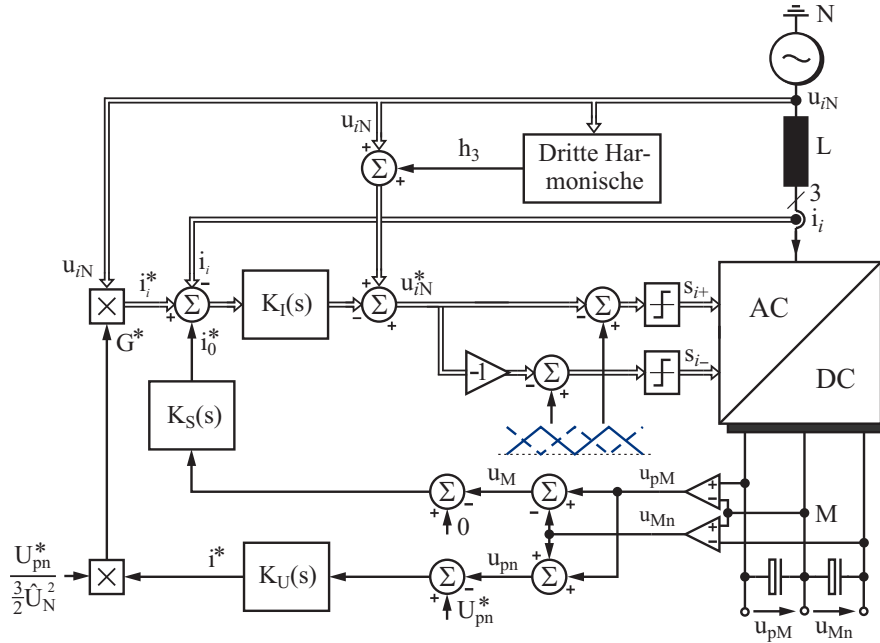


Abb. 7.18: Grundstruktur der Regelung des VIENNA Rectifier mit überlagerter Regelung der Ausgangsteilspannungen u_{pM} , u_{Mn} und unterlagerte Phasenstromregelung mit Vorsteuerung der Netzphasenspannungen. Um den Aussteuerbereich zu erhöhen, wird dem Vorsteuersignal eine dreifach netzfrequente Spannung u_3 überlagert [28]. Die Balancierung (Symmetrierung) der Ausgangsteilspannungen wird durch Addition eines Offsetsignals i_0^* zu den Phasenstromsollwerten erreicht.

Ein wesentlicher Vorteil der Dreipunktcharakteristik besteht darin, dass nun für die Dimensionierung der Leistungstransistoren die halbe Ausgangsspannung und nicht der Spitzenwert der Netzaussenleiterspannung massgebend ist. Zusätzlich bleibt aufgrund der höheren Stufenzahl von $\bar{u}_{\bar{a}M}$ die Differenz $u_{aN} - u_{\bar{a}N}$ auf kleiner Werte beschränkt, womit ein kleinerer Netzstromrippel resultiert [siehe (7.2)], bzw. die Vorschaltinduktivität verringert werden kann. Darüber hinaus treten aufgrund der geringeren geschalteten Spannung geringere Pegel der leitungsgebundenen Störaussendung auf.

Für den Ausgangsspannungsbereich des Systems gilt in Analogie zum Δ -Switch Rectifier

$$U_{pn} > \sqrt{2} U_{N,ll,rms} \quad (7.31)$$

und für den Phasenwinkelbereich des Netzstromes

$$\Phi = (-30^\circ, 30^\circ) \quad (7.32)$$

bei gegenüber der Netzspannung hohen Ausgangsspannungen $U_{pn} > 2\sqrt{2} U_{N,ll,rms}$ und kleiner Vorschaltinduktivität. Für tiefere Werte, $\sqrt{2} U_{N,ll,rms} < U_{pn} < 2\sqrt{2} U_{N,ll,rms}$, schränkt sich der Phasenwinkelbereich zunehmend auf rein

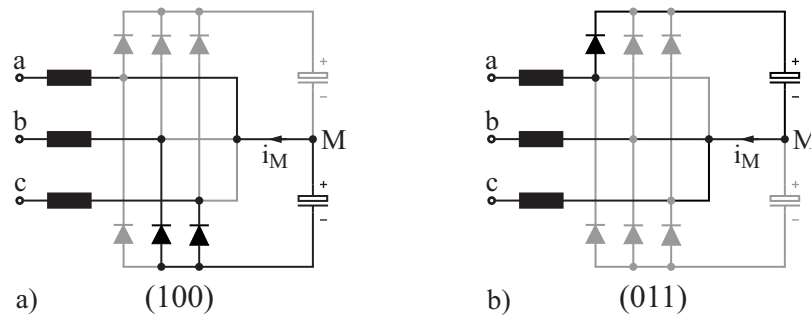


Abb. 7.19: Redundante Schaltzustände des Systems (für $i_a > 0, i_b, i_c < 0$), welche in gleichen verketteten Eingangsspannungen des Gleichrichterteils jedoch Mittelpunktsströmen i_M entgegengesetzten Vorzeichens (und gleichen Betrages) resultieren und so eine Balancierung der Ausgangsteilspannungen ohne Beeinflussung der Eingangsstromführung ermöglichen. (Beispielsweise wird für $i_0^* > 0$ die relative Einschaltzeit des Schaltzustandes (100) [siehe a)] erhöht und die Einschaltzeit des Schaltzustandes (011) [siehe b)] verringert, womit $\bar{i}_M < 0$ resultiert; entsprechend führt $i_0^* < 0$ auf $\bar{i}_M < 0$. Die Schaltzustände werden durch Phasenschaltfunktionen s_i gekennzeichnet, der Konverterschaltzustand wird durch (s_a, s_b, s_c) repräsentiert, wobei $s_i = 1$ ($i = \{a, b, c\}$) den Ein- und $s_i = 0$ den Ausschaltzustand eines Vierquadrantenschalters kennzeichnet.

ohmsches Netzverhalten ($\Phi = 0^\circ$) ein [56, 58]. Wie für den Δ -Switch Rectifier ist auch für den VIENNA Rectifier bei Phasenausfall eine Weiterführung des Betriebes mit reduzierter Leistung bei gleicher Ausgangsspannung und sinusförmigem Eingangsstrom in den verbleibenden Phasen möglich [3, 61, 62].

Die Struktur einer Regelung des Systems, mit einem überlagertem, den netzseitig emulierten Grundswingungssollleitwert G^* und damit die Leistungsaufnahme definierenden Ausgangsspannungsregler und unterlagerten Phasenstromreglern ist in Abb. 7.18 gezeigt. Bei Netzspannungsvorsteuerung können hier auch bei hohen Netzfrequenzen einfache P-Regler Einsatz finden. Die aufgrund der Einbeziehung des kapazitiven Mittelpunktes der Ausgangsspannung in die Systemfunktion erforderliche Symmetrierung der Ausgangsteilspannungen kann ähnlich wie für den Y-Rectifier (siehe Kap. 7.8.3.1) über einen Offset i_0^* der Phasenstromsollwerte erfolgen. Dies deshalb, da das System, wie Abb. 7.19a und b für $i_a > 0$ und $i_b, i_c < 0$ zeigen, ebenfalls hinsichtlich der AC-seitigen Spannungsbildung redundante Schaltzustände (100) und (011) aufweist. Ein positiver Offset $i_0^* > 0$ führt dabei zu einer Verlängerung der relativen Einschaltdauer von (100) gegenüber (011) und ein negativer Offset $i_0^* < 0$ zu einer relativen Bevorzugung von (011) gegenüber (100). Entsprechend wird vorwiegend der obere oder der untere Ausgangskondensator nachgeladen.

Wie eine nähere Analyse zeigt, sind die Ausgangsspannungen des Systems auch unsymmetrisch belastbar [63], allerdings ist der Grad der zulässigen Unsymmetrie vom Niveau der Ausgangsspannung abhängig. Hohe Unsymmetrien sind nur für gegenüber der Netzspannung hohe Ausgangsspannungen möglich.

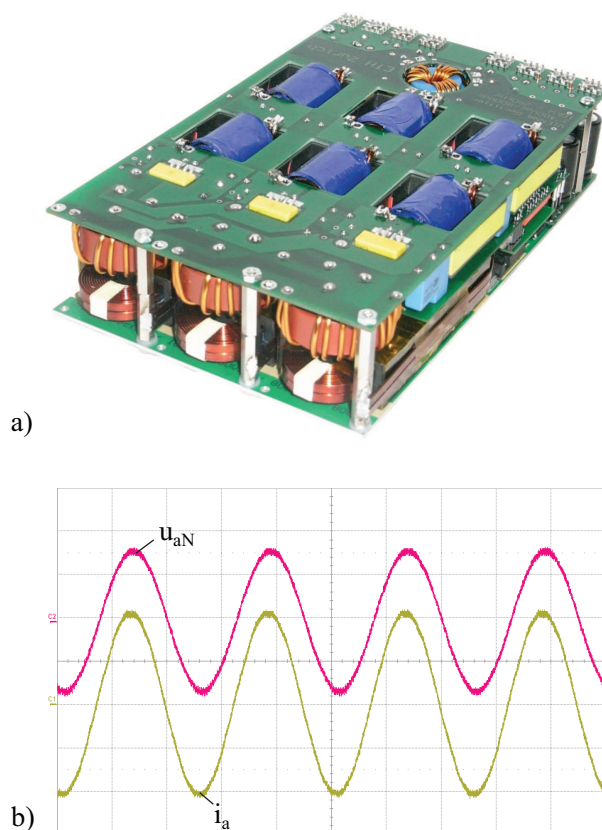


Abb. 7.20: Hardware-Demonstrator eines 10 kW VIENNA Rectifier. b) Gemessener Verlauf des Phasenstromes i_a ($\text{THD}_i = 1.6\%$) und der zugehörigen Netzphasenspannung u_{aN} . Betriebsparameter: Netzaussenleiterspannung $U_{N,u,rms} = 400 \text{ V}$, Netzfrequenz $f_N = 800 \text{ Hz}$, Ausgangsspannung $U_{pn} = 800 \text{ V}$, Schaltfrequenz $f_P = 250 \text{ kHz}$. Massstäbe: 200 V/Div, 10 A/Div, 0.5 ms/Div.

Ein entsprechend dem letzten Stand der Technik realisierter Demonstrator eines VIENNA Rectifier ist in Abb. 7.20 gezeigt. Die Taktfrequenz des Systems beträgt $f_P = 250 \text{ kHz}$. Gemäss Abb. 7.37 ist eine derart hochfrequente Taktung von f_P nur dann sinnvoll, wenn eine hohe Netzfrequenz vorliegt und extrem tiefe Werte der Eingangsstromverzerrung THD_i erreicht werden müssen (z.B. für Anwendungen in *More Electric Aircraft* [56], $f_N = 360 \text{ Hz} \dots 800 \text{ Hz}$). Hinsichtlich der Leistungsdichte ist gegenüber einem System mit $f_P = 72 \text{ kHz}$ (bei Luftkühlung) kein Vorteil gegeben (siehe Abb. 7.37).

Hybride halbgesteuerte und vollgesteuerte Gleichrichter-Brückenschaltung

Wird anstelle der konventionellen Einphasen-PFC-Gleichrichterstruktur die Bridgeless- bzw. Double-Boost-Konvertertopologie nach Abb. 7.11b dreiphasig erweitert, resultiert die in Abb. 7.21b gezeigte halbgesteuerte hybride phasensymmetrische Gleichrichterschaltung.

Aufgrund der fehlenden Brückensymmetrie erlaubt diese Schaltung jedoch nicht, innerhalb der gesamten Netzperiode einen Sinuseingangsstrom einzuprägen. Wird z.B. ein 60° -Intervall mit $u_{aN} > 0$ und $u_{bN}, u_{cN} < 0$, also ein Ausschnitt $\varphi_N = (-30^\circ, 30^\circ)$ der Netzperiode betrachtet (siehe Abb. 7.22a) und angenommen, dass ein Phasenstromverlauf mit einem, der jeweiligen Netzphasenspannung gleichen Vorzeichen eingepreßt werden könnte, würde nur das Abschalten von $S_{\bar{a}n}$ eine Kommutierung von i_a auf $D_{\bar{a}p}$ bewirken. In den Phasen b und c würden unabhängig vom Schaltzustand von $S_{\bar{b}n}$ und $S_{\bar{c}n}$ die anti-parallelen Dioden $D_{n\bar{b}}$ und $D_{n\bar{c}}$ leitend bleiben. Insgesamt würde das System also nur zwei mögliche Leitzustände aufweisen und damit nicht die angenommene Einprägung von Sinusströmen ermöglichen.

Eine Sinusstromeinprägung ist nur für jene 60° -Intervalle möglich, in denen zwei Netzphasenspannungen ein positives Vorzeichen zeigen, also z.B. $u_a, u_b > 0$, $u_c < 0$ oder $i_{\bar{a}}, i_{\bar{b}} > 0$, $i_{\bar{c}} < 0$ gilt (siehe $\varphi_N = (30^\circ, 90^\circ)$, Abb. 7.22c). Mittels Durchschalten von $S_{n\bar{a}}$ bzw. $S_{n\bar{b}}$ kann dann \bar{a} bzw. \bar{b} an die negative Ausgangsspannungsschiene n gelegt und i_a bzw. i_b erhöht werden. Bei Abschalten von $S_{n\bar{a}}$ bzw. $S_{n\bar{b}}$ wird die zugeordnete Freilaufdiode, $D_{\bar{a}p}$ oder $D_{\bar{b}p}$ leitend, womit an \bar{a} oder \bar{b} ein positives Potential anliegt und der zugeordnete Phasenstrom verringert wird. Demgemäss ist wahlweise eine Erhöhung oder Verringerung von zwei Phasenströmen und damit ein sinusförmiger Stromverlauf erreichbar. Der dritte Phasenstrom weist dann aufgrund von $i_a + i_b + i_c = 0$ ebenfalls Sinusform auf.

Insgesamt kann also ein sinusförmiger Stromverlauf nur in Ausschnitten der Netzperiode erreicht werden. Die Funktion der Schaltung ist daher im Wesentlichen auf die Ausgangsspannungsregelung beschränkt, wobei unter Einsatz des in [64] beschriebenen einfachen Steuerverfahrens zumindest ein, passiven Gleichrichtern vergleichbarer blockförmiger Stromverlauf realisierbar ist.

Anzumerken ist, dass vereinfacht auch alle Transistoren synchron mit einem über die Netzperiode konstanten Tastverhältnis getaktet und das System im Discontinuous Conduction Mode betrieben werden könnte. Die Eingangsstromform wäre dann ident mit jener nach Abb. 7.12d. Vorteilhaft würden geringere Leitverluste auftreten, jedoch wäre ein höherer Realisierungsaufwand in Kauf zu nehmen.

Eine Spannungsregelung und Sinusstromeinprägung verlangt eine Erweiterung der Schaltung nach Abb. 7.21a auf Brückensymmetrie, d.h. die Anordnung von drei weiteren Transistoren anti-parallel zu den Freilaufdioden der positiven Brückenhälfte. Es resultiert dann das in Abb. 7.21b gezeigte, als aktiver Sechs-Schalter-Hochsetz-PFC-Gleichrichter (*Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier*) zu bezeichnende System, welches z.B. bei drehzahlvariablen Antrieben zur Speisung des Gleichspannungszwischenkreises (*Active Front-End*) eingesetzt wird.

Da für einen durchgeschalteten Transistor der Strom über diesen Transistor oder dessen anti-parallele Diode fließt, erlaubt das System in jeder Phase eine stromunabhängige Spannungsbildung, bzw. ist am Eingang jedes Brückenzeiges des Gleichrichterteils bezogen auf den Ausgangsspannungsmittelpunkt eine

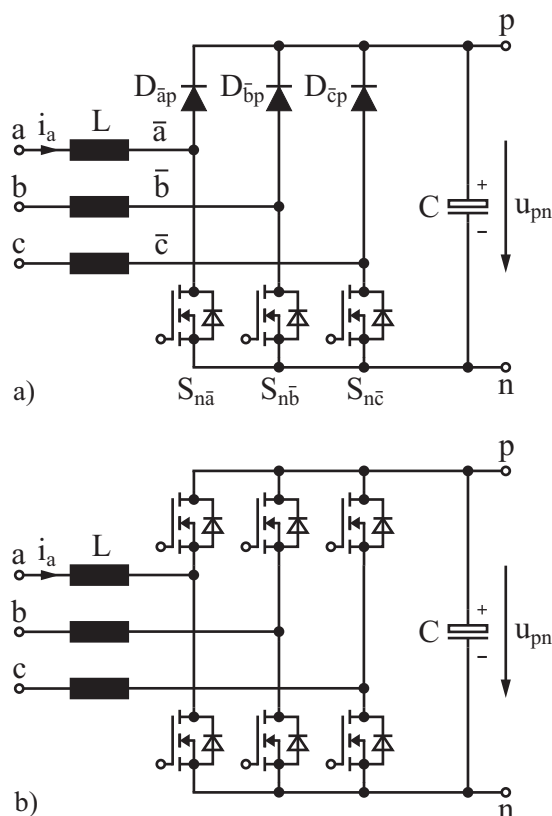


Abb. 7.21: a) Halbgesteuerte (hybride) dreiphasige Gleichrichter-Brückenschaltung. b) Vollgesteuerte (aktive) dreiphasige Gleichrichter-Brückenschaltung (Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier).

positive oder eine negative Spannung erzeugbar. Die Brückenzweige weisen also stromrichtungsunabhängig Zweipunktcharakteristik auf und erlauben somit die Einprägung von Sinusphasenströmen beliebiger Phasenlage relativ zur Netzspannung. Insbesondere kann damit der Strom auch gegenphasig zur Netzspannung geführt, also Leistung in das Netz zurückgespeist werden. Dieser Wechselrichterbetrieb wird in der Antriebstechnik zur Netzzurückspeisung von der Bremsleistung von Antrieben genutzt, bzw. stellt die Betriebsart bei der Speisung einer Drehfeldmaschine aus einem Gleichspannungszwischenkreis über eine Inverterschaltung gleicher Topologie die Hauptenergieflussrichtung dar.

