

Kapitel 3

Modulation zweistufiger Stromrichter

Thomas Brückner

3.1 Einführung

3.1.1 Was ist Modulation?

Die im vorangegangenen Kapitel vorgestellten U-Stromrichter sollen so gesteuert werden, dass eine sinusförmige Ausgangsspannung mit variabler Frequenz und Amplitude eingestellt werden kann. Eine einfache Methode dieses Ziel zu erreichen, wurde bereits zusammen mit den Schaltungen in Kap. 2 eingeführt: der Sinus-Dreieck-Vergleich. Dieses Verfahren gehört zu der am weitesten verbreiteten Gruppe von Steuerverfahren für U-Stromrichter: der Pulsweitenmodulation (engl. *pulse width modulation* (PWM)).

Allgemein versteht man unter Modulation die Veränderung eines kontinuierlichen Vorganges durch den Verlauf eines anderen Vorganges. In der Nachrichtentechnik wurde und wird dieses Prinzip zur Übertragung von Radiosignalen angewendet. In Abb. 3.1a ist dies exemplarisch für eine Amplitudenmodulation dargestellt. Ein höherfrequentes Trägersignal mit der Periodendauer T_{HF} wird durch ein niederfrequentes Nutzsignal mit der Periodendauer T_{NF} zu dessen Übertragung verändert (moduliert).

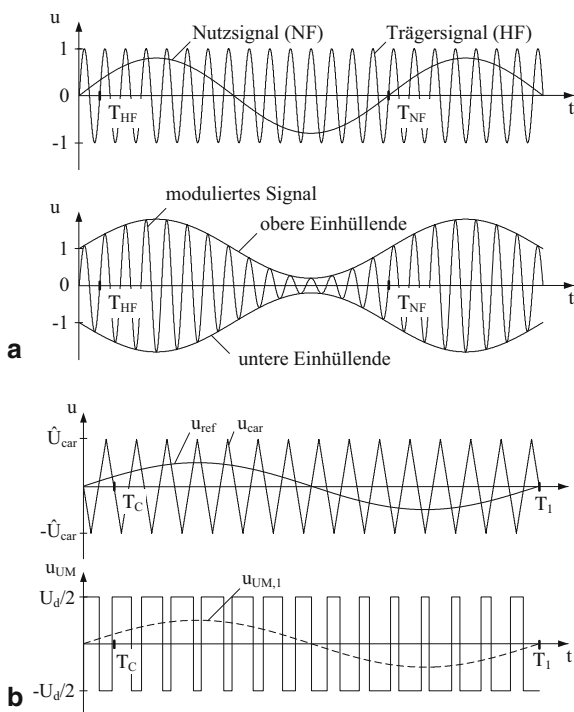
Auf die Leistungselektronik übertragen, wird die gewünschte Ausgangsspannung einer Stromrichterhalbbrücke $u_{\text{UM},1}$ mit relativ niedriger Grundfrequenz (Periodendauer T_1) durch die entsprechende Veränderung höherfrequenter Spannungspulse u_{UM} (Periodendauer T_{C}) generiert (s. Abb. 3.1b).

Verschiedene Modulationsverfahren unterscheiden sich dadurch, welche charakteristische Größe der Schaltfolge variiert wird. Entsprechend ihres Namens wird bei der Pulsweitenmodulation die Breite der Schaltpulse beeinflusst. Die Frequenz der Schaltpulse, die Schaltfrequenz, ist konstant. Im Gegensatz dazu wird bei der Pulsfrequenzmodulation die Häufigkeit der Pulse variiert, während deren Breite konstant ist.

Weitere Möglichkeiten zur Steuerung von U-Stromrichtern sind vorausberechnete Pulsmuster und direkte Regelverfahren. Vorausberechnete Pulsmuster, die häufig für sehr kleine Schaltfrequenzen ($m_{\text{f}} \leq 9$) angewendet werden (s. [8]: Dreifach-Taktung, Fünffach-Taktung), lassen sich im Allgemeinen keinem der beiden oben genannten

Abb. 3.1 Modulation in der Nachrichtentechnik und Leistungselektronik.

a Prinzip der Amplitudenmodulation eines Trägersignals (Periodendauer T_{HF}) durch ein niederfrequentes Nutzsignal (Periodendauer T_{NF}) für $T_{NF} = 15 T_{HF}$ **b** Prinzip der Pulsweitenmodulation einer Halbbrücke (z. B. Abb. 2.8) mit sinusförmigem Referenzsignal und dreieckförmigem Trägersignal für $m_f = 15$, $m_a = 0,5$



