



# Optimale Ansteuerung von Mittelspannungswechselrichtern

Vom Fachbereich  
Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik  
der Bergischen Universität Wuppertal  
zur Erlangung des akademischen Grades eines  
Doktor-Ingenieurs  
genehmigte Dissertation

vorgelegt von  
**Till Boller M.Sc.**  
aus Wuppertal

Referent: Prof. Dr.-Ing. J. Holtz  
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. R. Kennel

Tag der mündlichen Prüfung: 11.November 2011

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

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

Die Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20120109-143831-3

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3Ahbz%3A468-20120109-143831-3>]

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen eines Antriebssystems</b>	<b>3</b>
2.1	Beschreibung der Asynchronmaschine . . . . .	4
2.1.1	Die Raumzeigerdarstellung . . . . .	5
2.1.2	Das komplexe Maschinenmodell . . . . .	7
2.1.3	Das Maschinenmodell für Oberschwingungsgrößen . . . . .	9
2.2	Der Zweipunktwechselrichter . . . . .	10
2.3	Pulswechselrichter im Mittelspannungsbereich . . . . .	12
2.3.1	Der NPC Dreipunktwechselrichter . . . . .	13
2.3.2	Höherstufige Mehrpunktwechselrichter . . . . .	16
2.3.3	Fünfpunktwechselrichter - Industrielle Realisierung . . . . .	18
2.4	Aufbau des Experimentierantriebs . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Modulationsverfahren für Mittelspannungswechselrichter</b>	<b>25</b>
3.1	Vollschwingungsbetrieb eines Pulswechselrichters . . . . .	25
3.2	Trägerbasierte Modulationsverfahren . . . . .	27
3.2.1	Fünfpunkt-Raumzeigermodulation . . . . .	27
3.2.2	Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene . . . . .	30
3.3	Synchrone optimale Modulation . . . . .	32
3.3.1	Eigenschaften synchroner Mehrpunkt pulsmuster . . . . .	33
3.3.2	Offline-Optimierung der Schaltwinkel . . . . .	39
3.3.3	Darstellung der Pulsmuster im Zustandsraumzeigerdiagramm . . . . .	43
3.3.4	Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster . . . . .	46
3.3.5	Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters . . . . .	49

3.3.6	Verlauf der Schaltfrequenz . . . . .	51
3.3.7	Synchroner optimaler Pulsweitenmodulator . . . . .	53
<b>4</b>	<b>Implementierung der Pulsmuster</b>	<b>55</b>
4.1	Einfluss der Pulsmuster auf die Zwischenkreiswelligkeit . . . . .	55
4.2	Reduzierung des Gleichtaktanteils der Pulsmuster . . . . .	59
4.2.1	Ursache und Folgen der Gleichtaktspannung . . . . .	59
4.2.2	Begrenzung der Gleichtakt-Spannungszeitfläche . . . . .	61
<b>5</b>	<b>Dynamischer Modulationsfehler</b>	<b>67</b>
5.1	Die optimale Stromtrajektorie . . . . .	67
5.2	Quasistationärer Betrieb . . . . .	68
5.2.1	Optimaler Taktzahlwechsel . . . . .	71
5.2.2	Regelung des dynamischen Modulationsfehlers . . . . .	73
5.3	Experimentelle Ergebnisse . . . . .	74
<b>6</b>	<b>Die Mittelpunkt-Problematik</b>	<b>77</b>
6.1	Mittelpunktpotential - Topologie I . . . . .	78
6.1.1	Einfluss des Schaltzustands auf das Mittelpunktpotential	78
6.1.2	Mittelpunktpotentialfehler im stationären Betrieb I . . . . .	80
6.1.3	Natürliche Symmetrierung I . . . . .	86
6.1.4	Regelung der Mittelpunktpotentiale . . . . .	87
6.2	Mittelpunktpotential - Topologie II . . . . .	89
6.2.1	Einfluss der Schaltzustandsraumzeiger auf das Mittel-	
punktpotential . . . . .	89	
6.2.2	Mittelpunktpotentialfehler im stationären Betrieb II . . . . .	91
6.2.3	Reduzierung der Welligkeit des Mittelpunktpotentials . . . . .	93
6.2.4	Einfluss des Gleichtaktstroms . . . . .	95
6.2.5	Natürliche Symmetrierung II . . . . .	99
6.2.6	Regelung des Mittelpunktpotentials . . . . .	99
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>103</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>107</b>

<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>113</b>
A.1	Normierung . . . . .	113
A.2	Maschinendaten . . . . .	113
A.3	Vergleich einzelner Strukturen . . . . .	114
<b>B</b>	<b>Formelzeichen</b>	<b>117</b>



# 1 Einleitung

Der steigende Energiebedarf bei verschiedenen industriellen Prozessen führte in den letzten Jahren zu einem vermehrten Einsatz von Mittelspannungsmotoren, um so dem wachsenden Anspruch bezüglich der Bemessungsleistung bei gleichzeitiger hoher Effizienz zu erfüllen. Dabei werden Mittelspannungsmotoren vielfach für Pumpen, Lüfter, Kompressoren und Extruder verwendet.

Die Entwicklung von Hochleistungs-Halbleiterschaltern mit maximalen Blockierspannungen von 6,5 kV und die Einführung diverser Mehrpunktumrichtertopologien ermöglicht es Mittelspannungsmotoren auch Drehzahl variabel zu betreiben. Auf die bisherige Steuerung der Leistung der Pumpen oder Lüfter durch mechanische Drosseln oder Dosierventile, kann verzichtet werden. Mittelspannungsantriebe lassen die Motoren mit einer hohen Effizienz in der gewünschten Drehzahl laufen. Vor allem im Hochleistungsbereich können durch einen drehzahlvariablen Antrieb enorme Verluste eingespart werden. Die relativ hohen Investitionskosten für einen Mittelspannungsumrichter amortisieren sich daher bereits nach kurzer Zeit [1]. Dennoch ist nur ein kleiner Anteil der Mittelspannungsantriebe drehzahlvariabel ausgeführt.

Im besonderen Fokus der Industrie stand bis jetzt der Dreipunktwechselrichter in NPC Topologie. Bei Verwendung gleicher Bauelemente wird die Ausgangsspannung gegenüber einem konventionellen Zweipunktwechselrichter verdoppelt. Eine weitere Erhöhung der Ausgangsspannung und somit der Ausgangsleistung auf Basis der NPC Dreipunkttopologie führt zu den in dieser Arbeit untersuchten Fünfpunktwechselrichter-Topologien. Dabei existieren zwei mögliche Schaltungsvarianten: Zum einen werden NPC Dreipunkthalbbrücken strangweise in Reihe geschaltet (Topologie I) und zum anderen eine Maschine mit offenen Wicklungen von zwei NPC Dreipunktwechselrichtern gespeist (Topologie II).

Die Herausforderung beim Betrieb von Mittelspannungswechselrichtern sind die hohen Verluste, die durch entsprechende Kühleinrichtungen abgeführt werden müssen. Die Verluste setzen sich hauptsächlich aus den Leitend- und Schaltverlusten der Leistungshalbleiter zusammen, wobei letztere überwiegen. Ansätze direkt über das Schaltverhalten der IGBTs die Schaltverlustenergie zu reduzieren sind in [2] beschrieben. Der schaltungstechnische Aufwand

ist jedoch groß. Da die Schaltverluste proportional zur Schaltfrequenz der Halbleiter sind, können die Verluste ebenfalls durch eine Verringerung der Schaltfrequenz reduziert werden. Der Betrieb eines Wechselrichters bei niedrigen Schaltfrequenzen und konventionellen Modulationsverfahren, wie der Raumzeigermodulation, führt jedoch zu einer erhöhten harmonischen Strombelastung der angeschlossenen elektrischen Maschine, wodurch die Drehmomentwelligkeit zunimmt. Des Weiteren gilt, dass die Verluste proportional zum Quadrat des harmonischen Stromeffektivwerts sind. Durch den erhöhten Effektivwert des Ausgangsstroms des Pulswechselrichters wird dadurch der maximale Grundschwingungsstrom und somit die Antriebsleistung reduziert.

Synchrone optimale Modulationsverfahren, welche die Stromverzerrung bei einer niedrigen Schaltfrequenz durch vorausberechnete Pulsmuster minimieren, sind in [3] und [4] beschrieben, beschränken sich jedoch auf die Zweibeziehungsweise Dreipunkttopologie und werden in dieser Arbeit auf die Fünfpunkttopologie erweitert. Besondere Aspekte der Implementierung müssen dabei für die jeweilige Fünfpunkttopologie berücksichtigt werden. Zum einen muss der Einfluss der Modulation auf die Zwischenkreiswelligkeit betrachtet werden, um die tatsächliche Stromverzerrung zu minimieren. Zum anderen muss für die Topologie II eine Minimierung des Gleichtaktanteils der Ausgangsspannung erfolgen, um so die Gleichtaktstrombelastung zu reduzieren.

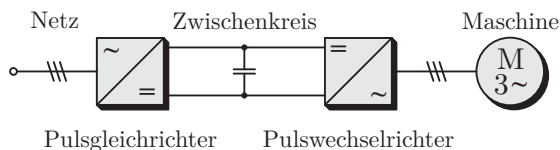
Von der NPC Dreipunkttopologie ist bekannt, dass zum sicheren Betrieb des Wechselrichters eine Symmetrierung der Teilzwischenkreisspannungen in jedem Arbeitspunkt zwingend erforderlich ist. Diese aus der NPC Dreipunkttopologie bekannte Problematik bezüglich des Mittelpunktpotentials steht auch in der jeweiligen Fünfpunktwechselrichter-Topologie zur Diskussion. Dabei sind die bekannten Methoden zur Regelung des Mittelpunktpotentials nur bedingt übertragbar. Eine genaue Analyse des Einflusses der Fünfpunktpulsmuster auf das Mittelpunktpotential beider Topologien muss erfolgen, um darauf aufbauend eine Aussage über die Symmetrierung der Teilzwischenkreisspannungen zu treffen und eine entsprechende Regelung zu implementieren.



## 2 Grundlagen eines Antriebssystems

In einem elektrischen Antriebssystem wird elektrische Energie in mechanische Energie und umgekehrt gewandelt. Der prinzipielle Aufbau eines drehzahlvariablen Antriebssystems mit Spannungszwischenkreis ist im Bild 2.1 dargestellt und besteht grundsätzlich aus einem Leistungsteil und einer elektrischen Maschine. Die Eingangsstufe des Leistungsteils wird von einem Pulsleichrichter gebildet, der das dreisträngige Versorgungsnetz gleichrichtet. Dabei kann die Gleichrichtung sowohl passiv mittels einer sechspulsigen Diodenbrücke, als auch durch einen aktiven Gleichrichter erfolgen, der im Bremsbetrieb eine Rückspeisung der Energie in das Versorgungsnetz ermöglicht [5]. Im Spannungszwischenkreis des Leistungsteils wird die Energie in Form eines elektrischen Felds in einem Kondensator zwischengespeichert, wodurch die Gleichspannung im Zwischenkreis geglättet wird. Aus der Gleichspannung im Zwischenkreis erzeugt die Ausgangsstufe des Leistungsteils (Pulswechselrichter) ein gepulstes dreisträngiges Spannungssystem variabler Frequenz und Amplitude mit dem die elektrische Maschine erregt wird. Dabei wirken die Wicklungen der Maschine als induktiver Filter, so dass je nach Güte des Steuerverfahrens des Pulswechselrichters ein nahezu sinusförmiger Stromverlauf aus der gepulsten rechteckförmigen Ausgangsspannung des Wechselrichters resultiert. Eine Baugruppe bestehend aus Pulsleichrichter, Spannungszwischenkreis und Pulswechselrichter wird als Spannungszwischenkreis-Frequenzumrichter beziehungsweise als Umrichter bezeichnet.

Im Folgenden wird zunächst die elektrische Maschine beschrieben, wobei in dieser Arbeit nur auf die Asynchronmaschine mit Käfigläufer eingegan-



**Bild 2.1** Komponenten eines drehzahlvariablen Antriebssystems: Pulsleichrichter (Eingangsstufe), Spannungszwischenkreis, Pulswechselrichter (Ausgangsstufe) und elektrische Drehfeldmaschine.

gen wird, da diese Maschine der am häufigsten verwendete Maschinentyp ist. Im zweiten Teil dieses Kapitels werden verschiedene Wechselrichtertopologien dargestellt und ihre Einsetzbarkeit im Mittelspannungsbereich analysiert.

### 2.1 Beschreibung der Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine mit Käfigläufer ist der meist verwendete Maschinentyp aufgrund der einfachen, kompakten und robusten Bauweise, wodurch die Herstellungs- und Wartungskosten einer Asynchronmaschine gering sind gegenüber einer Synchronmaschine vergleichbarer Leistung [6].

Die elektrisch aktiven Teile asynchroner Drehfeldmaschinen werden vom Stator und Rotor der Maschine gebildet. Die Ausführung des Stators ist allen Drehfeldmaschinen gleich. Ein um den Umfang sinusförmig verteiltes und räumlich verschobenes symmetrisches Wicklungssystem, das mit einem entsprechenden zeitlich phasenverschobenen Stromsystem mit der Kreisfrequenz  $\omega_s$  erregt wird, erzeugt im Luftspalt der Maschine ein rotierendes magnetisches Drehfeld. Dieses dreht mit der synchronen Drehgeschwindigkeit  $\omega_s/p$ , wobei  $p$  die Polpaarzahl der Maschine ist.

Der Aufbau des Rotors einer Asynchronmaschine kann als Schleifring- oder Käfigläufer ausgeführt sein. In der Bauform als Schleifringläufer sind die elektrischen Größen Spannung und Strom an den Rotorklemmen direkt zugänglich. Wird an diesen Klemmen ein weiterer Umrichter angeschlossen, so wird diese Art der Asynchronmaschine als doppelt gespeiste Maschine bezeichnet und gewinnt zunehmend als Generator in der Windenergieerzeugung an Bedeutung [6]. Bestandteil dieser Arbeit ist jedoch die wesentlich robustere und wartungsärmere Bauform als Käfigläufer.

Die Käfigwicklung wird an beiden Stirnseiten mittels Kurzschlussringen geschlossen und ist im Eisenkern des Rotors isoliert eingebettet [7]. Es ist kein Zugriff auf die elektrischen Größen des Rotors möglich. Das Statorfeld induziert in den Rotorwicklungen eine Spannung, die zu einem Stromfluss im Rotor führt. Die Lorentzkraft auf die stromdurchflossenen Leiterstäbe im Rotor lässt diesen in Richtung des Drehfelds anlaufen, um so der Ursache der Induktion entgegen zu wirken (Lenz'sche Regel) [6].

Erreicht die mechanische Drehgeschwindigkeit des Rotors die Synchron-drehgeschwindigkeit des Statorfelds ( $\omega_m = \omega_s/p$ ), so ist die induzierte Spannung im Rotor und somit der Rotorstrom null und es wird kein Drehmoment mehr aufgebaut. Zur Überwindung des Reibungsmoments der Asynchronmaschine wird jedoch ein minimales Moment selbst im Leerlauf der Maschine benötigt. Daher dreht der Rotor einer Asynchronmaschine niemals synchron

zum Statorfeld und eilt sowohl im Leerlauf als auch im motorischen Betrieb dem Statorfeld hinterher.

Ist  $\omega = p \cdot \omega_m$  die elektrische Drehgeschwindigkeit des Rotors, die über die Polpaarzahl der Maschine mit der mechanischen Drehgeschwindigkeit verknüpft ist, so wird der Unterschied zwischen der Kreisfrequenz des speisenden Spannungssystems und der elektrischen Drehgeschwindigkeit des Rotors als Rotorkreisfrequenz

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (2.1)$$

und der relative Unterschied als Schlupf

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (2.2)$$

bezeichnet. Der Schlupf ist eine charakteristische Größe einer Asynchronmaschine und ein direkter Indikator für den Wirkungsgrad der Maschine in einem gegebenen stationären Arbeitspunkt. Die elektrischen Größen des Rotors drehen in Bezug auf die elektrische Drehgeschwindigkeit des Rotors mit der Kreisfrequenz  $\omega_r$ . In Bezug auf den Stator drehen alle elektrischen Größen der Maschine jedoch mit der Drehgeschwindigkeit  $\omega_s$ .

Für Antriebsleistungen größer als 1 kW wird die Asynchronmaschine mit drei Wicklungssträngen ausgeführt [6]. Die nachfolgenden Betrachtungen der Asynchronmaschine beziehen sich daher auf den dreisträngigen Typ.

### 2.1.1 Die Raumzeigerdarstellung

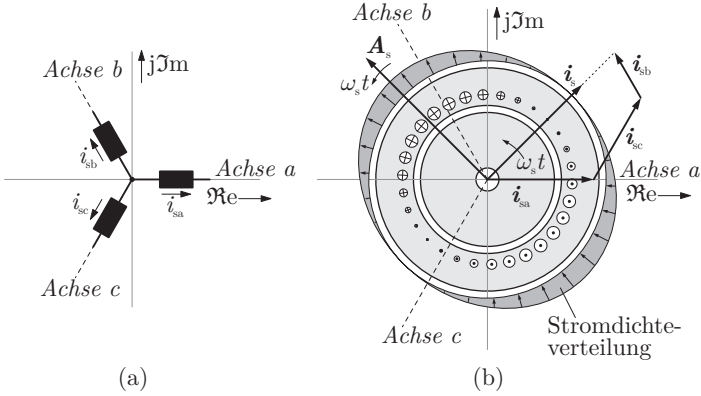
Die drei um den Umfang des Stators sinusförmig verteilten und räumlich zueinander verschobenen Statorwicklungen im Bild 2.2(a) werden von den drei phasenverschobenen skalaren Strömen

$$i_{sa}(t) = \hat{i} \cdot \sin(\omega_s t) \quad (2.3a)$$

$$i_{sb}(t) = \hat{i} \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3b)$$

$$i_{sc}(t) = \hat{i} \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3c)$$

erregt und erzeugen über den Umfang des Stators der Maschine eine sinusförmige Stromdichteverteilung [8], wie im Bild 2.2(b) dargestellt. In Analogie zu der Darstellung von sich zeitlich sinusförmig ändernden skalaren Größen mittels rotierenden komplexen Zeigern, kann jede räumlich sinusförmig verteilte elektrische Größe durch sogenannte Raumzeiger in der komplexen Ebene repräsentiert werden. In diesem Fall wird daher für die Stromdichteverteilung



**Bild 2.2** (a) Räumliche Anordnung des Wicklungssystems in der komplexen Ebene und deren skalaren Strangströme  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  und  $i_{sc}$ , (b) Querschnitt einer Asynchronmaschine, Stromdichteverteilung  $\mathbf{A}_s$  und Statorstromraumzeiger  $\mathbf{i}_s$  [8].

ein Stromdichteraumzeiger  $\mathbf{A}_s$ , der in die Richtung des Maximums der Stromdichteverteilung zeigt, definiert. Dieser rotiert in der komplexen Ebene mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_s$ .

$$\mathbf{A}_s = \hat{A}_s \cdot e^{j\omega_s t} \quad (2.4)$$

Da die Stromdichte keine direkt messbare elektrische Größe darstellt, wird im Allgemeinen der Statorstromraumzeiger  $\mathbf{i}_s$  bevorzugt, um die Stromdichteverteilung zu beschreiben [8]. Die Strangströme sind direkt messbar, und der komplexe Statorstromraumzeiger lässt sich aus deren Augenblickswerten bestimmen,

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3} (\mathbf{1} i_{sa} + \mathbf{a} i_{sb} + \mathbf{a}^2 i_{sc}), \quad (2.5)$$

wobei die Einheitsraumzeiger  $\mathbf{1}$ ,  $\mathbf{a}$  und  $\mathbf{a}^2$ ,  $\mathbf{a} = \exp(j2\pi/3)$  die räumliche Anordnung der Wicklungsstränge berücksichtigen. Bild 2.2(a) zeigt die räumliche Anordnung der Induktivitäten in der komplexen Ebene. Der resultierende Statorstromraumzeiger  $\mathbf{i}_s$  ist im Bild 2.2(b) dargestellt und wird nur noch mittels der zwei Komponenten  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  im ortsfesten Statorkoordinatensystem beschrieben.

$$\mathbf{i}_s = \Re\{\mathbf{i}_s\} + j\Im\{\mathbf{i}_s\} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.6)$$

Analog können die komplexen Raumzeiger  $\mathbf{u}_s$  für die Statorspannung,  $\mathbf{i}_r$  für den Rotorstrom und  $\psi_s$ ,  $\psi_r$  für die magnetische Flussverkettungen des Stators und des Rotors der Maschine definiert werden.

### 2.1.2 Das komplexe Maschinenmodell

Mit Einführung der Raumzeigerdarstellung wird die Asynchronmaschine im Folgenden modelliert. Das Gleichungssystem (2.7) beschreibt die Spannungsgleichungen für den Stator- und Rotorkreis einer Asynchronmaschine mit Käfigläufer ( $\mathbf{u}_r = 0$ ).

$$\mathbf{u}_s = r_s \dot{\mathbf{i}}_s + \frac{d\psi_s}{d\tau} \quad (2.7a)$$

$$0 = r_r \dot{\mathbf{i}}_r + \frac{d\psi_r}{d\tau} - j\omega\psi_r \quad (2.7b)$$

Dabei sind  $r_s$ ,  $r_r$  die ohmschen Anteile der Stator- beziehungsweise Rotorwicklung. Der Term  $-j\omega\psi_r$  in (2.7b) muss eingeführt werden, um die relative Geschwindigkeit des Rotors bezüglich des Koordinatensystems zu berücksichtigen [9].

Das Statorfeld und Rotorfeld sind über den Luftspalt miteinander gekoppelt. Es lassen sich folgende Beziehungen für die Flussverkettungen aufstellen:

$$\psi_s = l_s \dot{\mathbf{i}}_s + l_h \dot{\mathbf{i}}_r \quad (2.8a)$$

$$\psi_r = l_h \dot{\mathbf{i}}_s + l_r \dot{\mathbf{i}}_r. \quad (2.8b)$$

$l_s$ ,  $l_r$  sind die Induktivitäten des Stators beziehungsweise Rotors und  $l_h$  die Hauptinduktivität der Maschine. Es gilt  $l_s = l_h + l_{s\sigma}$  und  $l_r = l_h + l_{r\sigma}$ , wobei  $l_{s\sigma}$ ,  $l_{r\sigma}$  die jeweiligen Streuinduktivitäten der Maschine repräsentieren. Sowohl die Maschinenparameter als auch die elektrischen Größen und die Zeit  $\tau$  sind normiert. Eine Übersicht der entsprechenden Bezugswerte ist im Anhang A.1 angegeben.

Aus den Gleichungen (2.7) und (2.8) werden die Differentialgleichungen des Systems für die Zustandsgrößen Statorstrom  $\dot{\mathbf{i}}_s$  und Rotorflussverkettung  $\psi_r$  abgeleitet. Mit dem Differentialgleichungssystem

$$\tau_\sigma' \frac{d\dot{\mathbf{i}}_s}{d\tau} + \dot{\mathbf{i}}_s = \frac{\mathbf{u}_s}{r_\sigma} - \frac{k_r}{r_\sigma \tau_r} (j\omega\tau_r - 1) \cdot \psi_r \quad (2.9a)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{d\tau} + \psi_r = l_h \dot{\mathbf{i}}_s + j\omega\tau_r \cdot \psi_r \quad (2.9b)$$

lässt sich das dynamische Verhalten der Asynchronmaschine beschreiben. Die Wicklungen sind jeweils mittels eines Verzögerungsglieds 1. Ordnung (PT<sub>1</sub>-Glied) mit der transienten Statorzeitkonstanten  $\tau_\sigma' = \sigma l_s / r_\sigma$  und der Rotorzeitkonstanten  $\tau_r = l_r / r_r$  modelliert. Die totale Streuziffer der Asynchronmaschine ist  $\sigma = 1 - l_h^2 / l_s l_r$ , der äquivalente Widerstand  $r_\sigma = r_s + r_r k_r^2$  und der

Rotorkopplungsfaktor  $k_r = l_h/l_r$ . Zur Beschreibung des mechanischen Verhaltens der Asynchronmaschine, muss das Differentialgleichungssystem um das Integralglied

$$\tau_m \frac{d\omega}{d\tau} = T_e - T_L \quad (2.10)$$

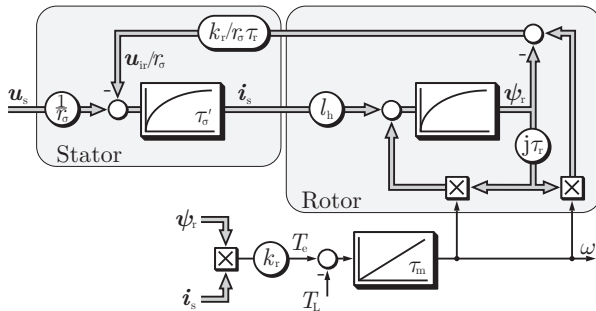
ergänzt werden, wobei  $T_L$  das Lastdrehmoment ist und das elektrische Drehmoment  $T_e$  sich als  $z$ -Komponente des Kreuzprodukts aus dem Statorstrom- und dem Rotorflussraumzeiger berechnen lässt.

$$T_e = k_r |\psi_r \times i_s|_z \quad (2.11)$$

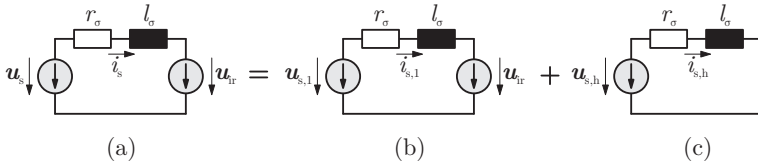
Die Gleichungen (2.9) - (2.11) werden grafisch in dem komplexen Signalfussdiagramm Bild 2.3 dargestellt. Dabei ist die Rotorwicklung mit der Statorwicklung über die magnetische Flussverketung  $l_h i_s$  und die Statorwicklung mit der Rotorwicklung über die vom Rotor induzierte Spannung

$$u_{ir} = \frac{k_r}{\tau_r} (j\omega\tau_r - 1)\psi_r \quad (2.12)$$

gekoppelt. Die Amplitude der induzierten Spannung hängt hauptsächlich von dem Kreuzkopplungsterm  $j\omega\psi_r$ , ab, solange sich der Arbeitspunkt der Maschine nicht im, beziehungsweise nahe dem Stillstand befindet. Die interne Rückkopplung  $j\omega\tau_r\psi_r$  der Rotorwicklung bildet einen weiteren Kreuzkopplungsterm und berücksichtigt die relative Drehgeschwindigkeit der Rotorwicklung bezüglich des Koordinatensystems.



**Bild 2.3** Komplexes Signalfussdiagramm einer Asynchronmaschine in Statorkoordinaten. Zustandsvariable sind der Statorstrom  $i_s$  und die Rotorflussverketung  $\psi_r$  [9].



**Bild 2.4** Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild einer Asynchronmaschine; (a) elektrisches Ersatzschaltbild, (b) Grundschwingungsanteil und (c) harmonischer Anteil.

### 2.1.3 Das Maschinenmodell für Oberschwingungsgrößen

Aus dem im vorherigen Abschnitt hergeleiteten Maschinenmodell, lässt sich ein vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine ableiten. Dieses ist im Bild 2.4(a) gezeigt. Die Maschine wird von dem Spannungsraumzeiger  $\mathbf{u}_s$  erregt und der Statorstrom  $\mathbf{i}_s$  stellt sich über die Maschinenparameter  $r_\sigma$ ,  $l_\sigma = \sigma l_s$  und die durch den Rotor induzierte Gegenspannung  $\mathbf{u}_{ir}$  ein [10]. Wird der Statorspannungs- und Statorstromraumzeiger

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{s,1} + \mathbf{u}_{s,h} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{s,1} + \mathbf{i}_{s,h} \quad (2.14)$$

in eine Grundschwingungskomponente und in seine harmonischen Komponenten aufgeteilt, so kann für beide Anteile ein jeweilig gültiges Ersatzschaltbild aufgestellt werden. Die induzierte Gegenspannung  $\mathbf{u}_{ir}$  kommt dabei nur im Ersatzschaltbild für die Grundschwingung der elektrischen Größen im Bild 2.4(b) zum Tragen, da im stationären Betrieb die Rotorflussverkettung nur aus einer Grundschwingungskomponente besteht und sich somit die induzierte Spannung zu

$$\mathbf{u}_{ir} = \frac{k_r}{\tau_r} (j\omega\tau_r - 1)\psi_{r,1} \quad (2.15)$$

ergibt. Der Grund dafür ist die hohe Zeitkonstante im Rotorkreis. Die Rotorwicklungen wirken als Tiefpass mit niedriger Grenzfrequenz.

Das elektrische Ersatzschaltbild im Bild 2.4(c) ist gültig für die harmonischen Komponenten der Asynchronmaschine. Die harmonische Spannungskomponente  $\mathbf{u}_{s,h}$  erzeugt durch das Verzögerungsglied 1. Ordnung mit der transienten Statorzeitkonstanten  $\tau'_\sigma$  den harmonischen Strom  $\mathbf{i}_{s,h}$ . Für Statorfrequenzen größer als die Eckfrequenz  $1/\tau'_\sigma$  verhält sich das Modell wie ein Integrator mit der Zeitkonstante  $l_\sigma$ , das bedeutet, dass der ohmsche Spannungsabfall über dem äquivalenten Widerstand  $r_\sigma$  vernachlässigbar ist.

## 2.2 Der Zweipunktwechselrichter

Im Niederspannungsbereich ist der Spannungszwischenkreis-Zweipunktwechselrichter in IGBT-Technologie („Insulated Gate Bipolar Transistor“) die dominierende Wechselrichtertopologie. Dabei streckt sich der Leistungsbereich dieser Topologie von einigen hundert Watt bis in den Megawatt-Bereich. Ein dreisträngiger Zweipunktwechselrichter ist im Bild 2.5 gezeigt. Jeder Schalter  $S$  muss im statischen Fall eine Spannung von  $u_d$  sperren, wobei  $u_d$  die normierte Zwischenkreisspannung ist (siehe Abschnitt 3.1).

### Schaltzustände und Ausgangsspannung

Eine Halbbrücke  $H$  eines Zweipunktwechselrichters besteht aus zwei Halbleiterschaltern und deren Rückarbeitsdioden. Der Ausgang der Halbbrücke  $H_a$  wird durch das Schalten des oberen Schalters  $S_1$  bezogen auf den Mittelpunkt  $M$  mit dem positiven Zwischenkreispotential  $+u_d/2$  verbunden. Leitet der untere Schalter  $S_2$ , so beträgt das Ausgangspotential  $u_a = -u_d/2$ . Zwei Schalter einer Halbbrücke dürfen nicht gleichzeitig leiten, um einen Brückenkurzschluss zu verhindern. Es ergeben sich  $2^3 = 8$  unterschiedliche Schaltzustände für einen dreisträngigen Zweipunktwechselrichter, die die sechs aktiven Schaltzustandsraumzeiger und die zwei redundanten Nullspannungsraumzeiger nach

$$\mathbf{u}_k = \frac{2}{3}(\mathbf{1}u_a + \mathbf{a}u_b + \mathbf{a}^2u_c) \quad (2.16)$$

erzeugen, wobei  $u_a, u_b, u_c \in \{+u_d/2, -u_d/2\}$  gilt. Die Schaltzustandsraumzeiger eines Zweipunktwechselrichters sind im Bild 2.6 dargestellt. Die Schreibweise  $(+ - -)$  bedeutet, dass Strang  $a$  mit dem positiven Zwischenkreispotential und Strang  $b$  und  $c$  mit dem negativen Potential jeweils bezogen auf den Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises verbunden sind. Die Länge der aktiven Spannungsraumzeiger beträgt  $2u_d/3$ . Das pulsweitenmodulierte Ausgangs-

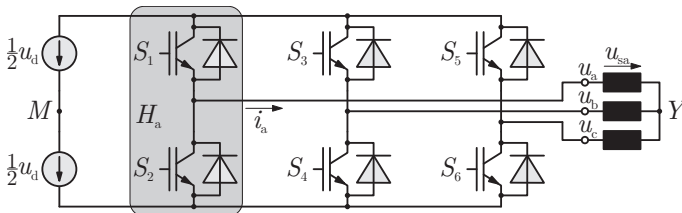
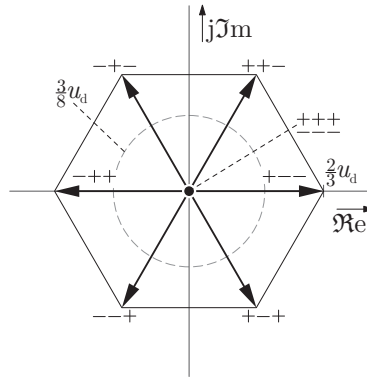


Bild 2.5 Dreisträngiger Zweipunktwechselrichter.





**Bild 2.6** Zustandsraumzeigerdiagramm eines Zweipunktwechselrichters in der komplexen Ebene. Die Zweipunkttopologie generiert sechs aktive Spannungsraumzeiger und zwei redundante Nullspannungsraumzeiger.

potential  $u_a$  eines Zweipunktwechselrichters ist im Bild 2.7(a) dargestellt. Die Schaltfrequenz beträgt hier  $f_s = 250$  Hz, die Grundschwingungsfrequenz  $f_1 = 45$  Hz und der Effektivwert der Grundschwingung  $u_{1,\text{eff}} = 0,27u_d$ . Den modulierten Spannungen in diesem Abschnitt als auch den Folgenden in diesem Kapitel liegt das Unterschwingungsverfahren zugrunde [11].

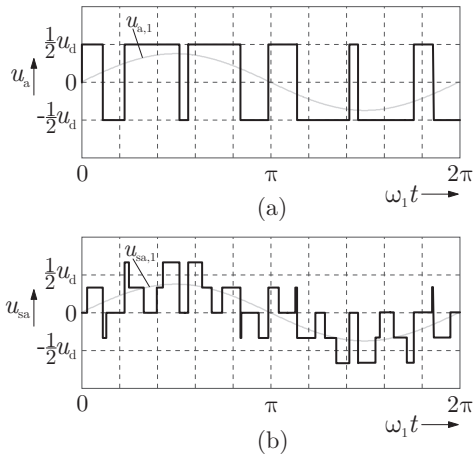
Die Strangspannung  $u_{sa}$  einer elektrischen Maschine, deren Wicklungen im Stern geschaltet sind, wie im Bild 2.5 durch eine rein induktive Last dargestellt, ergibt sich zu

$$u_{sa} = u_a - u_Y, \quad (2.17)$$

wobei  $u_Y$  das Sternpunktpotential der Maschine ist.

$$u_Y = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (2.18)$$

Die maximale Amplitude des Sternpunktpotentials beträgt  $u_d/6$ . Der harmonische Inhalt der Strangspannung bestimmt die resultierende Stromverzerrung. Die Anzahl der unterschiedlichen Spannungsstufen in der Strangspannung ergibt sich als Projektion der Spannungsraumzeiger  $\mathbf{u}_k$  auf die jeweilige Wicklungsachse im komplexen Raumzeigerdiagramm. Mittels der sieben unterschiedlichen Schaltzustandsraumzeiger, die ein Zweipunktwechselrichter generiert, werden lediglich fünf unterschiedliche Spannungsstufen in der Strangspannung der Maschine erzeugt. Der Grundschwingungsverlauf



**Bild 2.7** Pulsweitenmodulierte Ausgangsspannungen eines Zweipunktwechselrichters bei  $f_s = 250$  Hz,  $f_1 = 45$  Hz und  $u_{1,\text{eff}} = 0,27u_d$ ; (a) Ausgangspotential  $u_a$ , (b) Strangspannung  $u_{sa}$ .

wird durch die Pulsweitenmodulation bei niedriger Schaltfrequenz daher nur unzureichend angenähert, wie im Bild 2.7(b) zu erkennen ist.

### 2.3 Pulswechselrichter im Mittelspannungsbereich

Der steigende Energiebedarf bei verschiedenen industriellen Prozessen führte in den letzten Jahren zu einem vermehrten Einsatz von Mittelspannungsantrieben, um so dem wachsenden Anspruch bezüglich der Bemessungsleistung bei gleichzeitiger hoher Effizienz zu erfüllen [12]. Aufgrund der ohmschen Verluste sowohl im Umrichter als auch in der Maschine, die proportional zum Quadrat des Stroms sind, ist es für den Wirkungsgrad eines elektrischen Antriebssystems effizienter die Bemessungsspannung anstatt des Bemessungsstroms des Antriebs zu erhöhen, um so eine Steigerung der Ausgangsleistung zu erreichen. Begrenzender Faktor ist dabei die maximale Blockierspannung der verwendeten Leistungshalbleiterschalter. Hochleistungs-IGBTs mit Blockierspannungen von maximal 6,5 kV und bis zu 750 A Stromtragfähigkeit sind dabei die am häufigsten verwendeten Halbleiterschalter in Mittelspannungswechselrichtern [13].

Der Zweipunktwechselrichter, der im Niederspannungsbereich die dominie-

rende Wechselrichtertopologie ist, ist für den Mittelspannungsbereich nicht geeignet, weil

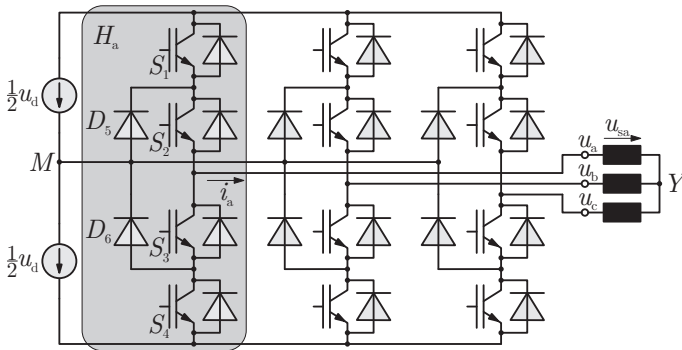
- die Zwischenkreisspannung auf die Bemessungsspannung der Halbleiterschalter begrenzt ist.
- der Spannungshub am Ausgang des Wechselrichters der Zwischenkreisspannung entspricht. Die Leitungen sowie die Wicklungen und Lager der Maschine werden aufgrund der hohen Änderungsgeschwindigkeiten der Spannung stark belastet [14].
- der Zweipunktwechselrichter bei niedrigen Schaltfrequenzen, mit denen die Hochleistungs-IGBTs betrieben werden, die sinusförmige Sollwertspannung nur unzureichend annähert [15].