Bezüglich des Niveaus der Ausgangsspannung gilt gleich wie für die Systeme nach Abb. 7.15a und Abb. 7.17

$$U_{pn} > \sqrt{2}U_{N,ll,rms} . \quad (7.33)$$

Neben der Umkehrung der Energieflussrichtung beherrscht das System auch einen Netzphasenausfall und ist damit überaus flexibel einsetzbar. Demgemäß ist die gesamte Schaltungsstruktur kommerziell auch als Leistungsmodul („Six-Pack“-Modul) verfügbar.

Hervorzuheben ist, dass die Schaltung trotz der hohen Funktionalität eine relativ einfache Struktur zeigt, also insbesondere die Bidirektionalität nicht in einer Erhöhung der Schalterzahl gegenüber den vorgehend abgeleiteten unidirektionalen Strukturen resultiert. Dies wird insbesondere bei Einsatz rückwärtsleitender IGBTs deutlich, welche neben dem Leistungstransistor auch die anti-parallele Freilaufdiode in einem Halbleiterchip vereinen. Gleiches gilt (zukünftig), z.B. für SiC-JFETs (in Kaskode-Schaltung). Die Schaltung ist damit trotz der hier getroffenen Beschränkung auf unidirektionale Systeme von besonderem Interesse. Dies auch deshalb, da der weite Phasenwinkelbereich auch bei reinem Gleichrichterbetrieb z.B. für die Kompensation von Blindleistung anderer, am selben Netz betriebener, Verbraucher genutzt werden kann.

Diskussion

Gemäss Kap. 7.8.4.1 ist die Realisierung eines Dreiphasen-PFC-Gleichrichters mit Hochsetzsteller-Charakteristik mittels eines, hinsichtlich der Gleichrichterfunktion auf einen passiven Diodengleichrichter gestützten Strominjektionskonzeptes oder nach Kap. 7.8.4.1 – Kap. 7.8.4.1 über Einflussnahme auf den Leit-zustand einer Diodenbrücke mittels abschaltbarer Leistungshalbleiter möglich, welche eine direkte Einprägung sinusförmiger AC-Ströme erlaubt.

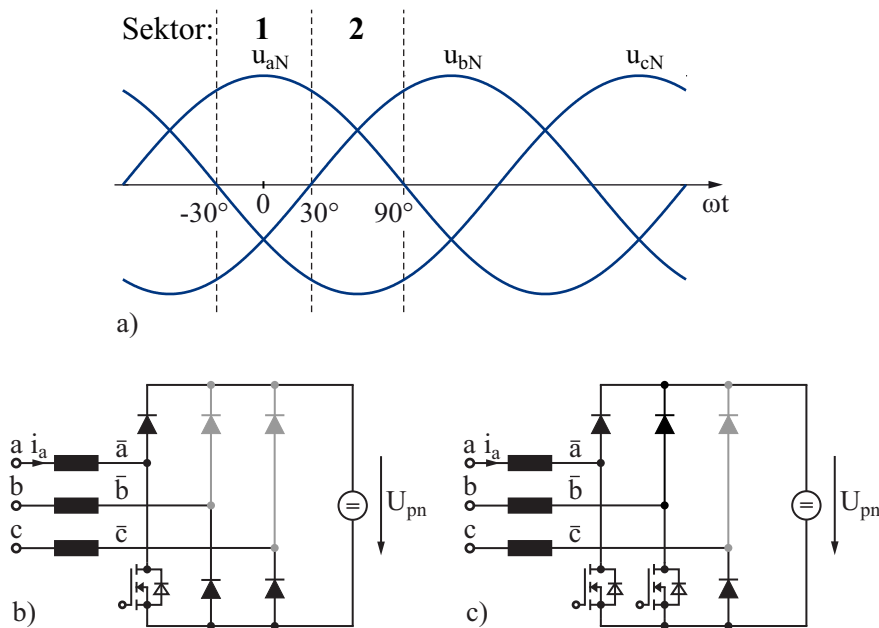


Abb. 7.22: a) Zeitverlauf der Phasenspannungen innerhalb einer Netzperiode und 60° -Sektoren mit fester Vorzeichenrelation der Phasenspannungen. b) Aktiver Teil einer halbgesteuerten Dreiphasen-Brückenschaltung für Sektor 1 ($u_{aN} > 0$, $u_{bN}, u_{cN} < 0$); es kann nur ein Phasenstrom geregelt werden. c) Aktiver Systemteil für Sektor 2 ($u_{aN}, u_{bN} > 0$, $u_{cN} < 0$) mit Möglichkeit der Regelung von zwei Phasenströmen, d.h. letztlich aller Phasenströme.

Für eine direkte industrielle Realisierung ist die direkte AC-Stromeinprägung der Einprägung von zwei DC-Strömen und einer Strominjektion vorzuziehen, da die dann in 60° -Schritten erforderliche Umschaltung des Injektionsnetzwerks potentiell zu Verzerrungen der Phasenströme führt. Weiters sind aktive Gleichrichtersysteme nicht auf rein ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten eingeschränkt, womit z.B. die kapazitive Blindleistung eines EMV-Filters (teilweise) kompensiert werden kann bzw. allgemein eine höhere Flexibilität der Stromregelung gegeben ist.

Für die vergleichende Gegenüberstellung in Kap. 7.8.6.2 werden daher nur der Δ -Switch Rectifier, der VIENNA Rectifier und der Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier berücksichtigt. Mit Blick auf die Systemkomplexität könnte hier der Δ -Switch Rectifier auch weggelassen werden. Allerdings kann für das System bei Fehlsteuerung der Leistungstransistoren strukturbedingt kein Kurzschluss der Ausgangsspannung auftreten, womit hinsichtlich Betriebssicherheit ein Vorteil gegenüber dem Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier gegeben ist. Weiters erscheint eine Bewertung des Systems auch im Sinne der Vollständigkeit als sinnvoll.

7.8.4.2 Systeme mit Tiefsetzsteller-Charakteristik

Da Einphasen-Tiefsetz-AC/DC-Konverter nicht erlauben über die gesamte Netzperiode einen Sinusstrom einzuprägen [24], muss die Entwicklung der Schaltungsstrukturen direkt ausgehend von der in Abb. 7.2b gezeigten Dreiphasen-Diodengleichrichterschaltung mit, entsprechend einer Tiefsetzstellertopologie, ausgangsseitiger Induktivität erfolgen. Die Diodenbrücke ist dabei mit Rücksicht auf Phasen- und Brückensymmetrie so durch abschaltbare Elemente zu erweitern, dass die mit der Gleichspannungsseite verbundenen Netzphasen frei (spannungsunabhängig) gewählt werden können. Alternativ kann bezugnehmend auf Kap. 7.8.4.1 auch ein System nach dem Injektionsprinzip konzipiert werden.

Aktiver Sechs-Schalter Tiefsetz-PFC-Gleichrichter

Für volle, d.h. spannungsunabhängige Steuerbarkeit des Leistungstransfers ist für die Schaltung nach Abb. 7.2b in Serie zu jeder Diode ein Leistungstransistor anzuordnen. Es resultiert dann die in Abb. 7.23a gezeigte, von Stromzwischenkreisumrichtern der Antriebstechnik bekannte Konverterstruktur [65]. Die Dioden-Transistor-Serienkombinationen stellen hier unidirektionale bipolar sperrende Schalter dar, welche im Sinne einer Verringerung der Leitverluste auch durch rückwärtssperrende IGBTs realisiert werden könnten. Allerdings wäre dann, aufgrund der relativ hohen Schaltverluste, eine Beschränkung auf relativ tiefe Schaltfrequenzen (im Bereich von 10 kHz) erforderlich [66].

Wird ein Transistor der positiven Brückenhälfte, z.B. S_{ap} , und ein Transistor der negativen Brückenhälfte, z.B. S_{nc} durchgeschaltet, wird der durch die Ausgangsinduktivität L eingeprägte Strom aus der Phase a bezogen und in die Phase c zurückgespeist

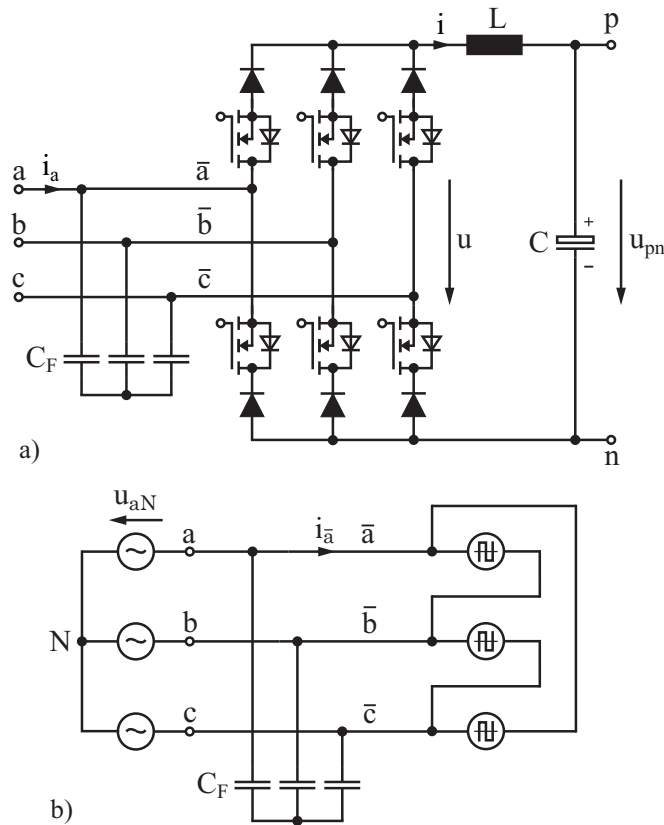


Abb. 7.23: a) Schaltungstopologie des aktiven Sechs-Schalter-Tiefsetz-PFC-Gleichrichters (Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier). b) Ersatzschaltbild des AC-seitigen Systemteils. Anmerkung: Falls nur in der positiven oder in der negativen Brückenhälfte Leistungstransistoren vorgesehen würden, würde eine zu Abb. 7.21a analoge Schaltung resultieren, welche aufgrund der beschränkten Steuerbarkeit wieder keine, über die gesamte Netzperiode, sinusförmige Einprägung der Eingangsströme erlauben würde.

$$\begin{aligned}
 i_{\bar{a}} &= +I \\
 i_{\bar{b}} &= 0 \\
 i_{\bar{c}} &= -I
 \end{aligned}
 \tag{7.34}$$

(siehe Abb. 7.23b). Weiters wird die Aussenleiterspannung $u_{\bar{a}\bar{c}}$ an den Ausgang geschaltet bzw. zur Bildung der Ausgangsspannung herangezogen,

$$u_{pn} = u_{\bar{a}N} - u_{\bar{c}N} = u_{\bar{a}\bar{c}} = u_{ac} .
 \tag{7.35}$$

Sind beide Transistoren eines Brückenzweiges durchgeschaltet, gilt $i_{\bar{a}} = i_{\bar{b}} = i_{\bar{c}} = 0$ und $u = 0$, d.h. es liegt ein Freilauf vor. Für eine Reduktion der Leitverluste im Freilaufzustand kann eine explizite Freilaufdiode vorgesehen werden.

Durch entsprechende Taktung der Transistoren kann also der Ausgangsstrom i so auf die Phasen verteilt werden, dass nach Filterung der pulsfrequent dis-

kontinuierlichen Eingangsströme $i_{\bar{a}}$, $i_{\bar{b}}$, $i_{\bar{c}}$ sinusförmige Netzströme resultieren (in Abb. 7.23a sind nur die Filterkondensatoren C_F des netzseitigen EMV-Tiefpassfilters gezeigt). Weiters ist die Ausgangsspannung, welche durch Tiefpassfilterung von u mittels der Ausgangsinduktivität L und der Ausgangskapazität C gebildet wird, über die relative Dauer des Freilaufzustandes ausgehend von Null bis zu einem Maximalwert

$$U_{pn} < \sqrt{\frac{3}{2}} U_{N,ll,rms} \quad (7.36)$$

einstellbar.

Der Ausgangsspannungsbereich erklärt sich daraus, dass, um allen Netzphasen Strom zuzuführen, in jedem Pulsintervall zwei Aussenleiterspannung für die Bildung der Ausgangsspannung herangezogen werden müssen. Um eine möglichst hohe Ausgangsspannung zu erreichen, werden hierbei jeweils die grössten Spannungen, z.B. $u_{\bar{a}\bar{c}}$ und $u_{\bar{a}\bar{b}}$ gewählt [gültig innerhalb eines 60° -Intervalls der Netzperiode, $\varphi_N = (-30^\circ, 30^\circ)$]. Beide Spannungen weisen eine Phasendifferenz von 60° auf. Für das beim Schnittpunkt beider Spannungen liegende Pulsintervall stehen damit nur Spannungswerte $u_{\bar{a}\bar{c}} = u_{\bar{a}\bar{b}} = \sqrt{3/2} U_{N,ll,rms}$ zur Verfügung (siehe Abb. 7.15c). Entsprechend definiert sich der Ausgangsspannungsbereich mit (7.36).

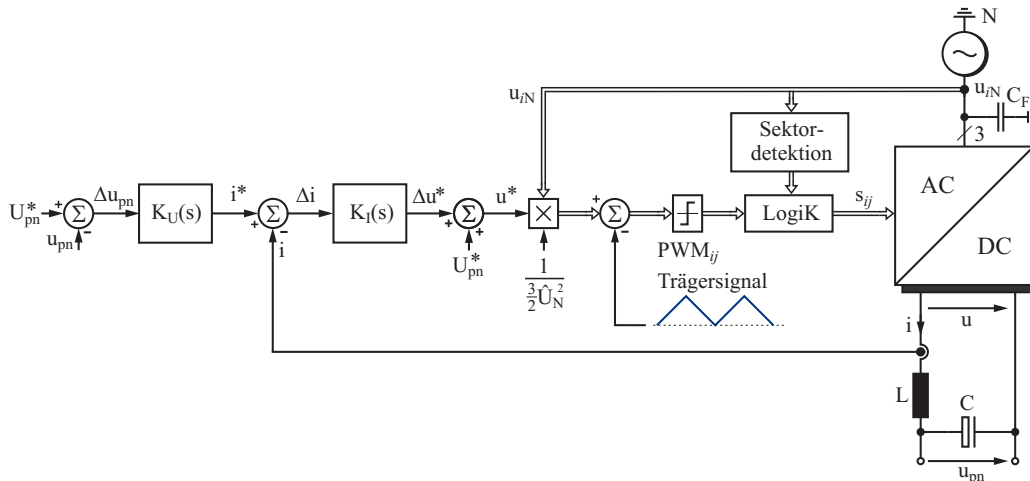


Abb. 7.24: Struktur der Regelung des Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier mit äusserer Ausgangsspannungsregelung [Regler $K_U(s)$] und unterlagerter Regelung des Ausgangsstromes der gesteuerten Gleichrichterbrücke [Regler $K_I(s)$ mit Spannungsvorsteuerung U_{pn}^* , da letztlich am Ausgang der Brückenschaltung eine Spannung mit einem Mittelwert in Höhe der Ausgangsspannung zu bilden ist]. Die Modulation, d.h. die Ansteuerung der Leistungstransistoren erfolgt so, dass die Ausgangsspannung der Brücke in jeder Pulsperiode durch Ausschnitte von zwei Aussenleiterspannungen zusammengesetzt bzw. der DC-Strom i sinusförmig pulsbreitenmoduliert auf die Eingangphasen verteilt wird.

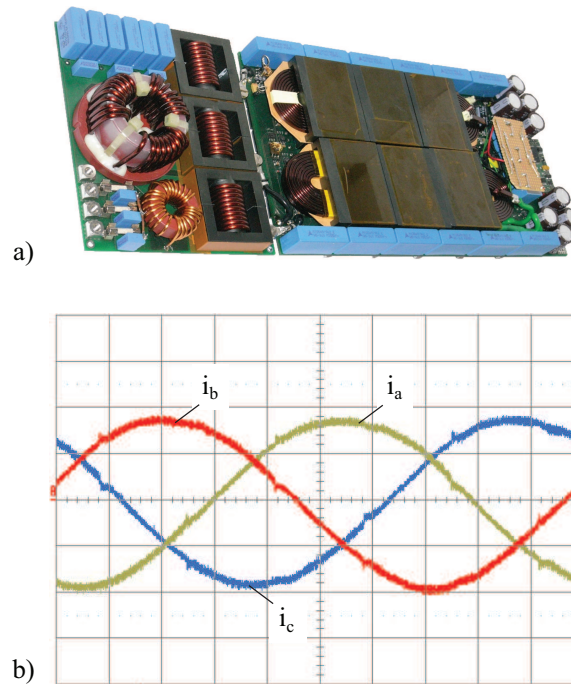


Abb. 7.25: a) Hardware-Demonstrator eines 6 kW Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier. b) Gemessener Zeitverlauf der Phasenströme innerhalb einer Netzperiode. Betriebsparameter: Netzaussenleiterspannung $U_{N,ll,rms} = 400 \text{ V}$, Netzfrequenz $f_N = 50 \text{ Hz}$, DC-Ausgangsspannung $U_{pn} = 400 \text{ V}$, Schaltfrequenz $f_P = 18 \text{ kHz}$. Durch entsprechende Dimensionierung weist das Gleichrichtersystem im Nennpunkt eine sehr hohe Effizienz von $\eta_{nom} = 98.9\%$ [71] auf, obwohl stets vier Leistungshalbleiter (zwei Serienschaltungen jeweils eines MOSFETs und einer Diode) im Strompfad liegen. Massstäbe: 5 A/Div, 2 ms/Div.