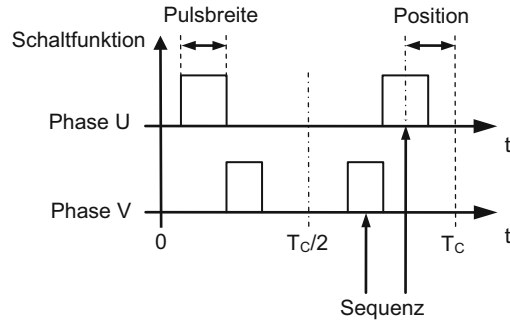
Verfahren direkt zuordnen. Hierbei werden die Schaltwinkel innerhalb einer halben oder viertel Grundschwingungsperiode so berechnet, dass gezielt einzelne Oberschwingungen ausgelöscht oder andere Optimierungskriterien erfüllt werden. Bei direkten Regelverfahren, wie der direkten Drehmoment- oder direkten Leistungsregelung, greift die Regelung ohne zwischengeschaltetes Steuerglied (Modulator) direkt auf den Stromrichter durch. Diese Verfahren werden daher zusammen mit der Regelung in Kap. 4 beschrieben.

Dieses Kapitel beschränkt sich auf die Beschreibung von PWM-Verfahren, welche für mittlere bis hohe Schaltfrequenzen ($m_f \geq 15$) – also vornehmlich in Niederspannungsstromrichtern – Anwendung finden. Mit dem trägerbasierten und dem raumzeigerbasierten Konzept werden zwei verschiedene Ansätze zu deren Umsetzung ausführlich erörtert und miteinander verglichen. Die Herleitung erfolgt für den dreiphasigen Zweipunkt-U-Stromrichter; die erörterten Grundprinzipien lassen sich aber auch auf Mehrpunkt-U-Stromrichter anwenden bzw. erweitern [2]. Für das weiterführende Studium der Modulationsverfahren sei schon an dieser Stelle auf zwei hervorragende Werke von Jenni und Wüest [5] sowie Holmes und Lipo [4] verwiesen.

3.1.2 Aufgaben und Freiheitsgrade

Um eine „optimale Modulation“ zu erreichen, werden zunächst die Ziele und die Stellgrößen des Modulationsverfahrens genauer definiert. Die vorrangige

Abb. 3.2 Freiheitsgrade der Pulsweitenmodulation



Aufgabe der Modulation ist die Berechnung der Ansteuersignale der Leistungshalbleiter zur Erzeugung der gewünschten niederfrequenten Ausgangsspannung. Die Grundschiwingung der hochfrequenten Schaltfolge muss dabei dem Sollwert der sinusförmigen Wechselspannung entsprechen. Nachgeordnete Ziele für die Optimierung der PWM sind

- die Minimierung von Oberschwingungen der Ausgangsspannung,
- die Minimierung von Schalt- und Leitverlusten im Stromrichter und
- das Erreichen der maximalen Ausgangsspannung mit linearer Modulation (ohne erhöhte Oberschwingungen/Blocktaktung).

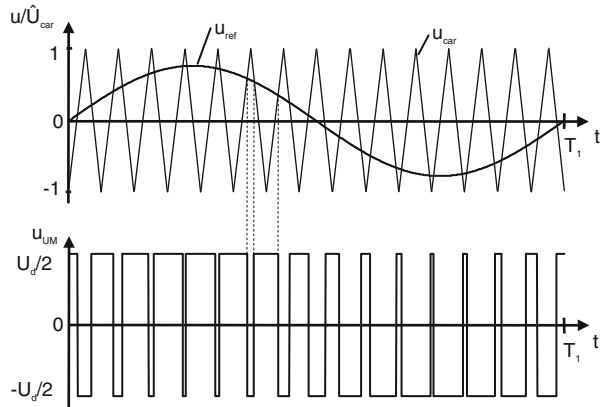
Ferner müssen für den sicheren Betrieb eines Stromrichters Totzeiten zwischen den (Ein- und Aus-)Schaltsignalen eingehalten und deren Auswirkungen auf die Ausgangsspannung kompensiert werden. In mehrstufigen Stromrichtern kommen ggf. weitere Aufgaben hinzu, in diodengeklemmten Dreipunkt-U-Stromrichtern z. B. die Regelung des Potenzials am Mittelpunkt des Spannungszwischenkreises [2].