Eine Alternative zur Zweipunkttopologie sind Pulswechselrichter, die mehr als zwei unterschiedliche Potentiale am Ausgang erzeugen. Diese werden als *Mehrpunktwechselrichter* bezeichnet und haben sich in der Industrie in den letzten Jahren im Mittelspannungsbereich stark etabliert [12]. Mehrpunktwechselrichter werden direkt an Mittelspannung betrieben, ohne auf eine Reihenschaltung der Halbleiterschalter zurückzugreifen. Die Bemessungsspannung eines einzelnen Schalters beträgt nur einen ganzzahligen Teil der Zwischenkreisspannung. Des Weiteren wird durch das mehrstufige Ausgangspotential der Spannungshub reduziert und der geforderte sinusförmige Verlauf der Ausgangsspannung besser angenähert und somit die Stromverzerrung deutlich reduziert. Verschiedene Topologien stehen dabei im Fokus der weltweiten Forschungsarbeit und sind zudem kommerziell verfügbar [1].

Im folgenden Abschnitt wird zunächst der NPC Dreipunktwechselrichter beschrieben. Bei dieser Topologie wird bei Verwendung von Halbleiterbauelementen gleicher Blockierspannung im Vergleich zu einem Zweipunktwechselrichter die Zwischenkreisspannung und somit auch die Ausgangsspannung verdoppelt. Ein ökonomischer Ansatz, die Ausgangsspannung gegenüber einem NPC Dreipunktwechselrichter bei gleicher Eingangsspannung wiederum zu verdoppeln, führt zu Fünfpunkttopologien, die auf der Verwendung von Dreipunktwechselrichtern/ -halbbrücken basieren. Zwei verschiedene Fünfpunkttopologien werden dargestellt und im weiteren Verlauf dieser Arbeit näher analysiert.

### 2.3.1 Der NPC Dreipunktwechselrichter

Der „Neutral Point Clamped“ (NPC) Dreipunktwechselrichter wurde Anfang der 1980er Jahre von Nabae et al. vorgestellt [16]. Der Aufbau eines NPC



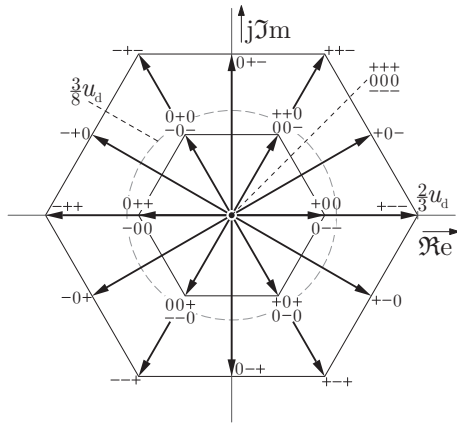
**Bild 2.8** Dreisträngiger NPC Dreipunktwechselrichter.

Dreipunktwechselrichter in IGBT-Technologie ist im Bild 2.8 dargestellt. Eine Dreipunkthalbbrücke besteht aus vier aktiven Schaltern  $S_1$ - $S_4$ , den dazugehörigen Rückarbeitsdioden und den Mittelpunktsdioden  $D_5$  und  $D_6$ . Diese verbinden den Mittelpunkt der Reihenschaltung zweier IGBTs mit dem Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises. Auf diese Weise ist garantiert, dass jeder Schalter im statischen Fall nur die halbe Zwischenkreisspannung  $u_d/2$  sperren muss.

Der NPC Dreipunktwechselrichter im Bild 2.8 kann bei der Verwendung von Hochleistungs-IGBTs mit jeweils einer Sperrspannung von 6,5 kV über einen Gleichrichter direkt an ein Mittelspannungsnetz von bis zu 4,16 kV angeschlossen werden. Die Zwischenkreisspannung und die Ausgangsspannung dieser Topologie wird im Vergleich zu dem Zweipunktwechselrichter im Bild 2.5 bei Verwendung von Leistungshalbleitern gleicher Bemessungsspannung verdoppelt.

### *Schaltzustände und Ausgangsspannung*

Leiten die IGBTs  $S_1$  und  $S_2$  im Bild 2.8, so ist der Ausgang dieses Strangs mit dem positiven Zwischenkreispotential  $+u_d/2$  bezogen auf den Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises verbunden. In diesem Schaltzustand der Halbbrücke fällt die gesamte Zwischenkreisspannung  $u_d$  über den Schaltern  $S_3$  und  $S_4$  ab. Die Mittelpunktsdiode  $D_6$  stellt dabei die Spannungssymmetrierung über beide Halbleiterschalter sicher. Leiten die unteren Schalter  $S_3$  und  $S_4$ , beträgt das Ausgangspotential  $u_a = -u_d/2$  und die Diode  $D_5$  symmetriert die Spannung über den oberen Schaltern  $S_1$  und  $S_2$ . Ein zusätzliches Ausgangspoten-

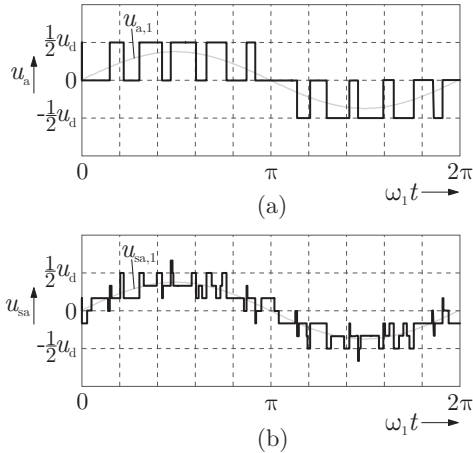


**Bild 2.9** Zustandsraumzeigerdiagramm eines Dreipunktwechselrichters in der komplexen Ebene. Die Dreipunkttopologie generiert 18 aktive Spannungsraumzeiger und einen Nullspannungsraumzeiger.

tial wird erzeugt, indem die beiden inneren Schalter  $S_2$  und  $S_3$  angesteuert werden. Während dieses Schaltzustands der Dreipunkthalbbrücke wird der Ausgang mit dem Mittelpunkt  $M$  verbunden und das Ausgangspotential ist null bezogen auf  $M$ . Die Zwischenkreisspannung  $u_d$  ist symmetrisch auf die beiden äußeren Schalter verteilt, und der Strangstrom  $i_a$  fließt über  $D_5$ ,  $S_2$  für  $i_a > 0$  aus, beziehungsweise über  $D_6$ ,  $S_3$  für  $i_a < 0$  in den Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises. Um einem Teil- oder Brückenkurzschluss zu verhindern, müssen analog zur Zweipunkttopologie die Schalter  $S_1$ ,  $S_3$  und  $S_2$ ,  $S_4$  jeweils komplementär zueinander geschaltet sein.

Die drei zulässigen Schaltkombinationen der vier IGBTs einer Dreipunkthalbbrücke führen zu  $3^3 = 27$  unterschiedlichen Schaltzuständen eines drei-strängigen NPC Dreipunktwechselrichters. Die 27 Schaltzustände erzeugen nach (2.16) und  $u_a, u_b, u_c \in \{+u_d/2, 0, -u_d/2\}$  die 19 unterschiedlichen Schaltzustandsraumzeiger in dem Raumzeigerdiagramm Bild 2.9. Die Schreibweise (+0-) bedeutet, dass Strang  $a$  mit dem positiven Zwischenkreispotential, Strang  $b$  mit dem Mittelpunkt  $M$  und Strang  $c$  mit dem negativen Zwischenkreispotential verbunden ist.

Das pulsweitenmodulierte Ausgangspotential eines NPC Dreipunktwechselrichters ist in dem Diagramm im Bild 2.10(a) gezeigt. In der Strangspannung in dem Diagramm Bild 2.10(b) generieren die 19 Spannungsraumzeiger neun

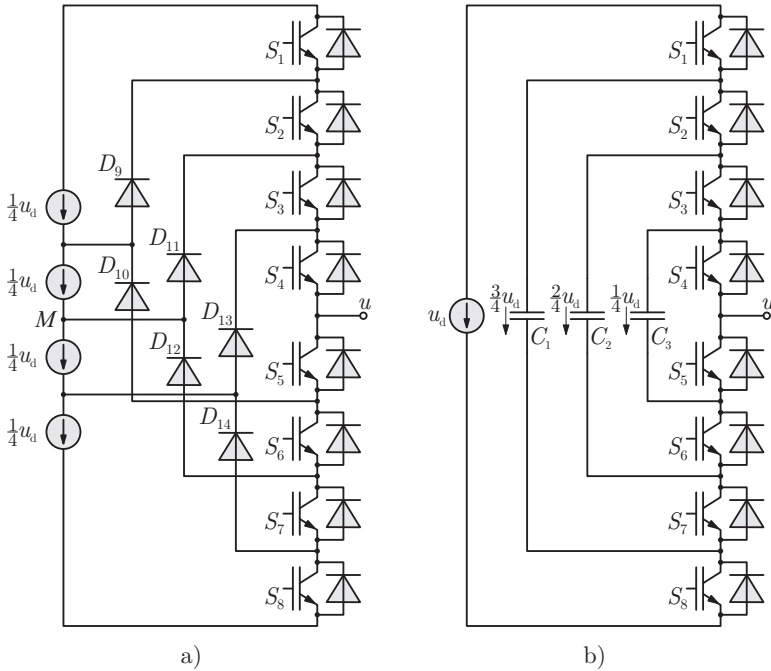


**Bild 2.10** Pulsweitenmodulierte Ausgangsspannungen eines Dreipunktwechselrichters bei  $f_s = 250$  Hz,  $f_1 = 45$  Hz und  $u_{1,\text{eff}} = 0,27u_d$ ; (a) Ausgangspotential  $u_a$ , (b) Strangspannung  $u_{sa}$ .

unterschiedliche Spannungsstufen. Gegenüber der Strangspannung, die ein Zweipunktwechselrichter erzeugt, wird durch den Dreipunktwechselrichter der Grundschwingungsverlauf bei gleicher Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter deutlich besser angenähert.

### 2.3.2 Höherstufige Mehrpunktwechselrichter

Die NPC Topologie ist theoretisch auf eine beliebige Anzahl  $n_L$  an Spannungsstufen erweiterbar. Bild 2.11(a) zeigt eine Halbbrücke eines NPC Fünfpunktwechselrichters. Jeder IGBT muss im statischen Fall  $u_d/4$  sperren. Die Zwischenkreisspannung und somit die Ausgangsspannung können daher gegenüber dem NPC Dreipunktwechselrichter verdoppelt werden. Problematisch sind jedoch in diesem Fall die Symmetrierungsdioden. Schalten die IGBTs  $S_1$  bis  $S_4$  ein, so beträgt das Ausgangspotential  $u = +u_d/2$ . Während dieses Schaltzustands der Halbbrücke sperren die Dioden  $D_{10}$  und  $D_{13}$  jeweils die Spannung  $3u_d/4$  und die Dioden  $D_{11}$  und  $D_{12}$  die Spannung  $u_d/2$ . Obwohl die Bemessungsspannung der aktiven Schalter und deren Rückarbeitsdioden nur ein Viertel der Zwischenkreisspannung betragen sollte, muss die Sperrspannung der inneren Symmetrierungsdioden im statischen Fall das Drei- beziehungsweise Zweifache der Bemessungsspannung der IGBTs betragen. Dies führt zu



**Bild 2.11** Halbbrücke eines Fünfpunktwechselrichters in (a) NPC Topologie und (b) FC Topologie.

einer unvermeidbaren Reihenschaltung von Dioden, die durch die Einführung der Mehrpunktwechselrichter-Topologien vermieden werden sollte. Eine weiterer Nachteil ist die unsymmetrische Verteilung der Verluste in einem NPC Wechselrichter [17]. Vor allem die Schaltverluste sind für  $n_L > 3$  unsymmetrisch verteilt, wodurch die Ausgangsleistung des Wechselrichters begrenzt ist. Eine Zwischenkreissymmetrierung ist nur bedingt möglich. Die Teilspannungen müssen über isolierte Spannungsquellen erzeugt werden. Ein industrieller Einsatz eines NPC Fünfpunktwechselrichters oder höherstufigen NPC Mehrpunktwechselrichters ist daher nicht bekannt. Die NPC Mehrpunkttopologie beschränkt sich ausschließlich auf den NPC Dreipunktwechselrichter.

Der „Flying Capacitor“ (FC) Mehrpunktwechselrichter hingegen kann für eine beliebige Anzahl an Spannungsstufen konstruiert werden, ohne auf eine Reihenschaltung der Halbleiterelemente zurückzugreifen. Bild 2.11(b) zeigt ei-

ne Halbbrücke eines FC Fünfpunktwechselrichters. Die maximale Ausgangsspannung entspricht der eines NPC Fünfpunktwechselrichters bei Verwendung von Halbleiterschaltern gleicher Blockierspannung. Die Kondensatoren  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  garantieren dabei die Spannungssymmetrierung solange diese auf die im Bild 2.11(b) gegebenen Werte geladen sind. Die Kondensatorspannungen ändern sich jedoch je nach Schaltzustand der Halbbrücke und Laststrom [18]. Die Kapazität der Kondensatoren muss hoch genug sein, um diese Spannungsänderungen während des Schaltbetriebs klein zu halten. Neben dem Strom ist auch die Dauer der Pulse entscheidend für die Spannungsänderung, und daher steigt die Größe der Kondensatoren bei Verringerung der Schaltfrequenz. Da im Mittelspannungsbereich die Kondensatoren vom Folientyp sind und mit dieser Technologie nur geringe Kapazitätswerte erreicht werden, jedoch gleichzeitig geringe Schaltfrequenzen gefordert sind, um die Schaltverluste zu begrenzen, ist die FC Topologie nicht geeignet für den Einsatz in der Mittelspannungsebene.

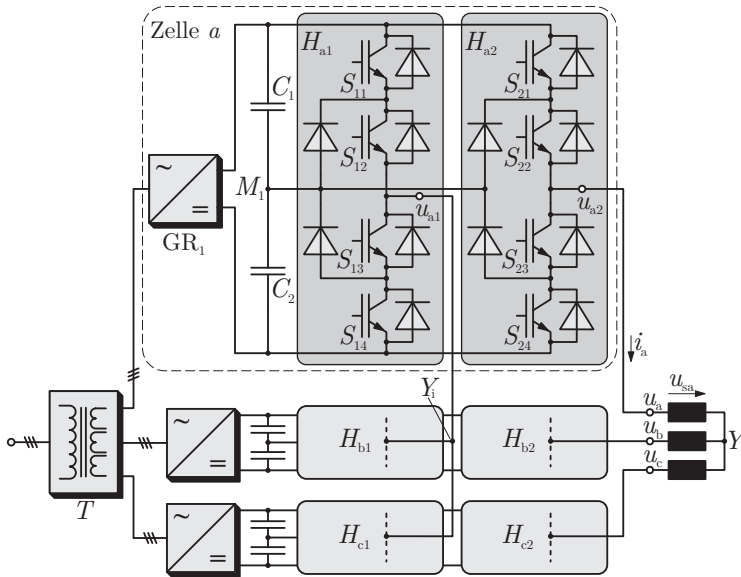
### 2.3.3 Fünfpunktwechselrichter - Industrielle Realisierung

Die technischen und ökonomischen Bedingungen bei der Konstruktion von Mehrpunktwechselrichtern mit mehr als drei Spannungsstufen und somit höherer Ausgangsspannung führt zu Mittelspannungswechselrichtern, die aus NPC Dreipunktbaugruppen bestehen [19]. Die in dieser Arbeit bezüglich einer optimalen Ansteuerung untersuchten Fünfpunktwechselrichter basieren daher auf den im industriellen Einsatz etablierten Komponenten eines NPC Dreipunktwechselrichters mit 4,16 kV Bemessungsspannung und einer maximalen Ausgangsleistung von 3,3 MVA [20]. Im Vergleich zur Dreipunkttopologie wird bei gleicher Zwischenkreisspannung die Ausgangsspannung und somit die Ausgangsleistung verdoppelt. Im Folgenden werden die zwei möglichen Fünfpunkttopologien dargestellt.

#### (I) *Strangweise in Reihe geschaltete Dreipunkthalbbrücken*

Die Ausgangsstufe des im Bild 2.12 dargestellten dreisträngigen Frequenzumrichters besteht strangweise aus zwei in Reihe geschalteten NPC Dreipunkthalbbrücken und bildet somit einen Fünfpunktwechselrichter. Die Zelle  $a$  des Umrichters entspricht einer NPC Vollbrücke mit Einspeiseschaltung. Die Ausgänge der Halbbrücken  $H_{a1}$ ,  $H_{b1}$  und  $H_{c1}$  werden zum internen Sternpunkt  $Y_i$  des Fünfpunktwechselrichters verschaltet. Der Ausgang des Umrichters wird von den Ausgängen der drei Halbbrücken  $H_{a2}$ ,  $H_{b2}$  und  $H_{c2}$  gebildet. Jeder Strang benötigt eine isolierte Einspeiseschaltung, wodurch ein entsprechen-



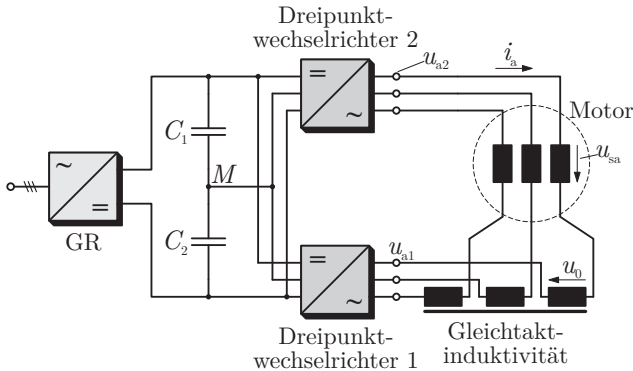


**Bild 2.12** Fünfpunktumrichter Topologie I: strangweise in Reihe geschaltete Dreipunkthalbbrücken. Jeder Strang benötigt einen eigenen Pulsgleichrichter und isolierten Zwischenkreis.

der netzseitiger Transformator erforderlich ist. Die angeschlossene elektrische Maschine kann sowohl im Stern (Bild 2.12) als auch im Dreieck verschaltet sein.

**(II) Doppel-Dreipunktwechselrichter mit einem Zwischenkreis**

Wird eine elektrische Maschine mit offenen Wicklungen von zwei NPC Dreipunktwechselrichtern gespeist, wie im Bild 2.13 dargestellt, so bildet diese Struktur ebenfalls einen Fünfpunktwechselrichter. Diese Topologie benötigt im Gegensatz zur Fünfpunkttopologie I keine isolierten Einspeiseschaltungen. Durch die Verwendung eines gemeinsamen Zwischenkreises für die Versorgung beider Dreipunktwechselrichter muss jedoch eine Gleichtaktinduktivität in Reihe zu den Maschinenwicklungen geschaltet werden. Diese begrenzt den in dieser Topologie auftretenden Gleichtaktstrom, wobei die Streuinduktivität der Maschine ebenfalls als begrenzendes Element wirkt (siehe Kapitel 4.2). Die Gleichtaktinduktivität ist nicht erforderlich, wenn beide Pulswechselrichter



**Bild 2.13** Fünfpunktumrichter Topologie II: Doppel-Dreipunktwechselrichter mit einem Zwischenkreis und Pulsleichrichter.

ter über isolierte Zwischenkreise verfügen, wodurch jedoch wieder eine entsprechende Einspeiseschaltung erforderlich ist. Der Doppel-Dreipunktwechselrichter mit isolierten Zwischenkreisen ist nicht Gegenstand dieser Arbeit.

### Schaltzustände und Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung eines Strangs ergibt sich für beide Topologien als Potentialdifferenz zwischen den Ausgängen der pro Strang beteiligten Halbbrücken  $H_1$  und  $H_2$ . Für den Strang  $a$  ergibt sich

$$u_a = u_{a2} - u_{a1}, \quad (2.19)$$

wobei  $u_{a1}$  und  $u_{a2}$  die Ausgangspotentiale der zwei NPC Dreipunkthalbbrücken sind. Somit können die fünf Ausgangsspannungen  $+u_d$ ,  $+u_d/2$ ,  $0$ ,  $-u_d/2$  und  $-u_d$  generiert werden (Tabelle 2.1). Die Schaltzustände der acht IGBTs für die Ausgangsspannungen  $\pm u_d$  sind eindeutig definiert. Für die Ausgangsspannungen  $\pm u_d/2$  ergeben sich jeweils zwei Möglichkeiten der Generierung:

- **Verwendung der positiven redundanten Halbbrücke**

Die Ausgangsspannung  $+u_d/2$  ( $-u_d/2$ ) wird erzeugt, indem die Halbbrücke  $H_2$  ( $H_1$ ) positives Potential schaltet. Die Halbbrücke  $H_1$  ( $H_2$ ) schaltet Nullpotential. Die Ausgangsspannungen werden jeweils mittels des positiven Zwischenkreispotentials erzeugt.

**Tabelle 2.1** Schaltzustände eines Strangs des Fünfpunktwechselrichters nach Topologie I und II, Ausgangsspannung  $u$ , logischer Schaltzustand  $l$ , IGBT-Schaltsignale.

$u$	$l$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{13}$	$S_{14}$	$S_{21}$	$S_{22}$	$S_{23}$	$S_{24}$
$+u_d$	4	0	0	1	1	1	1	0	0
$+u_d/2$	$3^+$	0	1	1	0	1	1	0	0
	$3^-$	0	0	1	1	0	1	1	0
0	2	0	1	1	0	0	1	1	0
$-u_d/2$	$1^+$	1	1	0	0	0	1	1	0
	$1^-$	0	1	1	0	0	0	1	1
$-u_d$	0	1	1	0	0	0	0	1	1

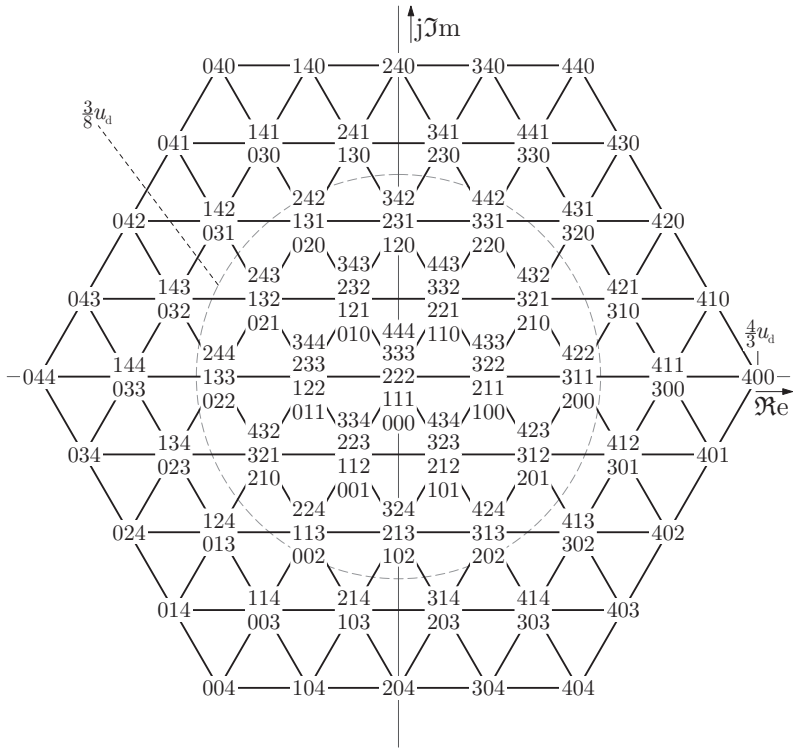
- **Verwendung der negativen redundanten Halbbrücke**

Die Ausgangsspannung  $+u_d/2$  ( $-u_d/2$ ) wird erzeugt, indem die Halbbrücke  $H_1$  ( $H_2$ ) *negatives Potential* schaltet. Die Halbbrücke  $H_2$  ( $H_1$ ) schaltet Nullpotential. Die Ausgangsspannungen werden jeweils mittels des negativen Zwischenkreispotentials erzeugt.

Schalten beide Halbbrücken eines Strangs dasselbe Potential, so wird nach (2.19) Nullspannung erzeugt. Demnach gibt es drei redundante Schaltzustände, wobei nur der Schaltzustand nach Tabelle 2.1 zur Erzeugung der Nullspannung verwendet wird. Die beiden anderen Möglichkeiten führen zu zusätzlichen Schaltvorgängen und somit zu zusätzlichen Verlusten.

Die fünf möglichen Ausgangsspannungen eines einzelnen Strangs erzeugen  $5^3 = 125$  unterschiedliche Schaltzustände eines dreisträngigen Fünfpunktwechselrichters, die im Zustandsraumzeigerdiagramm im Bild 2.14 dargestellt sind. Der Schaltzustand (3 2 2) kann dabei mittels der positiven redundanten Halbbrücke  $H_{a2}$  ( $3^+ 2 2$ ) oder mit der negativen redundanten Halbbrücke  $H_{a1}$  ( $3^- 2 2$ ) generiert werden. Unter Berücksichtigung der redundanten Halbbrücken für die Ausgangsspannungen  $\pm u_d/2$  ergeben sich insgesamt 343 Schaltzustände für einen dreisträngigen Fünfpunktwechselrichter nach Topologie I und II. Der Übersicht halber wird an dieser Stelle auf eine Darstellung aller Schaltzustände im Bild 2.14 verzichtet. Die 343 Schaltzustände generieren nach (2.16) 61 Schaltzustandsraumzeiger in der komplexen Ebene. In der Strangspannung können so bis zu 17 unterschiedliche Spannungsstufen erzeugt werden.

Die Ausgangsspannung  $u_a$  des Fünfpunktwechselrichters ist im Bild 2.15(a) dargestellt. In der Strangspannung  $u_{sa}$  im Bild 2.15(b) werden 13 Spannungsstufen generiert und der Sinusverlauf sehr gut angenähert selbst bei einer geringen Schaltfrequenz von  $f_s = 250$  Hz. Bei gleicher Aussteuerung des Wechsel-

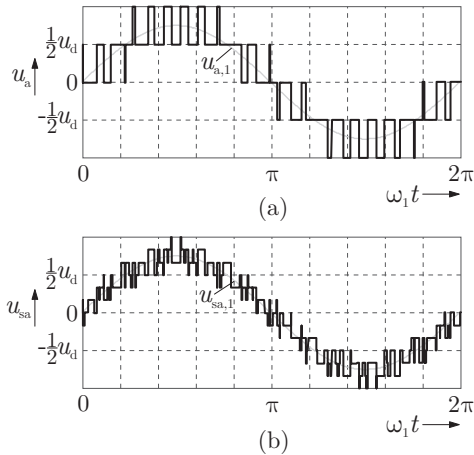


**Bild 2.14** Zustandsraumzeigerdiagramm eines Fünfpunktwechselrichters (Topologie I und II)

richters (siehe Abschnitt 3.1) wird hier im Vergleich zur Dreipunkttopologie die doppelte Ausgangsspannung erzeugt.

## 2.4 Aufbau des Experimentierantriebs

Alle Untersuchungen wurden auf einem Niederspannungsumrichter mit einer Eingangsspannung von 400 V/50 Hz und einer Ausgangsleistung von 36 kVA durchgeführt. Als Halbleiterschalter werden 1200 V/75 A-IGBTs von *Infineon* verwendet. Durch den flexiblen Aufbau des Leistungsteils können die NPC Dreipunkthalbbrücken sowohl strangweise in Reihe, als auch zu zwei NPC Dreipunktwechselrichtern verschaltet werden. Die Zwischenkreiskapazität be-



**Bild 2.15** Pulsweitenmodulierte Ausgangsspannungen eines Fünfpunktwechselrichters bei  $f_s = 250$  Hz,  $f_1 = 45$  Hz und  $u_{1,\text{eff}} = 0.54u_d$ ; (a) Ausgangsspannung  $u_a$ , (b) Strangspannung  $u_{sa}$ .

trägt 2,82 mF (Topologie I) beziehungsweise 8,46 mF (Topologie II) bei einem Bemessungsstrom des Wechselrichters von 55 A. In Mittelspannungswechselrichtern sind die Zwischenkreis-Kondensatoren vom Folien-Typ aufgrund der nötigen Spannungsfestigkeit. Im Vergleich zu Elektrolytkondensatoren, wie sie im Niederspannungsbereich eingesetzt werden, ist die Kapazität deutlich geringer als die hier angegebene. Für einen Wechselrichter mit einer Zwischenkreisspannung von beispielsweise 5,8 kV und 130 A Bemessungsstrom beträgt die Kapazität des Zwischenkreises nur 0,6 mF.

Die verwendete Asynchronmaschine hat eine Bemessungsleistung von 30 kW und einen herausgeführten Sternpunkt, so dass die Maschine auch mit offenen Wicklungen betrieben werden kann. Die Maschinendaten sind im Anhang A.2 angegeben.

Der Antriebsrechner basiert auf einem 32-Bit *Renesas* SH-4 7750R Fließkomma-Mikroprozessor mit einer Taktfrequenz von 240 MHz. Der Prozessor generiert die Schaltzeiten und die zu schaltenden Ausgangspotentiale für die sechs NPC Dreipunkthalbbrücken, die von einem *Xilinx* FPGA in die entsprechenden Schaltsignale für die einzelnen IGBTs gewandelt werden. Die vom FPGA eingeführte Verriegelungszeit von  $10 \mu\text{s}$  entspricht den Schalteigenschaften der im Mittelspannungswechselrichter verwendeten Hochspan-

nungs-IGBTs. Die Abtastfrequenz des Systems beträgt 2 kHz.

## 3 Modulationsverfahren für Mittelspannungswechselrichter

Die Pulsweitenmodulation ist ein geeignetes Verfahren, um elektrische Maschine drehzahlvariabel zu betreiben, da Grundschriftungsamplitude und Grundschriftungsfrequenz der pulsförmigen Ausgangsspannung unabhängig voneinander einstellbar sind. Dabei sind trägerbasierte Modulationsverfahren weitverbreitet im Niederspannungsbereich aufgrund der einfachen Implementierung und guten Performance hinsichtlich der resultierenden Stromverzerrung.

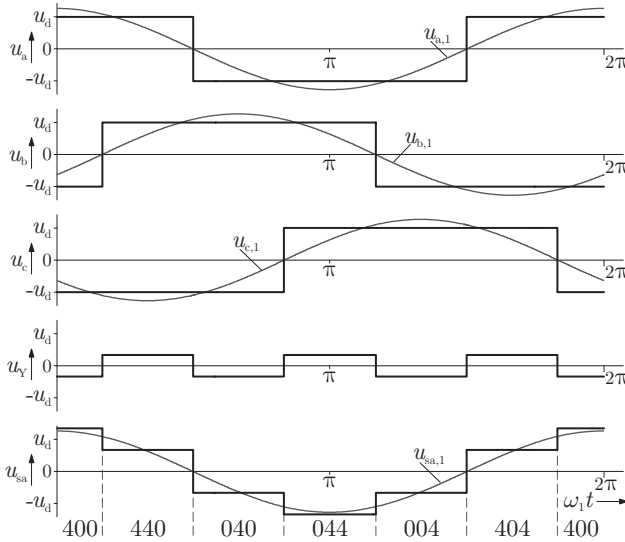
Diese Verfahren stoßen aber an ihre Grenzen im Mittelspannungsbereich aufgrund der niedrigen zulässigen Schaltfrequenz der Hochleistungshalbleiter und der daraus resultierenden hohen Stromverzerrung. Eine Alternative stellt das im Abschnitt 3.3 beschriebene trägerlose Modulationsverfahren dar. Durch eine Offline-Optimierung der Schaltzeitpunkte wird die Stromverzerrung bei einer gegebenen maximalen Schaltfrequenz minimiert.

### 3.1 Vollschwingungsbetrieb eines Pulswechselrichters

Werden nur die sechs Zustandsraumzeiger innerhalb einer Grundschriftung geschaltet, die das äußerste Hexagon in dem Zustandsraumzeigerdiagramm des Wechselrichters aufspannen, so wird die physikalisch maximal mögliche Grundschriftungsspannung erzeugt. Dieser Betriebsmodus wird als *Vollschwingungsbetrieb* des Pulswechselrichters (im Englischen „*six-step mode*“) bezeichnet. Die Verläufe der Ausgangsspannungen im Vollschwingungsbetrieb eines Fünfpunktwechselrichters (Topologie I und II) sind im Bild 3.1 angegeben. Die Grundschriftungsamplitude im Vollschwingungsbetrieb ist

$$\hat{U}_{1,\text{six-step}} = \frac{4U_d}{\pi} \quad (3.1)$$

(siehe Abschnitt 3.3.1), wobei  $U_d$  die Zwischenkreisspannung des Wechselrichters ist. Wird die Zwischenkreisspannung auf die Grundschriftungsamplitude im Vollschwingungsbetrieb normiert, so ist die normierte Zwischenkreisspannung  $u_d = \pi/4$ . Für einen Zwei- und Dreipunktwechselrichter beträgt



**Bild 3.1** Vollschwingungsbetrieb eines Fünfpunktwechselrichters (Topologie I und II). Dargestellt sind die Ausgangsspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ , das Sternpunktpotential  $u_Y$  und die Strangspannung  $u_{sa}$ .  $u_{a,1}$ ,  $u_{b,1}$ ,  $u_{c,1}$  und  $u_{sa,1}$  entsprechen den jeweiligen Grundschwingungsverläufen.

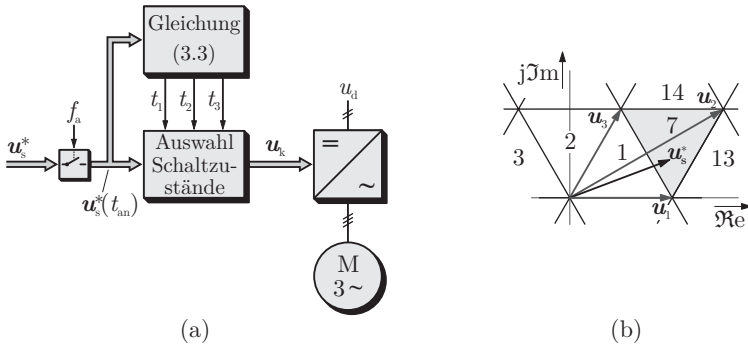
die Grundschwingungsamplitude im Vollschwingungsbetrieb  $2U_d/\pi$ . Die normierte Zwischenkreisspannung ist in diesem Fall  $u_d = \pi/2$ .

Nach der Definition des Betriebspunkts maximaler Ausgangsspannung kann der *Aussteuerungsgrad* eines pulswertenmodulierten Wechselrichters definiert werden. Ist  $\hat{U}_1$  die Grundschwingungsamplitude der pulswertenmodulierten Ausgangsspannung, so ergibt sich der Aussteuerungsgrad zu

$$m = \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_{1,\text{six-step}}} \quad (3.2)$$

und entspricht der normierten Grundschwingungsamplitude  $\hat{u}_1$ . Es gilt  $m < 1$  im Pulsweitenmodulationsbetrieb des Wechselrichters, und  $m = 1$  wird definitionsgemäß nur im Vollschwingungsbetrieb erreicht. Abhängig von dem Modulationsverfahren werden unterschiedliche maximale Aussteuerungsgrade  $m_{\text{max}}$  erreicht.





**Bild 3.2** (a) Komplexer Signalfussplan der Raumzeigermodulation; (b) Unterteilung des Zustandsraumzeigerdiagramms in Zustandsdreiecke. Das Dreieck 7 wird von den Zustandsraumzeigern  $u_1, u_2, u_3$  aufgespannt.

## 3.2 Trägerbasierte Modulationsverfahren

Die meisten Pulsweitenmodulationsverfahren gehören zu den trägerbasierten Verfahren. Diese erzeugen innerhalb eines festen Zeitintervalls  $T_0$  eine gepulste Ausgangsspannung, die im Mittel die gleiche Spannungszeitfläche erzeugt, wie die gegebene Referenzspannung im selben Zeitintervall. Die verschiedenen trägerbasierten Verfahren verfolgen dabei unterschiedliche Strategien, die Schaltzeitpunkte innerhalb des Zeitintervalls  $T_0$  so zu wählen, um unerwünschte harmonische Anteile in der Ausgangsspannung zu minimieren oder ein anderes Gütekriterium zu erfüllen [21]. Verbreitete Pulsweitenmodulationen sind das Unterschwingungsverfahren und die *Raumzeigermodulation*. Im Folgenden wird das letztere Verfahren dargestellt und besondere Aspekte der Anwendung der Raumzeigermodulation bei Mehrpunktwechselrichtern im Mittelspannungsbereich diskutiert.