Die volle Steuerbarkeit des Systems erlaubt grundsätzlich eine beliebige Phasenverschiebung des Netzstromes gegenüber der speisenden Netzspannung

$$\Phi = (-180^\circ, 180^\circ) \quad (7.37)$$

Allerdings weisen mit grösser werdender Phasendifferenz Φ die an den Ausgang geschalteten Aussenleiterspannungen zunehmend kleinere Momentanwerte auf, und es gilt

$$U_{pn} < \sqrt{\frac{3}{2}} U_{N,ll,rms} \cos(\Phi) \quad (7.38)$$

[für $\Phi = (-90^\circ, 90^\circ)$; für $\Phi = (-180^\circ, -90^\circ)$ und $\Phi = (90^\circ, 180^\circ)$ folgt $U_{pn} < 0$, und es gilt $U_{pn} > \sqrt{3/2} U_{N,ll,rms} \cos(\Phi)$]. Entsprechend folgt z.B., wie auch über eine Leistungsbilanz zwischen AC- und DC-Seite unmittelbar einsichtig, für $\Phi = 90^\circ$ der Wert $U_{pn} = 0$. Der Ausgangsspannungsbereich (7.36) ist also nur für $\Phi = 0^\circ$ gültig, bzw. ist für die Sicherstellung eines weiten Ausgangsspannungsbereiches die Phasenverschiebung Φ auf kleine Werte zu begrenzen [67].

Anmerkung: Gemäss (7.38) ist für die Schaltung nach Abb. 7.23a eine Umkehr der Leistungsflussrichtung mit einer Umkehr der Ausgangsspannungspolarität verbunden. Eine Umkehr der Energierichtung bei Beibehaltung der Ausgangsspannungspolarität ist nur bei Erweiterung der Schaltungsstruktur durch antiparallel zu den Dioden liegende Transistoren möglich [68].

Für die Regelung des Systems wird ein überlagerter Ausgangsspannungsregler mit unterlagertem Ausgangsstromregler eingesetzt (siehe Abb. 7.24), wobei gegebenenfalls noch eine aktive Dämpfung des Eingangsfilters vorzusehen ist [69]. Nachteilig ist dabei, dass im Gegensatz zu Hochsetzsteller-PFC-Systemen der Netzstrom nicht direkt durch eine Regelung eingepreßt, sondern nur durch Pulsbreitenmodulation ohne Rückführung aus einem geregelten Strom gebildet wird. Schwankungen des DC-Stromes, parasitäre Schaltzeitfehler oder Verzerrungen an den Sektorgrenzen [70] werden daher nicht unmittelbar korrigiert. Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersysteme weisen daher in der Praxis, insbesondere bei hohen Netzfrequenzen eine geringere Eingangsstromqualität als Hochsetzstellersysteme auf. Erste Überlegungen zu einer direkten Regelung der Netzströme sind [69] zu entnehmen.

Ein Demonstrator des Gleichrichtersystems nach Abb. 7.23 ist in Abb. 7.25 gezeigt [71]. Der Wirkungsgrad des mit 900 V Super-Junction-MOSFETs und 1200 V SiC-Schottky-Dioden realisierten Systems ($f_P = 18 \text{ kHz}$) beträgt im Nennpunkt 98.9%. Dies zeigt klar, dass bei entsprechendem Halbleiteraufwand trotz Realisierung der Schalter als Dioden-Leistungstransistor-Serienkombination extreme Wirkungsgarde erreichbar sind.

Aktiver Drei-Schalter-Tiefsetz-PFC-Gleichrichter

Alternativ zu Abb. 7.23 ist eine Auswahl der jeweils stromführenden Phasen auch durch AC-seitige Vierquadrantenschalter möglich, welche wie in Abb. 7.26a–c gezeigt, in die Brückeinzweigstruktur integriert werden können. Es resultiert dann der in Abb. 7.26d angegebene aktive Drei-Schalter-Tiefsetz-PFC-Gleichrichter (*Active Three-Switch Buck-Type PFC Rectifier*).

Zufolge der Verringerung der Schalterzahl treten einerseits höhere Durchlassverluste auf, andererseits wird die installierte Chipfläche der Leistungstransistoren besser genutzt. Allerdings konzentrieren sich nun die Verluste auf drei Schalter, wodurch die thermische Auslegung erschwert wird. Des Weiteren wird durch die geringere Schalterzahl die Steuerbarkeit gegenüber der Schaltung nach Abb. 7.23 eingeschränkt. Insbesondere ist, wie über Abb. 7.26a unmittelbar deutlich wird, keine Möglichkeit einer Umkehr der Richtung des Leistungsflusses gegeben. Zusätzlich sind nicht direkt die stromführenden Dioden, sondern nur die stromführenden Brückenarme definierbar. Der Leitzustand stellt sich daher abhängig von der Polarität der an den aktiven Brückenarmen anliegenden Spannungen ein.

Wie eine nähere Analyse zeigt, resultiert damit eine Einschränkung des Betriebsbereiches auf

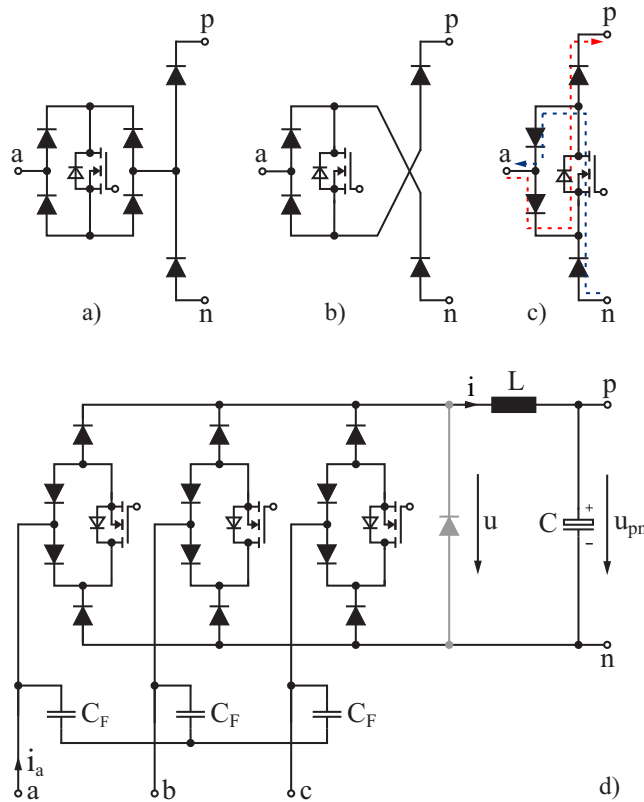


Abb. 7.26: Ableitung der Schaltungsstruktur eines aktiven Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersystems mit Sinuseingangsstrom und nur drei Leistungstransistoren (Active Three-Switch Buck-Type PFC Rectifier). In a) wird AC-seitig in jeder Phase ein, durch eine Einphasen-Diodenbrücke und einen, zwischen deren Ausgangsklemmen liegenden Leistungstransistor realisierter Vierquadrantenschalter eingefügt. Nach Zusammenfassung von in Serie liegenden Dioden [siehe b)] und Umzeichnung resultiert die in c) gezeigte Brückenstruktur bzw. die Schaltungstopologie des Dreiphasensystems in d).

$$\Phi = (-30^\circ, 30^\circ) , \tag{7.39}$$

welche jedoch aufgrund des, zufolge (7.38), bevorzugt ohmschen Betriebes von geringer Bedeutung ist. Eine anschauliche Erklärung von (7.39) ist gleich wie für den Δ -Switch Rectifier über die $\pm 30^\circ$ -Phasendifferenz zwischen Phasengrößen und Aussenleitergrößen möglich, soll hier jedoch aus Gründen der Kürze unterbleiben.

Für den Ausgangsspannungsbereich gilt für $\Phi = 0^\circ$ nach wie vor

$$U_{pn} < \sqrt{\frac{3}{2}} U_{N,II,rms} . \tag{7.40}$$

Die in Abb. 7.24 gezeigte Regelstruktur ist auch für das Drei-Schalter-System einsetzbar. Die Ansteuersignale der Schalter sind dann über ODER-Verknüpfung der Schaltsignale der Transistoren des zugeordneten Brückenweiges der Sechsschalter-Variante zu bilden.

Hybrider Tiefsetz-PFC-Gleichrichter mit Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz (SWISS Rectifier)

Alternativ zur direkten Steuerung der Strombildung einer Dreiphasen-Diodenbrücke kann die Realisierung eines Dreiphasen-PFC-Gleichrichters auch nach dem in Kap. 7.8.4.1 für Hochsetzsteller beschriebenen Konzept der Injektion einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz erfolgen. Es sind dann einzig die beiden DC/DC-Hochsetzsteller der Schaltung nach Abb. 7.12 durch Tiefsetzsteller zu ersetzen. Die resultierende Schaltung ist in Abb. 7.27a gezeigt. Nach Kenntnis der Autoren wurde dieses System, vermutlich aufgrund der allgemeinen Konzentration der Forschung auf Systeme mit Hochsetzsteller-Charakteristik bisher in der Literatur noch nicht beschrieben. Im Weiteren wird die Schaltungstopologie daher als *SWISS Rectifier* bezeichnet.

Im Gegensatz zu den Schaltungen nach Kap. 7.8.4.2 und Kap. 7.8.4.2 werden die Dioden nicht pulsfrequenter kommutiert, entsprechend können die Durchlassverluste durch Einsatz von Bauelementen mit geringem Durchlassspannungsabfall verringert werden; die dann höhere Sperrverzugszeit ist hier problemlos in Kauf zu nehmen. Die Stromrückführung erfolgt wieder über Vierquadrantenschalter in die Phase jeweils kleinsten Spannungsbetrages. Hier ist anzumerken,

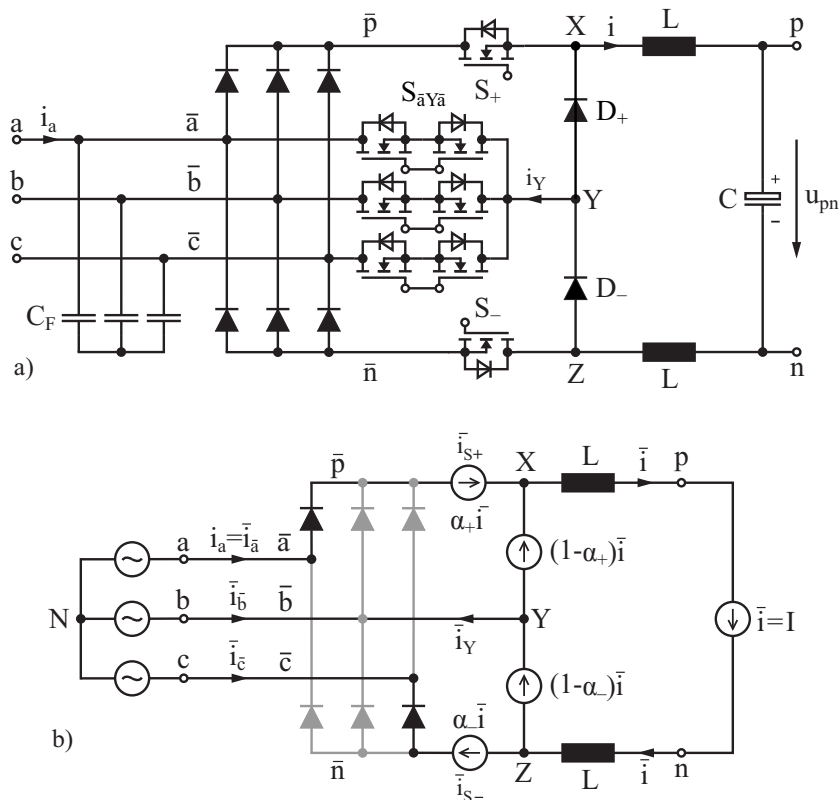


Abb. 7.27: a) Grundstruktur des Leistungsteils des SWISS Rectifier. b) Ersatzschaltbild des aktiven Systemteils bei lokaler Mittelung der Systemgrößen und $u_{aN} > u_{bN} > u_{cN}$.

dass auch mittels eines passiven Injektionsnetzwerks eine Stromrückführung allerdings nur in alle drei Phasen möglich wäre. Ein derartiges System wurde in [15] vorgeschlagen und ist, wie in Kap. 7.8.4.1 erwähnt, auch für Hochsetzstellersysteme bekannt. Aufgrund der Baugröße des Injektionsnetzwerks und des höheren Injektionsstroms wird dieses Konzept hier jedoch nicht weiter betrachtet.

Für den Nachweis der sinusförmigen Regelbarkeit der Netzströme wird wieder ein 60°-Intervall der Netzperiode mit $u_{aN} > u_{bN} > u_{cN}$ bzw. $\varphi_N = (0^\circ, 60^\circ)$ betrachtet. Der in diesem Netzausschnitt aktive Schaltungsteil ist in Abb. 7.27b gezeigt.

Durch das Gleichrichtersystem soll ein symmetrischer dreiphasiger ohmscher Verbraucher mit einem Phasenleitwert G^* repräsentiert werden. Entsprechend hat für die lokalen Mittelwerte der (pulsfrequent diskontinuierlichen) Eingangsströme

$$\begin{aligned} \bar{i}_a &= G^* u_{aN} \\ \bar{i}_b &= G^* u_{bN} \\ \bar{i}_c &= G^* u_{cN} \end{aligned} \tag{7.41}$$

zu gelten. Für den durch den Tiefsetzsteller einzuprägenden Sollwert I^* des Ausgangsstromes folgt dann unter Annahme eines symmetrischen Dreiphasennetzes

$$I^* = \frac{3}{2} G^* \frac{\hat{U}_N^2}{U_{pn}} \tag{7.42}$$

(\hat{U}_N bezeichnet die Phasenspannungsamplitude, U_{pn} die Ausgangsspannung). Für die weiteren Überlegungen soll ein idealer Ausgangsstromregler und damit $\bar{i} = I = I^*$ angenommen werden. Die Ströme in den Phasen a und c werden über entsprechende Taktung von S_+ und S_- eingepägt,

$$\alpha_+ I = \bar{i}_a, \quad \alpha_- I = -\bar{i}_c, \tag{7.43}$$

wobei für die Tastverhältnisse mit (7.41), (7.42) und (7.43)

$$\alpha_+ I = \frac{2 U_{pn}}{3 \hat{U}_N^2} u_{aN} \quad \text{und} \quad \alpha_- I = -\frac{2 U_{pn}}{3 \hat{U}_N^2} u_{cN} \tag{7.44}$$

gilt. Unter Berücksichtigung der Stromverzweigung im Schaltungsknoten Y und von $i_a + i_b + i_c = 0$ bzw. $\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0$ resultiert dann der Injektionsstrom

$$\bar{i}_Y = (1 - \alpha_-) I - (1 - \alpha_+) I = \bar{i}_a + \bar{i}_c = -\bar{i}_b. \tag{7.45}$$

Es wird also der korrekte Strom in die dritte Phase (hier Phase b) eingepägt. Für die Bildung der Ausgangsspannung ist

$$\bar{u}_{XZ} = \alpha_+ u_{aN} + (1 - \alpha_+) u_{bN} - (\alpha_- u_{cN} + (1 - \alpha_-) u_{bN}) \tag{7.46}$$

massgebend. Nach Vereinfachung folgt

$$\bar{u}_{XZ} = \alpha_+ u_{ab} - \alpha_- u_{cb} \quad (7.47)$$

und nach Multiplikation von (7.47) mit I ,

$$\bar{u}_{XZ} I = \bar{i}_a u_{ab} + \bar{i}_c u_{cb} = \bar{p} = P, \quad (7.48)$$

resultiert die Momentanleistung \bar{p} , welche entsprechend der Annahme einer symmetrischen ohmschen Belastung des Netzes einen konstanten Wert $\bar{p} = P$ aufweist. Demgemäss wird bei konstantem Strom I auch eine konstante Spannung \bar{u}_{xz} und damit aufgrund von $\bar{u}_L = 0$ eine konstante Ausgangsspannung $\bar{u}_{pn} = U_{pn}$ gebildet.

Für die vorgehende Ableitung wurde für den der Betrieb des Systems rein ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten

$$\Phi = 0^\circ \quad (7.49)$$

angenommen [siehe (7.41)]. Der Ausgangsspannungsbereich ist dann durch den Minimalwert der sechspulsigen Ausgangsspannung der Diodenbrücke nach oben beschränkt

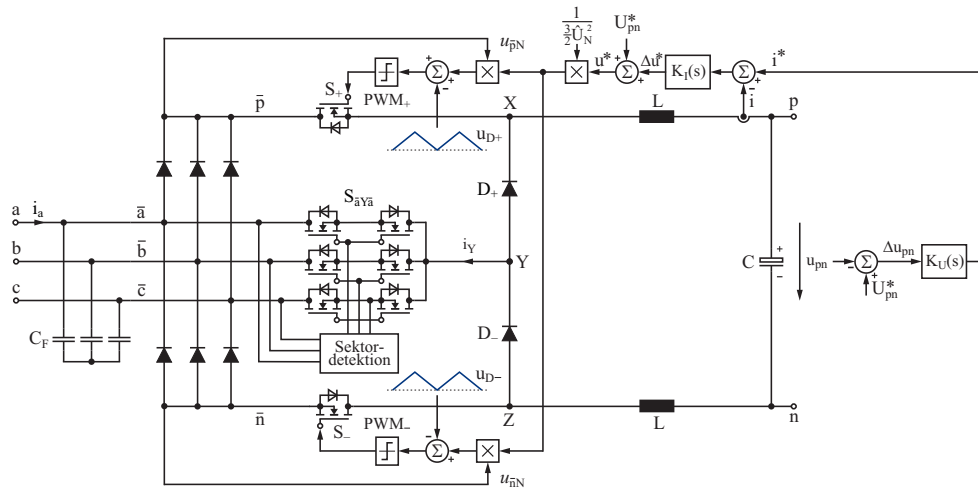


Abb. 7.28: Struktur der Regelung des SWISS Rectifier mit äusserer (überlagerter) Ausgangsspannungsregelung [Regler $K_U(s)$] und innerer (unterlagerter) Regelung des Ausgangsstromes i [Regler $K_I(s)$] und Vorsteuerung der Ausgangsspannung. Die zur Regelung von i erforderliche Spannung wird durch entsprechende pulsbreitenmodulierte Ansteuerung von S_+ und S_- derart gebildet, dass die lokalen Mittelwerte der dann in den beiden die positive und die negative Schiene p bzw. n speisenden Dioden auftretenden schaltfrequent pulsierende Ströme einen, den zugeordneten Phasenspannungen proportionalen Verlauf zeigen. Durch die Sektorerkennung (Sector Detection) wird innerhalb von 60° -breiten Intervallen der Netzperiode jeweils der mit der Phase kleinsten Betrages des Spannungsmomentanwertes verbundene Vierquadrantenschalter durchgeschaltet und so der Strom i_Y in diese Phase injiziert.

$$U_{pn} < \sqrt{\frac{3}{2}} U_{N,II,rms} \tag{7.50}$$

und damit ident mit jenem für den Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier. Wie eine nähere Analyse zeigt, ist über entsprechende Ansteuerung der Leistungshalbleiter, d.h. bei Pulsbetrieb auch der Injektionsschalter, auch eine Phasenverschiebung $\Phi = (-30^\circ, 30^\circ)$ des Eingangstromes gegenüber der Eingangsspannung einstellbar. Aus Gründen der Kürze soll hier auf diesen praktisch wenig bedeutenden Fall jedoch nicht näher eingegangen werden.