Wie bereits erörtert, kann bei der PWM die Breite der Schaltpulse geändert werden. Die Schaltfrequenz ist festgelegt. Weitere Freiheitsgrade der Steuerung sind die Position der Pulse innerhalb einer Schaltperiode und die Reihenfolge der Schaltpulse mehrerer Phasen eines Stromrichters zueinander (innerhalb einer Schaltperiode und darüber hinaus), wie dies in Abb. 3.2 veranschaulicht ist. Somit existieren drei Freiheitsgrade zum Erreichen der zuvor genannten Ziele.

Eine Zuordnung zu den Aufgaben kann bereits an dieser Stelle sehr intuitiv getroffen werden: Die Bestimmung der korrekten Pulsbreite ist verantwortlich für die Erzeugung der Grundschiwingung der Ausgangsspannung, also der vorrangigen Aufgabe der Modulation. Die verbleibenden beiden Freiheitsgrade können zur Optimierung hinsichtlich der weiteren Kriterien genutzt werden.

Kriterien zur Bewertung der Qualität der erzeugten Ausgangsspannung wurden in Unterabschn. 2.2.5.6 eingeführt. Auf diese Kriterien wird im Folgenden zurück gegriffen. So findet neben der Bewertung anhand der Spektren vor allem das summarische Kriterium WTHDn (2.50) Anwendung, das einen quantitativen Vergleich verschiedener Modulationsverfahren zulässt.

Abb. 3.3 Grundprinzip einer trägerbasierten Modulation, Sinus-Dreieck-Vergleich; $m_f = 15$, $m_a = 0,8$



3.2 Trägerbasierte Modulation

Trägerverfahren sind die klassische Variante der PWM. Bei ihnen werden die Ansteuersignale der Halbleiterschalter aus dem Vergleich einer Referenzspannung mit einem höherfrequenten Trägersignal abgeleitet. Im einfachsten Fall ist das Referenzsignal eine Sinusspannung und das Trägersignal eine Dreieckspannung, wie bereits in Kap. 2 eingeführt und in Abb. 3.3 dargestellt. Dann spricht man auch vom Sinus-Dreieck-Vergleich.

Die trägerbasierte PWM ist ein phasenbezogenes Verfahren. Für jede Phase eines Stromrichters existiert ein separates Referenzsignal und jedes dieser Signale wird mit einem Trägersignal verglichen. Aus diesem Grund kann zunächst die Modulation einer einzelnen Phase betrachtet werden.

3.2.1 Modulation einer Phase: Grundlagen

Gegeben ist eine Halbbrückenschaltung nach Abb. 2.8. Für die Modulation einer sinusförmigen Mittelpunktspannung u_{UM} wird das Referenzsignal

$$u_{ref}(t) = m_a \sin(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \quad (3.1)$$

mit einem dreieckförmigen Trägersignal mit der Frequenz f_C bzw. ω_C verglichen. Die Trägerperiode ist $T_C = 1/f_C = 2\pi/\omega_C$. Ist die Referenz größer als das Trägersignal, wird der AC-Ausgang an das positive Zwischenkreispotenzial $+U_d/2$ geschaltet. Ist die Referenz kleiner als das Trägersignal, wird der AC-Ausgang an das negative Zwischenkreispotenzial $-U_d/2$ geschaltet. Daraus ergibt sich die in Abb. 3.3 dargestellte Mittelpunktspannung, mathematisch exakt beschrieben durch

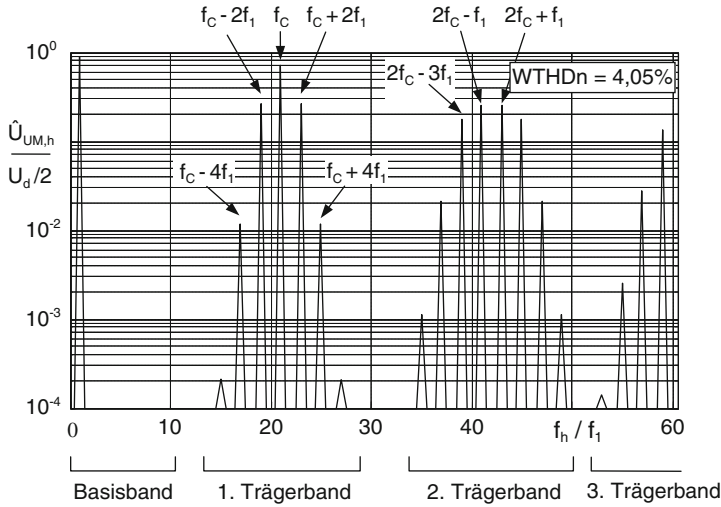


Abb. 3.4 Amplitudenspektrum der Mittelpunktspeisung bei Sinus-Dreieck-Vergleich, natürliche Abtastung; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