### 3.2.1 Fünfpunkt-Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation (RZM) ist ein digitales Verfahren, welches den Sollwertspannungsraumzeiger  $u_s^*$  im Intervall  $T_0$  durch eine Linearkombination von drei Zustandsraumzeigern  $u_1, u_2, u_3$  annähert. Der Signalfussplan der Raumzeigermodulation im Bild 3.2(a) veranschaulicht den prinzipiellen Ablauf. Der Sollwertspannungsraumzeiger  $u_s^*$  wird bei der symmetrisch abgetasteten Raumzeigermodulation mit der Frequenz  $f_a = 1/(2T_0)$  abgetastet. Innerhalb des Modulationsintervalls  $T_0$  werden mittels des Raumzeigermodu-

lationsgesetzes

$$\int_{T_0} \mathbf{u}_s^*(t_{\text{an}}) dt = \int_{t_1} \mathbf{u}_1 dt + \int_{t_2} \mathbf{u}_2 dt + \int_{t_3} \mathbf{u}_3 dt \quad (3.3a)$$

$$T_0 = t_1 + t_2 + t_3 \quad (3.3b)$$

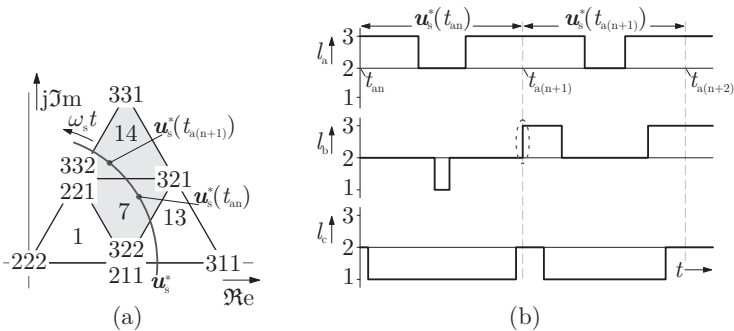
die Einschalt Dauern  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  der drei Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_1$ ,  $\mathbf{u}_2$ ,  $\mathbf{u}_3$  bestimmt [11]. Um die harmonische Verzerrung der gepulsten Ausgangsspannung zu minimieren, werden nur die drei Zustandsraumzeiger verwendet, die am nächsten zu dem Sollwertspannungsraumzeiger im komplexen Zustandsraumzeigerdiagramm liegen. Eine Unterteilung des Zustandsdiagramms in *Zustandsdreiecke* ist allgemein üblich, um die Lage des Sollwertspannungsraumzeigers und dessen drei benachbarten Zustandsraumzeiger zu identifizieren [22]. Der Ausschnitt des Fünfpunkt-Zustandsraumzeigerdiagramms im Bild 3.2(b) zeigt dies exemplarisch. Die klassische Raumzeigermodulation ist dann durch die Schaltsequenz

$$\begin{aligned} & \mathbf{u}_1 \langle t_1/2 \rangle \dots \mathbf{u}_2 \langle t_2 \rangle \dots \mathbf{u}_3 \langle t_3 \rangle \dots \mathbf{u}_1 \langle t_1/2 \rangle \dots \\ & \dots \mathbf{u}_1 \langle t_1/2 \rangle \dots \mathbf{u}_3 \langle t_3 \rangle \dots \mathbf{u}_2 \langle t_2 \rangle \dots \mathbf{u}_1 \langle t_1/2 \rangle \end{aligned}$$

im Zeitintervall  $2T_0$  definiert [23].

Bei der Mehrpunkt-Raumzeigermodulation werden dabei nicht alle verfügbaren redundanten Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_k$  des Wechselrichters ausgenutzt. Durch eine Auswahl geeigneter redundanter Zustandsraumzeiger erfolgt eine Minimierung der Schaltvorgänge innerhalb eines Modulationszyklus [24]. Für einen Fünfpunktwechselrichter gilt, dass bei einer geraden Anzahl ( $> 3$ ) an redundanten Schaltzuständen für einen Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_k$  nur die „mittleren“ Schaltzustände im Raumzeigerdiagramm Bild 2.14 verwendet werden und für eine ungerade Anzahl an redundanten Schaltzuständen nur der „mittlere“ Zustand. Dabei sind „mittlere“ Schaltzustände solche, die ausschließlich die Spannungen  $-u_d/2$ ,  $0$  oder  $+u_d/2$  am Wechselrichterausgang erzeugen. Der Zustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_1$  zum Beginn einer Schaltsequenz weist immer eine gerade Anzahl an redundanten Schaltzuständen auf. Innerhalb eines Modulationszyklus ist dann die Anzahl an Schaltvorgängen pro Strang auf eins begrenzt.

Zusätzliche Schaltvorgänge können jedoch beim Übergang zwischen zwei Zustandsdreiecken entstehen. Im Gegensatz zur Raumzeigermodulation eines Zweipunktwechselrichters gilt bei der Modulation eines Mehrpunktwechselrichters, dass der Anfangszustandsraumzeiger einer Schaltsequenz nicht immer dem Endzustandsraumzeiger des vorherigen Zyklus entspricht. Exemplarisch ist dies für den Übergang von Zustandsdreieck 7 nach 14 im Bild



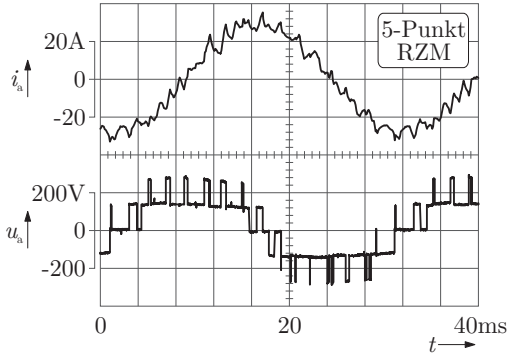
**Bild 3.3** Entstehung von zusätzlichen Schaltvorgängen beim Übergang zwischen zwei Zustandsdreiecken bei der Raumzeigermodulation von Mehrpunktwechselrichtern: (a) Übergang von Dreieck 7 zu Dreieck 14, (b) Verlauf der logischen Schaltzustände der drei Stränge.

3.3 dargestellt. Zum Abtastzeitpunkt  $t = t_{an}$  liegt der Sollwertraumzeiger in Zustandsdreieck 7 und im folgenden Abtastschritt zum Zeitpunkt  $t = t_{a(n+1)}$  in Dreieck 14. Bild 3.3(b) zeigt die Verläufe der logischen Schaltzustände. Der Übergang zwischen den Zustandsdreiecken führt in diesem Fall zu einem zusätzlichen Schaltvorgang im Strang  $b$  zum Zeitpunkt  $t_{a(n+1)}$ . Durch die eben beschriebene Wahl der geeigneten redundanten Schaltzustandsraumzeiger werden ebenfalls die zusätzlichen Schaltvorgänge beim Übergang zwischen zwei Zustandsdreiecken minimiert. Je nach Aussteuerungsgrad entsprechen die zusätzlichen Schaltvorgänge bis zum zweifachen der Grundschwingungsfrequenz [25]. Die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter ist demnach

$$f_s = \frac{f_a}{4} + (1 \dots 2) \cdot f_1. \quad (3.4)$$

Diese zusätzlichen Schaltvorgänge sind vor allem bei Mittelspannungswechselrichtern problematisch, da diese nur mit einigen hundert Hertz Schaltfrequenz betrieben werden. Strategien zur Minimierung der zusätzlichen Schaltvorgänge sind in [26] beschrieben. Danach kann die Anzahl an zusätzlichen Schaltvorgängen auf  $(0,5 \dots 1,5) \cdot f_1$  reduziert werden.

Experimentelle Ergebnisse der Raumzeigermodulation eines Fünfpunktwechselrichters sind in dem Diagramm Bild 3.4 zu sehen. Der Aufbau des Experimentierantriebs ist im Abschnitt 2.4 beschrieben. An dieser Stelle wird die Fünfpunktumrichter-Topologie I, die durch strangweise in Reihe geschaltete Dreipunkthalbbrücken gebildet wird, verwendet. Gezeigt ist die von der



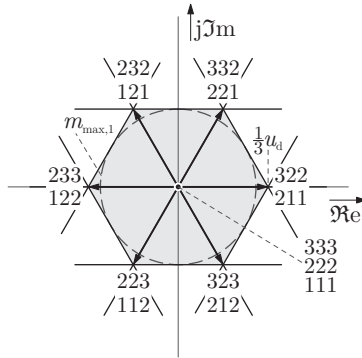
**Bild 3.4** Gemessene Verläufe der Wechselrichterausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstroms  $i_a$  bei Raumzeigermodulation;  $m = 0,55$ ,  $f_1 = 33$  Hz und  $f_s = 175$  Hz.

Raumzeigermodulation erzeugte Ausgangsspannung  $u_a$  und der Strangstrom  $i_a$  der Maschine bei einem Aussteuerungsgrad  $m = 0,55$  und einer Grundschwingungsfrequenz  $f_1 = 33$  Hz. Die Schaltfrequenz  $f_s$  beträgt in diesem Arbeitspunkt ungefähr 175 Hz unter Berücksichtigung der zusätzlichen Schaltvorgänge beim Übergang zwischen den Zustandsdreiecken.

Der maximale Aussteuerungsgrad, der mit der Raumzeigermodulation erreicht wird, beträgt  $m_{\max,1} = \sqrt{3} \pi / 6 = 0,907$ . Der Vollschwingungsbetrieb ist somit keine inhärente Eigenschaft der linearen Raumzeigermodulation. Die volle Ausnutzung der Ausgangsspannung eines Pulswechselrichters wird erst durch eine Erweiterung des Raumzeigermodulationsbereichs um den Übermodulationsbereich bewirkt [27].

### 3.2.2 Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene

Die Raumzeigermodulation mittelt den Sollwertspannungsraumzeiger  $u_s^*$  innerhalb des Modulationsintervalls  $T_0$ . Dafür sind hohe Abtastraten erforderlich, um die Änderung des Sollwertspannungsraumzeigers  $u_s^*$  innerhalb eines Abtastintervalls vor allem bei hohen Drehgeschwindigkeiten  $\omega_s$  gering zu halten und somit die sinusförmige Sollwertspannung gut anzunähern. Aufgrund der hohen Abtastraten und wegen der zusätzlichen Schaltvorgänge beim Übergang zwischen zwei Zustandsdreiecken resultieren hohe Schaltfrequenzen ( $> 350$  Hz), um die harmonische Verzerrung zu minimieren. Die Raumzeigermodulation ist daher für den Betrieb von Mehrpunktwechselrichtern bei hoher Aussteuerung, niedriger Schaltfrequenz ( $\leq 200$  Hz) und geringer



**Bild 3.5** Zweipunktebene des Zustandsraumzeigerdiagramms eines Fünfpunktwechselrichters (Bild 2.14).

Stromverzerrung nicht geeignet [28].

Im Bereich niedriger Aussteuerung hingegen ist die Drehgeschwindigkeit des Sollwertspannungsraumzeigers gering und der Sollwert kann während eines Modulationszyklus als konstant betrachtet werden. Zusätzlich nimmt in Richtung niedriger Aussteuerungsgrade der zeitliche Anteil des Nullspannungsraumzeigers zu, so dass die durch die aktiven Zeiger resultierende Stromverzerrung bei nahezu allen Modulationsverfahren gering ist [3]. Die Raumzeigermodulation erfüllt daher bei geringer Aussteuerung für niedrige Schaltfrequenzen die Anforderungen, die an die Stromverzerrung gestellt sind.

Wird die Raumzeigermodulation auf die Zweipunktebene des Fünfpunktwechselrichters begrenzt (Bild 3.5), so lässt sich diese Ebene in sechs Sektoren unterteilen. Die Kantenlänge der Sektoren beträgt  $u_d/3$ . Innerhalb eines Sektors werden an dieser Stelle zur Symmetrierung der Verluste sowohl die positiven und negativen redundanten Schaltzustandsraumzeiger, wie (3 2 2) und (2 1 1), als auch die jeweils positiven und negativen redundanten Halbbrücken ausgenutzt. Dementsprechend lauten die Schaltsequenzen  $S$  für den ersten Sektor innerhalb des Intervalls  $8T_0$

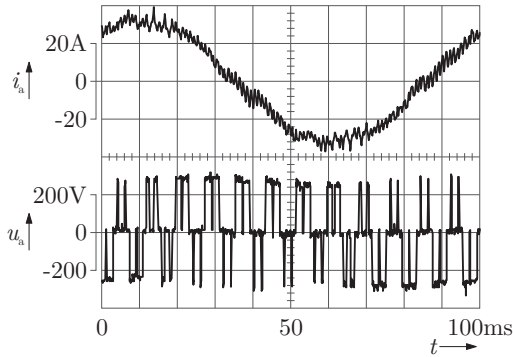
$$(1) \quad S^+(+) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (3^+ 2\ 2) \dots (3^+ 3^+ 2) \dots (3^+ 3^+ 3^+) \quad \text{v.v.} \quad (3.5a)$$

$$(2) \quad S^- (+) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (3^- 2\ 2) \dots (3^- 3^- 2) \dots (3^- 3^- 3^-) \quad \text{v.v.} \quad (3.5b)$$

$$(3) \quad S^+(-) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (2\ 2\ 1^+) \dots (2\ 1^+ 1^+) \dots (1^+ 1^+ 1^+) \quad \text{v.v.} \quad (3.5c)$$

$$(4) \quad S^-(-) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (2\ 2\ 1^-) \dots (2\ 1^- 1^-) \dots (1^- 1^- 1^-) \quad \text{v.v.} \quad (3.5d)$$

wobei jede Schaltsequenz zusätzlich in umgekehrter Reihenfolge (v.v. = vice



**Bild 3.6** Gemessene Verläufe der Wechselrichterausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstroms  $i_a$  bei Raumzeigermodulation in der Zweipunkteebene des Fünfpunktwechselrichters (Topologie I);  $m = 0,17$ ,  $f_1 = 10$  Hz und  $f_s = 125$  Hz.

versa) durchlaufen wird. Auf diese Weise entspricht der Endzustand immer dem Anfangszustand der nächsten Schaltsequenz. Das hochgestellte Vorzeichen bedeutet für die Schaltsequenz  $S$ , dass die positiven beziehungsweise negativen redundanten Halbbrücken verwendet werden. Das Vorzeichen in Klammern verweist auf die Verwendung der positiven oder negativen redundanten Schaltzustandsraumzeiger. Auf diese Weise lassen sich für die Sektoren 2 – 6 jeweils vier entsprechende Schaltsequenzen definieren.

Die Verwendung der Schaltsequenzen in der angebenen Reihenfolge stellt sicher, dass keine zusätzlichen Schaltvorgänge beim Sektorübergang entstehen und somit jeder Halbleiterschalter des Fünfpunktwechselrichters mit der konstanten Schaltfrequenz  $f_s = f_a/4$  betrieben wird. Der maximale Aussteuerungsgrad, der durch die Raumzeigermodulation in der Zweipunkteebene eines Fünfpunktwechselrichters erzeugt wird, ist durch den Inkreis des Sechsecks begrenzt und beträgt  $m_{\max,2} = \sqrt{3} \pi/24 = 0,23$ .

Messungen der Verläufe der Wechselrichterausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstrom  $i_a$  bei Raumzeigermodulation in der Zweipunkteebene des Fünfpunktwechselrichters nach Topologie I sind in dem Diagramm Bild 3.6 dargestellt.

### 3.3 Synchrone optimale Modulation

Mittelspannungsantriebe hoher Leistung werden vorwiegend in stationären Arbeitspunkten betrieben. Selbst Beschleunigungsvorgänge führen nur zu lang-

samen Änderungsgeschwindigkeiten des Betrags und der Frequenz des Sollwertspannungsraumzeigers aufgrund der hohen Trägheitsmomente sowohl der Maschine als auch der bewegten Massen und können daher als quasistationär behandelt werden [3]. Gleichzeitig sind niedrige Schaltfrequenzen der Leistungshalbleiter erforderlich, um die Schaltverlustleistung der Hochleistungswechselrichter zu reduzieren. Niedrige Schaltfrequenzen führen bei trägerbasierten Modulationsverfahren, wie der Raumzeigermodulation, zu hohen niederfrequenten Stromverzerrungen und somit zu Drehmomentschwankungen [3].

Unter diesen Bedingungen ist die Verwendung einer *synchronen optimalen Modulation* (SOM) eine geeignete Methode zur Steuerung von Mittelspannungswechselrichtern im Hochleistungsbereich. Unter Annahme eines stationären Arbeitspunkts und einer in Abhängigkeit von der maximal zugelassenen Schaltverlustleistung definierten Anzahl von Schaltvorgängen pro Grundschwingung, werden die Schaltzeitpunkte hinsichtlich einem minimalen Stromüberschwingungsgehalt optimiert. Die resultierenden optimalen Schaltzeitpunkte bilden ein *synchrones offline-optimiertes Pulsmuster*.

Gegenüber trägerbasierten Modulationen wird die Verzerrung des Maschinenstroms bei gleicher Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter deutlich reduziert beziehungsweise bei gleicher Stromverzerrung die Schaltfrequenz und somit die Schaltverlustleistung des Wechselrichters verringert [29]. Eine Reduzierung der Schaltverlustleistung ermöglicht eine Erhöhung der zulässigen maximalen Ausgangsleistung des Umrichters [4].

### 3.3.1 Eigenschaften synchroner Mehrpunktpulsmuster

Im Folgenden werden nur symmetrische Pulsmuster betrachtet, die sowohl eine Halbschwingungs- als auch eine Viertelschwingungssymmetrie aufweisen. Durch diese Vorgabe erzeugen die Pulsmuster keine Harmonischen gerader Ordnung und das Pulsmuster ist durch das Intervall  $[0, \pi/2]$  vollständig definiert.

#### • *Taktzahl / Begrenzung der Schaltfrequenz*

Wird im stationären Betrieb der Antrieb mit einem gepulsten Spannungssystem der Grundschwingungsfrequenz  $f_1$  erregt, so definiert die *Taktzahl*

$$N = \left\lceil \left( \frac{(n_L - 1) \cdot f_{s,\max}}{2 \cdot f_1} \right) \right\rceil \quad (3.6)$$

die maximale Anzahl an Schaltzeitpunkten  $t_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  innerhalb einer

Viertelschwingung des Pulsmusters bei der eine gegebene maximale Schaltfrequenz  $f_{s,\max}$  der Leistungshalbleiter nicht überschritten wird. Dabei ist die mathematische Funktion  $\lfloor x \rfloor$  die Abrundungsfunktion (Gaußklammer) und  $n_L$  die Anzahl an möglichen Spannungsstufen, die der Pulswechselrichter erzeugt. Für einen Dreipunktwechselrichter gilt beispielsweise  $n_L = 3$ , für einen Fünfpunktwechselrichter  $n_L = 5$ . Nach (3.6) nimmt die Taktzahl  $N$  nur ganzzahlige Werte an und die Schaltfrequenz  $f_s$  ist daher mit der Grundschwingungsfrequenz  $f_1$  des Pulsmusters synchronisiert. Das resultierende Spektrum ist diskret und subharmonische Anteile in der Ausgangsspannung, die besonders bei niedrigen Taktzahlen entstehen und niederfrequente Drehmoment-schwankungen hervorrufen, treten daher nicht auf [11].

Wird der magnetische Statorfluss in der elektrischen Maschine im Grunddrehzahlbereich konstant gehalten, gilt

$$m \cdot U_{\text{Str,R}} = U_1 \sim f_1 = m \cdot f_R, \quad (3.7)$$

wobei  $U_{\text{Str,R}}$  die Bemessungsstrangspannung und  $f_R$  die Bemessungsfrequenz der angeschlossenen elektrischen Maschine ist.  $U_1$  ist der Effektivwert der Strangspannung mit der Frequenz  $f_1$ . Eine Begrenzung der Schaltfrequenz  $f_s$  auf die maximal zulässige Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter über den gesamten Grunddrehzahlbereich der elektrischen Maschine wird dadurch erreicht, dass der Modulationsbereich einer Taktzahl  $N$  auf

$$\frac{(n_L - 1) \cdot f_{s,\max}}{2 \cdot (N + 1) \cdot f_R} \leq m \leq \frac{(n_L - 1) \cdot f_{s,\max}}{2 \cdot N \cdot f_R} \quad (3.8)$$

limitiert ist. Bei steigender Aussteuerung  $m$  muss daher die Taktzahl  $N$  um eins reduziert werden, sobald  $m$  die obere Grenze nach (3.8) erreicht. Es gilt  $f_s \leq f_{s,\max}$  und die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter ergibt sich im Arbeitspunkt  $(m, N)$  zu

$$f_s = N \cdot \frac{2}{n_L - 1} \cdot f_1. \quad (3.9)$$

Die Schaltzeitpunkte  $t_i$  eines Pulsmusters lassen sich über  $\alpha_i = 2\pi f_1 \cdot t_i$  in die entsprechenden Schaltwinkel überführen. Aufgrund der Viertelschwingungssymmetrie ergeben sich die Schaltwinkel im Intervall  $\pi/2 \leq \alpha_i \leq \pi$  zu

$$\alpha_i = \pi - \alpha_{i-N} \quad \text{für } i = (N + 1), \dots, 2N. \quad (3.10)$$

Über die Halbschwingungssymmetrie des Pulsmusters sind die Schaltwinkel  $\alpha_i$  im Intervall  $\pi \leq \alpha_i \leq 2\pi$  durch

$$\alpha_i = \pi + \alpha_{i-2N} \quad \text{für } i = (2N + 1), \dots, 4N \quad (3.11)$$



gegeben. Wegen der geltenden Halb- und Viertelschwingungssymmetrie sind alle Schaltwinkel innerhalb einer Grundschwingungsperiode durch die  $N$  Schaltwinkel im Intervall  $0 \leq \alpha_i \leq \pi/2$  definiert.

• **Struktur des Pulsmusters**

Ein synchrones, symmetrisches Pulsmuster  $\mathbf{P}(m, N)$  ist neben den  $N$  Schaltwinkeln erst durch die dazugehörige Sequenz von Potentialschritten vollständig definiert. Die Sequenz der Potentialschritte wird als *Struktur* des Pulsmusters bezeichnet und ist allgemein durch die Funktion  $s(i) \in \{+1, -1\}$  mit  $i = 1, 2, \dots, N$  beschrieben. Ist  $s(i) = +1$ , so wird das Ausgangspotential zum Schaltwinkel  $\alpha_i$  um einen Potentialschritt erhöht und für  $s(i) = -1$  um einen Schritt verringert. Ein Potentialschritt entspricht dem kleinsten möglichen Spannungshub am Wechselrichterausgang. An dieser Stelle ist es ebenfalls ausreichend, die Struktur eines Pulsmusters nur im Intervall  $[0, \pi/2]$  zu definieren. Aufgrund der Symmetrieeigenschaften der Pulsmuster ergibt sich die Struktur für das Intervall  $\pi/2 \leq \alpha_i \leq \pi$  zu

$$s(i) = -s(2 \cdot N + 1 - i) \text{ für } i = (N + 1), \dots, 2N \quad (3.12)$$

und die Struktur im Intervall  $\pi \leq \alpha_i \leq 2\pi$  entspricht

$$s(i) = -s(i - 2N) \text{ für } i = (2N + 1), \dots, 4N. \quad (3.13)$$

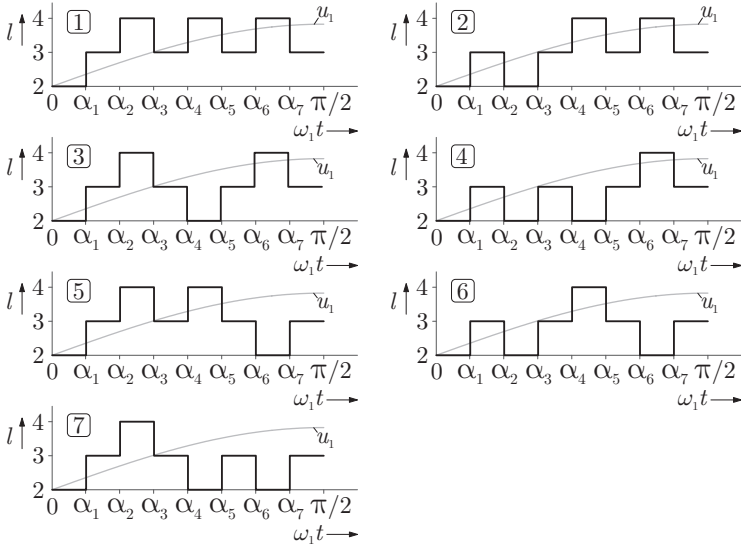
Sowohl für Zwei- als auch Dreipunktpulsmuster existiert für eine Taktzahl  $N$  nur eine mögliche Struktur, da in einer Viertelschwingung des Pulsmusters zwei konsekutive Potentialschritte nicht das gleiche Vorzeichen haben können. Für Zwei- und Dreipunktpulsmuster ist daher die Struktur durch die Funktion

$$s_{2/3}(i) = (-1)^{i+1} \quad (3.14)$$

für  $i = 1, 2, \dots, N$  eindeutig definiert [30].

Für Mehrpunktpulsmuster mit mehr als drei Spannungsstufen ( $n_L > 3$ ) ist die Struktur des Pulsmusters nicht eindeutig definiert. Zusätzliche Freiheitsgrade in der Wahl der Sequenz der Potentialschritte führen zu mehreren möglichen Strukturen für eine Taktzahl  $N$ . Zwei Bedingungen sind dabei an die Sequenz gestellt:

1. Damit keine unerlaubten Spannungshübe beziehungsweise Spannungsgradienten am Ausgang des Wechselrichters erzeugt werden, muss das Pulsmuster aufgrund der Symmetrieeigenschaften zwingend mit dem *Nullpotential* beginnen.



**Bild 3.7** Die sieben möglichen Strukturen eines Fünfpunktpulsmusters der Taktzahl  $N = 7$ . Der logische Schaltzustand  $l = 2$  entspricht der Nullspannung,  $l = 3$  entspricht  $u_d/2$  und  $l = 4$  entspricht  $u_d$  nach Tabelle 2.1.  $u_1$  deutet die Grundschiwingung des Pulsmusters an.

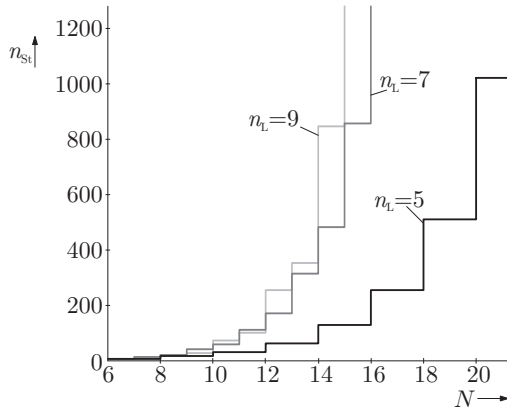
- Es müssen im Intervall  $0 \leq \alpha_i \leq \pi/2$  alle Spannungsstufen des Mehrpunktwechselrichters, die größer oder gleich null sind, ausgenutzt werden.

Daraus folgt, dass der erste Potentialschritt zwingend positiv sein muss ( $s(1) = +1$ ). Demnach können beispielsweise für die Taktzahl  $N = 7$  sieben unterschiedliche Strukturen definiert werden, die im Bild 3.7 dargestellt sind. Für ein Fünfpunktpulsmuster ist die Anzahl  $n_{St}$  der möglichen Strukturen in Abhängigkeit von der Taktzahl  $N$  durch

$$n_{St} = 2^{\lfloor N/2 \rfloor} - 1 \quad (3.15)$$

gegeben. Um zwischen den einzelnen Strukturen einer Taktzahl zu unterscheiden, sind in dieser Arbeit die möglichen Strukturen einer Taktzahl von  $1, \dots, n_{St}$  bewertungsfrei durchnummeriert.

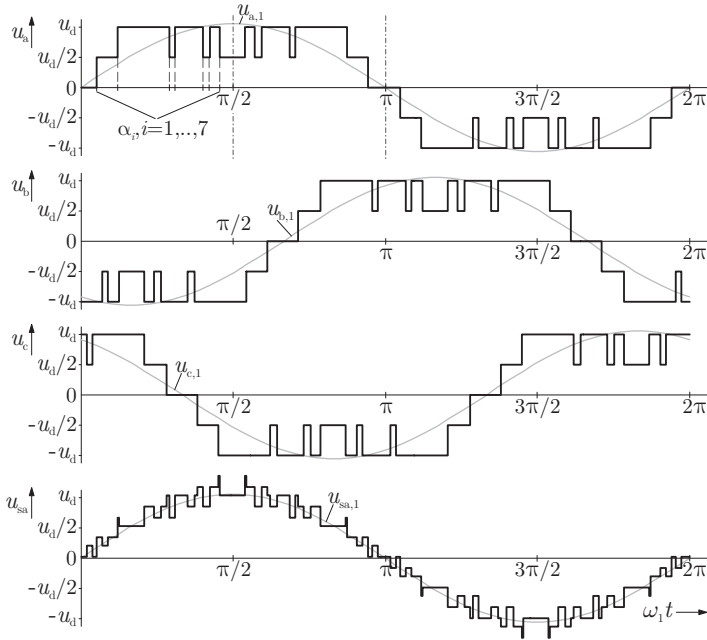
Der exponentielle Anstieg der Anzahl an Strukturen eines Fünfpunktpulsmusters ist im Bild 3.8 dargestellt. Keine der Strukturen kann von vornherein



**Bild 3.8** Anzahl an möglichen Strukturen  $n_{St}$  als Funktion der Taktzahl  $N$  für ein Fünf-, Sieben- und Neunpunktstruktur.

als ungeeignet angesehen werden und die Optimierung der Schaltwinkel muss für alle Strukturen einer Taktzahl erfolgen. Dies führt zu einem ebenfalls exponentiellen Anstieg der Berechnungszeit gegenüber Zweipunkt- oder Dreipunktpulsmustern, deren Struktur nach (3.14) eindeutig ist. Das Diagramm Bild 3.8 zeigt zusätzlich die Anzahl an möglichen Strukturen für Sieben- und Neunpunktstruktur in Abhängigkeit von der Taktzahl  $N$ . Bereits bei sehr niedrigen Taktzahlen ergibt sich eine hohe Anzahl an möglichen Strukturen aufgrund der mit der Anzahl an Spannungsstufen steigenden Zahl von Freiheitsgraden in der Wahl der Sequenz der Potentialschritte. Dabei ist interessant, dass bei kleineren Taktzahlen ( $N \leq 11$ ) das höchststufige Pulsmuster nicht zwingend auch die größere Anzahl an möglichen Strukturen besitzt, trotz der höheren Anzahl an Freiheitsgraden. Grund dafür ist die 2. Bedingung auf Seite 36, die an die Wahl der Sequenz der Potentialschritte gestellt ist.

Die drei Pulsmuster eines symmetrischen dreisträngigen gepulsten Spannungssystems sind identisch, jedoch um  $2\pi/3$  gegeneinander phasenverschoben. Die Kurvenverläufe im Bild 3.9 zeigen die Ausgangsspannungen  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  eines dreisträngigen Fünfpunktwechselrichters bei synchroner Modulation und der Taktzahl  $N = 7$ . Den Verläufen liegt hier die im Bild 3.7 gezeigte Struktur 1 zugrunde. Dargestellt ist ebenfalls die resultierende Strangspannung  $u_{sa}$  einer dreisträngigen symmetrischen Last mit Sternpunkt.



**Bild 3.9** Gepulste Ausgangsspannungen  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  und  $u_{sa}$  eines Fünfpunktwechselrichters bei synchroner optimaler Modulation mit der Taktzahl  $N = 7$ . Der Aussteuerungsgrad ist  $m = 0,83$ , die Grundswingungsfrequenz  $f_1 = 50$  Hz und die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter  $f_s = 175$  Hz. Dargestellt sind ebenfalls die dazugehörigen Grundswingungsverläufe  $u_{a,1}$ ,  $u_{b,1}$ ,  $u_{c,1}$  und  $u_{sa,1}$ .

• **Oberschwingungsgehalt**

Weil durch die Synchronisierung zwischen der Schaltfrequenz  $f_s$  und der Grundswingungsfrequenz  $f_1$  das Spektrum diskret ist und keine subharmonischen Anteile in der Ausgangsspannung auftreten, existieren nur ganzzahlige Oberschwingungskomponenten. Die Viertel- und Halbschwingungssymmetrie eliminiert alle Oberschwingungen gerader Ordnung. Ein symmetrisches synchrones Pulsmuster erzeugt in der Ausgangsspannung  $u_a(\omega_1 t)$  des Wechselrichters daher nur Oberschwingungen der Ordnung  $k \in K_1 = \{3, 5, 7, 9, 11, \dots\}$ . Dies gilt auch für die Oberschwingungen der gepulsten Ausgangsspannungen  $u_b(\omega_1 t)$  und  $u_c(\omega_1 t)$ .

Die Fourierreihe der pulsweitenmodulierten Ausgangsspannung  $u_a$  resul-

tiert nach [31] zu

$$u_a(\omega_1 t) = \sum_{k \in \{1, K_1\}} \hat{u}_k \cdot \sin(k \omega_1 t), \quad (3.16)$$

wobei für die Amplitude der  $k$ -ten Oberschwingung

$$\hat{u}_k = \frac{2u_d}{k\pi} \sum_{i=1}^N s(i) \cos(k \alpha_i) \quad (3.17)$$

gilt.  $\hat{u}_k$  kann sowohl positive als auch negative Werte annehmen. Dabei bedeutet eine negative Amplitude eine Verschiebung der  $k$ -ten Oberschwingung um  $\pi$ . Der Effektivwert der  $k$ -ten Oberschwingungen ergibt sich zu  $u_k = \hat{u}_k / \sqrt{2}$ . Gleichung (3.17) ist nur gültig für Wechselrichter, deren kleinster Spannungshub am Ausgang (Potentialschritt)  $u_d/2$  beträgt. Dies gilt für NPC Dreipunktwechselrichter und Fünfpunktwechselrichter, die strangweise aus in Reihe geschalteten Dreipunkthalbbrücken oder aus in Reihe geschalteten NPC Dreipunktwechselrichtern gebildet werden (siehe Abschnitt 2.3.1 und 2.3.3). Aus (3.17) ist ersichtlich, dass bei vorgegebener Struktur  $s(i)$  des Pulsmusters die Amplitude der  $k$ -ten Oberschwingung nur von den Schaltwinkeln  $\alpha_i$  abhängig ist.

### 3.3.2 Offline-Optimierung der Schaltwinkel

Die Schaltwinkel  $\alpha_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  des Fünfpunktpulsmusters der Taktzahl  $N$  werden für *jeden* stationären Arbeitspunkt  $(m, N)$  und *jede* mögliche Struktur hinsichtlich des harmonischen Inhalts optimiert. Als Gütekriterium der mittels synchronen offline-optimierten Pulsmustern erzeugten Ausgangsspannung dient der Verzerrungsfaktor

$$d = \frac{i_h}{i_{h, \text{six-step}}}. \quad (3.18)$$

Durch die Relation des Effektivwerts  $i_h$  der Stromharmonischen im Arbeitspunkt  $(m, N)$  auf den harmonischen Stromeffektivwert  $i_{h, \text{six-step}}$  im Vollschwingungsbetrieb des Wechselrichters ist der Verzerrungsfaktor  $d$  unabhängig von der angeschlossenen Last [11]. Der quadrierte Wert  $d^2$  ist ein direktes Maß für die Verlustleistung, die durch den Verzerrungsstrom sowohl im Wechselrichter als auch in der Maschine in Verlustwärme umgesetzt wird.

Der harmonische Stromeffektivwert  $i_h$  ergibt sich als Quadratwurzel aus der Summe der Quadrate der  $k$ -ten Stromharmonischen  $i_k$ . Unter Vernachlässigung des äquivalenten Widerstands  $r_\sigma$  im harmonischen Maschinenmodell

nach Kapitel 2.1.3 ergibt sich der Effektivwert der  $k$ -ten Stromharmonischen zu

$$i_k = \frac{u_k}{k \cdot \omega_1 l_\sigma}. \quad (3.19)$$

Unter Voraussetzung einer elektrischen Maschine mit fehlender Sternpunktverbindung, erzeugen alle durch drei teilbaren Oberschwingungen keinen Stromfluss in den Maschinenwicklungen und nur Stromoberschwingungen der Ordnung  $k \in K = \{5, 7, 11, 13, \dots\}$  müssen betrachtet werden (siehe Abschnitt 4.2). Der Effektivwert der Stromharmonischen im pulswertenmodulierten Betrieb des Wechselrichters ergibt sich mit (3.17) zu

$$i_h = \sqrt{\sum_{k \in K} i_k^2} = \frac{1}{\omega_1 l_\sigma} \frac{2 u_d}{\sqrt{2} \pi} \sqrt{\sum_{k \in K} \frac{1}{k^4} \left[ \sum_{i=1}^N s(i) \cos(k \alpha_i) \right]^2}. \quad (3.20)$$

Einen Sonderfall der Gleichung (3.17) bildet der Vollschwingungsbetrieb des Wechselrichters. Für einen Fünfpunktwechselrichter im Vollschwingungsbetrieb ist die Taktzahl  $N = 2$ . Die Struktur des Pulsmusters ist in diesem Fall eindeutig definiert. Es ist  $s(i) = +1$  für  $i = 1, 2$  und die entsprechenden Schaltwinkel  $\alpha_i = 0$ . Die Amplitude der  $k$ -ten Spannungsharmonischen ergibt sich demnach zu

$$\hat{u}_{k,\text{six-step}} = \frac{4 u_d}{k \pi} \quad (3.21)$$

und der harmonische Stromeffektivwert im Vollschwingungsbetrieb zu

$$i_{h,\text{six-step}} = \frac{1}{\omega_1 l_\sigma} \frac{4 u_d}{\sqrt{2} \pi} \sqrt{\sum_{k \in K} \frac{1}{k^4}}. \quad (3.22)$$

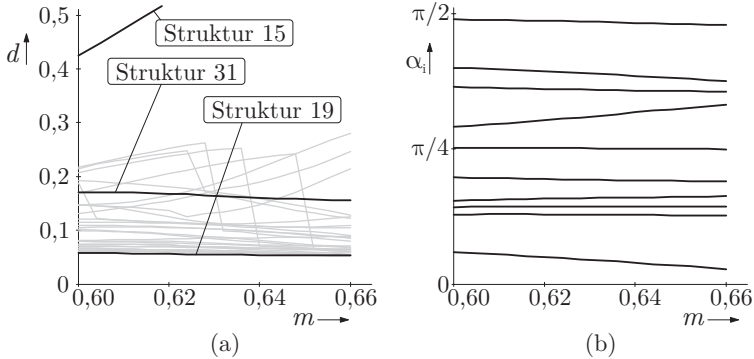
Aus Gleichung (3.20) und (3.22) resultiert die endgültige Gütefunktion (Zielfunktion) zu

$$d(\alpha_i) = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\sum_{k \in K} \frac{1}{k^4} \left[ \sum_{i=1}^N s(i) \cos(k \alpha_i) \right]^2}}{\sqrt{\sum_{k \in K} \frac{1}{k^4}}}. \quad (3.23)$$

Bei vorgegebener Struktur  $s(i)$  des Pulsmusters bilden die Schaltwinkel  $\alpha_i$  die Optimierungsvariablen. Die Optimierungsaufgabe besteht darin das Minimum der Zielfunktion  $d(\alpha_i)$  für jeden Arbeitspunkt  $(m, N)$  unter folgenden Nebenbedingungen zu bestimmen:

1. Die Grundschwingungsamplitude  $\hat{u}_1$  des Pulsmusters muss dem geforderten Aussteuerungsgrad  $m$  des Wechselrichters entsprechen.