Eine mögliche Ausführung der Regelschaltung des Systems, mit überlagertem Ausgangsspannungsregler $K_U(s)$ und unterlagertem Ausgangsstromregler $K_I(s)$ ist in Abb. 7.28 gezeigt. Durch den Stromregler wird letztlich die den Strom i treibende Spannung \bar{u}_{XZ} definiert, wobei vorteilhaft eine Vorsteuerung der Ausgangsspannung $u_{pn}^* = U$ vorgenommen wird. Die Einstellung von u_{XZ} erfolgt über entsprechende Wahl des Aussteuergrads der Pulsbreitenmodulation der Transistoren S_+ und S_- [siehe (7.43)]. Als Modulationsfunktionen werden dabei die (normierten) Spannungen $u_{\bar{p}N}$ und $u_{\bar{n}N}$ herangezogen (siehe Abb. 7.28).

Die Pulsbreitenmodulation von S_+ und S_- kann gleichphasig oder gegenphasig erfolgen. Für gleichphasige Trägersignale u_{D+} und u_{D-} wird die schaltfrequente Schwankung von i_Y minimiert, allerdings tritt ein maximaler Rippel des Ausgangsstromes auf. Für gegenphasige Trägersignale resultiert ein minimaler Ausgangsstromrippel, jedoch ein maximaler Rippel von i_Y , welcher bei der Auslegung der eingangsseitigen Filterkondensatoren C_F zu berücksichtigen ist.

Anzumerken ist, dass ein hybrider 3rd Harmonic Injection PFC Rectifier auch durch Kombination eines Active-Filter-Type 3rd Harmonic Injection PFC Rectifier und einer einfachen DC/DC-Tiefsetzstellerstufe gebildet werden

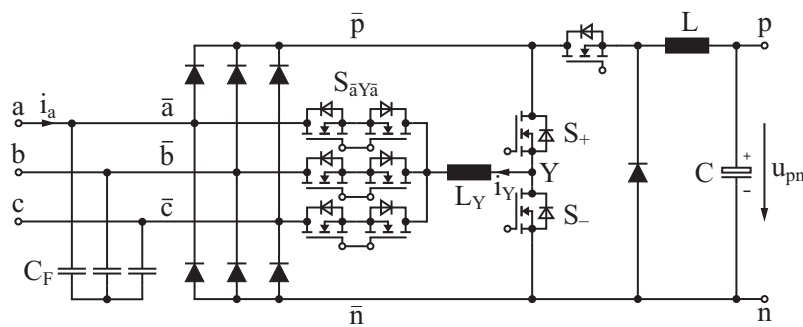


Abb. 7.29: Kombination eines Active-Filter-Type 3rd Harmonic Current Injection PFC Rectifier und eines DC/DC-Tiefsetzstellers zu einem aktiven Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersystem. Das System ist durch eine minimale Zahl von Leistungshalbleitern im Hauptstrompfad und durch einen nur niederfrequent (mit dreifacher Netzfrequenz) variierende Gleichtaktspannung des Ausgangs gekennzeichnet. Vorteilhaft wird der DC/DC-Konverter durch phasenversetzte Parallelschaltung mehrerer Teilsysteme realisiert.

kann (siehe Abb. 7.29). Die z.B. auf konstanten Ausgangsstrom oder konstante Ausgangsspannung geregelte Tiefsetzstellerstufe stellt dann unabhängig von der Sechspulsigkeit der Spannung $u_{\overline{pn}}$ eine konstante Ausgangsleistung sicher. Vorteilhaft liegt dann nur mehr ein Leistungstransistor im Hauptstrompfad, d.h. es treten insbesondere bei hohen Ausgangsspannungen, d.h. bei relativ kurzen Freilaufdauern, geringere Durchlassverluste auf. Weiters ist die negative Ausgangs-Gleichspannungsklemme stets über eine der Dioden der unteren Brückenhälfte des Diodengleichrichters mit dem Netz verbunden. Es tritt also keine schaltfrequente Gleichtaktspannung des Ausgangs auf. Der Gleichtakt-EMV-Filteraufwand kann somit verringert werden, bzw. sind nur mehr die parasitären Kapazitäten der Leistungshalbleiter gegenüber dem Kühlkörper für die Gleichtakt-Störaussendung verantwortlich (vergleiche entsprechende Überlegungen zu Hochsetz-PFC-Gleichrichtersystemen in [56]).

Diskussion

Die Netzstromeinprägung der vorstehend betrachteten PFC-Gleichrichtersysteme erfolgt nach dem Stand der Technik ausschliesslich indirekt, d.h. durch Pulsbreitenmodulation des geregelten Ausgangsstromes. Im Gegensatz zu Hochsetz-PFC-Gleichrichterschaltungen (siehe Kap. 7.8.4.1) sind daher auf dem Injektionskonzept basierende Konzepte und direkt aktive Systeme als hinsichtlich der erreichbaren Netzstromqualität gleichwertig zu sehen.

Für die in Kap. 7.8.6.3 gegebene vergleichende Gegenüberstellung werden daher beide Konzepte, d.h. der Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier und der SWISS Rectifier berücksichtigt. Der Active Three-Switch Buck-Type PFC Rectifier wird aufgrund der höheren Leitverluste im Vergleich zum Six-Switch-System und der ungünstigeren Verlustverteilung weggelassen.

7.8.4.3 Systeme mit Hoch- und Tiefsetzsteller-Charakteristik

Wie Abb. 7.4 zeigt, schliesst der Ausgangsspannungsbereich von Hochsetz-PFC-Gleichrichtersystemen nicht unmittelbar an jenen der Tiefsetzstellerschaltungen an. Spannungen im Bereich

$$\sqrt{\frac{3}{2}}U_{N,ll,rms} < U_{pn} < \sqrt{2}U_{N,ll,rms} \quad (7.51)$$

können daher nur durch einen Tiefsetz-PFC-Gleichrichter mit nachgeschaltetem DC/DC-Hochsetzsteller oder über Kombination eines Hochsetz-PFC-Gleichrichters mit einem nachgeordneten DC/DC-Tiefsetzsteller gebildet werden.

Eine mögliche Realisierung eines derartigen DC/DC-Konvertersystem ist in Abb. 7.30 gezeigt. Das bidirektionale, d.h. abhängig von der Energieflussrichtung als Hochsetz- oder Tiefsetzsteller einsetzbare System ist für eine Ausgangsleistung von 10 kW und eine Spannungsübersetzung von $U_1 = 350 \text{ V}$ auf $U_2 = 0 \text{ V} \dots 350 \text{ V}$ ausgelegt und weist drei phasenversetzt getaktete Teilsysteme

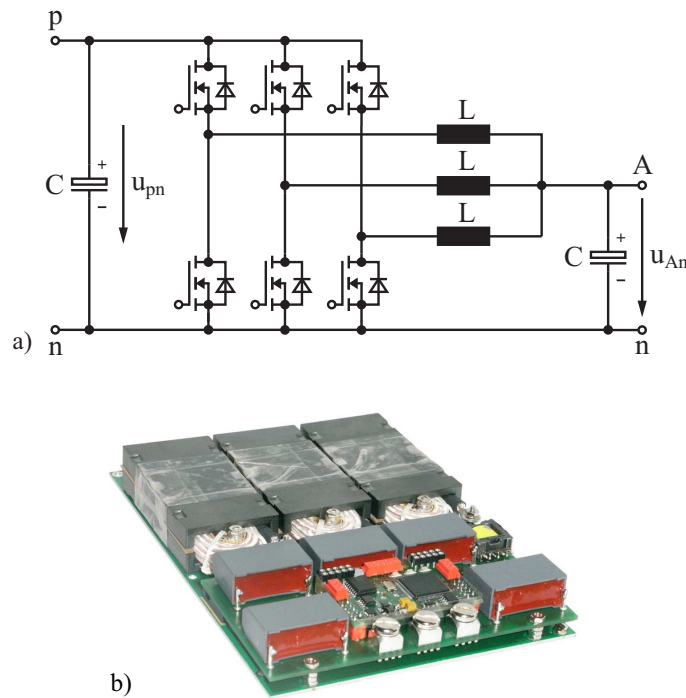


Abb. 7.30: a) Schaltungsstruktur eines (bidirektionalen) 6 kW Triangular Current Mode (TCM) Zero Voltage Switching (ZVS) Buck-Type DC/DC Converter. Das System wird durch drei phasenversetzt getaktete Teilsysteme gebildet. b) Ultra-effizienter und ultra-kompakter Hardware-Demonstrator mit einer Nennpunkteffizienz von $\eta = 99\%$ und einer Leistungsdichte von $\rho = 18.5 \text{ kW/dm}^3$. Spezifikationen: Eingangsnennspannung: $U_{pn} = 350 \text{ V}$, Ausgangsspannungsbereich $U_{An} = 0 \text{ V} \dots 350 \text{ V}$, Ausgangsnennleistung $P_2 = 10 \text{ kW}$ (max. Ausgangsstrom 30 A), Schaltfrequenz jeder Stufe bei Nennlast und $U_{An} = 230 \text{ V}$: $f_P = 48 \text{ kHz}$.

auf. Der diskontinuierliche Betrieb der Teilsysteme [72] erlaubt Schaltverluste zu eliminieren bzw. eine hohe Taktfrequenz von $f_P = 48 \text{ kHz}$ zu wählen. Es kann somit eine sehr hohe Effizienz von $\eta = 99\%$ und eine Leistungsdichte von $\rho = 18.5 \text{ kW/dm}^3$ erreicht werden.

Alternativ zur expliziten Anordnung eines DC/DC-Konverters könnte eine DC/DC-Hochsetz-Konverterstufe auch in den Ausgangsteil eines Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersystems integriert werden; die Ausgangsinduktivität kann dann unmittelbar auch als Hochsetzsteller-Induktivität herangezogen werden [73, 74].

7.8.5 Dimensionierung der Leistungshalbleiter und EMV-Filterung

Um eine praktische Realisierung der vorstehend beschriebenen Schaltungen zu unterstützen, werden nachfolgend kurz die Strom- und Spannungsbeanspruchungen der in Kap. 7.8.4.1 und Kap. 7.8.4.2 ausgewählten Systeme zusammengestellt. Weiters wird die Grundstruktur des netzseitig vorzuschaltenden EMV-Filters mit Fokus auf die Gleichtaktfilterung diskutiert.

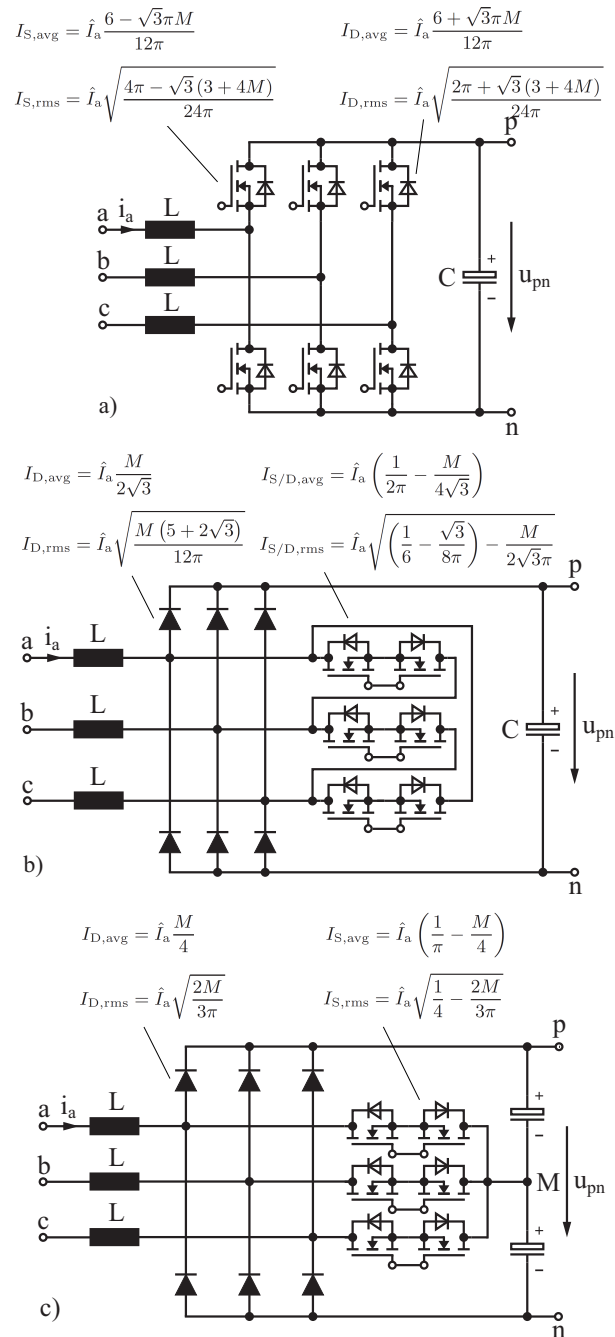


Abb. 7.31: Schaltungstopologien und Strombeanspruchungen der Hauptkomponenten des Leistungsteils ausgewählter aktiver Hochsetz-PFC-Gleichrichtersysteme. a) Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier (siehe Abb. 7.21b), b) Δ -Switch Rectifier (siehe Abb. 7.15a) und c) VIENNA Rectifier (siehe Abb. 7.17a). Die Nenn-Sperrspannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter ist gleich der DC-Ausgangsspannung und für die Leistungstransistoren und deren anti-parallele Dioden des VIENNA Rectifier in c) gleich der halben DC-Ausgangsspannung.

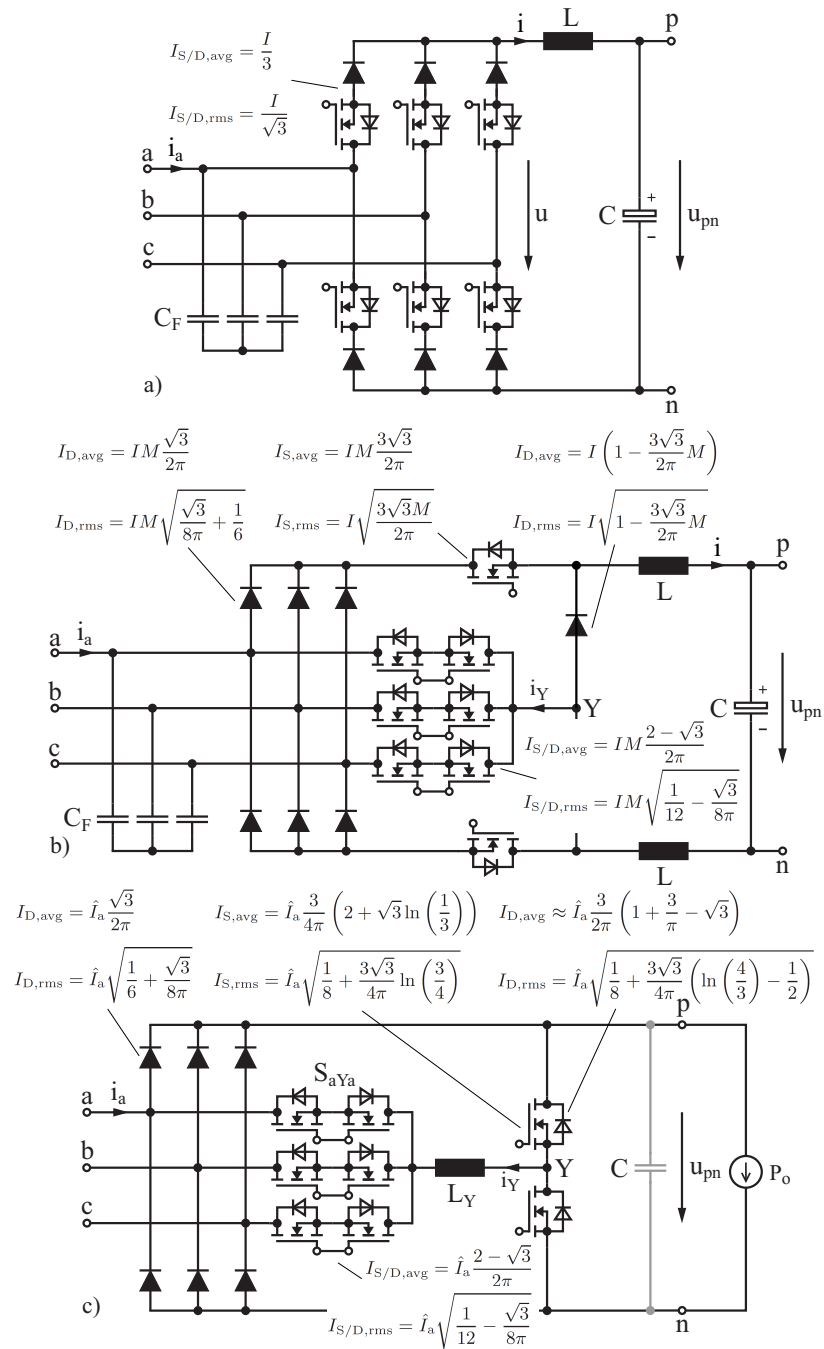


Abb. 7.32: Schaltungstopologien und Strombeanspruchungen der Hauptkomponenten des Leistungsteils ausgewählter aktiver Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersysteme. a) Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier (siehe Abb. 7.23a), b) SWISS Rectifier (siehe Abb. 7.27a), und c) Active-Filter-Type 3rd Harmonic Current Injection PFC Rectifier (siehe Abb. 7.14a). Die Nenn-Sperrspannungsbeanspruchung der Leistungshalbleiter ist gleich der Amplitude der verketteten Netzspannung.