$$\begin{aligned}
 u_{UM} = U_d \left\{ \frac{m_a}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{\pi k} J_0\left(\frac{k\pi m_a}{2}\right) \sin\left(\frac{k\pi}{2}\right) \cos(k\omega_C t) \right. \\
 \left. + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{\substack{l=-\infty \\ (l \neq 0)}}^{\infty} \frac{2}{\pi k} J_l\left(\frac{k\pi m_a}{2}\right) \sin\left(\frac{(k+l)\pi}{2}\right) \cos(k\omega_C t + l(\omega_1 t + \varphi_{u,1})) \right\}
 \end{aligned} \quad (3.2)$$

mit den Besselfunktionen 0-ter bzw. l -ter Ordnung J_0 bzw. J_l . Auf die komplexe Ableitung von (3.2) wird an dieser Stelle verzichtet. Sie ist vollständig u. a. in [4] gegeben.

Im ersten Term von (3.2) ist unschwer die Referenzspannung wieder zu erkennen. Daraus wird ersichtlich, dass die Grundschiwingung der geschalteten Mittelpunktspeisung exakt ihrem Sollwert, der Referenzspannung, entspricht. Des Weiteren enthält die geschaltete Spannung eine Anzahl von Oberschwingungen. Zu deren Veranschaulichung ist in Abb. 3.4 das Amplitudenspektrum der Mittelpunktspeisung für ein Frequenzverhältnis zwischen Träger und Referenz von $m_f = f_C/f_1 = 21$ gezeigt. Die Amplituden sind auf die halbe Zwischenkreisspannung normiert.

Die Oberschwingungen sind in Gruppen, das Basisband und die Trägerbänder, unterteilt. Zum Basisband gehören die Grundschiwingung und ggf. niedrigere Harmonische, wie 2., 3., 4., usw., die durch den Modulationsprozess entstehen können. Im allgemeinen Fall enthält (3.2) somit als ersten Term in der geschweiften Klammer eine Summe für alle Komponenten des Basisbandes. Das Basisband des betrachteten Sinus-Dreieck-Vergleichs beinhaltet nur die Grundschiwingung und keine

Harmonischen. In den Trägerbändern finden sich sowohl die Trägerfrequenz und deren Vielfache wieder (zweiter Term in (3.2)), als auch Harmonische oberhalb und unterhalb dieser (dritter Term in (3.2)). Die letzteren werden als obere und untere Seitenbänder bezeichnet. Es gilt grundsätzlich

$$f_h = \begin{cases} k f_1, & k \geq 1 \\ j f_c \pm k f_1, & j \geq 1, k \geq 0, \end{cases} \quad (3.3)$$

wobei j die Ordnung des Trägerbandes und k die Ordnung der Basis- bzw. Seitenharmonischen ist. Nach diesem Grundprinzip sind alle Spektren von pulsweitenmodulierten Spannungen aufgebaut. Wie in den folgenden Abschnitten gezeigt wird, hängt es von der Art des Modulationsverfahrens (Referenzsignal, Trägersignal, und Abtastung) ab, welche der einzelnen Harmonischen tatsächlich auftreten.

Im betrachteten Amplitudenspektrum des Sinus-Dreieck-Vergleichs treten in ungeraden Trägerbändern ($j = 1, 3, 5, \dots$) neben dem Träger und seinen Vielfachen nur gerade Seitenharmonische auf. In den geraden Trägerbändern fehlen die Trägervielfachen und es kommen nur ungerade Seitenharmonische vor. Zusammengefasst gilt also, dass ausschließlich Harmonische auftreten, für die $j \pm k$ ungerade ist.

Diese Gesetzmäßigkeiten gelten nur, solange die Amplitude des Referenzsignals die Amplitude des Trägersignals nicht überschreitet ($m_a \leq 1$). Andernfalls tritt Übermodulation auf. Die Grundschiwingung der Mittelpunktsspannung folgt dann nicht mehr linear der Referenz und es entstehen zusätzliche Harmonische (s. Unterabschn. 3.2.5.5).