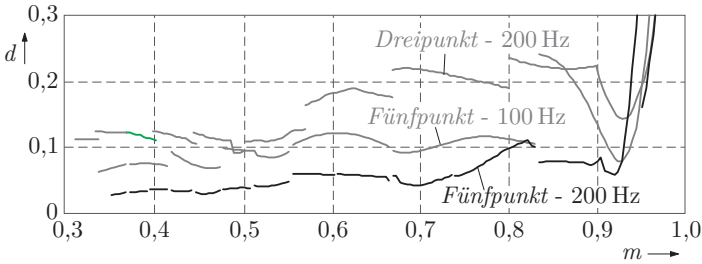
$$m = \frac{2 u_d}{\pi} \cdot \sum_{i=1}^N s(i) \cos(\alpha_i) \quad (3.24)$$



**Bild 3.10** Ergebnisse der Optimierung für die Taktzahl  $N = 10$ : (a) Verlauf von  $d$  für die 31 Strukturen, (b) Verlauf der Schaltwinkel für die Struktur 19.

2. Um die Mindest-Ein- und Ausschaltzeitdauern der Halbleiter nicht zu unterschreiten, müssen aufeinander folgende Schaltwinkel ausreichend von einander getrennt sein. Der Mindestabstand im Bogenmaß ergibt sich zu  $\alpha_{\min} = \omega_1 \cdot t_{\min}$ . Die Mindestzeit zwischen zwei konsekutiven Schaltzeitpunkten beträgt in diesem Fall  $t_{\min} = 100 \mu\text{s}$ .
3. Innerhalb einer Taktzahl  $N$  sollte der Schaltwinkel  $\alpha_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  kontinuierlich verlaufen, um so zusätzliche Stromverzerrungen im quasistationären Betrieb der Maschine zu minimieren (siehe Kapitel 5). Dabei definiert der Winkel  $\Delta\alpha$  die maximale zulässige Änderung eines Schaltwinkels  $\alpha_i$  bei einer stetigen Änderung der Aussteuerung  $m$  im Bereich einer gegebenen Taktzahl  $N$ . Für die Stromverzerrung im quasistationären Betrieb ist die dabei auftretende sprunghafte Änderung der Spannungszeitfläche entscheidend. Wird eine maximale zeitliche Änderung der Schaltzeitpunkte von  $250 \mu\text{s}$  vorausgesetzt, so ist die maximale zulässige Änderung im Bogenmaß durch  $\Delta\alpha = 0,094 \cdot m$  definiert.

Für die Optimierung der Schaltwinkel wird die Gradientenmethode verwendet. Die Optimierung ergibt für jede Struktur einer Taktzahl  $N$  die entsprechenden optimierten Schaltwinkel. Für eine Taktzahl  $N$  existiert somit eine *Menge von konkurrierenden Strukturen*, von denen jede einen minimalen Verzerrungsfaktor in dem betrachteten Modulationsbereich erzeugt. Bild 3.10(a) zeigt die Verläufe des Verzerrungsfaktors für die 31 Strukturen der Taktzahl  $N = 10$ . Den geringsten Verzerrungsfaktor erzeugt in diesem Fall das optimale



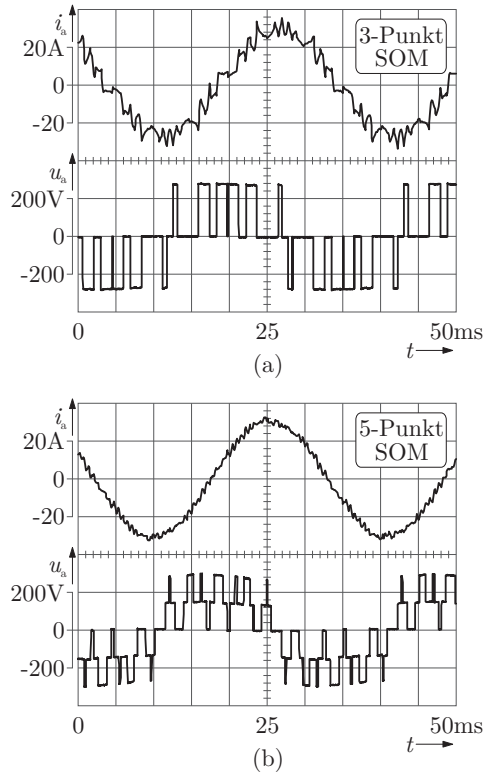
**Bild 3.11** Verlauf des Verzerrungsfaktors im Aussteuerungsbereich  $m = 0,35 \dots 1,0$  für Fünfpunktpulsmuster bei  $f_{s,\max} = 200$  Hz beziehungsweise 100 Hz und Dreipunktpulsmuster bei  $f_{s,\max} = 200$  Hz.

Pulsmuster der Struktur 19, wohingegen die Struktur 15 den höchsten Verzerrungsfaktor hervorruft. Der Verlauf der zehn Schaltwinkel für die Struktur 19 ist im Bild 3.10(b) dargestellt. Die Schaltwinkel sind ausreichend separiert und weisen einen kontinuierlichen Verlauf auf. Für jede Taktzahl  $N$  wird diejenige Struktur aus der Menge gewählt, die den geringsten Verzerrungsfaktorverlauf erzeugt.

Der Verzerrungsfaktor über den gesamten Fünfpunkt-Modulationsbereich ist im Bild 3.11 dargestellt. Dieser ist gegenüber Dreipunktpulsmustern gleicher maximaler Schaltfrequenz  $f_{s,\max}$  deutlich reduziert. Selbst bei einer Begrenzung der Schaltfrequenz des Fünfpunktwechselrichters auf 100 Hz wird in einem weiten Bereich eine Reduzierung der Stromverzerrung gegenüber einem Dreipunktwechselrichter mit einer maximalen Schaltfrequenz von 200 Hz erreicht. In diesem Fall sind die Schaltverluste der beiden Wechselrichter vergleichbar. Im oberen Aussteuerungsbereich nahe dem Vollschwingungsbetrieb erzeugen die optimalen Pulsmuster unabhängig von der Schaltfrequenz nahezu den gleichen Verzerrungsfaktor und erreichen definitionsgemäß bei  $m = 1,0$  den Wert  $d = 1,0$ .

Messungen der Ausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstroms  $i_a$  für einen Dreipunkt- und Fünfpunktwechselrichter sind in den Diagrammen Bild 3.12 dargestellt. Die Ergebnisse der Fünfpunkt-Raumzeigermodulation im selben Betriebspunkt sind im Bild 3.4, Seite 30 gezeigt. Durch die synchronen offline-optimierten Fünfpunktpulsmuster wird die Stromverzerrung gegenüber der Raumzeigermodulation bei vergleichbarer Schaltfrequenz deutlich reduziert.

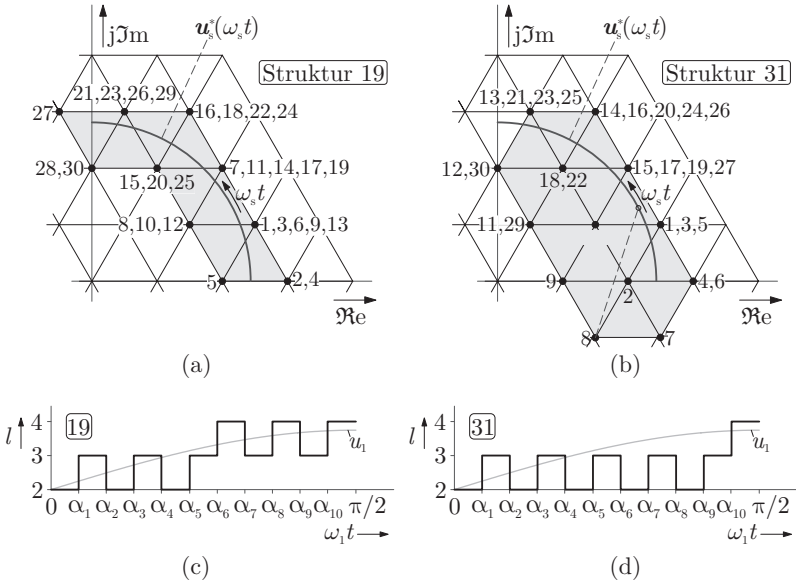




**Bild 3.12** Gemessene Verläufe der Wechselrichterausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstroms  $i_a$  bei synchroner optimaler Modulation;  $m = 0,55$ ,  $f_1 = 33$  Hz und  $f_s = 200$  Hz. (a) Dreipunktwechselrichter bei  $N = 6$ , (b) Fünfpunktwechselrichter bei  $N = 12$ .

### 3.3.3 Darstellung der Pulsmuster im Zustandsraumzeigerdiagramm

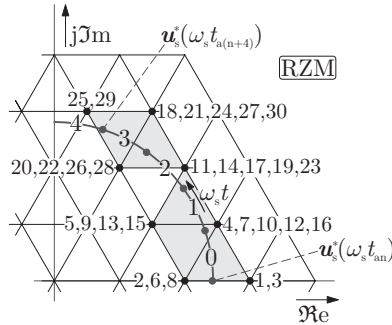
Die im vorherigen Abschnitt 3.3.2 für jede Struktur einer Taktzahl  $N$  optimierten Schaltwinkel  $\alpha_i$  führen zu unterschiedlichen minimalen Verzerrungsfaktoren  $d$ , wobei einige Strukturen vergleichbar geringe Stromverzerrungen erzeugen und andere inakzeptable Verzerrungen hervorrufen. Die Pulsmuster jeder Struktur sind dabei für sich gesehen optimal. Exemplarisch wurden die Verläufe der Verzerrungsfaktoren für die 31 Strukturen der Taktzahl  $N = 10$  im Bild 3.10(a) dargestellt. Den geringsten Verzerrungsfaktor über den be-



**Bild 3.13** Darstellung der Sequenz der Schaltzustandsraumzeiger in der komplexen Ebene bei synchroner optimaler Modulation bei  $m = 0,63$ ,  $N = 10$ ,  $f_1 = 38$  Hz,  $f_s = 190$  Hz; (a) Struktur 19 und (b) Struktur 31. Die Strukturen sind in (c) und (d) gezeigt, wobei der logische Schaltzustand  $l = 2$  der Nullspannung,  $l = 3 u_d/2$  und  $l = 4 u_d$  entspricht.  $u_1$  deutet die Grundschwingung des Pulsmusters an.

trachteten Modulationsbereich für die Taktzahl  $N = 10$  erzeugt das optimale Pulsmuster der Struktur 19, wohingegen das Pulsmuster der Struktur 31 zu einem mehr als doppelt so hohen Verzerrungsfaktor führt. Für beide Pulsmuster ist die dazugehörige Schaltsequenz der Schaltzustandsraumzeiger im Fünfpunkt-Zustandsraumzeigerdiagramm im Bild 3.13 gezeigt. Aufgrund der Viertelschwingungssymmetrie der Pulsmuster ist an dieser Stelle eine Darstellung im Intervall  $[0, \pi/2]$  ausreichend. Die verwendeten Schaltzustände sind mit einem Punkt markiert und von  $1, \dots, 3N$  korrespondierend zur Schaltsequenz nummeriert.

Das optimale Pulsmuster mit der Struktur 19 verwendet nach Bild 3.13(a) nur Schaltzustandsraumzeiger, die am nächsten zur Trajektorie des Sollwertspannungsraumzeigers  $\mathbf{u}_s^* = \mathbf{u}_{s,1}$  liegen, wodurch die Amplitude des harmoni-



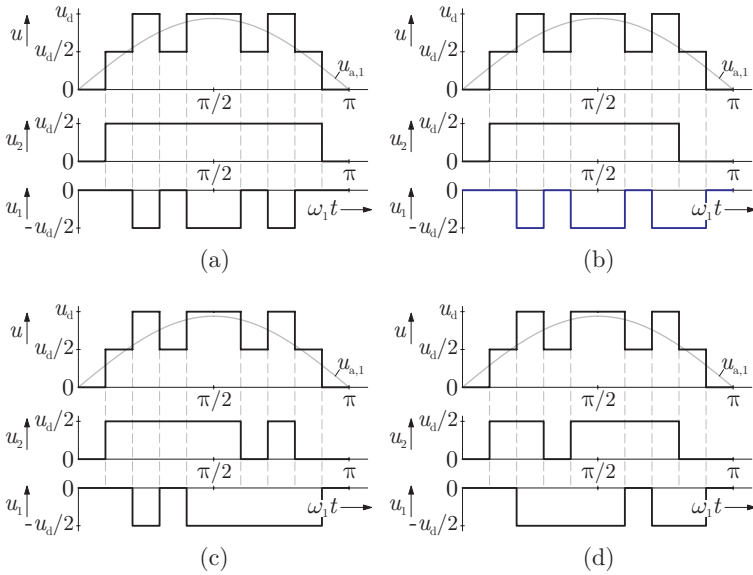
**Bild 3.14** Darstellung der Sequenz der Schaltzustandsraumzeiger in der komplexen Ebene bei Raumzeigermodulation bei  $m = 0,63$ ,  $f_1 = 38$  Hz und  $f_s = 200$  Hz.

schen Spannungsraumzeigers

$$\mathbf{u}_{s,h} = \mathbf{u}_s^* - \mathbf{u}_k \quad (3.25)$$

minimiert ist. Hingegen generiert das offline-optimierte Pulsmuster der Struktur 31 Schaltzustandsraumzeiger, die nicht direkt benachbart zum Sollwertspannungsraumzeiger liegen, wie beispielsweise der Schaltzustand 8 im Bild 3.13(b), der aktiv ist während des mit einem Kreis markierten Abschnitts der Sollwerttrajektorie  $\mathbf{u}_s^*(\omega_s t)$ . Dies führt zu hohen Spannungsharmonischen und somit zu einem höheren Verzerrungsfaktor. Der Grund dafür liegt in der Struktur selber. Das Potential  $u_d$  wird in diesem Fall nur zum Schaltwinkel  $\alpha_{10}$  geschaltet, wie im Verlauf der Struktur im Bild 3.10(d) ersichtlich. Der Vorteil der Fünfpunktpulsmuster hinsichtlich eines mehrstufigen Ausgangspotentials wird daher nur unzureichend ausgenutzt.

Die Schaltsequenz der Zustandsraumzeiger für die Raumzeigermodulation der Ausgangsspannung eines Fünfpunktwechselrichters zeigt Bild 3.14. Durch die Identifikation des Zustandsdreiecks des Sollwertspannungsraumzeigers  $\mathbf{u}_s^*$  zum Abtastzeitpunkt  $t_{an}$  ist sicher gestellt, dass für einen Modulationszyklus nur die Zustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_k$  geschaltet werden, die am nächsten zum Abtastwert  $\mathbf{u}_s^*(\omega_s t_{an})$  liegen. Dabei kann insbesondere bei geringen Abtastraten die Sollwerttrajektorie des Spannungsraumzeigers das Zustandsdreieck während eines Modulationszyklus verlassen. Im Bild 3.14 wird beispielsweise der Abtastwert zum Zeitpunkt  $t = t_{a(n+4)}$  durch die Schaltzustandsraumzeiger des dazugehörigen Zustandsdreiecks während eines Abtastintervalls angenähert. Die Sollwerttrajektorie durchläuft jedoch in dieser Zeit zwei weitere Dreiecke.

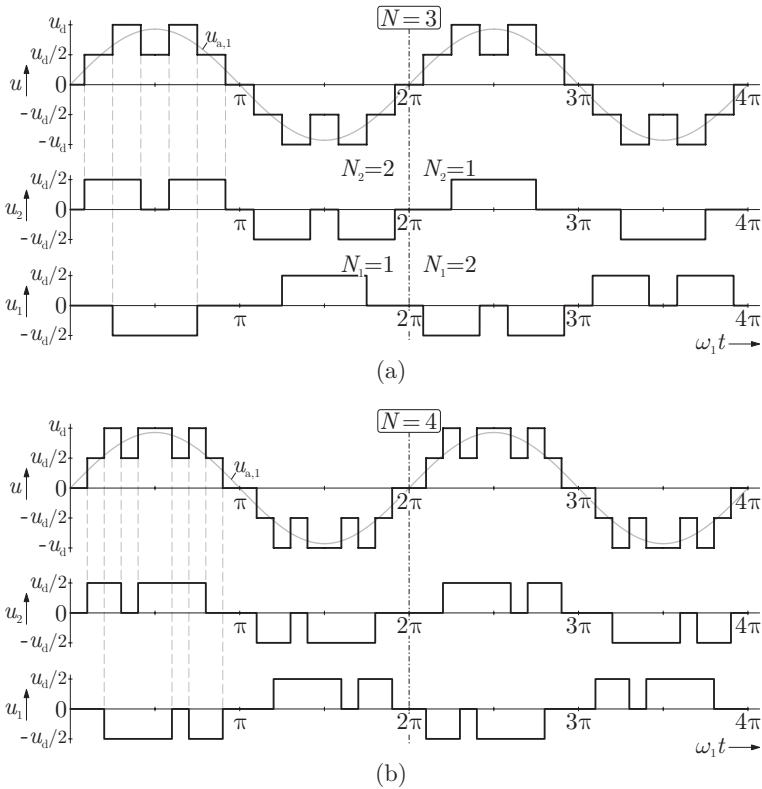


**Bild 3.15** Möglichkeiten (a)-(d) das Fünfpunktpulsmuster mit der Taktzahl  $N = 4$  und Struktur 1 auf zwei Dreipunktpulsmuster aufzuteilen. Dargestellt sind jeweils die Verläufe der Ausgangsspannung  $u$  und die Ausgangspotentiale  $u_1$  und  $u_2$  der Dreipunkthalbbrücken.  $u_{a,1}$  deutet die Grundschwingung des Pulsmusters an.

Der Vergleich mit Bild 3.10(a) zeigt, dass die synchrone optimale Modulation während dieses Abschnitts der Sollwerttrajektorie auch die Schaltzustandsraumzeiger dieser Dreiecke verwendet.

### 3.3.4 Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster

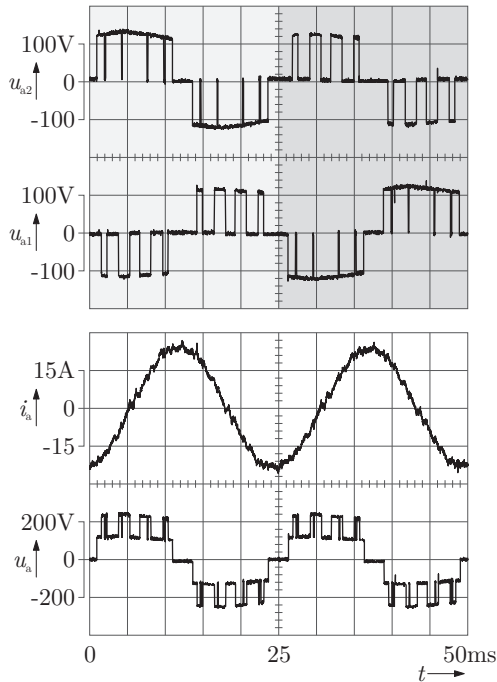
Ein für den industriellen Einsatz geeigneter Fünfpunktwechselrichter besteht aus NPC Dreipunktbaugruppen. Dabei werden entweder Dreipunkthalbbrücken strangweise in Reihe geschaltet (Topologie I), oder eine Maschine mit offenen Wicklungen von zwei Dreipunktwechselrichtern gespeist (Topologie II). Für beide Topologien gilt, dass die für einen Fünfpunktwechselrichter hinsichtlich eines minimalen Verzerrungsfaktor optimierten Pulsmuster  $\mathbf{P}(m, N)$  zunächst auf zwei Dreipunktpulsmuster  $\mathbf{P}_1(m_1, N_1)$  und  $\mathbf{P}_2(m_2, N_2)$  mit  $m = m_1 + m_2$  und  $N = N_1 + N_2$  aufgeteilt werden müssen, um auf diese Weise die Ausgangsspannungen der Dreipunktbaugruppen zu modulieren. Die Auftei-



**Bild 3.16** Aufteilung des Fünfpunktpulsmusters in zwei Dreipunktpulsmuster mit periodischem Tauschen der Dreipunktpulsmuster nach einer Grundschwingung; (a) ungerade Taktzahl  $N = 3$ , (b) gerade Taktzahl  $N = 4$ .  $u_{a,1}$  deutet die Grundschwingung des Pulsmusters an.

lung erfolgt für alle Fünfpunktpulsmuster einer Taktzahl  $N$  in gleicher Weise, da innerhalb des Modulationsbereichs der Taktzahl nur optimale Pulsmuster derselben Struktur gewählt werden. Dabei müssen die resultierenden Dreipunktpulsmuster selbst weder optimal noch symmetrisch sein.

Bild 3.15 zeigt die vier Möglichkeiten, das Pulsmuster der Taktzahl  $N = 4$ , Struktur 1 auf zwei Dreipunktpulsmuster aufzuteilen. Die Kurven zeigen jeweils den Verlauf der Fünfpunktspannung  $u$  und die Ausgangspotentiale  $u_1$  und  $u_2$  der zwei NPC Dreipunkthalbrücken eines Strangs während der positi-



**Bild 3.17** Experimentelle Ergebnisse vom Taschen der Dreipunktpulsmuster bei  $m = 0,67$  und  $N = 9$ , Struktur 1. Dargestellt sind die Teilausgangsspannungen  $u_{a1}$  und  $u_{a2}$  des Strangs  $a$ , die resultierende Fünfpunktspannung  $u_a$  und der Strangstrom  $i_a$ .

ven Halbschwingung. Um die maximal mögliche Ausgangsleistung des Wechselrichters zu erreichen, müssen beide Dreipunkthalbbrücken eines Strangs gleich belastet, die Schaltverluste symmetrisch auf die beiden Halbbrücken verteilt und die Anzahl an Kommutierungen minimiert werden. Unter Zugrundelegung dieser Kriterien ist für die Taktzahl  $N = 4$ , Struktur 1 die Aufteilung im Bild 3.15(d) am besten geeignet, die Verluste innerhalb einer Halbschwingung gleichmäßig zu verteilen.

Bild 3.16(a) zeigt die am besten geeignete Aufteilung eines Fünfpunktpulsmusters mit der ungeraden Taktzahl  $N = 3$ . Dabei gilt aufgrund der ungeraden Anzahl an Schaltvorgängen pro Viertelschwingung, dass die beiden Dreipunkthalbbrücken mit unterschiedlicher Schaltfrequenz betrieben wer-

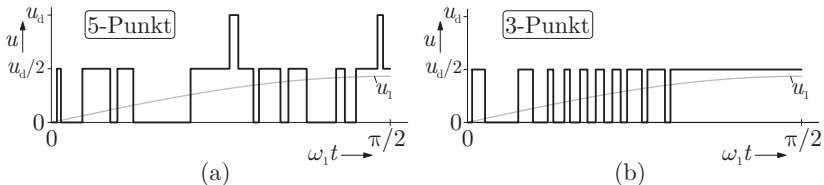
den. Das eine Dreipunktpulsmuster hat die Taktzahl  $(N + 1)/2$ , das andere die Taktzahl  $(N - 1)/2$ .

Die optimale Aufteilung eines Fünfpunktpulsmusters resultiert immer aus einer abwechselnden Verwendung der redundanten Halbbrücken für die Ausgangsspannung  $+u_d/2$  in der positiven Halbwelle. Für gerade und ungerade Taktzahlen  $N$  resultieren die Schaltwinkel der Dreipunktpulsmuster in der negativen Halbschwingung aus (3.11) beziehungsweise die Struktur aus (3.13), siehe Seite 34.

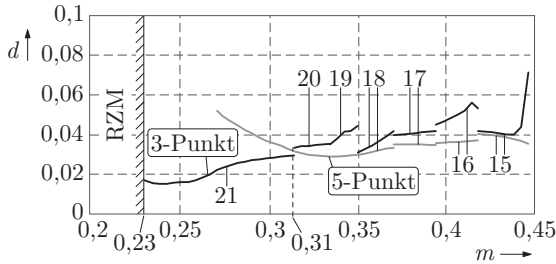
Die geforderte gleiche Belastung der Dreipunkthalbbrücken eines Strangs und die symmetrische Verteilung der Schaltverluste wird sowohl für gerade als auch ungerade Fünfpunktpulsmuster erst durch ein *periodisches Tauschen der Dreipunktpulsmuster* bewirkt. Werden die Dreipunktpulsmuster nach jeweils einer Grundschwingung getauscht, wie beispielsweise im Bild 3.16 für  $N = 3$  und  $N = 4$  dargestellt, sind im stationären Betrieb der elektrischen Maschine die Verluste im Mittel nach zwei Grundschwingungen auf die Halbbrücken verteilt. Diese Vorgehensweise liegt auch den gemessenen Verläufen in den Diagrammen Bild 3.17 bei der Taktzahl  $N = 9$ , Struktur 1 zugrunde. Die Messung zeigt Ergebnisse der Fünfpunktwechselrichter-Topologie I.

### 3.3.5 Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters

In Richtung niedrigerer Aussteuerungsgrade steigt die Taktzahl  $N$  und somit auch die Anzahl an möglichen Strukturen. Nach (3.15) ergeben sich für die Taktzahlen 18 und 19 jeweils 511 und für  $N = 20$  bereits 1023 mögliche Strukturen für ein Fünfpunktpulsmuster. Dadurch steigt die Rechenzeit ebenfalls abhängig von der Taktzahl an. Bei der Berechnung optimierter Fünfpunktpulsmuster für die Taktzahlen 6 bis 18 entfielen 40% der Berechnungszeit nur auf die Taktzahl  $N = 18$ .



**Bild 3.18** Pulsmuster der Taktzahl  $N = 19$ ,  $m = 0,34$  und  $f_s = 190$  Hz für den (a) Fünfpunktbetrieb und (b) Dreipunktbetrieb eines Fünfpunktwechselrichters.  $u_1$  ist die Grundschwingung des Pulsmusters.

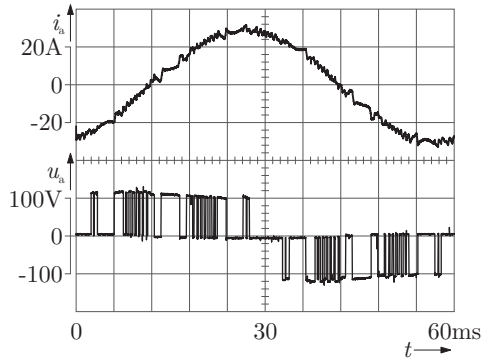


**Bild 3.19** Verlauf des Verzerrungsfaktors  $d$  im unteren Modulationsbereich für den Fünfpunktbetrieb (blaue Kurve) und Dreipunktbetrieb (rote Kurve) eines Fünfpunktwechselrichters,  $f_{s,max} = 200$  Hz.

Dagegen resultieren für kleine Aussteuerungsgrade ( $m \leq 0,35$ ) aus der Optimierung der Schaltwinkel Fünfpunktpulsmuster, welche die Ausgangsspannungen  $\pm u_d$  nur für kurze Zeitdauer schalten. Die durch diese Ausgangsspannungen erzeugte Spannungszeitfläche trägt deshalb nur einen kleinen Anteil zur gesamten Spannungszeitfläche der Ausgangsspannung bei. Dies ist im Bild 3.18(a) für das optimierte Pulsmuster der Taktzahl  $N = 19$  dargestellt. Um den gewünschten Grundschwingungsgehalt des Pulsmusters (1. Nebenbedingung, Seite 40) bei der Optimierung der Schaltwinkel zu erfüllen, sind für Aussteuerungsgrade  $m \leq 0,45$  die Ausgangsspannungen  $\pm u_d$  nicht zwingend erforderlich. Vor diesem Hintergrund wird für kleine Aussteuerungsgrade der *Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters* bevorzugt. Bild 3.18(b) zeigt ein entsprechendes Dreipunktpulsmuster mit der Taktzahl  $N = 19$ . Dies reduziert deutlich den Rechenaufwand zur Optimierung der Pulsmuster, da die Struktur  $s(i)$  eines Dreipunktpulsmusters eindeutig und durch (3.14) gegeben ist.

Für die Optimierung der Dreipunktpulsmuster zur Ansteuerung eines Fünfpunktwechselrichters, ist ebenfalls die Zielfunktion (3.23) aus Abschnitt 3.3.2 gültig. Der Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters erfolgt bis zur oberen Grenze  $m_{max,2}$  der Zweipunkt-Raumzeigermodulation nach Abschnitt 3.2.2, wobei die maximale Taktzahl im Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters auf 21 begrenzt ist. Die Modulationsbereiche für höhere Taktzahlen werden nach (3.8) sehr klein und eine hohe Anzahl an Schaltvorgängen ist für den Pulsweitenmodulator nicht mehr praktikabel. Das Ergebnis der Optimierung der Dreipunktpulsmuster ist im Bild 3.19 gezeigt. Für die Taktzahlen  $N = 15$  bis 18 erzeugen die Dreipunktpulsmuster eine höhere Stromverzerrung als die entsprechenden Fünfpunktpulsmuster. Daher ist der Fünfpunktbetrieb





**Bild 3.20** Gemessene Verläufe der Wechselrichterausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstroms  $i_a$  bei dem Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters (Topologie I) und synchroner optimaler Modulation mit  $m = 0,28$ ,  $N = 21$ ,  $f_1 = 17$  Hz und  $f_s = 180$  Hz.

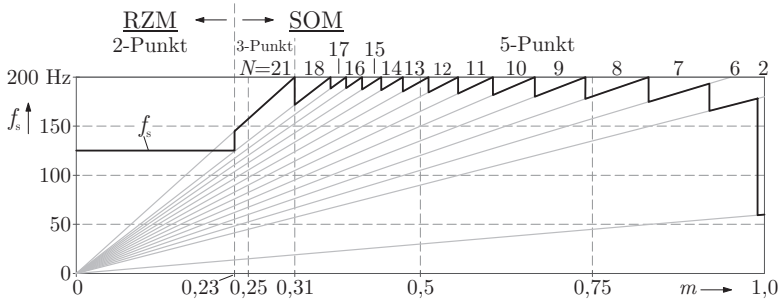
in diesem Bereich bevorzugt. Eine Erweiterung des Modulationsbereichs der Taktzahl  $N = 18$  in Richtung niedriger Aussteuerungsgrade führt zu einem geringeren Verzerrungsfaktor im Vergleich zu den Dreipunktpulsmustern der Taktzahlen 19 und 20. Der Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters erzeugt daher nur im Modulationsbereich  $0,23 \leq m \leq 0,31$  eine geringere Stromverzerrung als der Fünfpunktbetrieb.

Die optimalen Pulsmuster für den Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters werden ebenfalls auf die zwei Halbbrücken eines Strangs aufgeteilt. Dabei werden die Pulse des Dreipunktpulsmusters abwechselnd auf die Halbbrücken verteilt und die resultierenden Pulsmuster nach einer Grundschwingung getauscht, um die Verluste der Halbbrücken zu symmetrieren.

Das Diagramm Bild 3.20 zeigt Messungen der Ausgangsspannung  $u_a$  und des Strangstroms  $i_a$  bei synchroner optimaler Modulation im Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters.

### 3.3.6 Verlauf der Schaltfrequenz

Die synchrone optimale Modulation minimiert den Verzerrungsfaktor  $d$  durch eine Offline-Optimierung der Schaltzeitpunkte. Dabei ist die maximale Anzahl der Schaltzeitpunkte pro Viertelschwingung durch die Taktzahl  $N$  bei einer gegebenen maximalen Schaltfrequenz definiert (3.6). Demnach ist die Schaltfrequenz über dem Aussteuerungsgrad  $m$  nicht konstant (3.9) und für einen

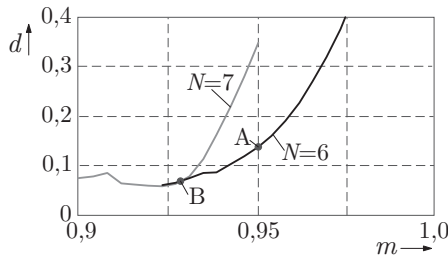


**Bild 3.21** Verlauf der Schaltfrequenz  $f_s$  über den Aussteuerungsgrad  $m$  des Fünf-punktwechselrichters (Topologie I und II). Die Bemessungsfrequenz des Antriebs beträgt  $f_R = 60$  Hz und die maximale Schaltfrequenz  $f_{s,max} = 200$  Hz.

Fünf-punktwechselrichter durch

$$f_s = \frac{N}{2} \cdot f_1 \quad (3.26)$$

gegeben. Sowohl die Pulsmuster für den Dreipunkt- als auch den Fünf-punkt-betrieb des Wechselrichters sind für eine maximale Schaltfrequenz von  $f_{s,max} = 200$  Hz bei einer Bemessungsfrequenz des Antriebs von  $f_R = 60$  Hz bei  $m = 1,0$  optimiert. Der Verlauf der Schaltfrequenz  $f_s$  über dem gesamten Modulationsbereich ist im Bild 3.21 dargestellt. Die Taktzahl  $N$  wird im synchronen Pulsmusterbetrieb des Wechselrichters um eins reduziert, sobald die Schaltfrequenz  $f_s$  bei steigender Aussteuerung die maximale Schaltfrequenz erreicht. Ausnahmen sind dabei im Dreipunktbetrieb, wie im vorigen Abschnitt be-



**Bild 3.22** Anpassung der Modulationsbereiche beim Übergang von Taktzahl  $N = 7$  nach  $N = 6$  zur Reduzierung des Verzerrungsfaktors in diesem Bereich. Der Punkt A markiert den ursprünglichen Übergang und der Punkt B den modifizierten.

geschrieben, und im oberen Aussteuerungsbereich gegeben. Die Taktzahl muss für sehr hohe Aussteuerungsgrade auf  $N = 2$  reduziert werden, um den gewünschten Grundschwingungsgehalt einzustellen. Für den Vollschwingungsbetrieb ( $m = 1, 0$ ) ist definitionsgemäß  $N = 2$  und die Schaltfrequenz entspricht dann der Grundschwingungsfrequenz  $f_1 = 60$  Hz.

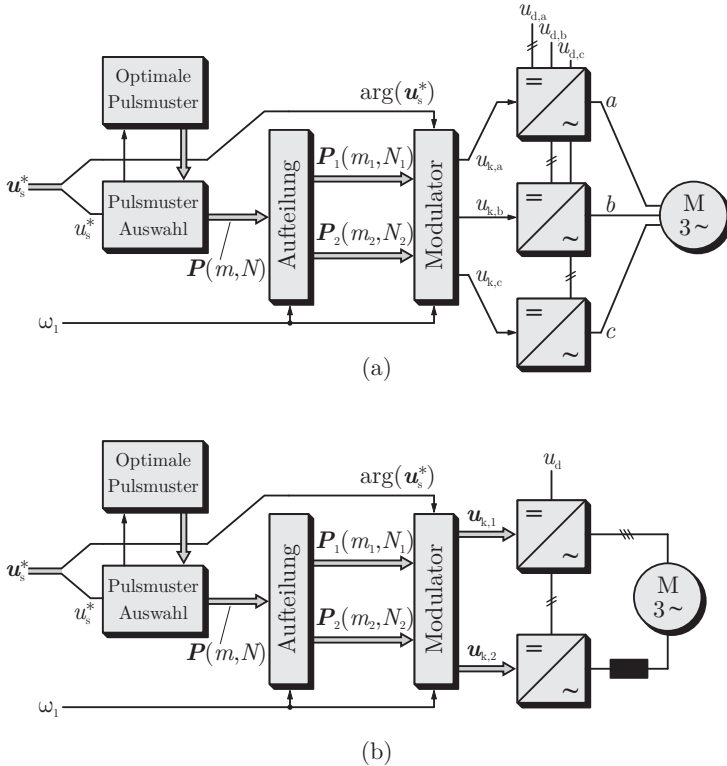
Die Taktzahl  $N = 7$  wird bereits bei einer Schaltfrequenz von 193 Hz auf  $N = 6$  reduziert. Eine Verschiebung der unteren Grenze des Modulationsbereichs der Taktzahl  $N = 6$  reduziert die Stromverzerrung gegenüber derjenigen Pulsmuster der Taktzahl  $N = 7$ , ohne dass sich die Schaltfrequenz unzulässig erhöht. Die Verläufe der Verzerrungsfaktoren sind im Bild 3.22 gezeigt.

### 3.3.7 Synchroner optimaler Pulsweitenmodulator

Ein synchrones Pulsmuster  $\mathbf{P}(m, N)$  ist durch seine Schaltwinkel  $\alpha_i$  und die Struktur  $s(i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  einer Viertelschwingung vollständig definiert. Diese Daten werden für jeden Arbeitspunkt  $(m, N)$  im Antriebsrechner hinterlegt. Dabei ist der Aussteuerungsbereich  $m = 0 \dots 1, 0$  mit 8-Bit diskretisiert. Die Rekonstruktion des Vollschwingungspulsmusters erfolgt online aus den offline-optimierten Schaltwinkeln und den dazugehörigen Strukturen. Zusätzlich wird für jede Struktur die Aufteilung des Fünfpunktpulsmusters auf zwei Dreipunktpulsmuster im Antriebsrechner hinterlegt. Da die Dreipunktpulsmuster nicht zwingend Viertelschwingungssymmetrie aufweisen, muss die Aufteilung des Fünfpunktpulsmusters für eine Halbschwingung im Antriebsrechner gespeichert werden.