7.8.5.1 Dimensionierung der Leistungshalbleiter

Die Strombeanspruchungen der Leistungshalbleiter eines PFC-Gleichrichtersystems werden vielfach mittels Simulation für einen definierten Betriebspunkt ermittelt. Alternativ kann eine Berechnung mit guter Genauigkeit auch rein analytisch erfolgen. Es resultieren dann einfache mathematische Ausdrücke, welche über den gesamten Betriebsbereich gültig sind und somit eine ausgezeichnete Grundlage für die Analyse der Bauelementebeanspruchungen bzw. der Verluste für verschiedene Lastpunkte oder Ein- und/oder Ausgangsspannungen bilden.

Ausgangspunkt der Berechnung sind die relativen Einschaltzeiten der Leistungshalbleiter, welche bei bekanntem Modulationsverfahren für die gesamte Netzperiode direkt analytisch angegeben werden können. Verbleibender Parameter ist der Modulationsindex M , der die Amplitude des AC-seitig zu erzeugenden Dreiphasenspannungs- oder -stromsystems und die DC-Ausgangsspannung bzw. den DC Ausgangsstrom ins Verhältnis setzt,

$$M = \frac{\hat{U}_U}{\frac{1}{2}U_{pn}} \quad M = \frac{\hat{I}_U}{I}, \quad (7.52)$$

($\hat{U}_U \approx \hat{U}_N$ bezeichnet die Amplitude der Phasenspannungs-Grundschiwingung am Gleichrichtereingang eines Hochsetzstellersystems, \hat{I}_U die Amplitude der Phasenstrom-Grundschiwingung am Gleichrichtereingang eines Tiefsetzstellersystems). Mit der relativen Einschaltzeit und dem Eingangsstrom (für Hochsetz-Konverter) bzw. dem Ausgangsstrom (für Tiefsetz-Konverter) ist die lokale Stromführung der Leistungshalbleiter definiert, und es können durch Mittelung über eine Pulsperiode lokale Mittelwerte berechnet werden, auf deren Basis anschliessend durch Mittelung über eine Netzperiode die eigentlich interessierenden globalen Mittel- und Effektivwerte der Bauelementeströme ermittelt werden [75]. Die hierbei für die einzelnen Schaltungen resultierenden Formeln sind in Abb. 7.31 und Abb. 7.32 gemeinsam mit den Werten der Nenn-Sperrspannungsbeanspruchung angegeben.

7.8.5.2 Gegentakt- und Gleichtakt-EMV-Filter

Die Eingangsinduktivitäten der in den vorgehenden Abschnitten diskutierten Hochsetz-PFC-Gleichrichtersysteme sind wie die EingangsfILTERKONDENSATOREN der Systeme mit Tiefsetzsteller-Charakteristik als erste Stufe eines netzseitig vorgeschalteten mehrstufigen EMV-Filters zu sehen. Durch dieses Filter wird die Störaussendung soweit verringert, dass die Vorschriften bezüglich leitungsgebundener Störaussendung im Frequenzbereich 150 kHz...30 MHz (z.B. CISPR 11) eingehalten werden. Gegebenenfalls ist auch gleichspannungsseitig ein EMV-Filter erforderlich [76,77], welches hier jedoch aus Gründen der Kürze nicht näher behandelt wird.

Dreiphasen-Gleichrichterschaltungen weisen prinzipbedingt eine Gleichtaktspannung zwischen dem Ausgangsspannungsmittelpunkt und Erde auf. Die Verhältnisse für eine passive Gleichrichterschaltung mit AC-seitiger Induktivität sind in Abb. 7.33a dargestellt. Für aktive Gleichrichterschaltungen zeigt

die Gleichtaktspannung einen pulsfrequenten Verlauf (siehe Abb. 7.33b und c), womit über parasitäre Erdkapazitäten Gleichtakt-Störströme resultieren.

Für voll aktive Hochsetzstellersysteme, z.B. den VIENNA Rectifier, begründet sich die Gleichtaktspannung unmittelbar damit, dass sich die zur Stromerzeugung verwendeten Spannungen (ausser für den Schaltzustand $s_{\bar{a}M} = s_{\bar{b}M} = s_{\bar{c}M} = 1$) im Zeitaugenblick i . Allg. nicht zu Null ergänzen. Wie in Kap. 7.8.3.1 für den Y-Rectifier gezeigt, tritt damit zwischen dem Ausgangsspannungsmittelpunkt und dem (geerdeten) Netzsternpunkt eine Gleichtaktspannung

$$u_{MN} = -\frac{1}{3}(u_{\bar{a}M} + u_{\bar{b}M} + u_{\bar{c}M}) = u_{CM} \quad (7.53)$$

auf,

$$u_{CM} = \bar{u}_{CM} + u_{CM,\sim} , \quad (7.54)$$

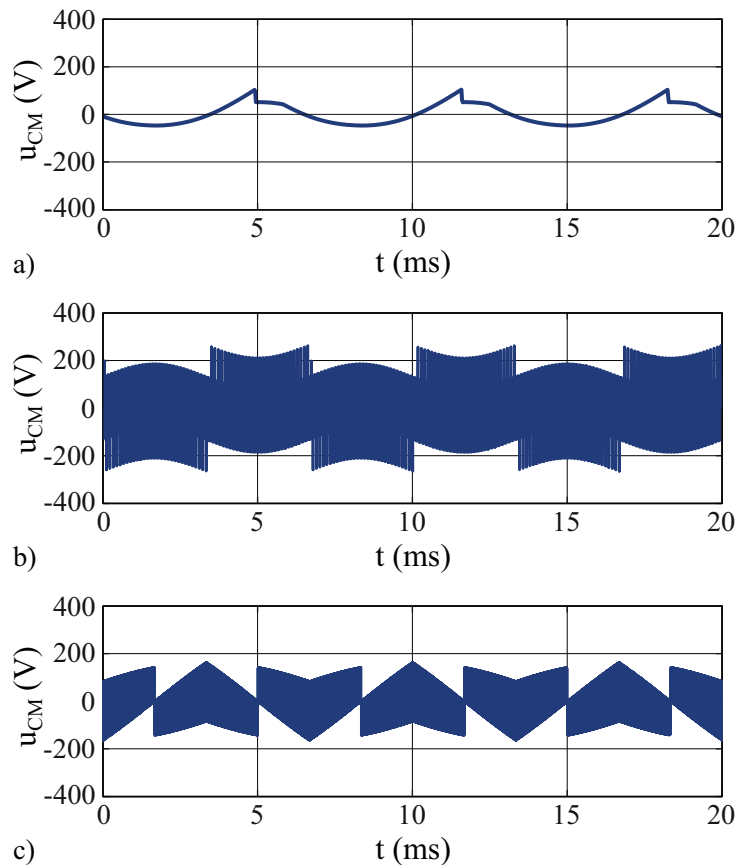


Abb. 7.33: Zeitverlauf der Gleichtaktspannung des Ausgangs dreiphasiger Gleichrichtersysteme (Spannung zwischen Ausgangsspannungsmittelpunkt und geerdetem Netzsternpunkt). a) Passiver Diodengleichrichter mit gleichspannungsseitiger Glättungsinduktivität (siehe Abb. 7.2b). b) VIENNA Rectifier (siehe Abb. 7.17a). c) Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier (siehe Abb. 7.23a).

welche gegebenenfalls eine niederfrequente Komponente \bar{u}_{CM} , in jedem Fall jedoch eine schaltfrequente Komponente $u_{CM,\sim}$ beinhaltet (siehe für den VIENNA Rectifier auch [56], Fig. 3.4 and Fig 5.73). Eine Filterung von $u_{CM,\sim}$ kann nun einfach dadurch erfolgen, dass M über einen Kondensator $C_{CM,M}$ mit einem durch Filterkondensatoren in Sternschaltung gebildeten (Erdpotential repräsentierenden) künstlichen Sternpunkt N' verbunden und eine Gleichtaktinduktivität $L_{CM,1}$ in Serie zu den Hochsetzsteller-Induktivitäten gelegt wird (siehe Abb. 7.34a). Eine niederfrequente Potentialänderung von M wird dadurch nicht behindert. Weiters treten im Gegensatz zur Anordnung von Filterkondensatoren gegen Erde keine Ableitströme auf. Für die Filterung der zufolge parasitärer Kopplkapazitäten der Leistungshalbleiter gegenüber dem Kühlkörper auftretenden Störströme ist dann netzseitig eine weitere Gleichtakt-Filterstufe vorzusehen [56].

Für voll aktive Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersysteme werden für die Ausgangsspannungsbildung und die Verteilung des Ausgangsstromes auf die Netzphasen innerhalb jeder Pulsperiode zwei Netz-Aussenleiterspannungen an den Gleichrichterausgang geschaltet, womit wieder ein pulsfrequenter Gleichtaktspannungsanteil $u_{CM,\sim}$ auftritt. (Eine Gleichtaktspannung während der Freilaufphase kann durch symmetrisches Aufteilen der Ausgangsinduktivität auf die positive und negative Ausgangsspannungsschiene vermieden werden.) Zur Filterung von $u_{CM,\sim}$ ist vorteilhaft wieder das vorstehend für Hochsetzsteller beschriebene Konzept heranzuziehen, wobei die Gleichtaktinduktivität nun jedoch DC-seitig anzuordnen ist (siehe Abb. 7.34b).

Für die Ermittlung des, für die Auslegung der Gegentaktfilterung massgeblichen, schaltfrequenten Anteils der Gegentaktspannung ist für Hochsetzstellersysteme die Eingangsstrombildung zu betrachten. Z.B. gilt für Phase a

$$L \frac{di_a}{dt} = u_{aN} - (u_{\bar{a}M} + u_{CM}) = u_{aN} - u_{\bar{a}N} \quad (7.55)$$

$$= u_{aN} - \bar{u}_{\bar{a}N} - u_{\bar{a}N,\sim} , \quad (7.56)$$

wobei sich der Phasenstrom aus einem grundfrequenten Anteil und einem schaltfrequenten Anteil zusammensetzt,

$$i_a = \bar{i}_a + i_{a,\sim} , \quad (7.57)$$

bzw. die Stromgrundschiwingung \bar{i}_a gemäss

$$L \frac{d\bar{i}_a}{dt} = u_{aN} - \bar{u}_{\bar{a}N} \quad (7.58)$$

gebildet wird, womit der durch Gegentaktfilterung zu unterdrückende Spannungs- bzw. Stromanteil zu

$$L \frac{di_{a,\sim}}{dt} = u_{\bar{a}N,\sim} = u_{DM,\sim} \quad (7.59)$$

resultiert. Die Filterung von $u_{DM,\sim}$ erfolgt über die Hochsetzsteller-Induktivitäten und zwischen den Phasen liegende Filterkondensatoren $C_{DM,1}$,

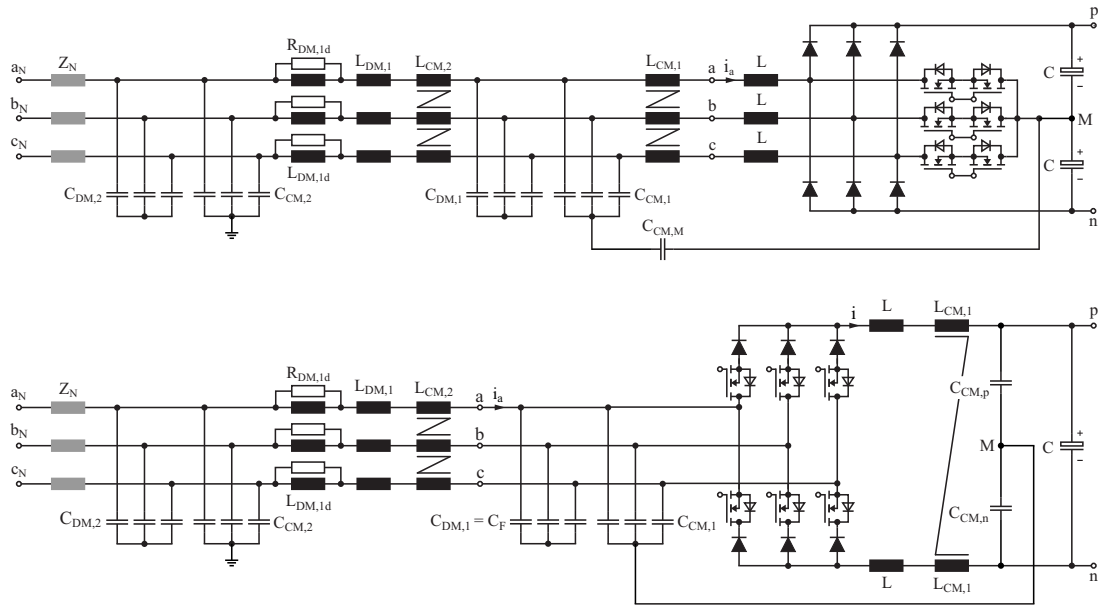


Abb. 7.34: Beispiel der Struktur des EMV-Filters eines a) Active Boost-Type PFC Rectifier System (VIENNA Rectifier, siehe Abb. 7.17a) und eines b) Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier (siehe Abb. 7.23a). In kommerziellen EMV-Filtern werden am netzseitigen Eingang typisch Filterkondensatoren eingesetzt, die in Verbindung mit der inneren Netzimpedanz Z_N (welche zur Begrenzung von Kurzschlussströmen vielfach absichtlich erhöht wird) eine weitere Filterstufe bilden. Überstromschutzelemente (Sicherungen), Überspannungsbegrenzungen, Entladewiderstände und der Vorladekreis zum Aufbau der Ausgangsspannung bei Inbetriebnahme sind nicht dargestellt. Anmerkung: Optional können die Gleichtaktkondensatorstufen auch mit den Gegentakt-Filterkondensatoren kombiniert werden; es ist dann nur ein Y-Kondensator zwischen dem Sternpunkt der Gegentakt-Kondensatoren und Erde anzuordnen.

wobei typischerweise wieder zwei Filterstufen vorzusehen sind (siehe Abb. 7.34a). Weiters sind mit Rücksicht auf die regelungstechnische Stabilität des Systems Dämpfungselemente für eine Verringerung der Resonanzüberhöhungen des Filters anzuordnen [78], durch welche auch eine Anregung des Filters durch Oberschwingungen der Netzspannung verhindert wird.

Für Tiefsetzstellersysteme ist die Gegentaktstörung durch den pulsfrequenten Anteil der Gleichrichtereingangsströme bedingt und wird über die Eingangsfilterkondensatoren C_F und vorgeschaltete Filterinduktivitäten $L_{DM,1}$ bzw. eine vorgeschaltete zweite Filterstufe gedämpft.

Hinsichtlich des Bauvolumens des EMV-Filters ist allgemein anzumerken, dass durch Pulsweitenmodulation z.B. für Hochsetzstellersysteme eine konstante Spannung spektral zerlegt, d.h. in einen netzfrequenten Grundschwingungsanteil und Harmonische (mit Seitenbändern) bei Vielfachen der Schaltfrequenz aufgespalten wird. Für die Einprägung des Netzstromes wird hierbei nur die Grund-

schwingung genutzt, d.h. die schaltfrequenten Harmonischen müssen durch ein EMV-Filter unterdrückt werden. Da der Oberschwingungsanteil, d.h. letztlich die Differenz zwischen konstanter Ausgangsspannung U_{pn} und dem eigentlich zu bildenden niederfrequenten Spannungsanteil (Grundschwingungsanteil), z.B. \bar{u}_{aN} , ähnliche Effektivwerte aufweisen und das EMV-Filter den Eingangsstrom des Konverters zu führen hat, ist aus Sicht der Bauleistung jedenfalls ein massgeblicher Anteil des EMV-Filters am Konvertervolumen zu erwarten. Dies wird durch praktisch realisierte Systeme bestätigt, welche ein Bauvolumen des EMV-Filters von typ. 30% to 50% des gesamten Konverters aufweisen (Abb. 7.21a). Weiters sei darauf hingewiesen, dass gestützt auf die vorstehend beschriebene spektrale Aufspaltung der Spannung eine Berechnung der erforderlichen Filterdämpfung sehr einfach analytisch erfolgen kann [79–81].

7.8.6 Vergleichende Gegenüberstellung

In den vorgehenden Abschnitten wurden die für einen industriellen Einsatz in Frage kommenden Hoch- und Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersysteme identifiziert und kurz diskutiert. Um die Vor- und Nachteile der einzelnen Konzepte deutlich zu machen bzw. die Auswahl einer Schaltung für eine konkrete Anwendung zu erleichtern, wird nachfolgend eine vergleichende Gegenüberstellung ausgewählter Systeme hinsichtlich Effizienz, Bauvolumen und Realisierungsaufwand und damit letztlich der Realisierungskosten gegeben.

Die Kennwerte werden dabei ausgehend von, für jede Systemart gleichen Spezifikationen berechnet:

- Nennleistung $P_o = 10 \text{ kW}$;
- Netzspannung $U_{N,ll,rms} = 400 \text{ V}$;
- Ausgangsgleichspannung $U_o = 700 \text{ V}$ (Hochsetzsteller-Systeme), $U_o = 400 \text{ V}$ (Tiefsetzstellersysteme);
- Leistungstransistoren: 1200 V SiC-JFETs (Infineon/SiCED, in Kaskode-Konfiguration, d.h. mit „Normally-Off“-Charakteristik);
- Leistungsdioden: 1200 V SiC-Schottky-Dioden (Infineon, ThinQ2, Kommutierungs- und Freilaufdioden), 1200 V Si-EmCon4-Dioden (Infineon, Gleichrichterioden des SWISS Rectifier);
- Schaltfrequenz: $f_P = 48 \text{ kHz}$;
- Thermische Randbedingungen: mittlere Sperrschichttemperatur der Halbleiter $T_{J,avg} = 125^\circ\text{C}$, Kühlkörpertemperatur $T_S = 85^\circ\text{C}$, Umgebungstemperatur $T_A = 45^\circ$;
- DC-Ausgangskondensatoren: Elektrolytkondensatoren (B43501-Serie, EPCOS), 400 V Kondensatoren für die Hochsetzsteller-Systeme (zwei in Serie), 500 V Kondensatoren für die Tiefsetzstellersysteme, Dimensionierung für eine mittlere Zeit bis zum Eintreten eines Fehlers (*Mean Time-To-Failure*, MTTF) von 50'000 h hinsichtlich der Belastung durch den Stromeffektivwert, die angenommene Kondensatortemperatur beträgt 65°C ;
- Hochsetzsteller-Induktivitäten (Hochsetzstellersysteme) und DC-Induktivitäten (Tiefsetzstellersysteme): Pulverkernmaterial (HF60, Ringkerne, Magnetics, Induktivitätsmodelle siehe [80]), auf schaltfrequenten Stromrippel (Spitze-zu-Spitze) $\Delta i_{L,pp}/\hat{I}_N = \Delta i_{L,pp}/I = 20\%$ dimensioniert;
- AC-Filterkondensatoren (Tiefsetzstellersysteme): Folienkondensatoren (MKP, 305 V AC, X2, B3277x-Serie, EPCOS, Kondensatormodelle siehe [80]), auf schaltfrequenten Spannungsrippel (Spitze-zu-Spitze) $\Delta u_{C,pp}/\hat{U}_N = 10\%$ dimensioniert.

Die Nennleistung von 10 kW stellt einen für Stromversorgungen mit dreiphasiger Speisung typischen Wert dar. Da die zu vergleichenden Hochsetzstellerschaltungen Zwei- oder Dreipunktcharakteristik, d.h. Nenn-Sperrspannungsbeanspruchungen von 700 V oder 350 V aufweisen, werden die Leistungstransistoren durch SiC-JFETs realisiert. Dies erlaubt in beiden Fällen dieselbe Bauelementart einzusetzen und in Verbindung mit SiC-Schottky Freilaufdioden für beide Konverterarten eine relativ hohe Schaltfrequenz als Kompromiss zu wählen (für das Sechs-Schalter-PFC-Gleichrichtersystem werden anstelle expliziter Freilaufdioden die JFET-internen parasitären Dioden genutzt). Alternativ wäre eine Ausführung des Dreipunkt-Konverters (VIENNA Rectifier) mit Si-Super-Junction-MOSFETs und der Zweipunkt-Konverter mit 1200 V IGBTs möglich. Weiters finden SiC-JFETs auch für die Tiefsetzstellersysteme Einsatz, welche eine mit Zweipunkt-Hochsetzsteller-Systemen vergleichbare Sperrspannungsbelastung der Halbleiter zeigen. Einzig für den SWISS Rectifier wird die Eingangsgleichrichtung im Sinne hohen Wirkungsgrades durch Si und nicht SiC Dioden ausgeführt.

Im Zuge der Dimensionierung wird die benötigte Chipfläche der Halbleiter basierend auf einem thermischen Modell eines typischen Halbleitermoduls (EconoPACK, Infineon, [80]) und einer Kühlertemperatur von $T_S = 85^\circ\text{C}$ so festgelegt, sodass eine mittlere Sperrschichttemperatur von $T_{J,avg} = 125^\circ\text{C}$ resultiert. Zur Bestimmung der Halbleiterverluste werden die Leiteigenschaften (Widerstand im eingeschalteten Zustand, Dioden Vorwärts-Charakteristik) und die Schaltverluste ausgehend von Datenblatt- und Messwerten von kommerziellen Komponenten [80] berechnet. Zusätzlich wird für die Auslegung der Halbleiter die maximale Schwankung der Sperrschichttemperatur (mit Netzfrequenz) auf Werte beschränkt, welche, ausgehend von typischen Fehlerraten [82], eine mittlere Betriebszeit bis zum Eintreten eines Fehlers von 50'000 h ermöglichen, wie dies auch für die Dimensionierung der Elektrolytkondensatoren berücksichtigt wird.

Anzumerken ist, dass die relativ hohe, für alle Leistungshalbleiter gleiche Sperrschichttemperatur insbesondere aufgrund der eingesetzten unipolaren Bauelemente zwar eine hohe Ausnutzung garantiert, jedoch andererseits relativ hohe Leitverluste bedingt. Um einen hohen Wirkungsgrad zu erreichen wären also vor allem für Komponenten mit hoher Strombeanspruchung grössere Halbleiterchipflächen einzusetzen bzw. tiefere Sperrschichttemperaturen zu wählen.

7.8.6.1 Definition der Kennwerte

Um eine möglichst allgemein gültige Aussage zu erreichen, werden für den Vergleich der Systeme normierte, d.h. von der konkreten Dimensionierung weitgehend unabhängige Kenngrößen herangezogen. Als Bezugsgrößen dienen die Ausgangsleistung P_o oder der Laststrom I_o .

Mit Referenz auf [11] erfolgt die Charakterisierung des Halbleiteraufwandes über die bezogene, fiktive Gesamtschaltleistung und die bezogenen Durchlass- und Schaltverlusten.

Gesamte relative Transistor- und Diodenschaltleistung

Gesamte relative Transistorschaltleistung:

$$\mu_S^{-1} = \frac{\sum_n u_{S,max,n} i_{S,max,n}}{P_o} ; \quad (7.60)$$

Gesamte relative Diodenschaltleistung:

$$\mu_D^{-1} = \frac{\sum_n u_{D,max,n} i_{D,max,n}}{P_o} \quad (7.61)$$

($u_{S,max,n}$ und $u_{D,max,n}$ kennzeichnen die maximale Nenn-Sperrspannungsbeanspruchung, $i_{S,max,n}$ und $i_{D,max,n}$ den Wert des Spitzenstromes des n -ten Bauelementes; μ_S und μ_D wurden in [11] zur Bewertung der Transistor- und Diodenausnutzung definiert).

Gesamte relative Transistor- und Diodenleitverluste

Gesamte relative Transistorleitverluste:

$$\tau_C = \frac{\sum_n I_{S,rms,n}}{I_o} ; \quad (7.62)$$

Gesamte relative Diodenleitverluste:

$$\delta_C = \frac{\sum_n I_{D,avg/rms,n}}{I_o} . \quad (7.63)$$

Wie vorstehend erwähnt, wird für die Transistoren (SiC-JFETs) die Halbleiterfläche mit der Strombelastung bzw. Verlustleistung so skaliert, dass eine gleiche (mittlere) Sperrschichttemperatur gegeben ist. Entsprechend steigen die Leitverluste nur linear und nicht quadratisch mit der Strombeanspruchung.

Abhängig davon, ob in der Schaltungstopologie eine diskrete SiC-Schottky-Diode oder der Kanal des SiC-JFETs als Freilaufpfad verwendet wird, ist als Kenngröße für die relativen Diodenleitverluste entweder der entsprechende Strommittelwert oder -effektivwert $I_{D,avg/rms,n}$ zu verwenden.

Gesamte relative Transistor- and Diodenschaltverluste

Die Schaltverluste werden basierend auf experimentell bestimmten Schaltverlustdaten aus [80] berechnet und linear als Funktion der geschalteten Spannung und des geschalteten Stromes für eine Sperrschichttemperatur von $T_J = 125^\circ\text{C}$ approximiert. Für die gesamten relativen Transistor- und Diodenschaltverluste gilt

$$\tau_P = \frac{\sum_n P_{S,P,n}}{P_o}, \quad (7.64)$$

$$\delta_P = \frac{\sum_n P_{D,P,n}}{P_o}. \quad (7.65)$$

Relatives umhüllendes Volumen der Induktivitäten und Kondensatoren

Hinsichtlich der passive Leistungskomponenten werden für Hochsetzsteller nur die Hochsetzsteller-Induktivitäten (ausgeführt mit Eisenpulverkernen) und die Ausgangs-(Elektrolyt)-Kondensatoren und für die Tiefsetzstellerstrukturen nur die Ausgangsinduktivitäten (ebenfalls ausgeführt mit Eisenpulverkernen) und die eingangsseitigen Filterkondensatoren (Folienkondensatoren X2-Typ) berücksichtigt und durch das Bauvolumen (umgebende Rechteckbox) charakterisiert. Die entsprechenden Kenngrößen sind wie folgt definiert

$$\text{Induktivitäten} \quad \rho_L^{-1} = \frac{\sum_i V_{L,i}}{P_o}; \quad (7.66)$$

$$\text{Kondensatoren} \quad \rho_C^{-1} = \frac{\sum_i V_{C,i}}{P_o}. \quad (7.67)$$

Leitungsgebundene Gegentakt- und Gleichtakt-Störaussendung

Die Beurteilung des EMV-Verhaltens bzw. des zur Erfüllung der Vorschriften erforderlichen EMV-Filteraufwandes erfolgt für die Hochsetzstellersysteme über die Gegentaktkomponente u_{DM} und Gleichtaktkomponente u_{CM} der Störspannung am Eingang des Gleichrichterteils,

$$u_{noise} = u_{DM,\sim} + u_{CM,\sim}. \quad (7.68)$$

Die Gegentaktstörspannung u_{DM} wird dabei bezugnehmend auf [79] vereinfacht als Gesamteffektivwert der den schaltfrequenten Rippel des Stromes in der Hochsetzsteller-Induktivität einer Phase bildenden Spannung berechnet ($u_{aN,rms} \approx \bar{u}_{aN,rms}$)

$$u_{DM,a,\sim,rms} = \sqrt{u_{aN,rms}^2 - \bar{u}_{aN,rms}^2} = u_{DM,\sim,rms} \quad (7.69)$$

(gezeigt am Beispiel der Phase a). Für die Gleichtaktspannung gilt

$$u_{CM} = -\frac{1}{3}(u_{\bar{a}M} + u_{\bar{b}M} + u_{\bar{c}M}) \quad (7.70)$$

[siehe (7.4)], wobei M den (fiktiven) Mittelpunkt der Ausgangsspannung bezeichnet. Die Gleichtakt-Störspannung folgt dann nach Subtraktion des niederfrequenten Anteils \bar{u}_{CM} über

$$u_{CM,\sim,rms} = \sqrt{u_{CM,rms}^2 - \bar{u}_{CM,rms}^2}. \quad (7.71)$$

Für die Tiefsetzsteller-PFC-Systeme gilt

$$u_{CM} = \frac{1}{2}(u_{pN} + u_{nN}), \quad (7.72)$$

bzw. wieder (7.71). Anstelle von $u_{DM,\sim}$ [siehe (7.59)] wird hier der Effektivwert des schaltfrequenten Anteils der diskontinuierlichen Eingangsströme zur Berechnung der benötigten Gegentaktdämpfung bzw. zur Bewertung des Gegentakt-Filteraufwandes herangezogen

$$i_{DM,a,\sim,rms} = \sqrt{i_{\bar{a},rms}^2 - \bar{i}_{\bar{a},rms}^2}, \quad (7.73)$$

(gezeigt am Beispiel von Phase a). Die Störspannung kann dann durch Multiplikation mit dem Eingangswiderstand eines EMV-Messverstärkers, welcher typisch $R = 50 \Omega$ beträgt, berechnet werden.

Effizienz

Die Effizienz der Systeme wird über die relativen Verluste,

$$\frac{P_L}{P_o} = \frac{P_N - P_o}{P_o} = \frac{1}{\eta} - 1 = \frac{1 - \eta}{\eta} \approx 1 - \eta, \quad (7.74)$$

dargestellt, wobei neben den Verlusten der Leistungshalbleiter und Hauptleistungskomponenten auch eine Hilfsversorgung (Mess- und Regelschaltungen, Gate-Treiber, Lüfter) von insgesamt $P_{aux} = 30 \text{ W}$ berücksichtigt wird.

Volumen des Kühlsystems

Ausgehend von den relativen Verlusten $(1 - \eta)$, dem Kennwert des Kühlsystems [83]

$$CSPI = \frac{G_{th,S-A}}{V_S} \quad (7.75)$$

(*Cooling System Performance Index*; $G_{th,S-A}$ bezeichnet die benötigte thermische Leitfähigkeit (W/K) zwischen der Kühloberfläche und der Umgebung) und einer gegebenen zulässigen Temperaturdifferenz ΔT_{S-A}) kann das Volumen des erforderlichen Luftkühlers (mit Lüfter) gemäss [84] zu

$$V_S = \frac{G_{th,s-a}}{CSPI} = \frac{P_L}{\Delta T_{s-a} CSPI} \approx \frac{P_o}{\Delta T_{s-a} CSPI} (1 - \eta) \quad (7.76)$$

berechnet werden. Für kommerzielle Kühlerprofile ist dabei von typ. $CSPI = 5 \dots 7 \text{ W}/(\text{K dm}^3)$ und für optimierte Kühlerprofile von $CSPI = 12 \dots 15 \text{ W}/(\text{K dm}^3)$ auszugehen. Im vorliegenden Fall wird $CSPI = 12 \text{ W}/(\text{K dm}^3)$ angenommen.

7.8.6.2 Vergleich des Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier, des Δ -Switch Rectifier und des VIENNA Rectifier

In Abb. 7.35 ist basierend auf den in Kap. 7.8.6.1 definierten Kennwerten ein Vergleich des Active Six-Switch Boost-Type Rectifier, des Δ -Switch Rectifier und des VIENNA Rectifier gezeigt. Die Darstellung ist so gewählt, dass bei hoher Systemperformance nur eine geringe Fläche überdeckt wird.

Alle Systeme zeigen einen ähnlichen Gesamtchipflächenbedarf, näherungsweise gleiche relative Verluste und näherungsweise gleiche Gegentakt- und Gleichtakt-Störpegel und erlauben eine Fortsetzung des Betriebes bei Ausfall einer Netzphase. Als wesentlicher Vorteil der Dreipunkt-Charakteristik des VIENNA Rectifier wird das gegenüber den Zweipunktstrukturen wesentlich geringere Bauvolumen der Hochsetzsteller-Induktivitäten deutlich. Hinsichtlich des Bauvolumens der Ausgangskapazität ist nur ein geringer Unterschied der Systeme gegeben, da aufgrund der relativ hohen Ausgangsspannung von $U_{pn} = 700 \text{ V}$ in jedem Fall eine Serienschaltung von zwei Elektrolytkondensatoren einzusetzen ist bzw. ein Mittenabgriff der Kondensatoren verfügbar ist und für die Zwei- und Dreipunktkonverter ähnliche Effektivwerte der Kondensatorströme auftreten.

Zusammenfassend zeichnet sich der Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier durch eine sehr einfache Struktur des Leistungsteils und der VIENNA Rectifier durch ein relativ geringes Bauvolumen bzw. eine hohe Leistungsdichte aus. Weiters ist für den VIENNA Rectifier (wie auch für den Δ -Switch Rectifier) keine Möglichkeit eines Brückenkurzschlusses bei Fehlsteuerung gegeben, und es können auch Leistungstransistoren mit relativ langsamer parasitärer antiparalleler Diode eingesetzt werden.

Der hinsichtlich Schaltungsstruktur und Steuerung relativ komplexe Δ -Switch Rectifier ist demgegenüber nur dann zu rechtfertigen, wenn eine Dreipunkttopologie aufgrund einer relativ geringen Netzspannung keine wesentlichen Vorteile bietet oder bereits aufgrund der Schaltungsstruktur und nicht nur über eine entsprechende Steuerung eine Rückspeisung von Energie in das Netz unterbunden werden soll. Stromversorgungen in Flugzeugen können hier als Beispiel dienen.

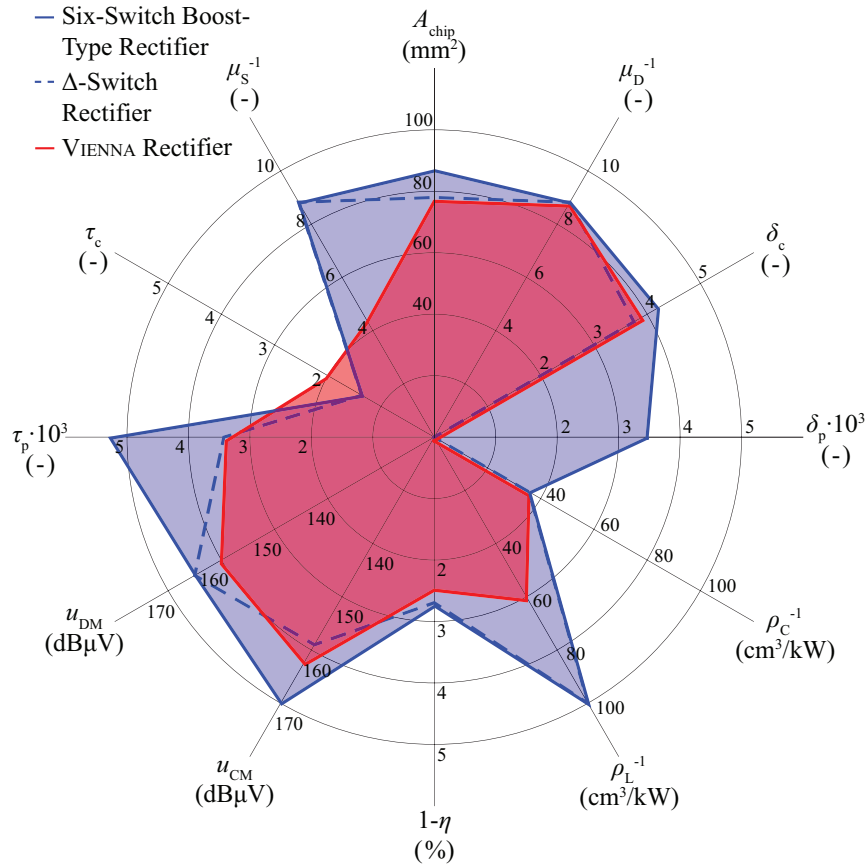


Abb. 7.35: Vergleichende Gegenüberstellung von Hochsetz-PFC-Gleichrichtersystemen, in Form des Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier nach Abb. 7.21b und des VIENNA Rectifier nach Abb. 7.17a. Die Charakteristik des Δ -Switch Rectifier ist strichliert eingetragen. (Für den VIENNA Rectifier und Δ -Switch Rectifier werden SiC-Schottky-Freilaufdioden angenommen, wohingegen für den Active Six-Switch Boost-Type Rectifier die internen Freilaufdioden der SiC-JFETs (keine SiC-Schottky-Dioden) verwendet werden. Dementsprechend treten nur für den Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier nicht vernachlässigbare Diodenschaltverluste δ_P auf).