Der synchrone optimale Pulsweitenmodulator ist in den Signalfussdiagrammen Bild 3.23 sowohl für den Fünfpunktwechselrichter aus strangweise in Reihe geschalteten NPC Dreipunkthalbbrücken als auch für den Doppel-Dreipunktwechselrichter dargestellt. Dabei unterscheiden sich beide Topologien nur durch die Erzeugung der Schaltzustände der Dreipunktbaugruppen. Über den Betrag  $u_s^*$  des von der übergeordneten Steuerung vorgegebenen Sollwertspannungsraumzeigers  $\mathbf{u}_s^*$  wird für die geforderte Ausgangsspannung das optimale Fünfpunktpulsmuster  $\mathbf{P}(m, N)$  aus dem Festwertspeicher des Antriebsrechner gewählt. Dabei ist  $u_s^*$  proportional zum Aussteuerungsgrad  $m$  des Wechselrichters. Der Block *Aufteilung* generiert die zwei Dreipunktpulsmuster  $\mathbf{P}_1(m_1, N_1)$  und  $\mathbf{P}_2(m_2, N_2)$ . Dabei dient das Signal  $\omega_1$  als zusätzlicher Eingang, um das Tauschen der Dreipunktpulsmuster nach einer Grundschwingung sicherzustellen. Die Phasenlage  $\arg(\mathbf{u}_s^*)$  des Sollwertspannungsraumzeigers bestimmt die Winkellage des Sollwertzeigers innerhalb der Pulsmuster. Der Modulator im Bild 3.23(a) erzeugt die entsprechende Sequenz der

skalaren Fünfpunkt-Schaltzustände  $u_{k,a}$ ,  $u_{k,b}$  und  $u_{k,c}$  der in Reihe geschalteten Dreipunkthalbbrücken. Im Falle des Doppel-Dreipunktwechselrichters generiert der Modulator die zwei Sequenzen der Dreipunkt-Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_{k,1}$  und  $\mathbf{u}_{k,2}$ .



**Bild 3.23** Synchroner optimaler Modulator für (a) strangweise in Reihe geschaltete NPC Dreipunkthalbbrücken, (b) den Doppel-Dreipunktwechselrichter.

## 4 Implementierung der Pulsmuster

Die synchronen Fünfpunktpulsmuster wurden hinsichtlich eines minimalen Verzerrungsfaktors optimiert und die optimale Aufteilung auf zwei Dreipunktpulsmuster erläutert, um die Steuersignale der Dreipunkthalbbrücken so zu erzeugen, dass die Verluste gleichmäßig auf die Halbbrücken verteilt sind.

In diesem Kapitel werden zwei weitere Aspekte bezüglich der Implementierung betrachtet. In einem ersten Abschnitt werden die Auswirkungen auf die Zwischenkreiswelligkeit bei der Fünfpunktwechselrichter-Topologie I berücksichtigt. Der zweite Abschnitt bezieht sich auf die Fünfpunktwechselrichter-Topologie II. Aufgrund des gemeinsamen Zwischenkreises der beiden Dreipunktwechselrichter ist eine Gleichtaktinduktivität in Reihe zu den Maschinenwicklungen erforderlich. Prinzipiell sind die optimalen Pulsmuster aus Abschnitt 3.3.2 auch für den Betrieb des Doppel-Dreipunktwechselrichters geeignet. Aus Kostengründen ist jedoch zusätzlich eine minimale Bauleistung der Gleichtaktinduktivität gefordert. Ein weiterer Optimierungsschritt muss daher eingeführt werden.

### 4.1 Einfluss der Pulsmuster auf die Zwischenkreiswelligkeit

Die Optimierung der Schaltwinkel  $\alpha_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  erfolgt unter Annahme einer konstanten Zwischenkreisspannung. In der Praxis ist dies jedoch nicht der Fall. Die Zwischenkreisspannung enthält eine gewisse Welligkeit die von der Umrichtertopologie, dem Zwischenkreis, der Last und dem Modulationsverfahren abhängt.

Insbesondere werden bei der Fünfpunkttopologie I die NPC Dreipunkthalbbrücken der Stränge  $a$ ,  $b$  und  $c$  aus getrennten Zwischenkreisen gespeist. Dadurch entsteht eine niederfrequente Welligkeit in der Zwischenkreisspannung, die sich auf den Strangstrom der Maschine auswirkt. Bei der Implementierung der synchronen optimalen Pulsmuster muss daher an dieser Stelle eine zusätzliche Betrachtung der Auswirkung der Zwischenkreiswelligkeit auf die Stromverzerrung erfolgen.

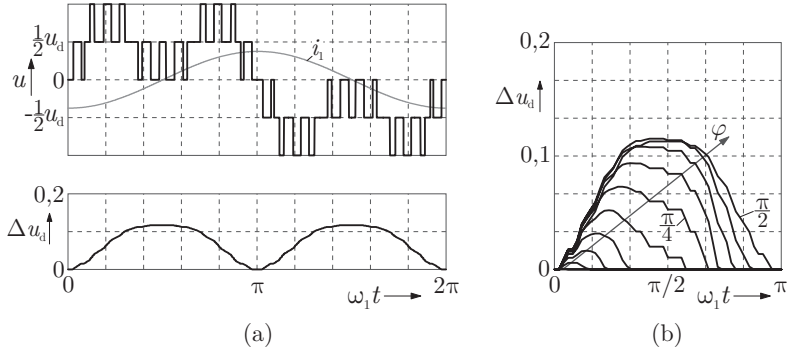
An dieser Stelle wird die normierte Zwischenkreiswelligkeit über

$$\Delta u_d = \frac{U'_d - U_d}{\hat{U}_{1,\text{six-step}}} \quad (4.1)$$

definiert, wobei  $U'_d$  die reale Zwischenkreisspannung und  $U_d$  die ideale, konstante Zwischenkreisspannung ist. Die Größe von  $\Delta u_d$  ist außer von der Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren auch abhängig von der Sequenz der logischen Schaltzustände  $l$  und dem Strangstrom der Maschine  $i(t)$ . Unter Annahme einer idealen, nicht regenerativen Einspeisung kann die Welligkeit über

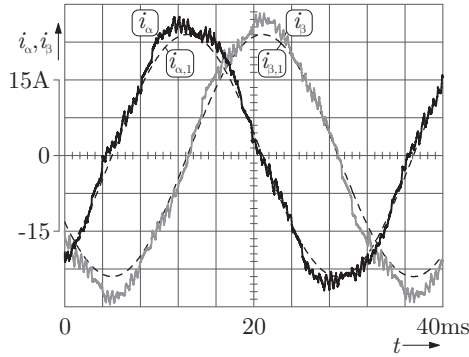
$$\Delta u_d \propto \int (l - 2) \cdot i(t) dt \quad (4.2)$$

bestimmt werden. Gleichung (4.2) zeigt, dass Energie in den Zwischenkreis hinein fließt, wenn die Ausgangsspannung, die durch den Schaltzustand  $l$  erzeugt wird, und der Strangstrom  $i(t)$  unterschiedliche Vorzeichen besitzen. Der negative Energiefluss tritt dabei auch im motorischen Betrieb auf, wobei die Zwischenkreiskondensatoren zusätzlich aufgeladen werden. Es resultiert der im Bild 4.1(a) dargestellte Verlauf der Zwischenkreisspannung  $u_d$ . In allen drei Strängen sind die Verläufe der Welligkeiten  $\Delta u_{d,a}$ ,  $\Delta u_{d,b}$  und  $\Delta u_{d,c}$  gleichartig, jedoch um  $2\pi/3$  zueinander phasenverschoben. Deren Lastabhängigkeit ist im Bild 4.1(b) dargestellt. Dabei gibt  $\varphi$  die lastabhängige Phasenverschiebung des Strangstroms gegenüber der Wechselrichter Ausgangsspannung an. Unter Ausschluss des generatorischen Betriebs der Maschine, da in

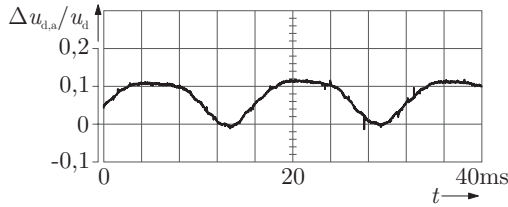


**Bild 4.1** Simulation der Zwischenkreiswelligkeit  $\Delta u_d$  bei synchroner optimaler Modulation für  $N = 13$ , Struktur 50 und  $m = 0,48$ ; (a) Ausgangsspannung  $u(t)$  und Zwischenkreisspannung  $u_d$ , (b) Lastabhängigkeit der Zwischenkreiswelligkeit.

## 4.1 Einfluss der Pulsmuster auf die Zwischenkreiswelligkeit



(a)

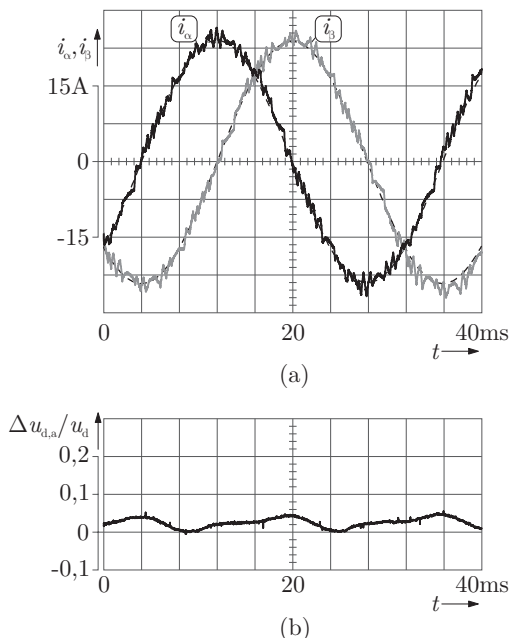


(b)

**Bild 4.2** Auswirkung der Zwischenkreiswelligkeit bei synchroner optimaler Modulation mit  $N = 13$ , Struktur 50 und  $m = 0,48$ ; Fünfpunkttopologie I; (a) Strom in Statorkoordinaten und (b) Zwischenkreiswelligkeit  $\Delta u_{d,a}$ .

diesem Fall die Energie definitionsgemäß von der Maschine in den Zwischenkreis fließt, ist es offensichtlich, dass der negative Energiefluss im Leerlauf am stärksten ausgeprägt ist. In diesem Betriebspunkt nimmt die Maschine nahezu nur Blindleistung auf und die Phasenverschiebung des Strangstroms gegenüber der Ausgangsspannung des Wechselrichters ist am größten ( $\varphi = \pi/2$ ). Da in diesem Fall keine elektrische Energie in mechanische gewandelt wird, fließt die von der Maschinenwicklung während einer Viertelschwingung aufgenommene magnetische Energie in der folgenden Viertelschwingung zurück in den Zwischenkreis. Die Frequenz der Welligkeit entspricht daher  $2f_1$ .

Die niederfrequente Welligkeit der Zwischenkreisspannung resultiert in einer fehlerhaften Spannungszeitfläche mit der die Maschine erregt wird. Wird die Maschine nicht stromgeregelt betrieben, steigt aufgrund der Zwischenkreiswelligkeit die Stromverzerrung, wie die Messungen im Bild 4.2(a) für



**Bild 4.3** Synchrone optimale Modulation mit  $N = 13$ , Struktur 4 und  $m = 0,48$ ; Fünfpunktopologie I; (a) Strom in Statorkoordinaten und (b) Zwischenkreiswelligkeit  $\Delta u_{d,a}$ .

das Pulsmuster der Taktzahl  $N = 13$ , Struktur 50 bestätigen. Untersuchungen zeigten, dass dieser Arbeitspunkt sogar zu Instabilitäten insbesondere im Leerlauf der Maschine führt. Dieses Pulsmuster ist daher nicht geeignet für die Modulation der Ausgangsspannung von strangweise in Reihe geschalteten Dreipunkthalbbrücken.

Online Verfahren zur Eliminierung der zusätzlichen niederfrequenten Stromverzerrung aufgrund der Zwischenkreiswelligkeit sind für trägerbasierte Modulationsverfahren in [32] beschrieben. Eine Berücksichtigung der Zwischenkreiswelligkeit kann aber an dieser Stelle bereits offline erfolgen. Wird die Zwischenkreiswelligkeit bei der Auswahl der Struktur aus der Menge der konkurrierenden Strukturen berücksichtigt, so wird dasjenige Pulsmuster gewählt, welches sowohl eine geringe Verzerrung als auch eine geringe Zwischenkreiswelligkeit erzeugt. Dieses Pulsmuster ist dann am besten geeignet für die



Fünfpunktwechselrichter-Topologie I.

Die Diagramme im Bild 4.3 zeigen den Stromverlauf und die Zwischenkreiswelligkeit des Strangs  $a$  für denselben Arbeitspunkt wie im Bild 4.2, jedoch für die Struktur 4. Der Verzerrungsfaktor dieser Struktur ist mit  $d = 4,6\%$  unmerklich höher als der Wert der Struktur 50 ( $d = 3,4\%$ ), jedoch ist die tatsächliche Verzerrung wesentlich geringer, wie aus den Stromverläufen ersichtlich. Die Strukturen 50 und 4 der Taktzahl  $N = 13$  sind im Anhang A.3 gezeigt.

## 4.2 Reduzierung des Gleichtaktanteils der Pulsmuster

In der bisherigen Optimierung der Fünfpunktpulsmuster wurden die Schaltwinkel hinsichtlich eines minimalen Verzerrungsfaktors  $d$  optimiert und aus der resultierenden Menge an konkurrierenden Strukturen die Struktur mit dem geringsten Verzerrungsfaktor gewählt.

Für den Betrieb eines Doppel-Dreipunktwechselrichters mit gemeinsamem Zwischenkreis ist dies jedoch nicht ausreichend, um einen optimalen Betrieb zu ermöglichen. Zur Reduzierung der Gleichtaktstrombelastung der zwei Dreipunktwechselrichter und der elektrischen Maschine in Topologie II muss eine zusätzliche *Minimierung des Gleichtaktanteils* der Ausgangsspannung erfolgen.

In den folgenden Abschnitten werden die Ursache der Gleichtaktspannung und die daraus resultierenden Folgen für den Antrieb erläutert. Darauf aufbauend wird ein entsprechendes Konzept zur Minimierung des Gleichtaktanteils dargestellt.

### 4.2.1 Ursache und Folgen der Gleichtaktspannung

Die durch synchrone optimale Modulation erzeugten Ausgangsspannungen  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  enthalten nur Oberschwingungen der Ordnung  $k \in K_1 = \{3, 5, 7, 9, 11, \dots\}$ . Dabei gilt für die Oberschwingungen  $u_{a,k}$ ,  $u_{b,k}$  und  $u_{c,k}$  der Ordnungszahl  $k \in \{3, 9, 15, \dots\}$ , dass diese nicht um  $2\pi/3$  gegeneinander phasenverschoben, sondern phasengleich sind (4.3).

$$u_{a,k}(\omega_1 t) = \hat{u}_k \cdot \sin(k \cdot (\omega_1 t)) \quad (4.3a)$$

$$u_{b,k}(\omega_1 t) = \hat{u}_k \cdot \sin(k \cdot (\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})) \quad (4.3b)$$

$$u_{c,k}(\omega_1 t) = \hat{u}_k \cdot \sin(k \cdot (\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})) \quad (4.3c)$$

Die Summe der dritten Spannungsharmonischen eines Strangs des Wechselrichters wird daher als *Gleichtaktanteil* bezeichnet. Die entsprechende *Gleichtaktspannung* eines beliebigen dreisträngigen Spannungssystems ist durch

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (4.4)$$

bestimmbar. Das dreisträngige Spannungssystem  $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$  lässt sich in seine Mitkomponenten  $u_{am}$ ,  $u_{bm}$ ,  $u_{cm}$  und in eine Gleichtaktkomponente  $u_0$  aufteilen. Es gilt  $u_a = u_{am} + u_0$ ,  $u_b = u_{bm} + u_0$  und  $u_c = u_{cm} + u_0$ .

Bei fehlender Sternpunktverbindung führt nur die Mitkomponente zu einem Stromfluss. Der Gleichtaktanteil hat keinen Stromfluss zur Folge. Kapazitive Gleichtaktströme, die über die Wicklungsisolierung oder die Lager der Maschine fließen und proportional zum Spannungsgradienten der Schaltflanken der Gleichtaktspannung sind [14], können auch bei fehlender Sternpunktverbindung fließen. Diese werden aber hier nicht betrachtet.

Beim Betrieb eines Doppel-Dreipunktwechselrichters ist die Verwendung einer Maschine mit offenen Wicklungen erforderlich. Die Wicklungen der elektrischen Maschine stellen dabei sowohl für die Mitkomponenten als auch den Gleichtaktanteil des gepulsten Spannungssystems eine Impedanz dar, wobei die Gleichtaktspannung nur an der Streuung der Wicklungen abfällt.

Aufgrund der geringen Streuung der Maschine ist eine *Gleichtaktinduktivität* erforderlich, die in Reihe zu den Maschinenwicklungen geschaltet wird, um den aus der Gleichtaktspannung  $u_0$  resultierenden *Gleichtaktstrom*  $i_0$  zu begrenzen (Bild 2.13, Seite 20).

Auf die Gleichtaktinduktivität kann verzichtet werden, wenn für die Modulation der Teilausgangsspannungen der zwei Dreipunktwechselrichter nur die Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_{k,1}$  und  $\mathbf{u}_{k,2}$  verwendet werden, die jeweils keine beziehungsweise die gleichen Gleichtaktspannungen  $u_{0,1} = u_{0,2}$  erzeugen. Nach (4.4) führen beispielsweise die Schaltzustände (+ + -) und (- + +) eines Dreipunktwechselrichters zu einer Gleichtaktspannung von jeweils  $u_d/6$ . Der resultierende Zustandsraumzeiger (0 2 4) des Fünfpunktwechselrichters erzeugt dann die Gleichtaktspannung  $u_0 = u_{0,2} - u_{0,1} = 0$ . Die Gleichtaktspannung wird vollständig aus dem gepulsten Spannungssystem eliminiert [33] und eine Gleichtaktinduktivität ist in diesem Fall nicht erforderlich. Die Einschränkung bezüglich der Schaltzustandsraumzeiger hat zur Folge, dass statt 61 nur 19 Zustandsraumzeiger in dem Zustandsraumzeigerdiagramm eines Fünfpunktwechselrichters für die Modulation verwendet werden können. Die Anzahl an möglichen Spannungsstufen in der Strangspannung reduziert sich dadurch von 17 auf 5 bei gleichzeitiger Verringerung der maximal möglichen Ausgangsspannung [34]. Der Vollschwingungsbetrieb ist nicht realisierbar.

Eine vollständige Eliminierung der Gleichtaktspannung wird daher an dieser Stelle nicht angestrebt, was die Verwendung einer Gleichtaktinduktivität erforderlich macht. Ist  $l_0$  die Induktivität eines Strangs der Gleichtaktinduktivität, so ergibt sich

$$i_0 = \frac{1}{(l_0 + l_\sigma)} \cdot \int u_0(t) dt, \quad (4.5)$$

wobei  $l_\sigma$  die Streuinduktivität der elektrischen Maschine ist. Der Gleichtaktstrom liefert zwar keinen Beitrag zum Luftspaltfeld der elektrischen Maschine und beeinflusst somit nicht das Betriebsverhalten, führt aber zu zusätzlichen Verlusten sowohl in der Maschine als auch im Umrichter und muss daher soweit begrenzt werden, dass der Gleichtaktstrom gegenüber den Mitkomponenten des Stroms vernachlässigbar ist. Dabei ist aus Kostengründen eine minimale Bauleistung der Gleichtaktinduktivität erwünscht. Nach (4.5) bestimmt die Spannungszeitfläche der Gleichtaktspannung  $u_0$  den maximalen Wert des Gleichtaktstroms  $i_0$  und somit das nötige Eisenvolumen der Gleichtaktinduktivität, damit diese nicht in die Sättigung geht. Der Bemessungsstrom der Induktivität hingegen entspricht dem Bemessungsstrom der elektrischen Maschine.

Demnach muss die *Gleichtakt-Spannungszeitfläche* möglichst gering sein, um die Bauleistung der Gleichtaktinduktivität zu minimieren. Die Vorgehensweise wird im Folgenden erläutert.

### 4.2.2 Begrenzung der Gleichtakt-Spannungszeitfläche

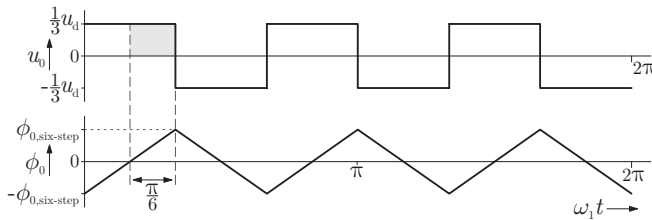
Der Vollschwingungsbetrieb des Doppel-Dreipunktwechselrichters ermöglicht eine volle Ausnutzung der physikalisch möglichen Ausgangsspannung des Umrichters und ist eine inhärente Eigenschaft der synchronen optimalen Modulation. In diesem Betriebspunkt maximaler Ausgangsspannung tritt die Gleichtaktspannung als Rechteckspannung der dreifachen Frequenz der Grundschwingung auf, wie im Bild 4.4 gezeigt. Der Verlauf zeigt, dass die Gleichtaktinduktivität im Vollschwingungsbetrieb innerhalb  $1/12$  der Grundschwingungsperiode auf den Wert

$$\phi_{0,\text{six-step}} = u_d \cdot T_1/36 \quad (4.6)$$

magnetisiert wird, wobei  $T_1$  die Grundschwingungsperiode der Ausgangsspannung in diesem Betriebspunkt ist.

Eine gleichzeitige minimale Stromverzerrung als auch ein minimaler Gleichtaktanteil ist nicht möglich. Nach dem Verfahren von A. Kumar Rathore kann eine Minimierung der Bauleistung der Gleichtaktinduktivität jedoch dadurch erfolgen, dass die Gleichtakt-Spannungszeitfläche auf einen unvermeidbaren

## 4 Implementierung der Pulsmuster



**Bild 4.4** Verlauf der Gleichtaktspannung  $u_0$  und der Gleichtakt-Spannungszeitfläche  $\phi_0$  im Vollschwingungsbetrieb des Doppel-Dreipunktwechselrichters.

Höchstwert begrenzt wird [35]. Wird  $\phi_{0,\text{six-step}}$  als Höchstwert der Gleichtakt-Spannungszeitfläche definiert, so bestimmt (4.6) die Bauleistung der Gleichtaktinduktivität. Jedes Pulsmuster, das eine Gleichtakt-Spannungszeitfläche von

$$\phi_0 \leq \phi_{0,\text{six-step}} \quad (4.7)$$

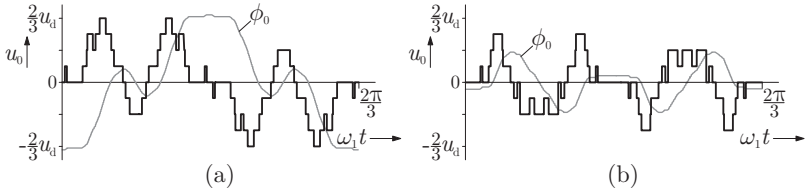
erzeugt, ist somit zur Ansteuerung eines Doppel-Dreipunktwechselrichters mit gemeinsamem Zwischenkreis geeignet [36].

Für die hinsichtlich der Stromverzerrung optimierten Fünfpunktpulsmuster bedeutet dies, dass nur Pulsmuster aus der Menge der konkurrierenden Strukturen berücksichtigt werden, welche die Bedingung (4.7) erfüllen. Unter diesen Pulsmustern sind diejenigen am besten geeignet für die gilt, dass sowohl

- der Verzerrungsfaktor  $d$  gering als auch
- die Gleichtakt-Spannungszeitfläche  $\phi_0$  gering ist.

Die Vorgehensweise bildet somit einen Kompromiss zwischen minimalem Verzerrungsfaktor und minimalem Gleichtaktanteil des gewählten Pulsmusters. Untersuchungen zeigen jedoch, dass die Einbußen im Verzerrungsfaktor gering sind, wie das folgende Beispiel zeigt.

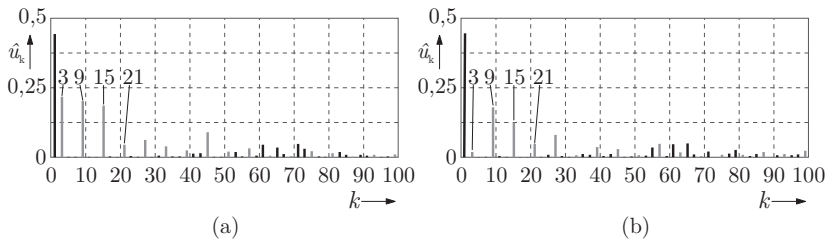
Das Pulsmuster der Taktzahl  $N = 14$ , Struktur 114 erzeugt die Gleichtaktspannung Bild 4.5(a). Die resultierende Stromverzerrung liegt bei  $d = 3,3\%$ , was für diesen Arbeitspunkt den geringsten Verzerrungsfaktor darstellt. Die Gleichtakt-Spannungszeitfläche liegt jedoch über dem Wert  $\phi_{0,\text{six-step}}$ . Dagegen erzeugt das Pulsmuster der Struktur 87 einen deutlich geringeren Gleichtaktanteil (Bild 4.5(b)). Der Maximalwert der Gleichtakt-Spannungszeitfläche liegt unter dem Wert im Vollschwingungsbetrieb. Der Verzerrungsfaktor  $d = 4,3\%$  ist hier nur unwesentlich höher als bei der Struktur 114. Die Verläufe



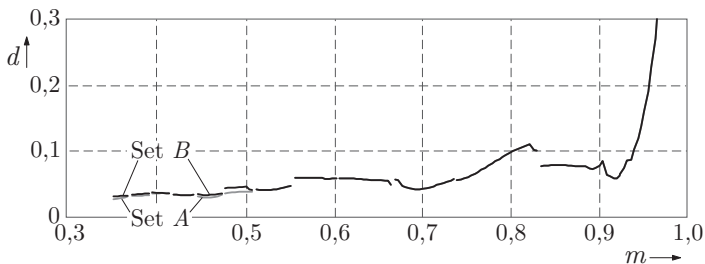
**Bild 4.5** Verlauf der Gleichtaktspannung  $u_0$  und der Gleichtakt-Spannungszeitfläche für  $N = 14$  und  $m = 0, 44$ ; (a) Struktur 114 und (b) Struktur 87.

der Strukturen 114 und 87 sind im Anhang A.3 gezeigt. Die starken Unterschiede im Gleichtaktanteil bei nahezu gleicher Verzerrung spiegeln sich auch in den Linienspektren der jeweiligen Pulsmuster wieder, die im Bild 4.6 gezeigt sind. Während die Oberschwingungen der Ordnung  $k \in K = \{5, 7, 11, \dots\}$  die Stromverzerrung bestimmen und in beiden Fällen sehr gering sind, so unterscheiden sich die Oberschwingungen dritter Ordnung erheblich, da diese bei der Optimierung der Schaltwinkel nicht betrachtet werden.

Unter Berücksichtigung der Gleichtakt-Spannungszeitfläche wird für jede Taktzahl  $N$  das am besten geeignete Pulsmuster für diese Fünfpunktwechselrichter-Topologie gewählt. Auf diese Weise wird ein sehr guter Kompromiss zwischen minimalem Verzerrungsfaktor und minimalem Gleichtaktanteil erreicht. Der Verlauf des Verzerrungsfaktors im Bild 4.7 belegt dies. Das Set  $A$  enthält nur Strukturen, die auf ihren Modulationsbereichen den geringsten Verzerrungsfaktor erzeugen. Der Höchstwert der Gleichtakt-Spannungszeitfläche ist  $\phi_0 = (u_d \cdot 0,8 \text{ ms}) > \phi_{0, \text{six-step}} = (u_d \cdot 0,46 \text{ ms})$ . Die Strukturen des Sets  $B$  bilden den Kompromiss zwischen Verzerrungsfaktor und Gleichtakt-



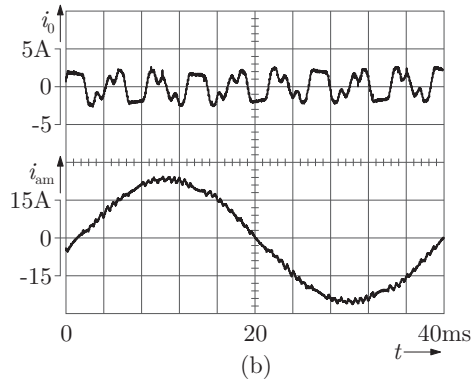
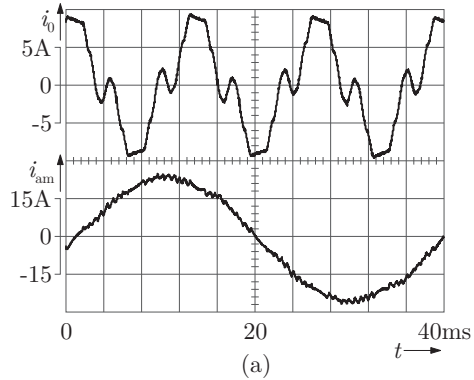
**Bild 4.6** Linienspektrum der Ausgangsspannung  $u$  bei synchroner optimaler Modulation;  $m = 0, 44$ ,  $N = 14$  und  $f_1 = 27 \text{ Hz}$ . Die Oberschwingungen dritter Ordnung sind durch rote Linien hervorgehoben. (a) Struktur 114 und (b) Struktur 87.



**Bild 4.7** Vergleich der Verzerrung  $d$  für das Set A (blaue Kurve) und für das Set B (grüne Kurve).

anteil.

Experimentelle Ergebnisse sind in den Diagrammen Bild 4.8 gezeigt. Für denselben Arbeitspunkt werden sowohl der Gleichtaktstrom  $i_0$  als auch die Mitkomponente des Strangstroms  $i_{am} = i_a - i_0$  dargestellt. Für die Taktzahl  $N = 14$  erzeugt das Pulsmuster der Struktur 114 den geringsten Verzerrungsfaktor. Dagegen erfüllt Struktur 87 sowohl die Anforderung an einen geringen Verzerrungsfaktor als auch einen geringen Gleichtaktanteil. Die Amplitude des Gleichtaktstroms wird in diesem Arbeitspunkt um mehr als 30% reduziert bei nahezu gleicher Verzerrung. Der Arbeitspunkt und die gewählten Strukturen korrespondieren zu den Gleichtaktspannungen, die in den Diagrammen Bild 4.5 gezeigt sind.



**Bild 4.8** Gemessene Verläufe des Gleichtaktstroms  $i_0$  und der Mitkomponente  $i_{am}$  des Strangstroms  $i_a$  für  $N = 14$ ,  $m = 0,44$  und  $f_1 = 27$  Hz; (a) Struktur 114 und (b) Struktur 87.





## 5 Dynamischer Modulationsfehler

Die optimierten Pulsmuster wurden unter Annahme eines stationären Betriebs der elektrischen Maschine offline berechnet. Der Modulator wählt für jeden stationären Arbeitspunkt ein spezifisches Pulsmuster  $\mathbf{P}(m, N)$  zur Modulierung der Ausgangsspannung. Das gepulste Spannungssystem erfüllt nur dann bestmöglich das Gütekriterium, solange die Maschine stationär betrieben wird. Selbst geringe Veränderung des Arbeitspunkts haben zur Folge, dass die Voraussetzung zum Betrieb des Antriebs mit optimalen Pulsmustern nicht mehr gegeben ist. Die Stromverzerrung ist nicht mehr optimal.

### 5.1 Die optimale Stromtrajektorie

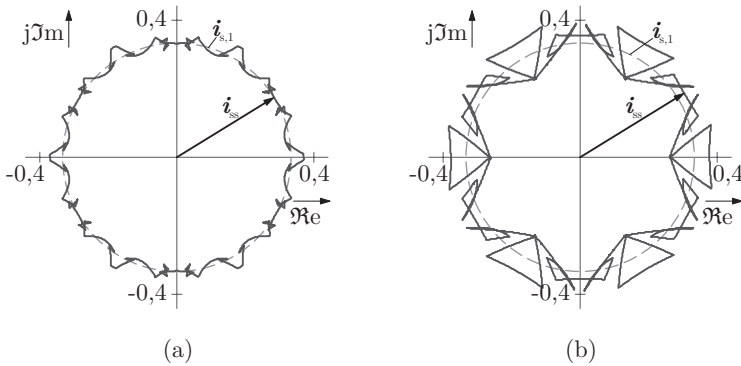
Im stationären Betrieb der Maschine folgt der Sollwertspannungsraumzeiger  $\mathbf{u}_s^*$  einer kreisförmigen Bahn mit fester Amplitude und Frequenz.  $\mathbf{u}_s^*$  ist von der übergeordneten Steuerung vorgegeben, und der Modulator wählt das korrespondierende Pulsmuster. Dieses generiert ein Spannungssystem mit optimalem harmonischem Inhalt. Dabei ist das Spannungssystem synchron zur Grundschiwingung. Wird eine elektrische Maschine mit diesem Spannungssystem erregt, so stellt sich in jedem Strang ein stationärer Stromverlauf  $i_{x,ss}$  mit minimaler Verzerrung ein. Der Statorstromraumzeiger

$$\mathbf{i}_{ss} = \frac{2}{3} (\mathbf{1} i_{a,ss} + \mathbf{a} i_{b,ss} + \mathbf{a}^2 i_{c,ss}) \quad (5.1)$$

folgt dabei in der komplexen Ebene einer *optimalen stationären Trajektorie*. Im Bild 5.1(a) ist die optimale stationäre Stromtrajektorie für einen Fünf-punktwechselrichter bei der Taktzahl  $N = 9$ , Struktur 19 gezeigt. Im Vergleich dazu zeigt Bild 5.1(b) die optimale Stromtrajektorie eines Dreipunktwechselrichters im selben Arbeitspunkt.

Die optimale stationäre Stromtrajektorie  $\mathbf{i}_{ss}$  lässt sich in eine kreisförmige Grundschiwingung  $\mathbf{i}_{s,1}$  und ihren stationären harmonischen Inhalt  $\mathbf{i}_{h,ss}$  aufteilen [37].

$$\mathbf{i}_{ss} = \mathbf{i}_{s,1} + \mathbf{i}_{h,ss} \quad (5.2)$$



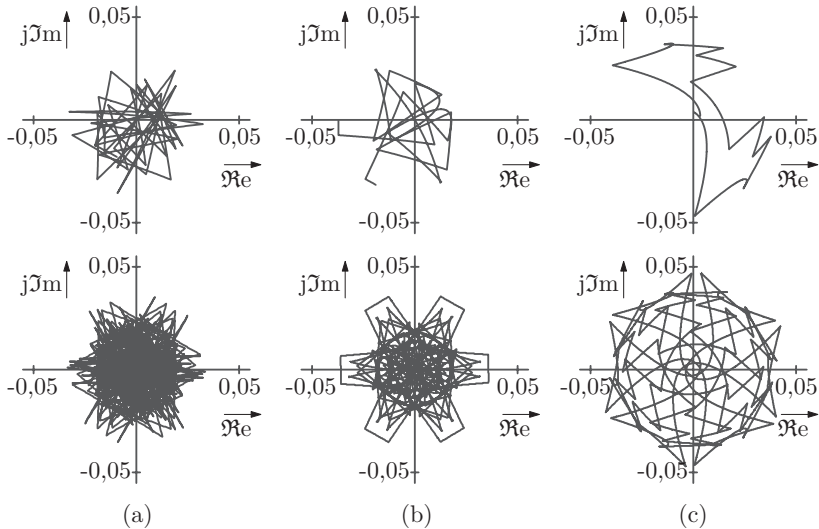
**Bild 5.1** Verlauf der optimalen stationären Stromtrajektorie für  $m = 0,67$ ,  $f_1 = 40$  Hz; (a) Fünfpunktwechselrichter mit  $N = 9$ ,  $f_s = 180$  Hz und (b) Dreipunktwechselrichter mit  $N = 5$  und  $f_s = 200$  Hz. (Simulationsergebnisse)

Dabei minimiert die Optimierung nach Abschnitt 3.3.2 die stationäre harmonische Stromtrajektorie  $i_{h,ss}$ . Die Grundschwingungskomponente  $i_{s,1}$  ist abhängig vom Lastzustand des Antriebs.

Bild 5.2 zeigt die Verläufe der harmonischen Stromtrajektorie bei synchroner optimaler Modulation eines Fünfpunktwechselrichters für drei verschiedene Arbeitspunkte. Die jeweils oberen Diagramme zeigen den Verlauf der harmonischen Stromtrajektorie für ein Sechstel der Grundschwingungsperiode. Die fünf fehlenden Abschnitte ergeben sich aufgrund der Viertel- und Halbschwingungssymmetrie der Pulsmuster durch drehen des jeweils vorherigen Abschnitts um  $\pi/3$  bezogen auf den Ursprung der komplexen Ebene. Durch das Hinzufügen dieser bildet die Trajektorie aufgrund der Synchronität zwischen Schaltfrequenz und Grundschwingungsfrequenz einen geschlossenen Verlauf. Die stationäre harmonische Stromtrajektorie für eine Grundschwingung ist in dem jeweils unteren Diagramm dargestellt. Die Trajektorie im Bild 5.2(b) korrespondiert zu der optimalen stationären Stromtrajektorie  $i_{ss}$  im Bild 5.1(a).

## 5.2 Quasistationärer Betrieb

Mittelspannungsantriebe werden zum Großteil nur in stationären Arbeitspunkten betrieben. Der Aussteuerungsgrad des Wechselrichters und die Grundschwingungsfrequenz der Ausgangsspannung sind konstant. Dagegen gilt beim



**Bild 5.2** Verlauf der stationären harmonischen Stromtrajektorie für verschiedene Arbeitspunkte eines Fünfpunktwechselrichters. Die oberen Diagramme zeigen den Verlauf über ein Sechstel der Grundschwingung und die unteren für eine volle Grundschwingung. (a)  $N = 18$ , Struktur 305,  $m = 0,35$ , (b)  $N = 9$ , Struktur 19,  $m = 0,67$  und (c)  $N = 6$ , Struktur 4,  $m = 0,95$ . (Simulationsergebnisse)

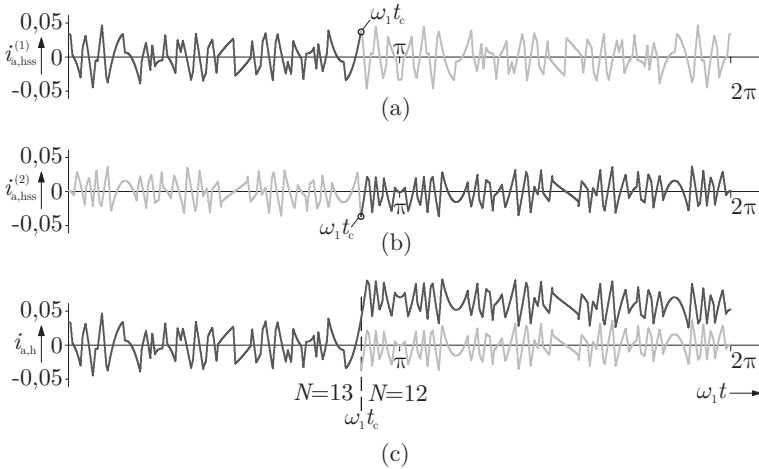
quasistationären Betrieb der Maschine, dass aus einer Verschiebung des Arbeitspunkts kleine Änderungen des Aussteuerungsgrads  $m$  und der Grundschwingungsfrequenz  $f_1$  resultieren. Der Grundschwingungsstrom  $i_{s,1}$  wird durch diese Änderung nicht beeinflusst.

Im quasistationären Betrieb der elektrischen Maschine mit synchronen optimalen Pulsmustern erscheint neben der Stromgrundschwingung und dem stationären harmonischen Anteil eine weitere Stromkomponente [38]:

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{s,1} + \mathbf{i}_{h,ss} - \boldsymbol{\delta} = \mathbf{i}_{ss} - \boldsymbol{\delta}. \quad (5.3)$$

Der Fehler  $\boldsymbol{\delta}$  entsteht sobald der Maschinenstrom  $\mathbf{i}_s$  die vorausberechnete optimale Trajektorie  $\mathbf{i}_{ss}$  verlässt, wie im Folgenden anhand eines Taktzahlwechsel erläutert wird.

Die Pulsmuster  $\mathbf{P}_1(0, 51, 13)$  und  $\mathbf{P}_2(0, 51, 12)$  unterschiedlicher Taktzahl erzeugen jeweils eine Ausgangsspannung mit gleichem Grundschwingungsgehalt und Grundschwingungsfrequenz. Sie unterscheiden sich jedoch in der resultierenden optimalen stationären harmonischen Stromtrajektorie  $\mathbf{i}_{h,ss}$ . Bild



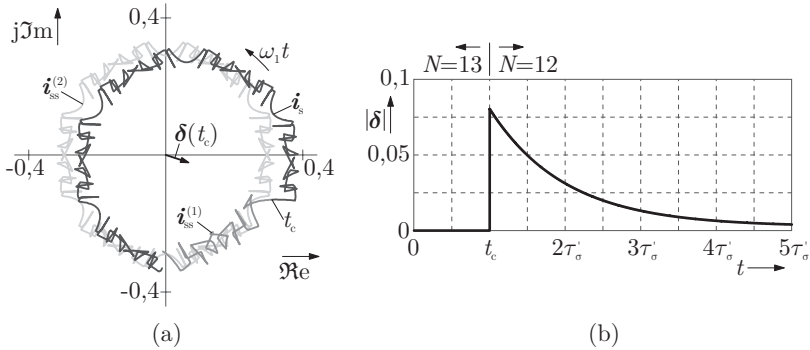
**Bild 5.3** Entstehung des Modulationsfehlers im Strang  $a$  im quasistationären Betrieb für  $m = 0,51$ . Verlauf der stationären harmonischen Stroms  $i_{a,hss}$  für (a) die Taktzahl  $N = 13$  und (b)  $N = 12$ . Die Kurve in (c) zeigt den Verlauf von  $i_{a,h}$  bei einem Taktzahlwechsel von 13 nach 12 zum Zeitpunkt  $t_c$ . (Simulationsergebnisse)

5.3(a) und (b) zeigen den jeweiligen harmonischen Strom des Strangs  $a$ . Erfolgt ein Taktzahlwechsel zu dem Zeitpunkt  $t = t_c$ , so stellt sich aufgrund der Stetigkeit des Stroms der Verlauf  $i_{a,h}$  im Bild 5.3(c) ein.

In der komplexen Ebene hat dies zur Folge, dass die Stromtrajektorie  $i_s$  zum Zeitpunkt  $t_c$  des Taktzahlwechsels um den *dynamischen Modulationsfehler*

$$\delta = i_{h,ss}^{(2)}(t_c) - i_{h,ss}^{(1)}(t_c) \quad (5.4)$$

gegenüber der optimalen stationären Trajektorie  $i_{ss}^{(2)}$  verschoben ist, wobei der hochgestellte Index (1) den optimalen stationären Verlauf vor einem Taktzahlwechsel und der Index (2) danach kennzeichnet. Bild 5.4(a) zeigt den Taktzahlwechsel für eine 6,9 kV/125,5 A Asynchronmaschine in der komplexen Ebene. Die Parameter der Maschine sind im Anhang A.2 angegeben. Die Verläufe korrespondieren zu denen im Bild 5.3. Den Betrag des Modulationsfehlers über die Zeit zeigt Bild 5.4(b). Definitionsgemäß hat dieser zum Zeitpunkt des Taktzahlwechsels seinen Maximalwert und klingt anschließend mit der transienten Statorzeitkonstanten  $\tau'_\sigma$  ab. Die Richtung von  $\delta$  bleibt dabei erhalten. Die Verschiebung der optimalen stationären Stromtrajektorie



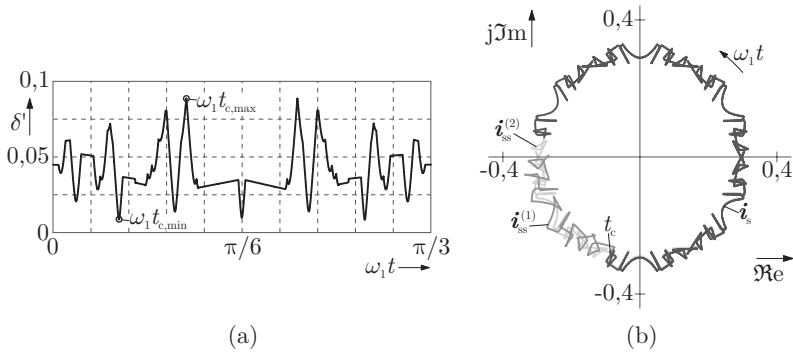
**Bild 5.4** Quasistationärer Betrieb für  $m = 0,51$ . (a) Verlauf der Stromtrajektorie bei einem Taktzahlwechsel von  $N = 13$  nach  $N = 12$  zum Zeitpunkt  $t_c$ ; Dargestellt ist die optimale Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(1)}$ , die Stromtrajektorie  $i_s$  für  $t > t_c$  und der Verlauf der optimalen stationären Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(2)}$ ; (b) Verlauf des Betrags des dynamischen Modulationsfehlers. (Simulationsergebnisse)

um den dynamischen Modulationsfehler  $\delta$  wirkt sich als Drehmomentschwankung auf den Antrieb aus.

Bei Änderungen des Aussteuerungsgrads  $m$  innerhalb des Modulationsbereichs einer Taktzahl  $N$  wählt der Modulator ebenfalls ein neues Pulsmuster und es entsteht ein dynamischer Modulationsfehler. Der kontinuierliche Verlauf der Schaltwinkel  $\alpha_i$  innerhalb einer Taktzahl  $N$  bewirkt, dass bei kleinen Änderungen des Aussteuerungsgrads innerhalb einer Taktzahl die resultierenden optimalen stationären Stromtrajektorien nahezu identisch sind. Der dynamische Modulationsfehler ist beim Pulsmusterwechsel innerhalb einer Taktzahl gering und daher vernachlässigbar.

### 5.2.1 Optimaler Taktzahlwechsel

Der dynamische Modulationsfehler ist abhängig von der Differenz der optimalen stationären harmonischen Stromtrajektorien  $i_{h,ss}^{(1)}$  und  $i_{h,ss}^{(2)}$  zum Zeitpunkt  $t_c$  des Taktzahlwechsels. Dabei weisen die Trajektorien bei Überlagerung viele Schnittpunkte auf und täuschen eine Vielzahl von optimalen Zeitpunkten für einen Taktzahlwechsel vor. Die Darstellung erfolgt jedoch in der komplexen Ebene und folglich sind zwei sich überlagernde Punkte nicht unbedingt zur selben Zeit existent. Auch Schnittpunkte der stationären harmonischen Strangströme  $i_{x,h,ss}$  betreffen nur den jeweiligen Strang  $x$  und berücksichtigen nicht die räumliche Stromverteilung [3].



**Bild 5.5** Optimaler Taktzahlwechsel für  $m = 0,51$ ; (a) Verlauf des resultierenden dynamischen Modulationsfehler bei einem Wechsel der Taktzahl 13 nach 12. (b) Verlauf der Stromtrajektorie nach einem Pulsmusterwechsel von  $N = 13$  nach  $N = 12$  zum Zeitpunkt  $t = t_{c,\min}$ ; Dargestellt ist die optimale Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(1)}$ , die Stromtrajektorie  $i_s$  für  $t > t_c$  und der Verlauf der optimalen stationären Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(2)}$ . (Simulationsergebnisse)

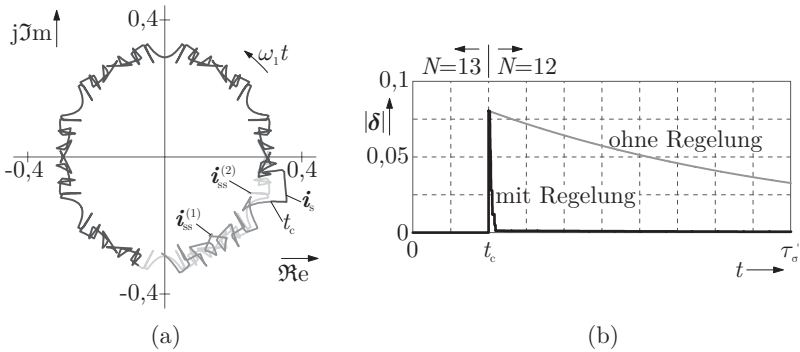
Eine Darstellung der zeitlichen Abhängigkeit des Betrags des dynamischen Modulationsfehlers in Abhängigkeit vom Wechselzeitpunkt erfolgt mittels

$$\delta' = |i_{h,ss}^{(2)} - i_{h,ss}^{(1)}| \tag{5.5}$$

in dem Diagramm Bild 5.5(a) für den Taktzahlwechsel aus dem vorherigen Abschnitt. Eine Darstellung über ein Sechstel der Grundswingungsperiode ist an dieser Stelle ausreichend, da sich der Verlauf des Betrags einer stationären harmonischen Stromtrajektorie nach  $\pi/3$  wiederholt. Der Verlauf von  $\delta'$  ist zusätzlich spiegelsymmetrisch zu  $\pi/6$ . Trotz der Vielzahl an Schnittpunkten der stationären Stromtrajektorien, zeigt Bild 5.5(a), dass kein Schnittpunkt zur selben Zeit existiert, da zu keinem Zeitpunkt  $\delta' = 0$  gilt.

Der Zeitpunkt  $t = t_{c,\max}$  entspricht dem Zeitpunkt des Taktzahlwechsels im Bild 5.4 und führt für den hier betrachteten Pulsmusterwechsel zu einem maximalen dynamischen Modulationsfehler. Neben diesem globalen Maximum existieren mehrere lokale Minima, wobei das globale Minimum zum Zeitpunkt  $t = t_{c,\min}$  gegeben ist. Dies ist der optimale Wechselzeitpunkt und der dynamische Modulationsfehler ist minimal ( $< 1\%$ ). Der Stromraumzeiger  $i_s$  folgt für  $t > t_{c,\min}$  nahezu unverzüglich der optimalen stationären Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(2)}$  (Bild 5.5).

Für den quasistationären Betrieb der Maschine ist für jeden Taktzahlwechsel ein optimaler Wechselzeitpunkt bestimmbar. Erfolgt die Änderung der



**Bild 5.6** Regelung des Modulationsfehlers für  $m = 0,51$ ; (a) Verlauf der Stromtrajektorie bei einem Taktzahlwechsel von  $N = 13$  nach  $N = 12$  zum Zeitpunkt  $t_c = t_{c,\max}$ ; Dargestellt ist die optimale Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(1)}$ , die Stromtrajektorie  $i_s$  für  $t > t_c$  und der Verlauf der optimalen stationären Stromtrajektorie  $i_{ss}^{(2)}$ ; (b) Verlauf des Betrags des dynamischen Modulationsfehlers. (Simulationsergebnisse)

Taktzahl nur zu diesen vorher definierten Zeitpunkten, so wird der dynamische Modulationsfehler minimiert und eine erhöhte harmonische Strombelastung sowie die Entstehung von niederfrequenten Drehmomentschwankungen reduziert. Der optimale Wechselzeitpunkt existiert 12-mal pro Grundschwingung. Dabei ist die mittlere Verzögerungszeit, die durch den optimierten Taktzahlwechsel eingeführt wird, abhängig vom optimalen Zeitpunkt  $t_{c,\min}$  und beträgt im zeitlichen Mittel  $1/(16f_1)$ .

### 5.2.2 Regelung des dynamischen Modulationsfehlers

Der im vorherigen Abschnitt eingeführte optimale Taktzahlwechsels minimiert den dynamischen Modulationsfehlers, führt aber zu einer verzögerten Verschiebung des Arbeitspunkts der elektrischen Maschine. Um eine verzögerungsfreien Taktzahlwechsel zu ermöglichen, muss der Modulationsfehler geregelt werden [28, 39]. Dient die optimale stationäre Stromtrajektorie als Sollwert für einen geschlossenen Regelkreis, so wird der dynamische Modulationsfehler definitionsgemäß zwar nicht verhindert, aber wesentlich schneller ausgeregelt und somit niederfrequente Drehmomentschwankungen vermieden.

Da der Fehler auf eine für den quasistationären Betrieb fehlerhafte Spannungszeitfläche nach dem Taktzahlwechsel zurückzuführen ist, müssen die

Pulsmuster online-optimiert werden, um den Fehler zu null zu regeln. Um zusätzliche Schaltverluste zu vermeiden, werden zu diesem Zweck die vorausberechneten optimalen Schaltzeitpunkte  $t_n = \alpha_n / \omega_1$  verschoben. Ist

$$\Delta \mathbf{u}_n = \mathbf{u}_{k,n} - \mathbf{u}_{k,n-1} \quad (5.6)$$

die Änderung des Statorspannungsraumzeigers, die durch den Schaltvorgang zum Zeitpunkt  $t_n$  erfolgt, so muss der Schaltzeitpunkt um die Zeitdauer

$$\Delta T_n = -l_\sigma \cdot \frac{\delta_n \bullet \Delta \mathbf{u}_n}{|\Delta \mathbf{u}_n|^2} \quad (5.7)$$

verschoben werden [3]. Diese Verschiebung führt zu einer maximalen Änderung des Modulationsfehlers in Richtung von  $\Delta \mathbf{u}_n$ .

Bild 5.6(a) zeigt die Stromtrajektorie  $\hat{\mathbf{i}}_s$  bei einem Taktzahlwechsel wie im Bild 5.4(a) jedoch mit einer Regelung des dynamischen Modulationsfehlers nach dem eben beschriebenen Verfahren. Den Betrag des Modulationsfehlers mit und ohne Regelung zeigt Bild 5.6(b).

### 5.3 Experimentelle Ergebnisse

Offline-optimierte Fünfpunktpulsmuster erzeugen selbst bei nur einer maximalen Schaltfrequenz von 200 Hz einen sehr geringen Verzerrungsfaktor  $d$ . Gegenüber optimalen Dreipunktpulsmustern sind die Amplituden der stationären harmonischen Stromtrajektorien wesentlich geringer (Bild 5.1). Die im bisherigen Verlauf der Arbeit gezeigten Messungen des Strangstroms des Fünfpunktwechselrichters im stationären Betrieb bei synchroner optimaler Modulation zeigten einen geringen Oberschwingungsanteil. Die Daten der verwendeten Niederspannungs-Asynchronmaschine sind im Anhang angegeben.

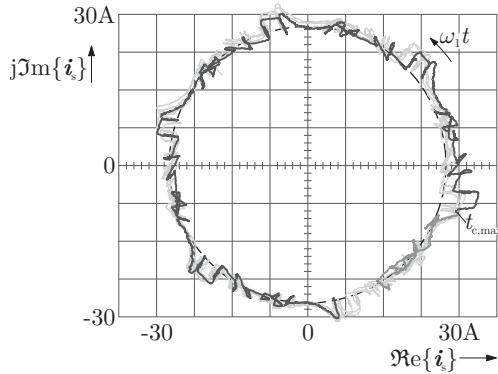
Im quasistationären Betrieb mit offline-optimierten Pulsmustern ist der Betrag des dynamischen Modulationsfehlers definitionsgemäß auf das Zweifache der maximalen Amplitude der Stromharmonischen begrenzt.

$$\delta' \leq \max \left( \left| \hat{\mathbf{i}}_{h,ss}^{(1)} \right| \right) + \max \left( \left| \hat{\mathbf{i}}_{h,ss}^{(2)} \right| \right) \quad (5.8)$$

Zu erwartende dynamische Modulationsfehler in dem in dieser Arbeit verwendeten Antriebssystem sind daher gering.

Die gemessene Stromtrajektorie in dem Diagramm Bild 5.7 zeigt den Taktzahlwechsel für denselben Arbeitspunkt und Wechselzeitpunkt  $t = t_{c,max}$  wie im Bild 5.4. Die transiente Statorzeitkonstante  $\tau'_\sigma = 6,1$  ms der Niederspannungs-Asynchronmaschine ist hier allerdings um den Faktor 10 kleiner als die





**Bild 5.7** Gemessener Verlauf der Stromtrajektorie  $i_s$  beim Taktzahlwechsel von  $N = 13$  nach  $12$ ,  $m = 0,51$  und  $f_1 = 30,5$  Hz. Die graue Kurve zeigt den Verlauf der Stromtrajektorie für  $N = 12$ ,  $m = 0,51$  im stationären Betrieb über drei Grundschwingungsperioden.

Zeitkonstante der den Simulationen zugrunde liegenden Mittelspannungsmaschine. Der dynamische Modulationsfehler klingt daher schneller ab. Niederfrequente Drehmomentschwankungen konnten im Experiment nicht nachgewiesen werden. Extreme Fehler, wie sie in [28] beim Betrieb eines Dreipunktwechselrichters mit synchronen optimalen Pulsmustern resultieren, konnten in dieser Arbeit für den Fünfpunktwechselrichter nicht nachgewiesen werden. Eine Regelung des dynamischen Modulationsfehlers im quasistationären Betrieb des Experimentierantriebs ist an dieser Stelle nicht erforderlich. Entstehende Modulationsfehler liegen in der Größenordnung des Jitters, wie die Trajektorien im stationären Betrieb in dem Diagramm Bild 5.7 zeigen.

Eine genauere experimentelle Analyse des Einflusses des dynamischen Modulationsfehlers muss daher bei der Implementierung der Modulation auf dem Mittelspannungsantrieb erfolgen.



## 6 Die Mittelpunkt-Problematik

Die Teilspannungen  $u_{C_1}$  und  $u_{C_2}$  einer NPC Dreipunkthalbbrücke werden im Allgemeinen nicht von separaten Spannungsquellen stabilisiert. Die Zwischenkreisspannung  $u_d$  wird vielmehr von dem kapazitiven Spannungsteiler, der von den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  gebildet wird, in die zwei Teilspannungen unterteilt (Bild 6.1). Ist  $u_{C_1} \neq u_{C_2}$  so verschiebt sich der Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises und das *Mittelpunktpotential*  $\Delta u_m$

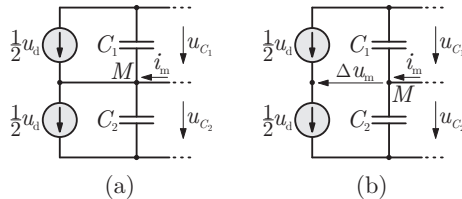
$$\Delta u_m = u_{C_1} - u_{C_2}. \quad (6.1)$$

ist ungleich null. Die Änderung des Mittelpunktpotentials ist dabei proportional zum Integral des *Mittelpunktstroms*  $i_m$ , der definitionsgemäß positiv ist, wenn er in den Mittelpunkt  $M$  fließt [40].

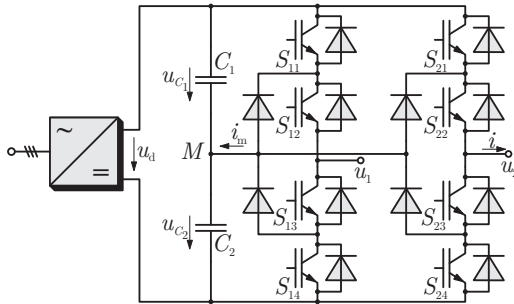
$$\Delta u_m \sim \int i_m dt \quad (6.2)$$

Eine Abweichung des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_m$  von null führt zur einer fehlerhaften Modulierung der Ausgangsspannung und im ungünstigsten Fall zu einer Überschreitung der maximal zulässigen Betriebsspannung der verwendeten Komponenten und somit zu deren Zerstörung.

Im Folgenden werden für beide Fünfpunktwechselrichter-Topologien der Einfluss der Schaltzustände auf das Mittelpunktpotential analysiert und die inhärenten Symmetrierungseigenschaften der synchronen optimierten Pulsmuster im stationären Betrieb des Antriebs gezeigt. Für den dynamischen



**Bild 6.1** Zwischenkreis einer NPC Dreipunkthalbbrücke/-wechselrichter; (a) stabilisiertes Mittelpunktpotential, (b) unstabiliertes Mittelpunktpotential.



**Bild 6.2** Zelle eines Strangs der Fünfpunktwechselrichter-Topologie I.

Betrieb muss eine Regelung des Mittelpunktpotentials erfolgen. In diesem Zusammenhang wird das Konzept der redundanten Halbbrücken eingeführt.

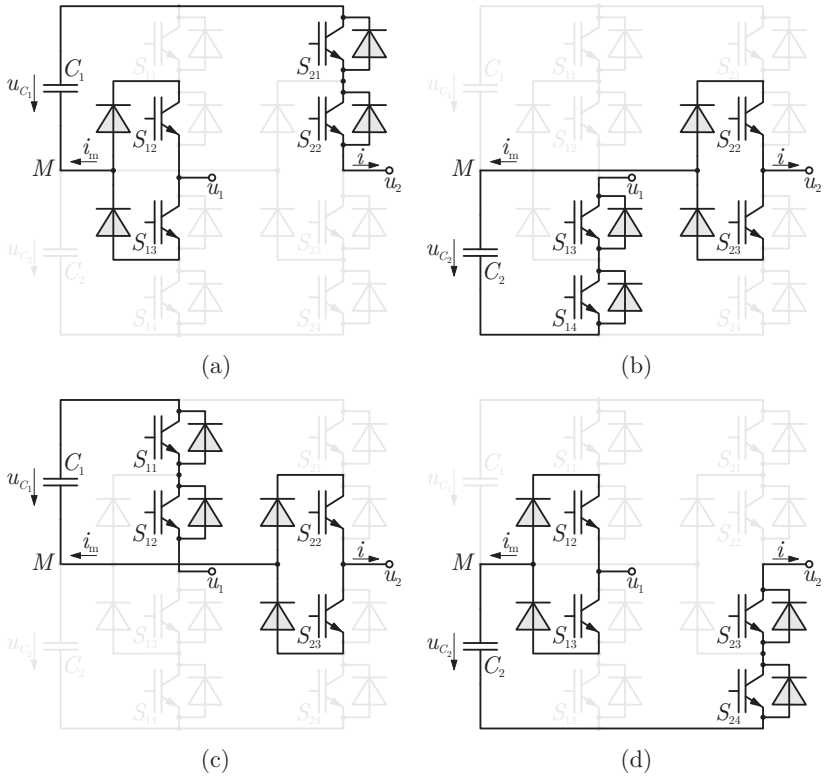
## 6.1 Mittelpunktpotential - Topologie I

In einem Fünfpunktwechselrichter, der strangweise aus in Reihe geschalteten NPC Dreipunkthalbbrücken besteht, existieren drei Mittelpunktpotentiale  $\Delta u_{m,a}$ ,  $\Delta u_{m,b}$  und  $\Delta u_{m,c}$  und die dazugehörigen Mittelpunktpotentialströme  $i_{m,a}$ ,  $i_{m,b}$  und  $i_{m,c}$ . Aufgrund der isolierten Zwischenkreise wird  $i_{m,a}$  nur vom Strangstrom  $i_a$  und dem logischen Schaltzustand  $l_a$  der Zelle beeinflusst, wodurch eine einsträngige Betrachtung zur Analyse des Mittelpunktpotentials an dieser Stelle ausreichend ist. Bild 6.2 zeigt die Zelle eines Strangs des Fünfpunktwechselrichters nach Topologie I mit der Ausgangsspannung  $u = u_2 - u_1$ , dem Strangstrom  $i$  und dem Mittelpunktpotentialstrom  $i_m$ .

### 6.1.1 Einfluss des Schaltzustands auf das Mittelpunktpotential

Das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  ändert sich nach (6.2) nur, wenn der Mittelpunktpotentialstrom  $i_m$  ungleich null ist. Für die Zelle eines Strangs der Fünfpunktwechselrichter-Topologie I trifft dies zu, sobald exklusiv nur ein Ausgang der beiden Dreipunkthalbbrücken im Bild 6.2 mit dem Mittelpunkt verbunden ist.

Die logischen Schaltzustände  $l \in \{4, 2, 0\}$ , die nach Tabelle 2.1, Seite 21 die Ausgangsspannungen  $+u_d$ ,  $0$  und  $-u_d$  erzeugen, verbinden keinen Ausgang oder beide Ausgänge der zwei Halbbrücken mit dem Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises. Der Mittelpunktpotentialstrom  $i_m$  ist in beiden Fällen null, und



**Bild 6.3** Zelle eines Strangs des Fünfpunktwechselrichters nach Topologie I. Darstellung der Schaltungskonfiguration für (a)  $l=3^+$ , (b)  $l=3^-$ , (c)  $l=1^+$  und (d)  $l=1^-$ .

das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  wird daher durch diese Schaltzustände nicht beeinflusst. Dagegen verbinden die redundanten Schaltzustände  $3^+$ ,  $3^-$  und  $1^+$ ,  $1^-$ , welche die Ausgangsspannungen  $+u_d/2$  beziehungsweise  $-u_d/2$  generieren, genau einen Ausgang der zwei NPC Dreipunktthalbbrücken mit dem Mittelpunkt  $M$  des Zwischenkreises. Im Bild 6.3 sind für die vier Schaltzustände die jeweils Strom führenden Elemente sowohl für positiven als auch negativen Laststrom hervorgehoben. Eine Analyse der Schaltzustände zeigt, dass der Mittelpunktstrom  $i_m$  abhängig vom Schaltzustand und Strangstrom

über

$$i_m = s_H \cdot \text{sign}(u) \cdot i \quad (6.3)$$

bestimmt werden kann. Es gilt  $s_H = +1$ , wenn die positive redundante Halbbrücke geschaltet ist. Der logische Schaltzustand der Zelle ist in diesem Fall  $l \in \{3^+, 1^+\}$ . Wird die negative redundante Halbbrücke zur Erzeugung der Ausgangsspannung verwendet, ist  $s_H = -1$  und für den logischen Schaltzustand gilt  $l \in \{3^-, 1^-\}$ . Der Mittelpunktstrom fließt bei Verwendung der positiven redundanten Halbbrücken über den Kondensator  $C_1$  und bei den negativen redundanten Halbbrücken über  $C_2$ . Für die Schaltzustände  $l \in \{4, 2, 0\}$  ist  $s_H = 0$ , somit der Mittelpunktstrom null und das Mittelpunktpotential ändert sich nicht.

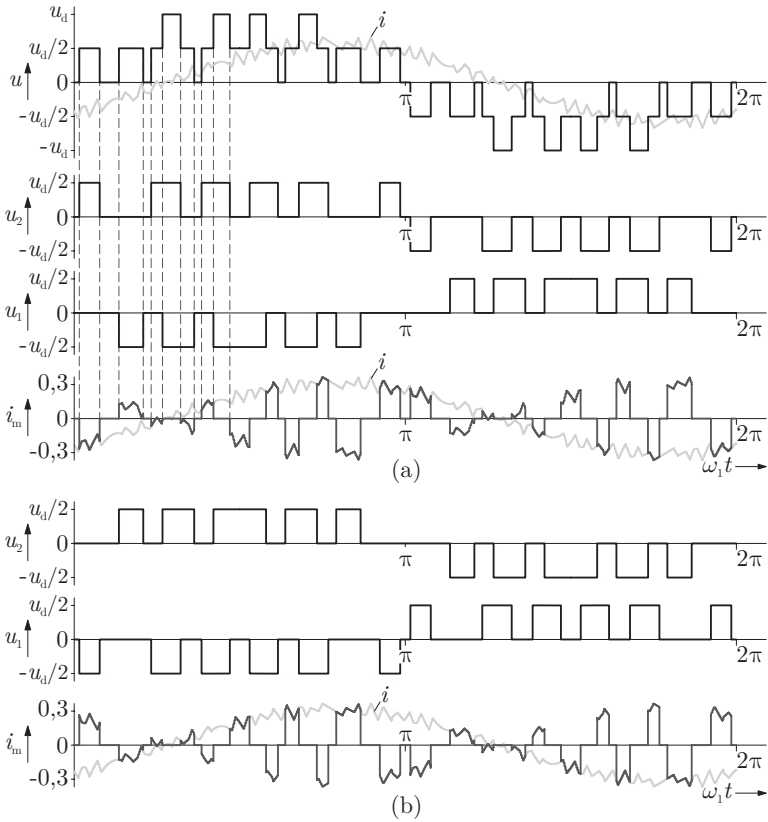
Die Richtung des Mittelpunktstroms ist abgesehen vom Lastzustand der Zelle nur von der Wahl der entsprechenden positiven oder negativen redundanten Halbbrücke abhängig. Nach (6.2) bestimmt die Richtung von  $i_m$  das Vorzeichen der Änderung von  $\Delta u_m$ :

- $i_m > 0$ : Das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  wird kleiner. Gibt die Zelle Leistung ab, so wird diese vom Kondensator  $C_1$  geliefert. Nimmt die Zelle Leistung auf, so fließt die Energie in den Kondensator  $C_2$ .
- $i_m < 0$ : Das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  wird größer. Nimmt die Zelle Energie auf, so fließt diese in den Kondensator  $C_1$ . Gibt die Zelle Leistung ab, so wird diese vom Kondensator  $C_2$  geliefert.

Dabei kann die Zelle im motorischen Betrieb des Antrieb sowohl elektrische Energie aufnehmen als auch abgeben (siehe Abschnitt 4.1).

### 6.1.2 Mittelpunktpotentialfehler im stationären Betrieb I

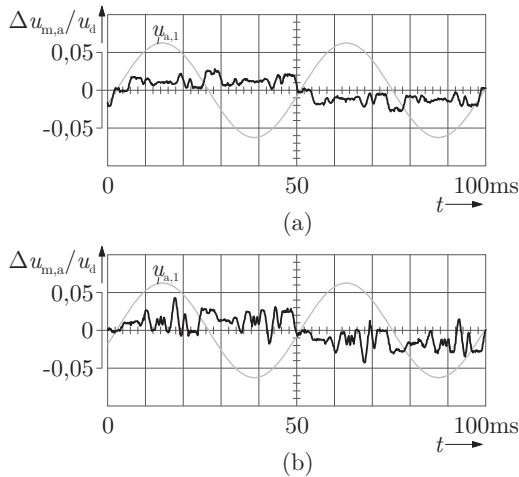
Die Änderung des Mittelpunktpotentials ist abhängig vom Strom der in den Mittelpunkt des Zwischenkreises fließt. Dieser ist über (6.3) bestimmbar, und Bild 6.4(a) zeigt den Verlauf des Mittelpunktstroms bei synchroner optimaler Modulation mit der Taktzahl  $N = 11$ . Des Weiteren sind die Ausgangsspannung  $u$ , die Ausgangspotentiale  $u_1, u_2$  der Dreipunkthalbbrücken und der Strangstrom  $i$  dargestellt. Aufgrund der Viertel- und Halbschwingungssymmetrie der optimalen Fünfpunktpulsmuster und der entsprechenden Aufteilung in zwei Dreipunktpulsmuster nach dem im Abschnitt 3.3.4, Seite 46 beschriebenen Verfahren, ist der Mittelwert des Mittelpunktstroms  $i_m$  über eine Grundschwingung null, wie aus dem Verlauf von  $i_m$  im Bild 6.4(a) ersichtlich ist. Ist der Mittelwert des Stroms, der in den Mittelpunkt fließt,



**Bild 6.4** Verlauf des Mittelpunktstroms  $i_m$  bei synchroner optimaler Modulation mit  $N = 11$ , Struktur 12,  $m = 0,6$  und  $f_s = 160$  Hz. Die Aufteilung des Fünfpunktpulsmusters ist bei den Verläufen in (a) gegenüber den Verläufen in (b) getauscht. (Simulationsergebnisse)

null, so ist nach (6.2) die Änderung des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_m$  über eine Grundschwingung ebenfalls null und es verbleibt nur eine vom Pulsmuster und Laststrom abhängige Restwelligkeit. Dies trifft auf jeden Strang der Fünfpunktwechselrichter-Topologie I zu, und die drei Mittelpunktpotentiale sind daher im stationären Betrieb des Antriebs balanciert.

Die Dreipunktpulsmuster, die die Ausgangspotentiale  $u_1$  und  $u_2$  modulieren, werden nach einer Grundschwingung getauscht, um die Verluste auf



**Bild 6.5** Gemessene Verläufe des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$  der Zelle  $a$  bei  $N = 18$ , Struktur 305,  $m = 0,35$ ; (a) bei Leerlauf und (b) bei Belastung (70% Bemessungsstrom) der Maschine.

beide Halbbrücken gleichmäßig zu verteilen. Durch das periodische Tauschen der Dreipunktpulsmuster wird anstatt der Schaltsequenz

$$S^+ \equiv 2 \dots 3^+ \dots 2 \dots 3^- \dots 2 \dots 3^+ \dots 4 \dots 3^- \dots 2 \dots 3^+ \dots 4 \dots 3^-$$

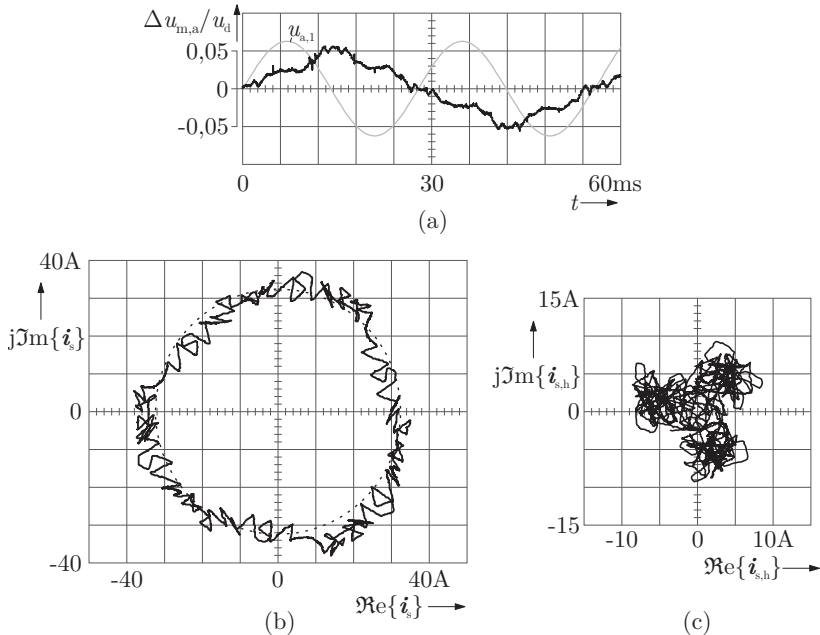
die Schaltsequenz

$$S^- \equiv 2 \dots 3^- \dots 2 \dots 3^+ \dots 2 \dots 3^- \dots 4 \dots 3^+ \dots 2 \dots 3^- \dots 4 \dots 3^+$$

in der ersten Viertelschwingung geschaltet. Dabei bestimmt die Wahl der positiven oder der negativen redundanten Halbbrücke über (6.3) direkt die Richtung des Mittelpunktpotentials. Dieser ist daher im Bild 6.4(b) bei der Verwendung der Schaltsequenz  $S^-$  gegenüber dem Verlauf im Bild 6.4(a) um  $\pi$  phasenverschoben.