7.8.6.3 Vergleich des Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier und des Swiss Rectifier

In Abb. 7.36 ist ein konventioneller Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier nach Abb. 7.23(a) einem SWISS Rectifier nach Abb. 7.27 gegenübergestellt.

Beide Systeme zeigen bezüglich des Gesamtchipflächenbedarfs, der Bauvolumina der passiven Komponenten, des Wirkungsgrades und der EMV-Störaussendung nur sehr geringe Unterschiede. Eine Erhöhung der Effizienz wäre für den Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier einfach über Einsatz einer expliziten Freilaufdiode möglich. Für den SWISS Rectifier ist eine Reduktion der Zahl der im Strompfad liegenden Leistungshalbleiter durch Modifikation der Schaltungsstruktur entsprechend Abb. 7.29 möglich. Weiters könnten für die nur netzfre-

quent kommutierten Injektionsschalter alternativ zu SiC-JFETs anti-parallel geschaltete Reverse Blocking (RB)-IGBTs mit geringem Vorwärtsspannungsabfall Einsatz finden.

Zusammenfassend ist als Hauptvorteil des SWISS Rectifier nicht eine höhere Performance sondern die einem DC/DC-Konverter ähnliche Schaltungsstruktur zu sehen. Das Grundverständnis der Funktion eines passiven Diodengleichrichters – der Eingangsstufe des Systems – ist ausreichend um insgesamt einen Dreiphasen-PFC-Gleichrichter mit sinusförmigem Eingangsstrom und geregelter Ausgangsspannung zu realisieren. Insbesondere ist kein (raumzeigerbasiertes) Modulationsverfahren zu implementieren, welches bei erstmaliger Beschäftigung mit Dreiphasensystemen vielfach Schwierigkeiten bereitet.

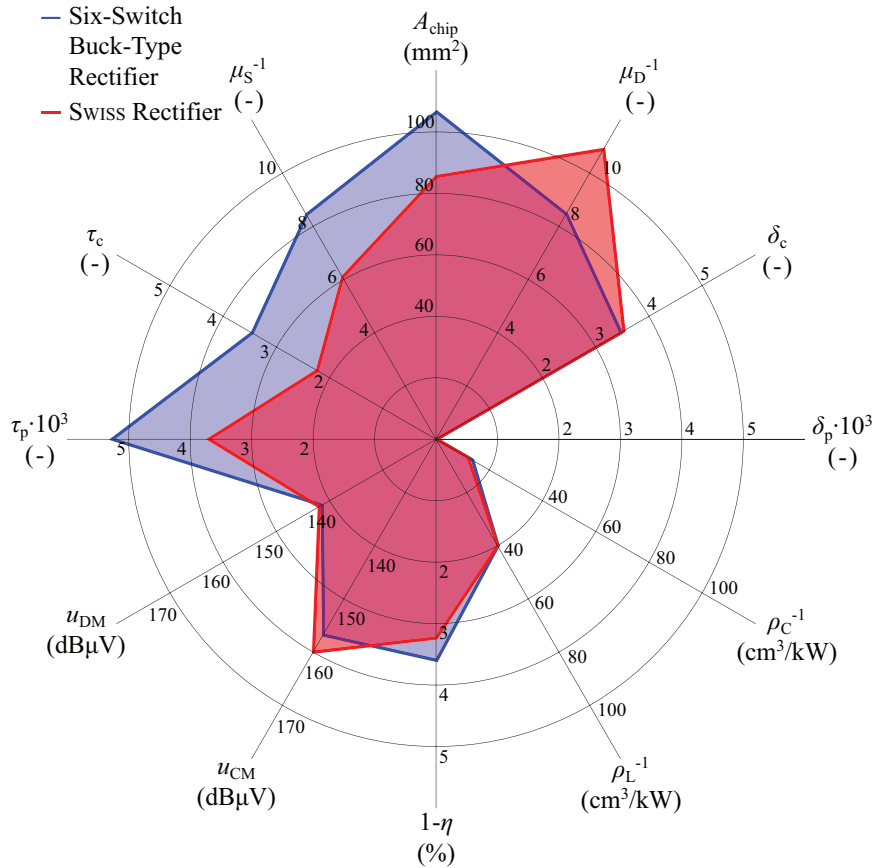


Abb. 7.36: Vergleichende Gegenüberstellung von Tiefsetz-PFC-Gleichrichtersystemen, in Form des Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier nach Abb. 7.23(d) und des SWISS Rectifier nach Abb. 7.27. Für die Freilaufdioden werden SiC-Schottky-Dioden verwendet. Deshalb können die Diodenschaltverluste in erster Näherung vernachlässigt werden, $\delta_P \approx 0$.

7.8.7 Schlussfolgerungen

Wie in der vorliegenden Arbeit gezeigt, ist eine Dreiphasen-PFC-Gleichrichterfunktion, neben einer phasenmodularen Ausführung

1. über direkte Steuerung des Leitzustandes eines Dreiphasen-Diodengleichrichters durch integrierte Leistungstransistoren oder parallele Steuerzweige mit aktiven Halbleitern, d.h. in Form aktiver Gleichrichter oder
2. durch DC-seitige Formung des Ausgangsstromes einer Dreiphasen-Diodenbrücke und Rückführung einer Stromdifferenz jeweils in die bei konventioneller Diodengleichrichtung nicht stromführende Phase, also in Form hybrider Gleichrichter mit Injektion einer Stromharmonischen mit dreifacher Netzfrequenz

realisierbar. Diesen Grundkonzepten folgend sind direkt dreiphasige Gleichrichterschaltungen mit Hoch- oder Tiefsetzsteller-Charakteristik ausführbar, wobei die Schaltungen (eingangsseitig) vorteilhaft Brückentopologie mit Phasenzweigen gleicher Struktur und insgesamt Brückensymmetrie zeigen.

Für beide Schaltungskategorien wurde über die letzten beiden Dekaden eine Vielzahl von Schaltungsvorschlägen publiziert. Nach Meinung der Autoren sind allerdings für einen industriellen Einsatz aus der Gruppe der Hochsetzstellersysteme nur der konventionelle (bidirektionale) Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier und der VIENNA Rectifier und seitens der Systeme mit Tiefsetzsteller-Charakteristik ebenfalls nur der Active Six-Switch Buck-Type PFC Rectifier und der in diesem Beitrag vorgeschlagene SWISS Rectifier von Interesse. Andere Schaltungskonzepte zeigen gegenüber diesen Schaltungen i. Allg. eine (deutlich) höhere Komplexität des Leistungs- und/oder Steuerteils, oder weisen bei geringer Komplexität hohe Bauelementebeanspruchungen und einen, bezüglich Ausgangsspannung und/oder Netzstromphasenwinkel, eingeschränkten Betriebsbereich auf. Dies ist insbesondere bei Betrieb an unsymmetrischen Netzen oder Ausfall einer Netzphase von Bedeutung.

Die ausgewählten Schaltungen erlauben aufgrund der hervorragenden Leit- und Schalteigenschaften moderner Si- und SiC-Leistungshalbleiter sehr hohe Wirkungsgrade zu erreichen. Weich schaltende Konzepte (*Soft Switching*) sind daher nicht erforderlich und würden auch industriell aufgrund der durch Hilfszweige verkomplizierten Schaltungsstruktur mit zusätzlichen Verlusten und der typisch komplexen Zustandsabfolge innerhalb einer Schaltperiode nicht akzeptiert. Allgemein sind industriell nur Schaltungskonzepte gut umsetzbar, welche neben dem Erfinder auch noch von einer hinreichenden Zahl von Entwicklungsingenieuren verstanden werden.

Hinsichtlich Systemkomplexität ist allgemein festzuhalten, dass, wie z.B. der Vergleich des Active Six-Switch Boost-Type PFC Rectifier mit dem Δ -Switch Rectifier zeigt, eine Beschränkung auf unidirektionalen Leistungsfluss keine Verringerung, also z.B. Halbierung der Zahl aktiver Halbleiter oder eine einfachere

Regelung erlaubt. Hintergrund ist, dass letztlich auch unidirektionale Strukturen Ströme beiderlei Vorzeichens führen und Spannungen beiderlei Polarität bilden müssen. Einzig für Dreipunktconverter ist ein deutlicher Vorteil von unidirektionalen Strukturen (VIENNA Rectifier) gegenüber bidirektionalen Convertern gegeben; für das unidirektionale System sind sechs Transistoren (mit anti-parallelen Dioden) und sechs Dioden einzusetzen, wohingegen die Realisierung eines topologisch ähnlichen bidirektionalen T-Type-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystems [85] zwölf Transistoren (mit anti-parallelen Dioden) erfordern würde.

Die Hauptschaltungen dreiphasiger Pulsleichrichtersysteme wurden mit Ausnahme des SWISS Rectifier in der Literatur bereits grundlegend theoretisch untersucht und experimentell verifiziert. Für weitere wissenschaftliche Forschungen verbleiben daher vor allem Detailfragen wie z.B.

- die direkte Netzstromregelung von Tiefsetz-PFC-Gleichrichterschaltungen (konventionell werden für diese Systeme nur die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom, nicht jedoch der Netzstrom explizit geregelt, womit insbesondere bei hoher Netzfrequenz (800 Hz), Stromverzerrungen in der Umgebung der Schnittpunkte der Aussenleiterspannungen auftreten können);
- der Parallelbetrieb einer höheren Zahl von Convertersystemen (hohe Ausgangsleistungen werden vielfach durch Parallelschalten von Modulen kleiner Ausgangsleistung realisiert, zwischen denen Kreisströme auftreten können);
- die Stabilität verteilter Convertersysteme (aufgrund der Konstantleistungscharakteristik resultiert eine negative differentielle Eingangsimpedanz, welche in Verbindung mit dem EMV-Eingangfilter oder der inneren Netzimpedanz bzw. über die Interaktion mit anderen Convertern zu einer Instabilität führen kann [86]).

Neben diesen Themen stellt vor allem die Mehrkriterienoptimierung der Convertersysteme ein überaus interessantes Forschungsfeld dar. Bei der Entwicklung eines industriellen Systems ist ja neben einer definierten Effizienz und Leistungsdichte vor allem ein Kostenziel zu erreichen und eine Lebensdauer zu garantieren, d.h. es sind mehrere Kenngrößen simultan zu berücksichtigen. Es ist daher von grundlegender Bedeutung die gegenseitige Abhängigkeit der Kenngrößen bzw. den im Zuge der Dimensionierung z.B. zwischen Leistungsdichte ρ (kW/dm^3) und Effizienz η (%) zu schliessenden Kompromiss zu verstehen.

Die bei optimaler Nutzung aller Freiheitsgrade erreichbare Grenze des Performance-Raums (Pareto-Front) kann auf Basis eines mathematischen Modells des Systemverhaltens und des Dimensionierungsprozesses mittels einer Mehrkriterienoptimierung ermittelt werden (siehe [33], Fig. 26). Der Einfluss einzelner Dimensionierungsparameter (Freiheitsgrade), wie z.B. der Schaltfrequenz wird dabei unmittelbar deutlich bzw. können die für eine Zielperformance erforderlichen Parameterwerte direkt berechnet werden. Als Beispiel ist in

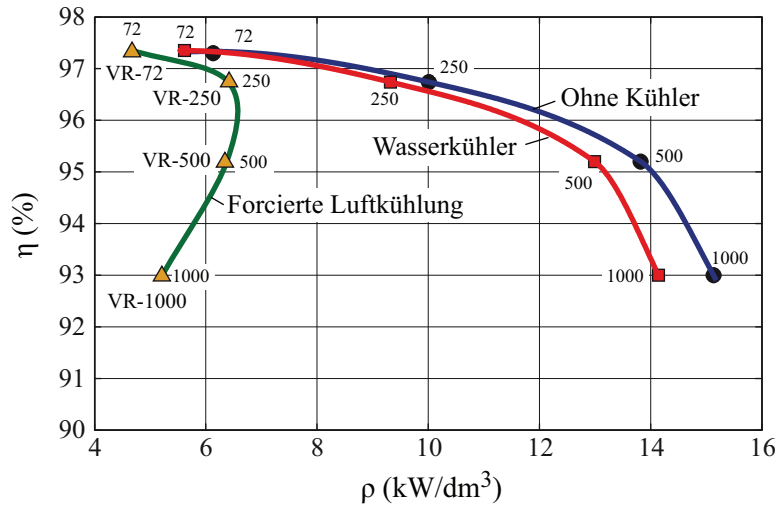


Abb. 7.37: Vor den Kenndaten realisierter 10 kW Hardware-Demonstratoren des VIENNA Rectifier abgeleitete η - ρ -Pareto-Front mit der Schaltfrequenz als Parameter. Bei der Realisierung der Systeme wurden Technologien eingesetzt, welche für die jeweils gewählte Schaltfrequenz einen bestmöglichen Kompromiss zwischen Effizienz und Leistungsdichte ergeben. Gemäss dem Verlauf der Kennlinien ist die Schaltfrequenz für industrielle Anwendungen nach dem derzeitigen Stand der Technik (Leistungshalbleiter, Magnetmaterialien etc.) vorteilhaft mit $f_P \leq 250$ kHz zu wählen. Es resultiert dann eine relativ hohe Leistungsdichte von $\rho = 6.4$ kW/dm³ und eine relativ hohe Effizienz (im Nennpunkt) von $\eta_{nom} = 96.7\%$. Weiters wird damit auch für hohe Netzfrequenzen, wie z.B. bei Einsatz in More Electric Aircraft (MEA) eine hohe Eingangsstromqualität garantiert (siehe Abb. 7.21b).

Abb. 7.37 die aus Daten von Demonstratoren des VIENNA Rectifier mit verschiedenen Schaltfrequenzen resultierende η - ρ -Pareto-Front gezeigt. Eine Erhöhung der Schaltfrequenz über $f_P = 72$ kHz hinaus führt hier aufgrund der Erhöhung der Schaltverluste und des damit steigenden Kühlkörpervolumens zu einer Verringerung der Leistungsdichte, welche durch die bei hohen Schaltfrequenzen mögliche Verringerung des EMV-Filteraufwands nicht kompensiert werden kann. Eine höhere Schaltfrequenz, z.B. $f_P = 250$ kHz ist nur dann sinnvoll, wenn bei hohen Netzfrequenzen (z.B. gilt für Anwendungen in More Electric Aircraft $f_N = 360 \dots 800$ Hz) eine sehr geringe Verzerrung (THD_i) des Eingangsstromes garantiert werden muss.

Ausser zur Festlegung von Dimensionierungsparametern ist die η - ρ -Pareto-Front vorteilhaft auch für den Vergleich mehrerer Schaltungskonzepte, z.B. im Zuge eines industriellen Entwicklungsprozesses heranzuziehen. Jede Schaltungsstruktur wird dann durch die zugeordnete Pareto-Front charakterisiert und damit der Unterschied in der Performance und die Eignung der Konzepte für das Erreichen definierter Zielwerte für η und ρ unmittelbar deutlich.

Um ein vollständiges Bild zu gewinnen, ist dabei allerdings auch die Relation von η und ρ zu den relativen Kosten σ (kW/\$), also die η - σ - und die ρ - σ -Pareto-

Front zu betrachten. Weiter kann anhand der Pareto-Front der Einfluss neuer Technologien, also z.B. der Ersatz von Si- durch SiC-Leistungshalbleiter auf die Systemperformance analysiert werden. Die resultierende Verlagerung der Pareto-Front zeigt dann unmittelbar die Möglichkeit der Verbesserung eines gewählten Konzeptes. Zusätzlich können die dabei resultierenden Kosten unmittelbar angegeben werden (siehe [33], Fig. 26).

Derartige Analysen wurden bisher nur für Einphasen-PFC-Gleichrichtersysteme durchgeführt [11] und sind daher als Schwerpunkt zukünftiger universitärer Forschung im Bereich dreiphasiger Pulsleichrichtersysteme, wie auch in der Leistungselektronik allgemein, zu sehen.