Messungen des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$  bei synchroner optimaler Modulation sind in den Diagrammen Bild 6.5 für den Leerlauf und den Lastfall gezeigt. Dabei ist das periodische Tauschen der Pulsmuster nach jeweils einer Grundschwingung im Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$  zu erkennen. Während der ersten Grundschwingung der Ausgangsspannung  $u_{a,1}$  im Bild 6.5(a) ist das Mittelpunktpotential positiv wohingegen es in der zweiten

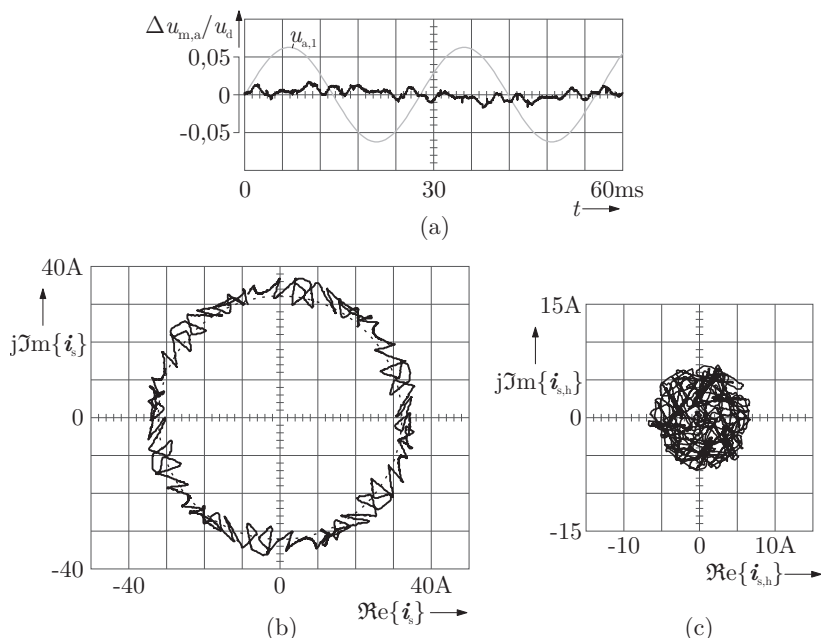




**Bild 6.6** Synchrone optimale Modulation mit  $N = 14$ , Struktur 51 und  $m = 0,46$ . Dargestellt sind (a) der Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$ , (b) die resultierende Stromtrajektorie und (c) die Trajektorie der Stromharmonischen.

Grundschiwingung negativ ist. Die Frequenz der Welligkeit des Mittelpunktpotentials entspricht somit der halben Grundschiwingungsfrequenz  $f_1/2$ . Dies gilt für alle Arbeitspunkte eines Fünfpunktwechselrichters, der strangweise aus in Reihe geschalteten Dreipunkthalbbrücken besteht und mit synchroner optimaler Modulation betrieben wird. Der Verlauf des Mittelpunktpotentials bei Last ist im Diagramm Bild 6.5(b) dargestellt. Die Verläufe der Mittelpunktspotentiale  $\Delta u_{m,b}$  und  $\Delta u_{m,c}$  sind gleichartig zu  $\Delta u_{m,a}$ , jedoch um  $2\pi/3$  beziehungsweise  $4\pi/3$  phasenverschoben.

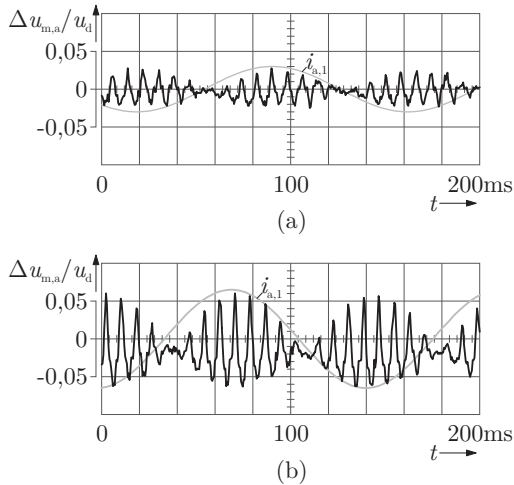
Obwohl die Änderung des Mittelpunktpotentials bei synchroner optimaler Modulation über eine Grundschiwingung null und dementsprechend balanciert ist, so kann das Mittelpunktpotential dennoch erheblich von null abweichen, wie in dem Diagramm Bild 6.6(a) für das Pulsmuster der Taktzahl  $N = 14$ , Struktur 51 gezeigt. Neben einer erhöhten Spannungsbelastung der Konden-



**Bild 6.7** Synchrone optimale Modulation mit  $N = 14$ , Struktur 24 und  $m = 0,46$ . Dargestellt sind (a) der Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$ , (b) die resultierende Stromtrajektorie und (c) die Trajektorie der Stromharmonischen.

satoren sowie der Leistungshalbleiter, führen die Mittelpunktpotentialfehler in jedem Strang zu einer fehlerhaften Spannungszeitfläche an den Ausgängen des Wechselrichters und verursachen dementsprechend eine niederfrequente Stromverzerrung. Die Stromtrajektorie in dem Diagramm Bild 6.6(b) zeigt dies. Das offline-optimierte Pulsmuster mit der Taktzahl  $N = 14$ , Struktur 51 ist daher an dieser Stelle für die Modulation eines Fünfpunktwechselrichters, der strangweise aus in Reihe geschalteten NPC Dreipunkthalbbrücken besteht, nicht geeignet.

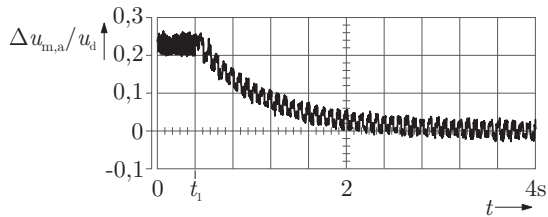
Neben dem Laststrom bestimmt die Struktur des Pulsmusters die Restwelligkeit des Mittelpunktpotentials. Wird aus der Menge der konkurrierenden Strukturen der Taktzahl  $N = 14$ , die aus der Optimierung resultieren, anstatt der Struktur 51 die Struktur 24 gewählt, so ist der Mittelpunktpotentialfehler deutlich geringer, wie im Bild 6.7(a) gezeigt. Der Verlauf der Stromtrajektorie



**Bild 6.8** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$  bei Raumzeigermodulation mit  $m=0,12$ ,  $f_1 = 7\text{ Hz}$  und  $f_s = 125\text{ Hz}$ ; (a) Leerlauf und (b) 70% Bemessungsstrom der Maschine.

zeigt das Diagramm Bild 6.7(b). Das Pulsmuster mit der Struktur 24 ist daher für die Taktzahl  $N = 14$  unter Berücksichtigung der Zwischenkreiswelligkeit (siehe Abschnitt 4.1) und des Mittelpunktpotentials am besten geeignet für die Modulation der Ausgangsspannung eines Fünfpunktwechselrichters nach Topologie I. Die Strukturen 24 und 51 der Taktzahl  $N = 14$  sind im Anhang A.3 angegeben.

Den Verlauf des Mittelpunktpotentials bei Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene zeigt das Diagramm Bild 6.8(a). Die Modulation nach Abschnitt 3.2.2, Seite 30 beeinflusst in jedem Modulationszyklus das Mittelpunktpotential. Bei trägerbasierten Verfahren, wie der Raumzeigermodulation entspricht daher die Frequenz der Welligkeit des Mittelpunktpotentials der Schaltfrequenz  $f_s = 125\text{ Hz}$ . Die Amplitude des Mittelpunktpotentials ist direkt abhängig vom Strangstrom. Im Bereich des Nulldurchgangs des Strangstroms wird daher das Mittelpunktpotential kaum beeinflusst. Das Diagramm Bild 6.8(b) zeigt den Verlauf des Mittelpunktpotentials bei Belastung der Maschine.

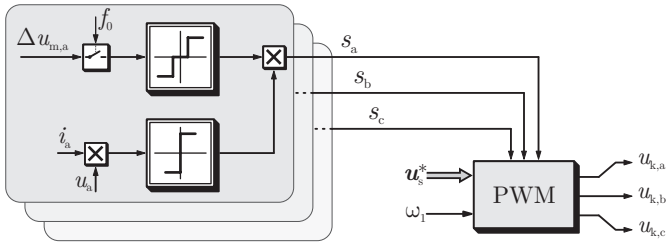


**Bild 6.9** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$  der Zelle  $a$  zeigt das Abklingen eines Mittelpunktpotentialfehlers aufgrund der natürlichen Symmetrierungseigenschaften der NPC Topologie; synchrone optimale Modulation mit  $N = 15$ , Struktur 12 und  $m = 0,42$ .

### 6.1.3 Natürliche Symmetrierung I

Im stationären Betrieb des Antriebs sind die Mittelwerte der Mittelpunktströme eines Fünfpunktwechselrichters, der strangweise aus in Reihe geschalteten NPC Dreipunkthalbbrücken besteht, null und daher nach (6.2) die Mittelpunktspotentiale balanciert. Dabei wurde angenommen, dass die Bauteile ideal sind. Haben beispielsweise die Zwischenkreiskondensatoren nicht identische Kapazitätswerte, können sich theoretisch im stationären Betrieb statische Mittelpunktpotentialfehler aufbauen, obwohl der Mittelpunktstrom einer Zelle im Mittel null ist. In [41] wurde gezeigt, dass ein inhärenter natürlicher Symmetrierungsmechanismus der NPC Dreipunkttopologie stationäre Fehler eliminiert. Dies ist darauf zurückzuführen, dass beispielsweise bei einem positiven Fehler, das bedeutet  $u_{C_1} > u_{C_2}$ , die Stromänderung größer ist, wenn der Ausgang der Halbbrücke mit dem positiven Zwischenkreispotential verbunden ist. Der Kondensator  $C_1$  wird in diesem Fall stärker belastet als  $C_2$  und die Unsymmetrie in den Kondensatorspannungen baut sich daher mit der Zeit ab. Ein Auftreten von statischen Mittelpunktpotentialfehlern ist somit nicht möglich.

Dies ist durch die Messung im Bild 6.9 bestätigt. Ein vorhandener statischer Fehler, der hier auf einer bis zum Zeitpunkt  $t_1$  fehlerhaften Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster beruht, klingt aufgrund der natürlichen Symmetrierungseigenschaft der NPC Topologie innerhalb von 2s ab und es verbleibt nur ein stationärer periodischer Fehler.

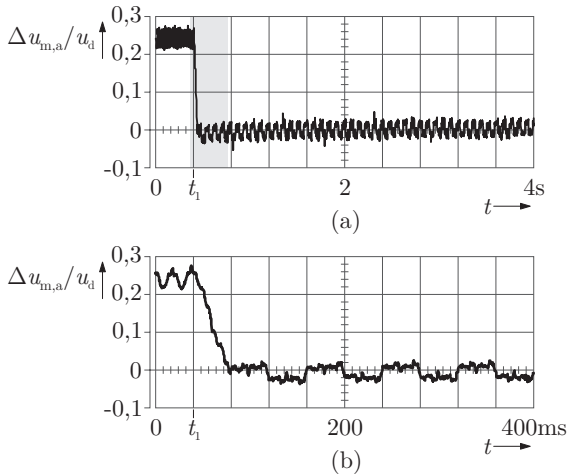


**Bild 6.10** Signalflussplan der Mittelpunktpotentialregelung für die Fünfpunktwechselrichter-Topologie I. Die Struktur der Regelung ist in allen drei Strängen identisch und hier der Übersicht halber nur für den Strang a im Detail dargestellt.

### 6.1.4 Regelung der Mittelpunktpotentiale

Im stationären Betrieb der Maschine sind die Mittelpunktpotentiale balanciert. Durch transiente Ereignisse können jedoch Mittelpunktpotentialfehler entstehen, die nur langsam aufgrund des natürlichen Symmetrierungsmechanismus der NPC Dreipunkttopologie abklingen. Aufeinander folgende transiente Ereignisse, bevor das Mittelpunktpotential wieder auf null abgeklungen ist, können zu hohen Fehlern führen. Neben einer fehlerhaft modulierten Ausgangsspannung kann dabei sogar die Spannungsfestigkeit der Bauteile überschritten werden [42]. Eine *Regelung der Mittelpunktpotentiale* ist daher zum sicheren Betrieb des Fünfpunktwechselrichters erforderlich.

Zur Regelung der Mittelpunktpotentiale wird an dieser Stelle das *Konzept der redundanten Halbbrücken* eingeführt. Der Signalflussplan im Bild 6.10 zeigt die Struktur des entsprechenden geschlossenen Regelkreises. Der Block PWM entspricht dem Modulator, der im Bild 3.23(a), Seite 54 gezeigt ist. Der Ablauf der Regelung wird im Folgenden beispielhaft für  $\Delta u_{m,a} > 0$  erläutert. In diesem Fall muss der Mittelpunktstrom  $i_{m,a}$  größer null sein, um einen bestehenden positiver Fehler zu null zu regeln. Dabei ist die Stromrichtung über die Wahl der positiven oder negativen redundanten Halbbrücke beeinflussbar. Nach (6.3) muss die Wahl abhängig vom Lastzustand der Zelle erfolgen, wobei die Ausgangsspannung  $u_a$  durch die übergeordnete Steuerung vorgegeben und der Strom  $i_a$  durch die Last bestimmt ist. Gibt der Zwischenkreis Leistung ab, das bedeutet, dass das Produkt aus Spannung  $u_a$  und Strom  $i_a$  größer null ist, ist  $s_a = +1$ . Der Modulator verwendet unabhängig von der Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster nur die positiven redundanten Halbbrücken zur Erzeugung der Ausgangsspannung  $u_a$ . Nimmt der Zwischenkreis Leistung



**Bild 6.11** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotentials  $u_{m,a}$  bei Regelung des Mittelpunktpotentials; synchrone optimale Modulation mit  $N = 15$ , Struktur 12 und  $m = 0,42$ . Das untere Diagramm zeigt eine Vergrößerung des im oberen Diagramm markierten Bereichs. Nach Ausregelung des statischen Fehlers verbleibt nur die stationäre, periodische Welligkeit mit einer Frequenz von  $f_1/2 = 12,5$  Hz.

auf, ist  $s_a = -1$  und es werden nur die negativen redundanten Halbbrücken verwendet. In beiden Fällen ist garantiert, dass der Mittelpunktstrom  $i_{m,a}$  positiv, somit die Änderung des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_{m,a}$  negativ ist und ein positiver Fehler schnellst möglich zu null geregelt wird.

Ist der Fehler innerhalb eines Toleranzbandes, dessen Breite in Abhängigkeit von der Welligkeit des Mittelpunktpotentials im stationären Betrieb bestimmt wird, so ist  $s_a = 0$  und die Wahl der redundanten Halbbrücken erfolgt abhängig von der optimalen Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster. Die Regelung für die Mittelpunktpotentiale  $\Delta u_{m,b}$  und  $\Delta u_{m,c}$  erfolgt analog zu Strang  $a$ .

Die Regelung kann dabei das Mittelpunktpotential  $\Delta u_{m,x}$  nur beeinflussen, wenn im Strang  $x$  die Ausgangsspannung  $u_d/2$  oder  $-u_d/2$  geschaltet wird. Gleichzeitig sind es genau diese Schaltzustände, die eventuelle Mittelpunktpotentialfehler verursachen. Ein existierender Fehler bleibt somit konstant während der Zeit, in der die Regelung keinen Einfluss auf das Mittelpunktpotential nehmen kann.

Das Diagramm Bild 6.11 zeigt das Mittelpunktpotential  $\Delta u_{m,a}$  bei Rege-

lung der Mittelpunktpotentiale. Die Regelung wird zum Zeitpunkt  $t_1$  aktiviert und ein statischer Fehler innerhalb von 40 ms ausgeregelt. Im Vergleich dazu klingt derselbe Fehler durch die natürliche Symmetrierung erst nach 2 s ab, wie die Messung im Bild 6.9 vergleichend zeigt.

Durch die schnelle Regelung der Mittelpunktpotentiale nach dem Konzept der redundanten Halbbrücken wird das Auftreten von Mittelpunktpotentialfehlern aufgrund von transienten Ereignissen vermieden. Die Eigenschaften der synchronen optimalen Modulation werden durch die Regelung nicht beeinflusst.

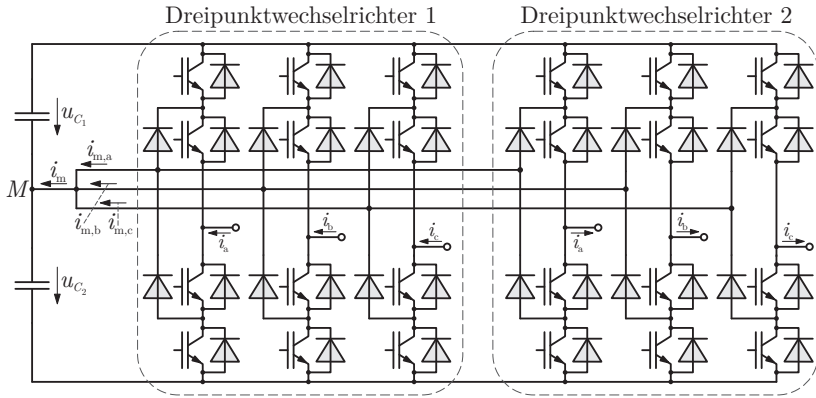
## 6.2 Mittelpunktpotential - Topologie II

Im Gegensatz zur Fünfpunktwechselrichter-Topologie I bei der drei isolierte Zwischenkreise zum Betrieb unerlässlich sind, so wird hier der Doppel-Dreipunktwechselrichter mit einem gemeinsamen Zwischenkreis betrieben. Bei dieser Fünfpunkttopologie existiert daher nur ein Mittelpunktstrom  $i_m$  und ein Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$ .

### 6.2.1 Einfluss der Schaltzustandsraumzeiger auf das Mittelpunktpotential

Während für die drei Mittelpunktpotentiale  $\Delta u_{m,x}$  der strangweise in Reihe geschalteten Dreipunkthalbbrücken gilt, dass das jeweilige Mittelpunktpotential nur durch den Schalt- und Lastzustand des dazugehörigen Strangs beeinflusst wird, so ist bei einem Doppel-Dreipunktwechselrichter das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  abhängig vom Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_k$  des Fünfpunktwechselrichters und dem Lastzustand der angeschlossenen elektrischen Maschine.

Nach (6.2) ändert sich auch in dieser Topologie das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  nur, wenn der Mittelpunktstrom  $i_m$  ungleich null ist. Dies trifft für Schaltzustandsraumzeiger zu, die in mindestens einem der drei Stränge die Spannung  $u_d/2$  oder  $-u_d/2$  erzeugen. Für jeden Strang kann dabei für die Erzeugung der Ausgangsspannung  $+u_d/2$  oder  $-u_d/2$  die positive oder negative redundante Halbbrücke unabhängig voneinander verwendet werden. So existieren beispielsweise für den Spannungsraumzeiger  $(u_d/2 \ u_d/2 \ 0)$  vier redundante Schaltzustandsraumzeiger, die ebenfalls vier unterschiedliche Mit-



**Bild 6.12** Doppel-Dreipunktwechselrichter mit gemeinsamem Zwischenkreis. Der Mittelpunktstrom ergibt sich als Superposition der Teilströme  $i_{m,a}$ ,  $i_{m,b}$  und  $i_{m,c}$ . Auf eine Darstellung der Last und der Gleichtaktinduktivität wird an dieser Stelle der Übersicht halber verzichtet.

telpunktströme zur Folge haben:

- (1)  $i_m^{(1)} = +i_a + i_b$  für  $(3^+ 3^+ 2)$
- (2)  $i_m^{(2)} = -i_a - i_b$  für  $(3^- 3^- 2)$
- (3)  $i_m^{(3)} = +i_a - i_b$  für  $(3^+ 3^- 2)$
- (4)  $i_m^{(4)} = -i_a + i_b$  für  $(3^- 3^+ 2)$

Für die vier resultierenden Mittelpunktströme gilt  $i_m^{(1)} = -i_m^{(2)}$  und  $i_m^{(3)} = -i_m^{(4)}$ . Insgesamt existieren 343 unterschiedliche Schaltzustände für einen Fünfpunktwechselrichter, der aus NPC Dreipunkthalbbrücken besteht. Nur 27 Schaltzustände erzeugen in keinem der drei Stränge die Ausgangsspannung  $u_d/2$  oder  $-u_d/2$  und beeinflussen daher nicht das Mittelpunktpotential. Eine Betrachtung des Mittelpunktpotentials mittels des Einflusses der Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_k$  ist daher an dieser Stelle nicht praktikabel.

Eine Unterteilung des Mittelpunktstroms  $i_m$  in die Beiträge der einzelnen Stränge wird an dieser Stelle bevorzugt. Die Teilmittelpunktströme  $i_{m,a}$ ,  $i_{m,b}$  und  $i_{m,c}$  sind anschaulich in dem Schaltschema des Doppel-Dreipunktwechselrichters mit gemeinsamem Zwischenkreis im Bild 6.12 dargestellt. Dabei entspricht die Struktur eines Strangs des Doppel-Dreipunktwechselrichters der Struktur einer Zelle der Topologie I.



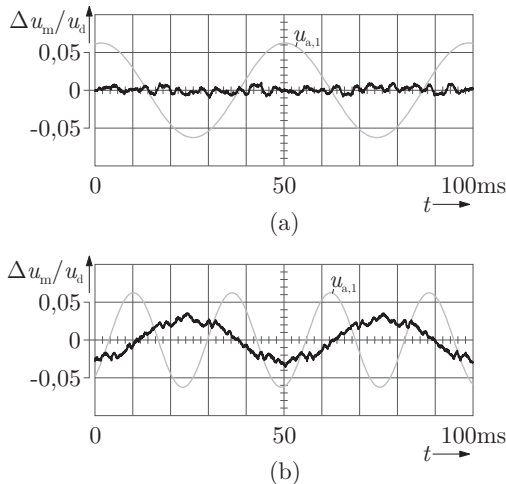
Der Teilmittelpunktstrom  $i_{m,x}$  eines einzelnen Strangs ist über (6.3) bestimmt. Der Mittelpunktstrom  $i_m$  ergibt sich als Summe dieser Teilströme.

$$i_m = \sum_{x=a,b,c} i_{m,x} = \sum_{x=a,b,c} s_{H,x} \cdot \text{sign}(u_x) \cdot i_x \quad (6.4)$$

Ist  $s_{H,x} = +1$  so wird in dem Strang  $x$  die positive und für  $s_{H,x} = -1$  die negative redundante Halbbrücke verwendet.  $s_{H,x}$  ist null, wenn die Ausgangsspannung im Strang  $x +u_d$ , 0 oder  $-u_d$  beträgt. Das Vorzeichen des Mittelpunktstroms  $i_m$  gibt dabei die Richtung der Änderung des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_m$  an. Ist  $i_m > 0$ , so wird das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  kleiner und bei einem negativen Mittelpunktstrom größer.

### 6.2.2 Mittelpunktpotentialfehler im stationären Betrieb II

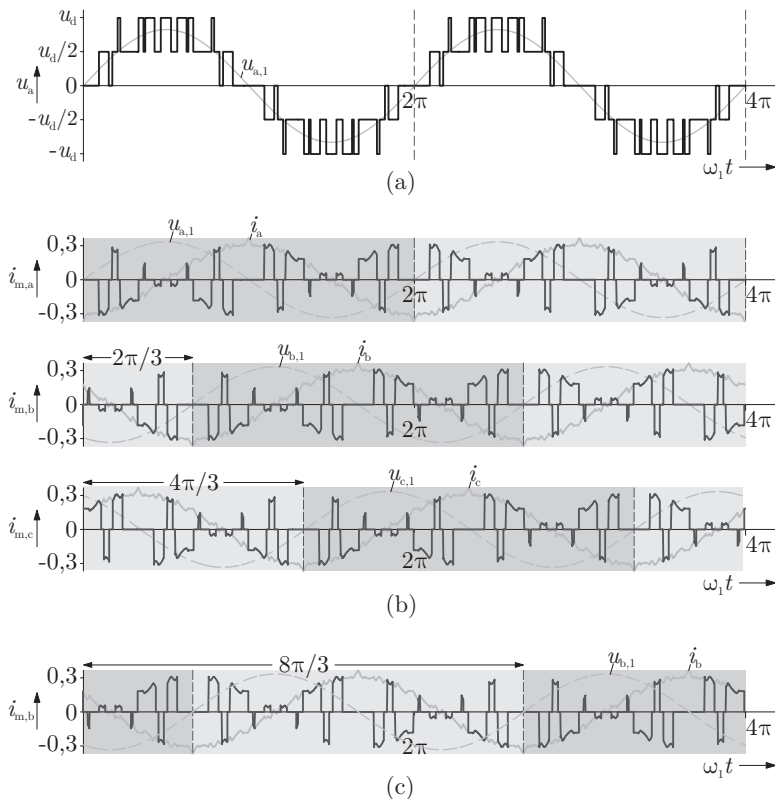
Die Mittelpunktströme  $i_{m,a}$ ,  $i_{m,b}$ ,  $i_{m,c}$  der Topologie I bei synchroner optimaler Modulation im stationären Betrieb des Antriebs im zeitlichen Mittel null. Dies gilt auch für die Teilmittelpunktströme des Doppel-Dreipunktwechselrichters mit gemeinsamem Zwischenkreis. Aus (6.4) folgt, dass der Mittelwert des Mittelpunktstroms  $i_m$  null und daher das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  bei



**Bild 6.13** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  eines Doppel-Dreipunktwechselrichters bei (a)  $N = 18$ , Struktur 383,  $m = 0,31$  und (b)  $N = 10$ , Struktur 17,  $m = 0,65$

synchroner optimaler Modulation im stationären Betrieb der Maschine balanciert ist.

Experimentelle Ergebnisse sind in den Diagrammen Bild 6.13 für zwei Arbeitspunkte gezeigt. Während die Welligkeit des Mittelpunktspotentials im oberen Diagramm vernachlässigbar ist, erzeugt das offline-optimierte Pulsmuster der Taktzahl  $N = 10$ , Struktur 17, das sowohl eine geringe Stromver-



**Bild 6.14** Synchroner optimale Modulation mit der Taktzahl  $N = 10$ , Struktur 17 und  $m = 0,65$ . Darstellung von (a) Verlauf der Ausgangsspannung  $u_a$ , (b) der Teilmittelpunktströme  $i_{m,a}$ ,  $i_{m,b}$  und  $i_{m,c}$  bei mitläufiger Tauschsequenz. Der Verlauf in (c) zeigt den Teilmittelpunktstrom  $i_{m,b}$  bei gegenläufiger Tauschsequenz. (Simulationsergebnisse)

zerrung als auch einen geringen Gleichtaktanteil erzeugt, eine deutlich höhere Welligkeit. Die Frequenz dieser Welligkeit beträgt  $f_1/2$ .

Zur Reduzierung der Welligkeit der Mittelpunktpotentiale  $\Delta u_{m,x}$  in der Topologie I wurde diese bei der Auswahl des Pulsmusters aus der Menge der konkurrierenden Strukturen berücksichtigt. Der maximale Mittelpunktpotentialfehler wurde deutlich reduziert. Zur Reduzierung der Welligkeit des Mittelpunktpotentials eines Doppel-Dreipunktwechselrichters wird die im folgenden Abschnitt vorgestellte Methode eingeführt.

### 6.2.3 Reduzierung der Welligkeit des Mittelpunktpotentials

Der Einfluss der Teilmittelpunktströme auf das Mittelpunktpotential eines Doppel-Dreipunktwechselrichters wird im Folgenden am Beispiel des synchronen optimalen Pulsmusters der Taktzahl  $N = 10$ , Struktur 17 und Aussteuerungsgrad  $m = 0,65$  genauer analysiert. Messungen des Mittelpunktpotentials in diesem Arbeitspunkt sind im Bild 6.13(b) gezeigt.

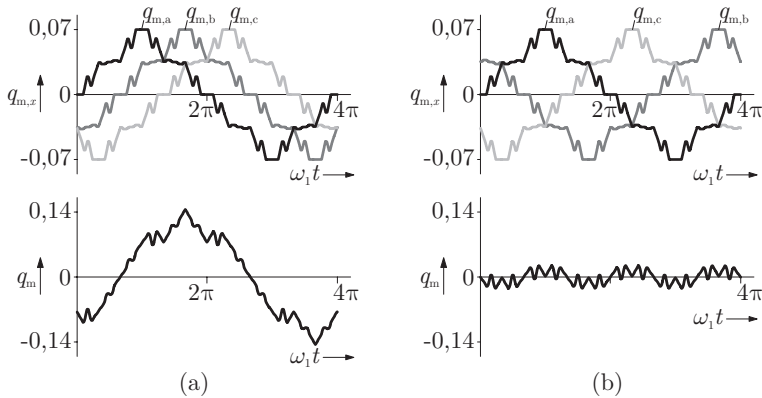
Die entsprechende Ausgangsspannung  $u_a$  ist im Bild 6.14(a) dargestellt. Um das periodische Tauschen der zwei Dreipunktpulsmuster nach jeweils einer Grundschwingung zu berücksichtigen, erfolgt die Darstellung über zwei Grundschwingungen. Das Tauschen hat zur Folge, dass der Verlauf des Teilmittelpunktstroms  $i_{m,x}$  im Vergleich zur vorherigen Grundschwingung invertiert ist (vergleiche Abschnitt 6.1.2). Die Teilmittelpunktströme im Bild 6.14(b) haben daher eine Periode von  $4\pi$ , wobei  $i_{m,b}$  und  $i_{m,c}$  gegenüber  $i_{m,a}$  um  $2\pi/3$  beziehungsweise  $4\pi/3$  phasenverschoben sind. Farblich gleich markierte Bereiche im Bild 6.14(b) deuten an, dass die Aufteilung der Fünf-punktpulsmuster gleich ist. An dieser Stelle ist daher der Tauschprozess für den Strang  $b$  und  $c$  um  $2\pi/3$  beziehungsweise  $4\pi/3$  gegenüber dem Strang  $a$  phasenverschoben und wird im Folgenden als *mitläufige Tauschsequenz* bezeichnet.

Die daraus resultierenden Stromzeitflächen  $q_{m,a}$ ,  $q_{m,b}$  und  $q_{m,c}$  sind in dem oberen Diagramm Bild 6.15(a) dargestellt. Durch Addition der Teilgrößen  $q_{m,x}$  resultiert die gesamte Stromzeitfläche

$$q_m = \sum_{x=a,b,c} q_{m,x} = \sum_{x=a,b,c} \left[ \int i_{m,x} dt \right], \quad (6.5)$$

die im unteren Diagramm Bild 6.15(a) gezeigt ist. Dabei ist  $q_m$  nach (6.2) proportional zum Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$ . Dies wird durch den Vergleich mit der Messung des Mittelpunktpotentials im Bild 6.13(b) bestätigt.

Eine Reduzierung der Welligkeit des Mittelpunktpotentials wird durch eine Reduzierung der Mittelpunkt-Stromzeitfläche bewirkt, der sich hier als

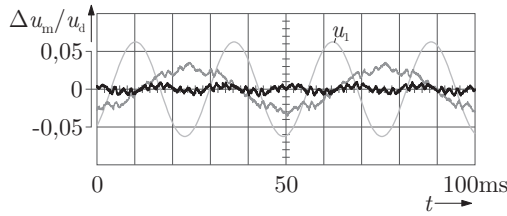


**Bild 6.15** Synchrone optimale Modulation mit der Taktzahl  $N = 10$ , Struktur 17 und  $m = 0,65$ . Darstellung der Verläufe der Teilstromzeitflächen  $q_{m,a}$ ,  $q_{m,b}$ ,  $q_{m,c}$  und der gesamten Stromzeitfläche  $q_m$ . (a) Mitläufige und (b) gegenläufige Tauschsequenz. (Simulationsergebnisse)

der Summe der Teil-Stromzeitflächen ergibt. Dabei kann die Phasenlage der Teilmittelpunktströme zueinander durch den Tauschprozess der Dreipunktpulsmuster beeinflusst werden.

Werden die Dreipunktpulsmuster für den Strang  $b$  gegenüber dem Strang  $a$  nicht um  $2\pi/3$  sondern um  $8\pi/3$  phasenverschoben getauscht, so definiert dies die *gegenläufige Tauschsequenz*. Diese hat weder Einfluss auf das symmetrische Spannungssystem noch auf die Ausgangsspannung  $u_b$  oder den Strangstrom  $i_b$ . Die modifizierte Tauschsequenz beeinflusst jedoch den Mittelpunktstrom  $i_{m,b}$ . Bild 6.14(c) zeigt, dass dieser um  $2\pi$  gegenüber dem Verlauf im Bild 6.14(b) phasenverschoben ist. Die resultierende Stromzeitfläche  $q_{m,b}$  in dem oberen Diagramm Bild 6.15(b) ist ebenfalls um  $2\pi$  gegenüber dem Verlauf bei mitläufiger Tauschsequenz verschoben. Das untere Diagramm Bild 6.15(b) zeigt die resultierende Stromzeitfläche  $q_m$ . Die maximale Amplitude ist in diesem Fall um 80% reduziert. Die Frequenz der verbleibenden Welligkeit ist  $3f_1/2$ .

Das Mittelpunktpotential bei gegenläufiger Tauschsequenz ist in dem Diagramm Bild 6.16 gezeigt. Die Welligkeit des Mittelpunktpotentials des Doppel-Dreipunktwechselrichters mit gemeinsamem Zwischenkreis ist deutlich reduziert.



**Bild 6.16** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  eines Doppel-Dreipunktwechselrichters bei  $N = 10$ , Struktur 17,  $m = 0,65$  und gegenläufiger Tauschsequenz der Dreipunktpulsmuster. Zum besseren Vergleich der Ergebnisse ist der Verlauf des Mittelpunktpotentials bei mitläufiger Tauschsequenz der Dreipunktpulsmuster ebenfalls in diesem Diagramm angedeutet.

### 6.2.4 Einfluss des Gleichtaktstroms

In den bisherigen Überlegungen wurde der Einfluss des Gleichtaktstroms in der Topologie II nicht berücksichtigt. Die experimentellen Ergebnisse für die synchrone optimale Modulation zeigen jedoch, dass der Anteil des Gleichtaktstroms am Mittelpunktstrom im zeitlichen Mittel null ist. Das Mittelpunktpotential ist balanciert.

Eine gesonderte Betrachtung muss für die Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene des Fünfpunkt-Zustandsraumzeigerdiagramms erfolgen. Im Abschnitt 6.1.2 ist experimentell für die Topologie I gezeigt, dass die Mittelpunktpotentiale balanciert sind. Die Verwendung der Reihenfolge der Schaltsequenzen  $S$  nach (3.5), Seite 31 stellt dabei die gleichmäßige Verteilung der Schaltverluste sicher. Eine Übertragung dieser Erkenntnisse auf den Doppel-Dreipunktwechselrichter mit gemeinsamem Zwischenkreis ist jedoch aufgrund des in dieser Topologie auftretenden Gleichtaktstroms nicht möglich.

Im Folgenden wird als Sonderfall die Modulierung der Nullspannung ( $m = 0$ ) betrachtet, um den Einfluss des Gleichtaktstroms getrennt zu analysieren. In diesem Fall lauten die Schaltzustandsraumzeiger der vier Schaltsequenzen  $S$  nach (3.5) und die dazugehörigen Zeitdauern nach dem Raumzeigermodulationsgesetz (3.3)

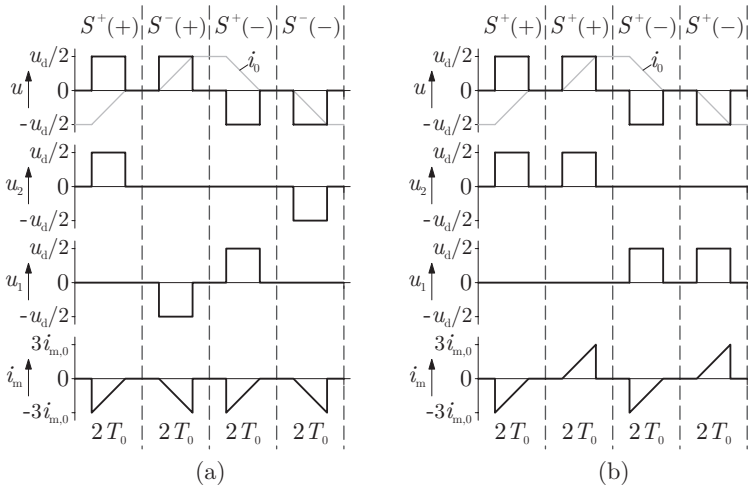
$$(1) S^+(+) \equiv (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \dots (3^+ \ 3^+ \ 3^+) \langle T_0 \rangle \dots (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \quad (6.6a)$$

$$(2) S^-(+) \equiv (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \dots (3^- \ 3^- \ 3^-) \langle T_0 \rangle \dots (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \quad (6.6b)$$

$$(3) S^+(-) \equiv (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \dots (1^+ \ 1^+ \ 1^+) \langle T_0 \rangle \dots (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \quad (6.6c)$$

$$(4) S^-(-) \equiv (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \dots (1^- \ 1^- \ 1^-) \langle T_0 \rangle \dots (2\ 2\ 2) \langle T_0/2 \rangle \quad (6.6d)$$

Die Schaltsequenzen werden in der angegebenen Reihenfolge (1) – (4) im



**Bild 6.17** Einfluss der Schaltsequenzen auf den Mittelpunktstrom für  $m = 0$ ; Dargestellt sind Ausgangspotentiale  $u_1, u_2$ , die Fünfpunkt-Ausgangsspannung  $u$ , der Gleichtaktstrom  $i_0$  und der Mittelpunktstrom  $i_m$  für den Doppel-Dreipunktwechselrichter mit gemeinsamem Zwischenkreis. (a) Sequenz nach (6.6) und (b) modifizierte Sequenz nach (6.9). (Simulationsergebnisse)

Intervall  $8T_0$  durchlaufen. Für die Ausgangsspannungen des Wechselrichters im Stillstand der Maschine gilt

$$u_a = u_b = u_c = u_0. \quad (6.7)$$

Die Strangspannungen  $u_{sa}, u_{sb}$  und  $u_{sc}$  der Maschine sind null. Für die Strangströme gilt

$$i_a = i_b = i_c = i_0. \quad (6.8)$$

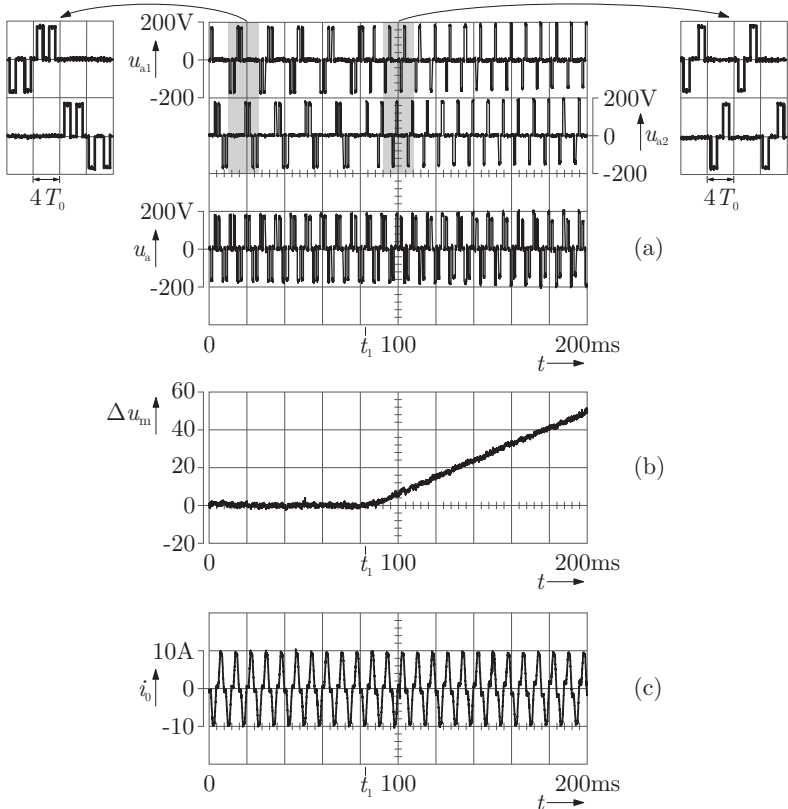
Den resultierenden Mittelpunktstrom für die Reihenfolge der Schaltsequenzen  $S$  nach (6.6) zeigt Bild 6.17(a). Dieser ist im zeitlichen Mittel ungleich null, und das Mittelpunktpotential  $\Delta u_m$  ist in diesem Fall nicht balanciert. Nach endlicher Zeit stellt sich  $\Delta u_m = u_d$  ein. Der sichere Betrieb des Doppel-Dreipunktwechselrichters mit gemeinsamem Zwischenkreis ist nicht möglich. Dies trifft nicht nur für  $m = 0$  zu, sondern ist auf den gesamten Zweipunkt-Modulationsbereich ( $0 \leq m \leq m_{\max,2}$ ) übertragbar.

Für einen sicheren Betrieb des Doppel-Dreipunktwechselrichters bei Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene wird die Reihenfolge der Schaltse-

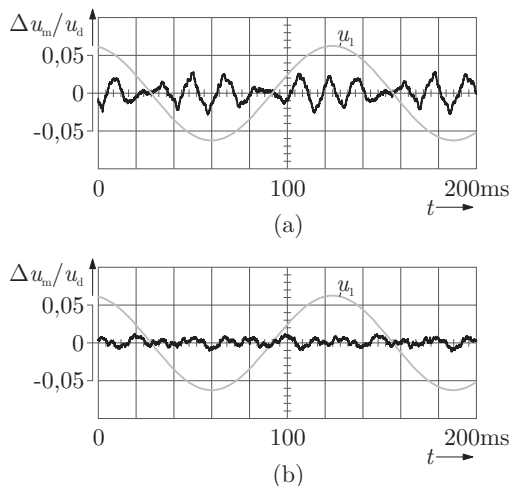
quenzen  $S$  modifiziert. Dabei bleiben die Schaltsequenzen der Schaltzustandsraumzeiger selber unverändert, um die Schaltverluste zu minimieren. Aus der modifizierten Reihenfolge

$$S^+(+) \dots S^+(+) \dots S^+(-) \dots S^+(-) \quad (6.9)$$

im Intervall  $8T_0$  resultieren die Ausgangsspannungen und der Mittelpunktstrom im Bild 6.17(b). Der Mittelwert von  $i_m$  ist in diesem Fall null und das



**Bild 6.18** Messungen der Ausgangsspannung des Strangs  $a$ , des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_m$  und des Gleichtaktstroms  $i_0$  für  $m = 0$  und  $f_s = 125$  Hz. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird die Reihenfolge der Schaltsequenzen  $S$  geändert.



**Bild 6.19** Gemessener Verlauf des Mittelpunktspotentials  $\Delta u_m$  bei Raumzeigermodulation mit  $m=0,12$ ,  $f_1 = 7\text{Hz}$  und  $f_s = 125\text{Hz}$  im Leerlauf der Maschine; (a) Verwendung der redundanten Halbbrücken in allen drei Strängen identisch, (b) Verwendung der redundanten Halbbrücke in Strang  $b$  invertiert gegenüber Strang  $a$  und  $c$ .

Mittelpunktpotential daher balanciert. Zur Symmetrierung der Schaltverluste auf die Dreipunkthalbbrücken wird (6.9) um die Schaltsequenzen

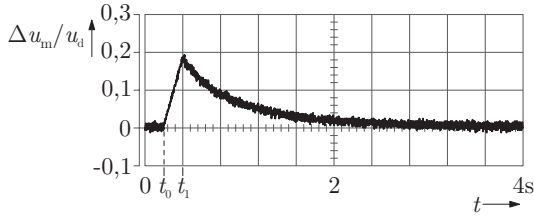
$$S^-(+) \dots S^-(+) \dots S^-(-) \dots S^-(-) \tag{6.10}$$

ergänzt. Durch die Einführung der modifizierten Reihenfolge der Schaltsequenzen  $S$  sind im Gegensatz zur ursprünglichen Reihenfolge die Schaltvorgänge im zeitlichen Mittel erst nach der doppelten Zeit gleichmäßig auf die NPC Dreipunkthalbbrücken verteilt.

Experimentelle Ergebnisse sind in den Diagrammen Bild 6.18 gezeigt. Für  $t < t_1$  wird die modifizierte Reihenfolge der Schaltsequenzen verwendet. Das Mittelpunktspotential ist null. Für  $t > t_1$  wird die ursprüngliche Reihenfolge geschaltet, und das Mittelpunktspotential steigt hier innerhalb von 100 ms auf 10% der Zwischenkreisspannung an. Das untere Diagramm zeigt den dazugehörigen Gleichtaktstrom.

Für  $m > 0$  zeigt das obere Diagramm Bild 6.19 das Mittelpunktspotential für die modifizierte Reihenfolge der Schaltsequenzen. Im vorherigen Abschnitt wurde gezeigt, dass die Einführung einer gegenläufigen Tauschsequenz der





**Bild 6.20** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_m$  zeigt das Abklingen eines Mittelpunktpotentialfehlers aufgrund der natürlichen Symmetrierungseigenschaften der NPC Topologie; synchrone optimale Modulation mit  $N = 15$ , Struktur 59 und  $m = 0,42$ .

Dreipunktpulsmuster zu einer Reduzierung der Zwischenkreiswelligkeit führt. Analog dazu wird bei der Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene die redundante Halbbrücke des Strangs  $b$  invertiert zu Strang  $a$  und  $c$  verwendet. Dementsprechend lauten für den ersten Sektor der Zweipunktebene die Schaltzustandsraumzeiger der vier Schaltsequenzen  $S_2$

$$S_2^+(+) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (3^+ 2\ 2) \dots (3^+ 3^- 2) \dots (3^+ 3^- 3^+) \text{ v.v.} \quad (6.11a)$$

$$S_2^-(+) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (3^- 2\ 2) \dots (3^- 3^+ 2) \dots (3^- 3^+ 3^-) \text{ v.v.} \quad (6.11b)$$

$$S_2^+(-) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (2\ 2\ 1^+) \dots (2\ 1^- 1^+) \dots (1^+ 1^- 1^+) \text{ v.v.} \quad (6.11c)$$

$$S_2^-(-) \equiv (2\ 2\ 2) \dots (2\ 2\ 1^-) \dots (2\ 1^+ 1^-) \dots (1^- 1^+ 1^-) \text{ v.v.} \quad (6.11d)$$

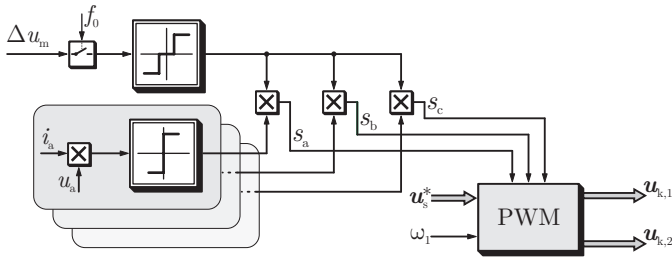
wobei die Reihenfolge dieser Schaltsequenzen durch (6.9) und (6.10) bestimmt ist. Experimentelle Ergebnisse sind im Bild 6.19(b) gezeigt.

### 6.2.5 Natürliche Symmetrierung II

Das auftreten von statischen Mittelpunktpotentialfehlern ist analog zur Topologie I auch in dieser Topologie nicht möglich. Im Bild 6.20 baut sich ab dem Zeitpunkt  $t_0$  aufgrund einer fehlerhaften Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster ein Mittelpunktpotentialfehler auf. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird die optimale Aufteilung für den stationären Betrieb aktiviert, und der Fehler klingt innerhalb von 2 s ab.

### 6.2.6 Regelung des Mittelpunktpotentials

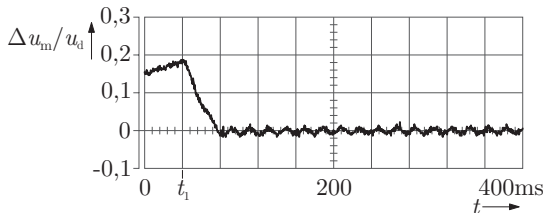
Das Konzept der redundanten Halbbrücken wurde im Abschnitt 6.1.4 eingeführt, um die drei Mittelpunktpotentiale der isolierten Zwischenkreise der



**Bild 6.21** Signalflussplan der Mittelpunktpotentialregelung für die Fünfpunktwechselrichter-Topologie II.

Fünfpunktwechselrichter-Topologie I unabhängig voneinander zu regeln. Dieses Konzept wird ebenfalls für die Regelung des Mittelpunktpotentials des gemeinsamen Zwischenkreises eines Doppel-Dreipunktwechselrichters angewandt.

Die entsprechende Reglerstruktur ist im Bild 6.21 gezeigt, wobei der Block PWM den Modulator des Doppel-Dreipunktwechselrichters im Bild 3.23(b), Seite 54 repräsentiert. Bei einem vorliegenden Mittelpunktpotentialfehler wird abhängig vom Vorzeichen des Produkts der Ausgangsspannung  $u_x$  und des Stroms  $i_x$  für jeden Strang  $x$  die zu verwendende redundante Halbrücke gewählt. Auch hier gilt, dass für  $s_x = +1$  die positive redundante Halbrücke und für  $s_x = -1$  die negative redundante Halbrücke zur Erzeugung der Spannung  $u_x$  verwendet wird. Ist  $s_x = 0$  so gilt weiterhin, dass das Mittelpunktpotential innerhalb eines Toleranzbandes ist und die Wahl der Schaltzustandsraumzeiger  $\mathbf{u}_{k,1}$  und  $\mathbf{u}_{k,2}$  abhängig von der optimalen Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster erfolgt. Durch die individuelle Wahl der redundanten Halbrücke für



**Bild 6.22** Gemessener Verlauf des Mittelpunktpotentials  $\Delta u_m$  bei Regelung des Mittelpunktpotentials; synchrone optimale Modulation mit  $N = 15$ , Struktur 59 und  $m = 0,42$ .

jeden Strang, wird nach (6.4) der Betrag des Mittelpunktstroms maximiert. Ein Mittelpunktpotentialfehler kann somit möglichst schnell zu null geregelt werden.

Experimentelle Ergebnisse der Regelung des Mittelpunktpotentials sind in dem Diagramm Bild 6.22 gezeigt. Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird die Regelung aktiviert und ein existierender Fehler innerhalb von 40 ms ausgeregelt. Das Auftreten von Mittelpunktpotentialfehlern wird auch in dieser Fünfpunktwechselrichter-Topologie durch eine Regelung des Mittelpunktpotentials verhindert, während die optimale Modulation durch diese nicht beeinflusst wird.



## 7 Zusammenfassung

Der NPC Dreipunktwechselrichter ermöglicht eine Verdoppelung der Zwischenkreisspannung bei reduziertem harmonischem Inhalt der Ausgangsspannung gegenüber einem Zweipunktwechselrichter. Diese Wechselrichtertopologie ist daher seit langem im Mittelspannungsbereich etabliert. Der Wunsch nach höheren Ausgangsspannungen führt zu Fünfpunktwechselrichtern, die aus NPC Dreipunktbaugruppen gebildet werden. Durch die Verwendung bereits vorhandener Baugruppen verkürzt sich die Entwicklungszeit neuer Leistungsteile. Diese Wechselrichter sind somit eine ökonomische Alternative zu anderen Fünfpunkttopologien, deren Nachteile benannt wurden. Bei gleicher Zwischenkreisspannung wird die Ausgangsspannung dieser Wechselrichtertopologie gegenüber einem Dreipunktwechselrichter verdoppelt, wobei durch die zusätzlichen Ausgangspotentiale der harmonische Inhalt der Ausgangsspannung weiter reduziert wird. Zwei mögliche Fünfpunkttopologien wurden in dieser Arbeit untersucht. Zum einen werden jeweils zwei NPC Dreipunkthalbbrücken strangweise in Reihe geschaltet. Jeder Strang benötigt eine isolierte Einspeisung, wodurch ein entsprechender Transformator auf der Eingangsseite des Mittelspannungsumrichters erforderlich ist. Dagegen können am Ausgang des Wechselrichters Standard-Mittelspannungsmotoren angeschlossen werden. Wird eine Maschine mit offenen Wicklungen von zwei NPC Dreipunktwechselrichtern gespeist, so bildet diese Struktur ebenfalls eine Fünfpunkttopologie. Erfolgt dabei die Versorgung der zwei Wechselrichter über einen gemeinsamen Zwischenkreis, kann diese Topologie ohne einen Transformator direkt an einem Mittelspannungsnetz betrieben werden. In diesem Fall ist jedoch eine Gleichtaktinduktivität in Reihe zu den Maschinenwicklungen erforderlich.

Für beide Topologien muss die Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter auf wenige hundert Hertz begrenzt werden, um die hohen Schaltverluste der Hochleistungs-IGBTs zu reduzieren. Dabei ist für niedrige Aussteuerungsgrade ( $m < 0,23$ , Zweipunktebene des Fünfpunkt-Raumzeigerdiagramms) die Raumzeigermodulation ein geeignetes Verfahren, die Stromverzerrung selbst bei einer Schaltfrequenz von 125 Hz gering zu halten. Dagegen kann für  $m > 0,23$  die Raumzeigermodulation bei geringen Schaltfrequenzen den Soll-

wertspannungsraumzeiger nur unzureichend annähern. Die experimentellen Ergebnisse zeigten eine relativ hohe Stromverzerrung.

Für höhere Aussteuerungsgrade ist die synchrone optimale Modulation ein geeignetes Verfahren den Wechselrichter bei niedrigen Schaltfrequenzen zu betreiben, da durch eine Offline-Optimierung der Schaltwinkel des Pulsmusters der Verzerrungsfaktor bei einer gegebenen maximalen Schaltfrequenz minimiert wird. Dabei können für eine Taktzahl  $N$  mehrere Strukturen für ein Fünfpunktpulsmuster definiert werden. Für jede Taktzahl  $N$  resultiert daher eine Menge von konkurrierenden Strukturen aus der diejenige Struktur gewählt wird, die die geringste Stromverzerrung hervorruft. Dieses Pulsmuster ist dann optimal. Gegenüber Dreipunktpulsmustern wird eine deutliche Reduzierung des Verzerrungsfaktors erreicht. Aufgrund der hohen Anzahl an Strukturen und gleichzeitiger Reduzierung der Spannungszeitfläche des Potentials  $\pm u_d$  für niedrige Aussteuerungsgrade, wurde der Dreipunktbetrieb des Fünfpunktwechselrichters eingeführt. Untersuchungen zeigten, dass für  $0,23 < m < 0,31$  die Dreipunktpulsmuster im Vergleich zu den Fünfpunktpulsmustern eine geringere Verzerrung hervorrufen und somit eine Beschränkung auf den Dreipunktbetrieb berechtigt ist. Der Rechenaufwand zur Optimierung der Pulsmuster wird in diesem Modulationsbereich deutlich reduziert aufgrund der Eindeutigkeit der Struktur eines Dreipunktpulsmusters.

Da die Optimierung unter Annahme einer konstanten Zwischenkreisspannung erfolgte, muss für die Topologie I bei der Wahl der Struktur aus der Menge der konkurrierenden Strukturen die Zwischenkreiswelligkeit berücksichtigt werden. Diese kann aufgrund der isolierten Zwischenkreise eine hohe niederfrequente Welligkeit enthalten, die sich auf die Stromverzerrung auswirkt. Durch die Berücksichtigung der Auswirkung des Pulsmusters auf die Zwischenkreiswelligkeit wird dasjenige Pulsmuster gewählt, das sowohl eine geringe Verzerrung als auch eine geringe Welligkeit hervorruft. Dieses Pulsmuster ist dann am besten geeignet für die Fünfpunktwechselrichter-Topologie I. Die Stromverzerrung wurde deutlich reduziert.

Aufgrund des gemeinsamen Zwischenkreises der zwei NPC Dreipunktwechselrichter fließen in der Topologie II Gleichtaktströme, die mit einer Gleichtaktinduktivität begrenzt werden müssen. Dabei ist aus Kostengründen eine geringe Bauleistung der Gleichtaktinduktivität erwünscht. Zu diesem Zweck werden aus der Menge der konkurrierenden Strukturen nur Pulsmuster berücksichtigt, deren Gleichtakt-Spannungszeitfläche kleiner als ein gewisser Höchstwert ist. Hier definiert der Vollschwingungsbetrieb diesen Wert, der somit die Bauleistung der Gleichtaktinduktivität bestimmt. Von diesen Strukturen sind diejenigen am besten geeignet, die sowohl eine geringe Verzerrung

---

als auch einen geringen Gleichtaktanteil hervorrufen. Die gewählten Pulsmuster bilden einen Kompromiss zwischen minimaler Verzerrung und minimalem Gleichtaktanteil, wobei die Einbußen im Verzerrungsfaktor gering sind, jedoch der Gleichtaktanteil deutlich reduziert wird.

Im stationären Betrieb des Antriebs sind die Mittelpunktpotentiale beider Topologien bei einer optimalen Aufteilung der Fünfpunktpulsmuster auf zwei Dreipunktpulsmuster balanciert. Für die Topologie I wurde gezeigt, dass jedoch eine hohe Welligkeit des Mittelpunktpotentials zu zusätzlichen niederfrequenten Stromverzerrungen führen kann und eine Berücksichtigung bei der Wahl der am besten geeigneten Struktur erforderlich ist. Für die Topologie II führte die Einführung der gegenläufigen Tauschsequenz der Dreipunktpulsmuster zu einer Reduzierung der Welligkeit des Mittelpunktpotentials.

Eine gesonderte Betrachtung des Einflusses des Gleichtaktstroms auf das Mittelpunktpotential erfolgte für die Topologie II bei Raumzeigermodulation in der Zweipunktebene. Während die Reihenfolge der Schaltsequenzen der Schaltzustandsraumzeiger die Mittelpunktpotentiale der Topologie I balanciert und die Schaltvorgänge gleichmäßig auf die Leistungshalbleiter der Halbbrücken verteilt, ist ein Betrieb der Topologie II mit dieser Reihenfolge aufgrund des Gleichtaktstroms nicht möglich. Eine modifizierte Reihenfolge wurde definiert, die das Mittelpunktpotential im stationären Betrieb balanciert. Die Schaltvorgänge sind dabei im Vergleich zur Topologie I erst nach der doppelten Zeit gleichmäßig auf die Halbleiter verteilt.

Mittelpunktpotentialfehler, die auf transiente Ereignisse zurückzuführen sind, klingen bei beiden Topologien aufgrund der natürlichen Symmetrieungseigenschaft der NPC Topologie nur langsam ab und machen daher eine Regelung des Mittelpunktpotentials erforderlich. Diese beruht für beide Topologien auf dem Konzept der redundanten Halbbrücken. Um die Richtung des Mittelpunktpotentials und somit die Änderung des Mittelpunktpotentials vorzugeben, erfolgt anhängig von der Ausgangsspannung des Wechselrichters und des Strangstroms die Wahl der redundanten Halbbrücke. Während für die Topologie I der Betrag des Mittelpunktpotentials eines Strangs vom entsprechenden Strangstrom abhängt und nicht beeinflusst werden kann, wird bei der Topologie II durch die individuelle Wahl der redundanten Halbbrücke für jeden Strang der Mittelpunktpotentialstrom und somit die Änderungsgeschwindigkeit des Mittelpunktpotentials maximiert. In beiden Topologien wird durch das Konzept der redundanten Halbbrücken das Mittelpunktpotential möglichst schnell zu null geregelt, wobei durch die Regelung des Mittelpunktpotentials keine zusätzlichen Schaltverluste entstehen und im stationären Betrieb die synchrone optimale Modulation nicht beeinflusst wird.





## Literaturverzeichnis

- [1] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, 2007.
- [2] G. Schmitt, “Ansteuerung von Hochvolt-IGBTs über optimierte Gatestromprofile,” Ph.D. dissertation, University of Wuppertal, 2009.
- [3] B. Beyer, “Schnelle Stromregelung für Hochleistungsantriebe mit Vorgabe der Stromtrajektorie durch off-line optimierte Pulsmuster,” Ph.D. dissertation, University of Wuppertal, 1998.
- [4] N. Oikonomou, “Control of Medium-Voltage Drives at Very Low Switching Frequency,” Ph.D. dissertation, Universität Wuppertal, 2008.
- [5] P. Szczupak, R. Kennel, and T. Boller, “Sensorless Control of 3-Phase PWM Rectifier in Case of Grid Phase Disconnection,” in *Proc. of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’05)*, Recife, Brasil, 2005, pp. 2019–2022.
- [6] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*. Hanser Verlag, 2009.
- [7] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Grundlagen*. Springer Verlag, 2007.
- [8] J. Holtz, “On the Spatial Propagation of Transient Magnetic Fields in AC Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 4, pp. 927–937, 1996.
- [9] —, “The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 263–271, 1995.
- [10] T. Boller and R. Kennel, “Virtual Machine - A Hardware in the Loop Test for Drive Inverters,” in *Proc. of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’09)*, Barcelona, Spain, 2009, on CD-ROM.

- [11] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.
- [12] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [13] "Datenblatt IGBT 5SNA 0750G650300," <http://www.abb.com>, 2011.
- [14] A. Mütze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors," Ph.D. dissertation, University of Darmstadt, 2004.
- [15] A. Massoud, S. Finney, and B. Williams, "Multilevel Converters and Series Connection of IGBT Evaluation for High-Power, High-Voltage Applications," in *Proc. of the Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD'04)*, vol. 1, Edinburgh, Great Britain, 2004, pp. 1–5.
- [16] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [17] T. Brückner, S. Bernet, and H. Güldner, "The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, 2002.
- [18] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming, "Medium-Voltage Multilevel Converters - State of the Art, Challenges, and Requirements in Industrial Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2581–2596, 2010.
- [19] J. Holtz and N. Oikonomou, "Optimal Control of a Dual Three-Level Inverter System for Medium-Voltage Drives," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 1034–1041, 2010.
- [20] *MVW01 - Medium Voltage Variable Frequency Drive*, WEG, 2011, Manual.
- [21] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*. IEEE Press, 2003.
- [22] Q. Qiao, "Pulsweitenmodulation für zwei reihengeschaltete Mittelspannungsrichter," Master's thesis, University of Wuppertal, 2009.

- [23] J.-O. Krah and J. Holtz, “High-Performance Current Regulation and Efficient PWM Implementation for Low Inductance Servo Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1039–1049, 1999.
- [24] B. P. McGrath, D. G. Holmes, and T. Lipo, “Optimized Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1293–1301, 2003.
- [25] Z. Cheng and B. Wu, “A Novel Switching Sequence Design for Five-Level NPC/H-Bridge Inverters with Improved Output Voltage Spectrum and Minimized Device Switching Frequency,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2138–2145, 2007.
- [26] —, “Space Vector Modulation with Flexible Three-Segment Switching Sequence for Five-Level Inverters,” in *Proc. of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS’05)*, vol. 2, Nanjing, China, 2005, pp. 1408–1413.
- [27] J. Holtz, W. Lorentz, and A. Khambadkone, “On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range including the Six-Step Mode,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 546–553, 1993.
- [28] J. Holtz and N. Oikonomou, “Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation and Stator Flux Trajectory Control for Medium-Voltage Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 2, pp. 600–608, 1993.
- [29] G. Buja and G. Indri, “Optimal Pulsewidth for Feeding AC Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-13, no. 1, pp. 38–44, 1977.
- [30] A. Rathore, J. Holtz, and T. Boller, “Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation for Low-Switching-Frequency Control of Medium-Voltage Multilevel Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2374–2381, 2010.
- [31] Bronstein-Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 1979.

- [32] S. Kouro, P. Lezana, M. Angulo, and J. Rodríguez, “Multicarrier PWM With DC-Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 52–58, 2008.
- [33] M. Baiju, K. Mohapatra, R. Kanchan, and K. Gopakumar, “A Dual Two-Level Inverter Scheme With Common Mode Voltage Elimination for an Induction Motor Drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 794–805, 2008.
- [34] R. Kanchan, P. Tekwani, M. Baiju, K. Gopakumar, and A. Pittet, “Three-Level Inverter Configuration with Common-Mode Voltage Elimination for an Induction Motor Drive,” *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 261–270, 2005.
- [35] A. Rathore, J. Holtz, and T. Boller, “Optimal Pulsewidth Modulation of Multilevel Inverters for Low Switching Frequency Control of Medium Voltage High Power Industrial AC Drives,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE’10)*, Atlanta, USA, 2010, pp. 4569–4574.
- [36] T. Boller, J. Holtz, and A. Rathore, “Optimal Pulsewidth Modulation of a Dual Three-Level Inverter System Operated from a Single DC Link,” in *Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE’11)*, Phoenix, USA, 2011.
- [37] J. Holtz and B. Beyer, “The Trajectory Tracking Approach - A New Method for Minimum Distortion PWM in Dynamic High-Power Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 1048–1057, 1994.
- [38] B. Beyer and J. Holtz, “Fast Current Trajectory Tracking Control based on Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1110–1120, 1995.
- [39] J. Holtz and B. Beyer, “Optimal Synchronous Pulsewidth Modulation with a Trajectory-Tracking Scheme for High-Dynamic Performance,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 6, pp. 1098–1105, 1993.

- [40] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of Variation of Neutral Point Potential in Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, pp. 965–970, 1993.
- [41] H. du Toit Mouton, "Natural Balancing of Three-Level Neutral-Point-Clamped PWM Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 1017–1025, 2002.
- [42] J. Holtz and N. Oikonomou, "Neutral Point Potential Balancing Algorithm at Low Modulation Index for Three-Level Inverter Medium-Voltage Drives," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 43, no. 3, pp. 761–768, 2006.



# A Anhang

## A.1 Normierung

Die Zwischenkreisspannung  $U_d$  ist im Abschnitt 3.1, Seite 25 auf die Grundschwingungsamplitude

$$\hat{U}_{1,\text{six-step}} = 4/\pi \cdot U_d$$

im Vollschwingungsbetrieb des Fünfpunktwechselrichters (Topologie I und II) normiert ( $u_d = \pi/4$ ). Die Schaltzustandsraumzeiger des Wechselrichters und die Oberschwingungen der Wechselrichterausgangsspannung sind ebenfalls auf  $\hat{U}_{1,\text{six-step}}$  bezogen. Gleiches gilt für das Mittelpunktpotential im Kapitel 6.

Ist  $U_R$  der Effektivwert der verketteten Bemessungsspannung,  $I_R$  der Bemessungsstrom der im Stern verschalteten elektrischen Maschine und  $f_R$  die Bemessungsstatorfrequenz, so werden die Maschinengrößen auf die folgenden Werte normiert.

Spannung	$\sqrt{2/3} U_R$	Strom	$\sqrt{2} I_R$
Widerstand	$U_R/I_R$	Induktivität	$U_R/(2\pi f_R I_R)$
Flussverkettung	$U_R/(2\pi f_R)$	Zeit	$1/(2\pi f_R)$

## A.2 Maschinendaten

### Niederspannungs-Asynchronmaschine

Alle experimentellen Ergebnisse aus dieser Arbeit basieren auf dem beim Betrieb einer Niederspannungs-Asynchronmaschine mit den folgenden Daten.

Bemessungsleistung	$P_R$	= 30 kW
Bemessungsspannung	$U_R$	= 380 V, Sternschaltung
Bemessungsstrom	$I_R$	= 60 A
Leistungsfaktor	$\cos\varphi_R$	= 0,83
Bemessungsfrequenz	$f_R$	= 50 Hz

Bemessungsdrehzahl	$n_R$	$= 1465 \text{ min}^{-1}$
Statorwiderstand	$R_s$	$= 150 \text{ m}\Omega$
Rotorwiderstand	$R_r$	$= 143 \text{ m}\Omega$
Statorinduktivität	$L_s$	$= 20,27 \text{ mH}$
Rotorinduktivität	$L_r$	$= 20,49 \text{ mH}$
Hauptinduktivität	$L_h$	$= 19,5 \text{ mH}$

### Mittelspannungs-Asynchronmaschine

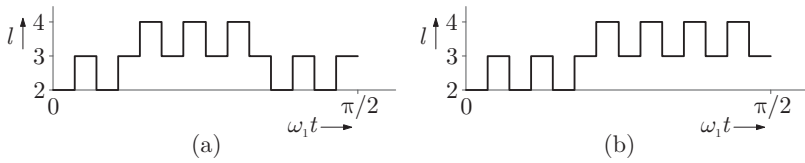
Die den Simulationen im Kapitel 5 zugrundeliegende Mittelspannungs-Asynchronmaschine hat die folgenden Daten.

Bemessungsspannung	$U_R$	$= 6900 \text{ V}$ , Sternschaltung
Bemessungsstrom	$I_R$	$= 125 \text{ A}$
Leistungsfaktor	$\cos\varphi_R$	$= 0,84$
Bemessungsfrequenz	$f_R$	$= 60 \text{ Hz}$
Bemessungsdrehzahl	$n_R$	$= 1790 \text{ min}^{-1}$
Statorwiderstand	$R_s$	$= 163 \text{ m}\Omega$
Rotorwiderstand	$R_r$	$= 140 \text{ m}\Omega$
Statorinduktivität	$L_s$	$= 308,32 \text{ mH}$
Rotorinduktivität	$L_r$	$= 306,6 \text{ mH}$
Hauptinduktivität	$L_h$	$= 300,0 \text{ mH}$

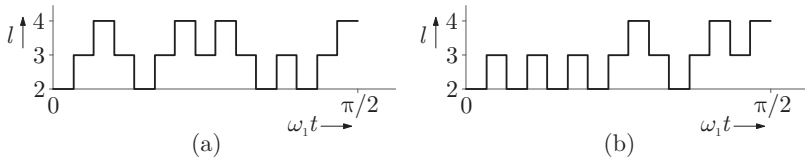
### A.3 Vergleich einzelner Strukturen

Im Verlauf der Arbeit sind zur Verbesserung der Performance des Antriebssystems Vergleiche von experimentellen Ergebnissen im selben Arbeitspunkt bei unterschiedlichen Strukturen durchgeführt. Dabei kann im jeweiligen Fall die Zwischenkreiswelligkeit, Gleichtaktspannung oder Welligkeit des Mittelpunktspotentials verringert werden. In diesem Abschnitt sind die dazugehörigen Strukturen gezeigt.

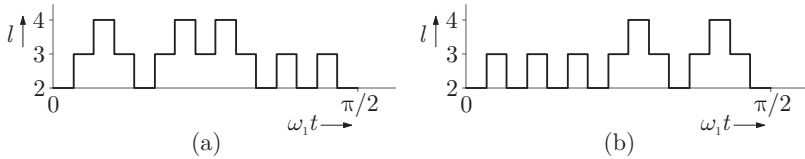




**Bild A.1** Vergleich der Strukturen (a) 50 und (b) 4 für die Taktzahl  $N = 13$  (siehe Abschnitt 4.1).



**Bild A.2** Vergleich der Strukturen (a) 114 und (b) 87 für die Taktzahl  $N = 14$  (siehe Abschnitt 4.2.2).



**Bild A.3** Vergleich der Strukturen (a) 51 und (b) 24 für die Taktzahl  $N = 14$  (siehe Abschnitt 6.1.2).



## B Formelzeichen

$A_s$	Stromdichteraumzeiger
$d$	Verzerrungsfaktor
$f_1$	Grundschwingungsfrequenz
$f_a$	Abtastfrequenz der Raumzeigermodulation
$f_R$	Bemessungsfrequenz des Antriebs
$f_s$	Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter
$f_{s,max}$	Maximale Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter
$i_{h,ss}$	Optimaler stationärer harmonischer Statorstromraumzeiger
$i_r, i_s$	Rotor-, Statorstromraumzeiger
$i_{s,1}$	Grundschwingungskomponente des Statorstromraumzeigers
$i_{s,h}$	Harmonische Komponente des Statorstromraumzeigers
$i_{ss}$	Optimaler stationärer Statorstromraumzeiger
$i_0$	Gleichtaktstrom
$i_h$	Harmonischer Stromeffektivwert
$i_{h,six-step}$	Harmonischer Stromeffektivwert im Vollschwingungsbetrieb
$i_k$	Effektivwert der $k$ -ten Stromoberschwingung
$i_m$	Mittelpunktstrom
$i_{m,x}$	Teilmittelpunktstrom
$i_{mx}$	Mitkomponente des Strangstroms
$i_{sx}$	Strangstrom der Maschine
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Komponenten des Statorstromraumzeigers
$i_x$	Ausgangsstrom des Wechselrichters, Strangstrom
$k_r$	Rotorkopplungsfaktor
$l_h$	Hauptinduktivität
$l_r, l_s$	Rotor-, Statorinduktivität
$l_{r\sigma}, l_{s\sigma}$	Rotor-, Statorstreuinduktivität
$l_x$	Logischer Schaltzustand eines Strangs
$l_\sigma$	Streuinduktivität
$m$	Aussteuerungsgrad des Wechselrichters

$m_{\max,1}$	Maximaler Aussteuerungsgrad bei Raumzeigermodulation
$m_{\max,2}$	Maximaler Aussteuerungsgrad in der Zweipunktebene
$N$	Taktzahl
$n_L$	Anzahl an Spannungsstufen
$n_{St}$	Anzahl an möglichen Strukturen
$p$	Polpaarzahl
$\mathbf{P}$	Pulsmuster
$q_m$	Mittelpunkt-Stromzeitfläche
$q_{m,x}$	Teilmittelpunkt-Stromzeitfläche
$r_r, r_s$	Rotor-, Statorwiderstand
$r_\sigma$	Äquivalenter Widerstand
$s$	Schlupf
$s_x$	Logisches Signal zur Wahl der positiven oder negativen redundanten Halbbrücke - Regelung des Mittelpunktpotentials
$s_{H,x}$	Logisches Signal zur Wahl der positiven oder negativen redundanten Halbbrücke - Bestimmung des Mittelpunkstroms
$T_0$	Modulationsintervall (Raumzeigermodulation)
$T_e$	Elektrisches Drehmoment
$t_i$	Optimaler Schaltzeitpunkt
$T_L$	Lastdrehmoment
$\mathbf{u}_{ir}$	Rotor induzierter Spannungsraumzeiger
$\mathbf{u}_k$	Schaltzustandsraumzeiger
$\mathbf{u}_r, \mathbf{u}_s$	Rotor-, Statorspannungsraumzeiger
$\mathbf{u}_s^*$	Sollwert des Statorspannungsraumzeigers
$\mathbf{u}_{s,1}$	Grundswingungskomponente des Statorspannungsraumzeigers
$\mathbf{u}_{s,h}$	Harmonische Komponente des Statorspannungsraumzeigers
$u_0$	Gleichtaktspannung
$\hat{U}_1$	Grundswingungsamplitude der Strangsspannung (in Volt)
$U_1$	Effektivwert der Strangsspannung (in Volt)
$\hat{u}_1$	Grundswingungsamplitude der Strangsspannung
$\hat{U}_{1,\text{six-step}}$	Grundswingungsamplitude im Vollschwingungsbetrieb (in Volt)
$U_d$	Zwischenkreisspannung (in Volt)
$U'_d$	Reale Zwischenkreisspannung (in Volt)

---

$u_d$	Zwischenkreisspannung
$u_k$	Effektivwert der $k$ -ten Spannungsüberschwingung
$\hat{u}_k$	Amplitude der $k$ -ten Spannungsüberschwingung
$\hat{u}_{k,\text{six-step}}$	Amplitude der $k$ -ten Spannungsüberschwingung im Vollschwingungsbetrieb
$u_{sx}$	Strangspannung
$u_x$	Ausgangsspannung des Wechselrichters bezogen auf den Mittelpunkt des Zwischenkreises bzw. Potentialdifferenz zwischen den zwei Halbbrücken (Fünfpunkttopologie)
$u_{x1}, u_{x2}$	Ausgangspotentiale der Dreipunkthalbbrücken eines Strangs (Fünfpunkttopologie)
$u_Y$	Sternpunktpotential
$x$	Strang $x$ , $x \in \{a, b, c\}$
$\alpha_i$	Optimaler Schaltwinkel
$\delta$	Dynamischer Modulationsfehler
$\delta'$	Betrag des dynamischen Modulationsfehlers
$\Delta u_d$	Zwischenkreiswelligkeit
$\Delta u_m$	Mittelpunktpotential
$\psi_r, \psi_s$	Rotor-, Statorflussraumzeiger
$\phi_0$	Gleichtakt-Spannungszeitfläche
$\phi_{0,\text{six-step}}$	Gleichtakt-Spannungszeitfläche im Vollschwingungsbetrieb
$\sigma$	Totale Streuziffer der Asynchronmaschine
$\tau_r$	Rotorzeitkonstante
$\tau'_\sigma$	Transiente Statorzeitkonstante
$\omega$	Elektrische Drehgeschwindigkeit des Rotors
$\omega_1$	Kreisfrequenz der Grundschwingung
$\omega_m$	Mechanische Drehgeschwindigkeit des Rotors
$\omega_r, \omega_s$	Rotor-, Statorkreisfrequenz