Literaturverzeichnis

- [1] *RTCA/DO-160F, Environmental conditions and test procedures for airborne equipment*, RTCA Inc., Dezember 2007.
- [2] *MIL-STD-461F, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment*, Department of Defense Standard, Dezember 2007.
- [3] J. Miniböck, F. Stögerer, und J. W. Kolar, “A novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA Rectifier eliminating controller multipliers, Part I – Basic theoretical considerations and experimental verification,” in *Proc. 16th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '01*, vol. 1, 4.–8. März, 2001, S. 582–586.
- [4] P. Walther, “A new rectifier system – high efficient, high dense, modular, quick to install and superior for service,” in *Proc. 15th Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '93*, vol. 2, 27.–30. September, 1993, S. 247–250.
- [5] A. Pietkiewicz und D. Tollik, “Cost/performance considerations for 1-phase input current shapers,” in *Proc. 16th Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '94*, 11.–15. April, 1994, S. 165–170.
- [6] A. Kuperman, U. Levy, J. Goren, A. Zafranski, und A. Savernin, “High power Li-ion battery charger for electric vehicle,” in *Proc. 7th Int. Compatibility and Power Electron. Conf.-Workshop CPE '11*, 1.–3. Juni, 2011, S. 342–347.
- [7] J. W. Kolar, T. Friedli, und M. Hartmann, “Three-phase PFC rectifier and ac-ac converter systems – Part I,” Tutorial presented at *26th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '11*, 6.–10. März, 2011.
- [8] D. A. Paice, *Power Electron. Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*. John Wiley & Sons, 1999.
- [9] P. Pejovic, *Three-Phase Diode Rectifiers with Low Harmonics*. Springer Science+Business Media, 2007.
- [10] T. Sakkos, V. Sarv, und J. Soojärv, “Optimum diode-switched active filters for power factor correction of single- and three-phase diode rectifiers with capacitive smoothing,” in *Proc. 7th European Conf. on Power Electron. and Appl. EPE '97*, 8.–10. September, 1997, S. 870–875.
- [11] J. W. Kolar und H. Ertl, “Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains,” in *Proc. 21st Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '99*, 6.–9. Juni, 1999, S. 1-14–1-16.
- [12] M. Rastogi, R. Naik, und N. Mohan, “Optimization of a novel dc-link current modulated interface with 3-phase utility systems to minimize line current harmo-

- nics,” in *Proc. 23rd IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '92*, 29. Juni – 3. Juli, 1992, S. 162–167.
- [13] R. Naik, M. Rastogi, N. Mohan, R. Nilssen, und C. P. Henze, “A magnetic device current injection in a three-phase sinusoidal-current utility interface,” in *Proc. 28th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '93*, 2.–8. Oktober, 1993, S. 926–930.
- [14] S. Kim, P. Enjeti, D. Rendusara, und I. J. Pitel, “A new method to improve THD and reduce harmonics generated by a three phase diode rectifier type utility interface,” in *Proc. 29th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '94*, 2.–6. Oktober, 1994, S. 1071–1077.
- [15] Y. Nishida, Y. Ohgoe, M. Nakaoka, und A. Maeda, “A simple three-phase boost-mode PFC rectifier,” in *Proc. 31th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '96*, vol. 2, 6.–10. Oktober, 1996, S. 1056–1061.
- [16] H. Yoo und S.-K. Sul, “A novel approach to reduce line harmonic current for a three-phase diode rectifier-fed electrolytic capacitor-less inverter,” in *Proc. 24th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '09*, 15.–19. Februar, 2009, S. 1897–1903.
- [17] —, “A new circuit design and control to reduce input harmonic current for a three-phase ac machine drive system having a very small dc-link capacitor,” in *Proc. 25th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '10*, 21.–25. Februar, 2010, S. 611–618.
- [18] H. Ertl und J. W. Kolar, “A constant output current three-phase diode bridge rectifier employing a novel electronic smoothing inductor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 2, S. 454–461, April 2005.
- [19] K. Mino, M. L. Heldwein, und J. W. Kolar, “Ultra compact three-phase rectifier with electronic smoothing inductor,” in *Proc. 20th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '05*, vol. 1, 6.–8. März, 2005, S. 522–528.
- [20] T. Takaku, G. Homma, T. Isober, S. Igarashi, Y. Uchida, und R. Shimada, “Improved wind power conversion system using magnetic energy recovery switch (MERS),” in *Proc. 40th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '05*, vol. 3, 2.–6. Oktober, 2005, S. 2007–2012.
- [21] J. A. Wiik, F. D. Widjaya, T. Isobe, T. Kitahara, und R. Shimada, “Series connected power flow control using magnetic energy recovery switch (MERS),” in *Proc. IEEE/IEEJ Power Convers. Conf. PCC '07*, 2.–5. April, 2007, S. 983–990.
- [22] K. D. Ngo, “Topology and analysis in PWM inversion, rectification, and cyclconversion,” Ph.D. dissertation, California Institute of Technology, 1984.
- [23] J. W. Kolar, H. Sree, U. Drofenik, N. Mohan, und F. C. Zach, “A novel three-phase three-switch three-level high power factor SEPIC-type ac-to-dc converter,” in *Proc. 12th Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '97*, vol. 2, 23.–27. Februar, 1997, S. 657–665.
- [24] L. Huber, L. Gang, und M. M. Jovanovic, “Design-oriented analysis and performance evaluation of buck PFC front-end,” in *Proc. 24th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '09*, 15.–19. Februar, 2009, S. 1170–1176.
- [25] V. Vlatkovic, D. Borojevich, und F. C. Lee, “A zero-voltage switched, three-phase isolated PWM buck rectifier,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 2, S. 148–157, März 1995.

- [26] J. W. Kolar, U. Drofenik, und F. C. Zach, “VIENNA Rectifier II – a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system,” in *Proc. 13th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '98*, vol. 1, 15.–19. Februar, 1998, S. 23–33.
- [27] D. S. Greff und I. Barbi, “A single-stage high-frequency isolated three-phase ac/dc converter,” in *Proc. 32nd IEEE Ind. Electron. Society Conf. IECON '10*, 6.–10. November, 2006, S. 2648–2653.
- [28] J. Miniböck, R. Greul, und J. W. Kolar, “Evaluation of a delta-connection of three single-phase unity power factor rectifier modules (Δ -Rectifier) in comparison to a direct three-phase rectifier realization,” in *Proc. 23rd Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '01*, 14.–18. Oktober, 2001, S. 446–454.
- [29] R. Greul, S. D. Round, und J. W. Kolar, “Analysis and control of a three-phase, unity power factor Y-Rectifier,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, S. 1900–1911, September 2007.
- [30] R. Greul, “Modulare Dreiphasen Pulsleichrichtersysteme,” Dissertation, no. 16370, ETH Zürich, 2005.
- [31] J. W. Kolar, “Vorrichtung zur Regelung der Phasenzwischenkreisspannungen einer Sternschaltung einphasiger Pulsleichrichtersysteme in Analogie zu Dreiphasen-Dreipunkt-Pulsleichrichtersystemen,” Swiss Patent, 2009.
- [32] J. Biela, U. Drofenik, F. Krenn, J. Miniböck, und J. W. Kolar, “Novel three-phase Y-rectifier cyclic 2-out-of-3 dc output voltage balancing,” in *Proc. 29th Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '07*, 30. September – 4. Oktober, 2007, S. 677–685.
- [33] J. W. Kolar, J. Biela, und J. Miniböck, “Exploring the Pareto front of multi-objective single-phase PFC rectifier design optimization – 99.2% efficiency vs. 7 kW/dm³ power density,” in *Proc. 6th IEEE Int. Power Electron. and Motion Control Conf. IPEMC '09*, 17.–20. May, 2009, S. 1–21.
- [34] D. Chapman, D. James, und C. J. Tuck, “A high density 48 V 200 A rectifier with power factor correction – an engineering overview,” in *Proc. 15th Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '93*, vol. 1, 27.–30. September, 1993, S. 118–125.
- [35] M. Karlsson, C. Thoren, und T. Wolpert, “A novel approach to the design of three-phase ac/dc power converters with unity power factor,” in *Proc. 21st Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '99*, 6.–9. Juni, 1999, S. 5–1–5–7.
- [36] —, “Practical considerations concerning a novel 6 kW three-phase ac/dc power converter with unity power factor,” in *Proc. 22nd Int. Telecom. Energy Conf. INTELEC '00*, 10.–14. September, 2000, S. 28–33.
- [37] R. Ridley, S. Kern, und B. Fuld, “Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications,” in *Proc. 8th Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '93*, 7.–11. März, 1993, S. 299–305.
- [38] J. W. Kolar, U. Drofenik, J. Miniböck, und H. Ertl, “A new concept for minimizing high-frequency common-mode EMI of three-phase PWM rectifier systems keeping high utilization of the output voltage,” in *Proc. 15th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '00*, vol. 1, 6.–10. Februar, 2000, S. 519–527.
- [39] R. Grinberg, F. Canales, und M. Paakkinen, “Comparison study of full-bridge and reduced switch count three-phase voltage source inverters,” in *Proc. 7th Int.*

- Compatibility and Power Electron. Conf.-Workshop CPE '11*, 1.–3. Juni, 2011, S. 270–275.
- [40] Infineon, *CoolMOS C3 900 V – First 900V high voltage power MOSFET using charge compensation principle*, 2008.
- [41] B. Weis, M. Braun, und P. Friedrichs, “Turn-off and short circuit behaviour of 4H SiC JFETs,” in *Proc. 36th Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '01*, vol. 1, 30. September – 4. Oktober, 2001, S. 365–369.
- [42] T. Friedli, S. D. Round, und J. W. Kolar, “A 100 kHz SiC Sparse Matrix Converter,” in *Proc. 38th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '07*, 17.–21. Juni, 2007, S. 2148–2154.
- [43] D. Aggeler, J. Biela, und J. W. Kolar, “Controllable du/dt behaviour of the SiC MOSFET/JFET cascode – an alternative hard commutated switch for telecom applications,” in *Proc. 25th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '10*, 21.–25. Februar, 2010, S. 1584–1590.
- [44] B. Hull, M. Das, F. Husna, R. Callanan, A. Agarwal, und J. Palmour, “20 A, 1200 V 4H-SiC DMOSFETs for energy conversion systems,” in *Proc. 1st IEEE Energy Convers. Congress and Exposition ECCE '09*, 20.–24. September, 2009, S. 112–119.
- [45] J. W. Kolar, H. Ertl, und F. C. Zach, “Space vector-based analytical analysis of the input current distortion of a three-phase discontinuous-mode boost rectifier system,” in *Proc. 24th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '93*, 20.–24. Juni, 1993, S. 696–703.
- [46] J. Sun und H. Grotstollen, “Averaged modeling and analysis of resonant converters,” in *Proc. 24th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '93*, 20.–24. Juni, 1993, S. 707–713.
- [47] Q. Huang und F. C. Lee, “Harmonic reduction in a single-switch, three-phase boost rectifier with high order harmonic injected PWM,” in *Proc. 27th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '96*, vol. 2, 23.–27. Juni, 1996, S. 1266–1271.
- [48] D. J. Perreault und J. G. Kassakian, “Design and evaluation of a cellular rectifier system with distributed control,” in *Proc. PESC 98 Record Power Electron. Specialists Conf. 29th Annual IEEE*, vol. 1, 17.–22. Mai, 1998, S. 790–797.
- [49] P. Barbosa, F. Canales, J.-C. Crebier, und F. C. Lee, “Interleaved three-phase boost rectifiers operated in the discontinuous conduction mode: analysis, design considerations and experimentation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, S. 724–734, September 2001.
- [50] J. C. Salmon, “Comparative evaluation of circuit topologies for 1-phase and 3-phase boost rectifiers operated with a low current distortion,” in *Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering*, 25.–28. September, 1994, S. 30–33.
- [51] R. Naik, M. Rastogi, und N. Mohan, “Third-harmonic modulated power Electron. interface with 3-phase utility to provide a regulated dc output and to minimize line-current harmonics,” in *Proc. IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '92*, 1992, S. 689–694.
- [52] J. C. Salmon, “Operating a three-phase diode rectifier with a low-input current distortion using a series-connected dual boost converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 4, S. 592–603, Juli 1996.

- [53] S. Kim, P. Enjeti, P. Packebush, und I. Pitel, "A new approach to improve power factor and reduce harmonics in a three phase diode rectifier type utility interface," in *Proc. 28th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '93*, 2.–8. Oktober, 1993, S. 993–1000.
- [54] J. W. Kolar, J. Ertl, und F. C. Zach, "Realization consideration for unidirectional three-phase PWM rectifier systems with low effects on the mains," in *Proc. 6th Europ. Power Electron. Motion Control Conf. PEMC '1990*, vol. 2, 1.–3. Oktober, 1990, S. 560–565.
- [55] M. Hartmann, J. Miniböck, und J. W. Kolar, "A three-phase delta switch rectifier for more electric aircraft applications employing a novel PWM current control concept," in *Proc. 24th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '09*, 15.–19. Februar, 2009, S. 1633–1640.
- [56] M. Hartmann, "Ultra-compact and ultra-efficient three-phase PWM rectifier systems for more electric aircraft," Dissertation, no. 19755, ETH Zürich, 2011.
- [57] N. Noor, J. Ewanchuk, und J. Salmon, "PWM current controllers for a family of 3-switch utility rectifier topologies," in *Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering CCECE '07*, 22.–26. April, 2007, S. 1141–1144.
- [58] J. W. Kolar und F. C. Zach, "A novel three-phase three-switch three-level PWM rectifier," in *Proc. 28th Power Convers. Conference, PCIM '94*, 28.–30. Juni, 1994, S. 125–138.
- [59] Y. Zhao, Y. Li, und T. A. Lipo, "Force commutated three level boost type rectifier," in *Proc. 28th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '93*, 2.–8. Oktober, 1993, S. 771–777.
- [60] M. L. Heldwein, S. A. Mussa, und I. Barbi, "Three-phase multilevel PWM rectifiers based on conventional bidirectional converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 3, S. 545–549, März 2010.
- [61] F. Stögerer, J. Miniböck, und J. W. Kolar, "Implementation of a novel control concept for reliable operation of a VIENNA Rectifier under heavily unbalanced mains voltage conditions," in *Proc. 34th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '01*, vol. 3, 17.–21. Juni, 2001, S. 1333–1338.
- [62] F. Stögerer, J. Miniböck, und J. W. Kolar, "A novel concept for mains voltage proportional input current shaping of a VIENNA Rectifier eliminating controller multipliers, Part II – Operation for heavily unbalanced mains phase voltages and in wide input voltage range," in *Proc. 16th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '01*, vol. 1, 4.–8. März, 2001, S. 587–591.
- [63] J. W. Kolar, U. Drogenik, und F. C. Zach, "Current handling capability of the neutral point of a three-phase/switch/level boost-type PWM (VIENNA) Rectifier," in *Proc. 27th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '96*, vol. 2, 23.–27. Juni, 1996, S. 1329–1336.
- [64] D. Krähenbühl, C. Zwyssig, K. Bitterli, M. Imhof, und J. W. Kolar, "Evaluation of ultra-compact rectifiers for low power, high-speed, permanent-magnet generators," in *Proc. 35th IEEE Ind. Electron. Society Conf. IECON '09*, 3.–5. November, 2009, S. 448–455.
- [65] T. Friedli, S. D. Round, D. Hassler, und J. W. Kolar, "Design and performance of a 200 kHz All-SiC JFET current source converter," in *Proc. 43rd IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '08*, 5.–9. Oktober, 2008, S. 1–8.

- [66] F. Schafmeister, "Indirekte Sparse Matrix Konverter," Dissertation, no. 17428, ETH Zürich, 2007.
- [67] J. W. Kolar, T. Friedli, und M. Hartmann, "Three-phase PFC rectifier and ac-ac converter systems – Part II," Tutorial *presented at 26th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '11*, 6.–10. März, 2011.
- [68] T. C. Green, M. H. Taha, N. A. Rahim, und B. W. Williams, "Three-phase step-down reversible ac-dc power converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 2, S. 319–324, März 1997.
- [69] T. Nussbaumer, G. Gong, M. L. Heldwein, und J. W. Kolar, "Control-oriented modeling and robust control of a three-phase buck+boost PWM rectifier (VRX-4)," in *Proc. 40th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '05*, vol. 1, 2.–6. Oktober, 2005, S. 169–176.
- [70] T. Nussbaumer und J. W. Kolar, "Advanced modulation scheme for three-phase three-switch buck-type PWM rectifier preventing mains current distortion originating from sliding input filter capacitor voltage intersections," in *Proc. 34th IEEE Power Electron. Specialist Conf. PESC '03*, vol. 3, 15.–19. Juni, 2003, S. 1086–1091.
- [71] A. Stupar, T. Friedli, J. Miniböck, M. Schweizer, und J. W. Kolar, "Towards a 99% efficient three-phase buck-type PFC rectifier for 400 V dc distribution systems," in *Proc. 26th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '11*, 6.–10. März, 2011, S. 505–512.
- [72] C. Marxgut, J. Biela, und J. W. Kolar, "Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single-phase PFC rectifier with high efficiency and high power density," in *Proc. IEEE Int. Power Electron. Conf. IPEC '10*, 21.–24. Juni, 2010, S. 1725–1732.
- [73] J. W. Kolar, "Netzrückwirkungsarmes Dreiphasen-Stromzwischenkreis-Puls-gleichrichtersystem mit weitem Stellbereich der Ausgangsspannung," Worldwide Patent WO 01/50 583 A1, 2001.
- [74] T. Nussbaumer, K. Mino, und J. W. Kolar, "Design and comparative evaluation of three-phase buck-boost and boost-buck unity power factor PWM rectifier systems for supplying variable dc voltage link converters." in *Proc. 10th European Power Quality Conf. PCIM '04*, 25.–27. Mai, 2004, S. 126–135.
- [75] J. W. Kolar, H. Ertl, und F. C. Zach, "Analysis of the duality of three phase PWM converters with dc voltage link and dc current link," in *Proc. 24th IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting IAS '89*, 1.–5. Oktober, 1989, S. 724–737.
- [76] M. Alfayyumi, A. H. Nayfeh, und D. Borojevich, "Input filter interactions in dc-dc switching regulators," in *Proc. 30th IEEE Power Electron. Specialists Conf. PESC '99*, vol. 2, 27. Juni – 1. Juli, 1999, S. 926–932.
- [77] F. Luo, X. Zhang, D. Borojevich, P. Mattevelli, J. Xue, F. Wang, und N. Gazel, "On discussion of ac and dc side EMI filters design for conducted noise suppression in dc-fed three phase motor drive system," in *Proc. 26th IEEE Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '11*, 6.–11. März, 2011, S. 667–672.
- [78] R. W. Erickson, "Optimal single resistor damping of input filters," in *Proc. 14th Applied Power Electron. Conf. and Exposition APEC '99*, vol. 2, 14.–18. März, 1999, S. 1073–1079.

- [79] K. Raggl, T. Nussbaumer, und J. W. Kolar, "Guideline for a simplified differential-mode EMI filter design," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, S. 1031–1040, März 2010.
- [80] T. Friedli, "Comparative evaluation of Si and SiC three-phase ac/ac converter systems," Dissertation, no. 19194, ETH Zürich, 2010.
- [81] M. L. Heldwein, "EMC filtering of three-phase PWM converters," Dissertation, no. 17554, ETH Zürich, 2007.
- [82] Infineon, *Power Cycling Capability for Modules*, 2011, rev. 4.
- [83] U. Drofenik und J. W. Kolar, "Analyzing the theoretical limits of forced air-cooling by employing advanced composite materials with thermal conductivities $> 400 \text{ W/mK}$," in *Proc. 4th Int. Conf. on Integrated Power Electronic Systems CIPS '06*, 7.–9. Juni, 2006, S. 323–328.
- [84] —, "Sub-optimum design of a forced air cooled heat sink for simple manufacturing," in *Proc. 4th IEEE/IEEJ Power Convers. Conf. PCC '07*, 2.–5. April, 2007, S. 1189–1194.
- [85] M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli, und J. W. Kolar, "Comparison of the chip area usage of 2-level and 3-level voltage source converter topologies," in *Proc. 36th IEEE Ind. Electron. Society Conf. IECON '10*, 7.–11. November, 2010, S. 391–396.
- [86] M. Schweizer und J. W. Kolar, "Shifting input filter resonances – An intelligent converter behavior for maintaining system stability," in *Proc. IEEE/IEEJ Int. Power Electron. Conf. IPEC '10*, 21.–24. Juni, 2010, S. 906–913.