In Bezug auf die drei Freiheitsgrade der PWM kann festgestellt werden, dass Pulsbreite und -position durch Referenz- und Trägersignal implizit festgelegt sind. Eine Optimierung des Verfahrens, z. B. zur Minimierung der Oberschwingungen, ist nur mittels der Variation von Referenz und/oder Träger möglich. Zur Pulssequenz kann an dieser Stelle noch keine Aussage getroffen werden, da nur eine Phase betrachtet wird.

3.2.2 Trägersignale

Im vorangegangenen Unterabschnitt wurden eine symmetrische Dreiecksspannung als Träger und ein kontinuierliches Sinussignal als Referenz angewendet. Da sich die Schaltzeitpunkte aus den „natürlichen“ Schnittpunkten von Referenz- und Trägersignal ergeben, spricht man von einer symmetrischen Modulation mit natürlicher Abtastung (engl. *double-edge naturally-sampled modulation*). Die geschaltete Spannung wird dabei an der steigenden und der fallenden Flanke des Dreieckssignals moduliert, also zweimal pro Trägerperiode.

Es ist aber auch möglich, die Spannung nur einmal pro Trägerperiode zu modulieren. Dies wird mit einem sägezahnförmigen Träger erreicht, wie in Abb. 3.5 dargestellt ist. Die Schaltzeitpunkte, an denen der AC-Ausgang nach Minus geschaltet wird, gegeben durch den Schnittpunkt des Sinussignals mit der senkrechten,

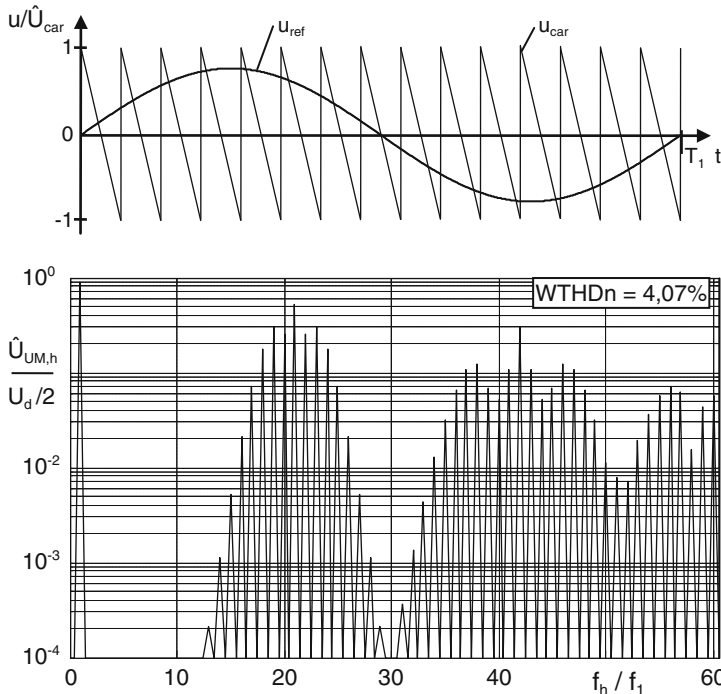


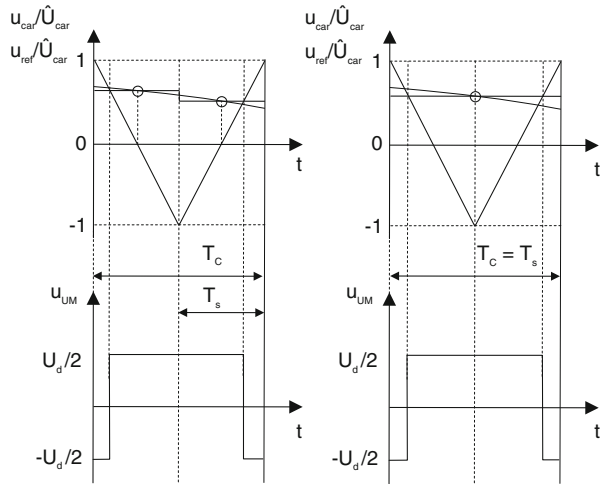
Abb. 3.5 Referenz-, Trägersignal mit $m_f = 15$, $m_a = 0,8$ sowie Amplitudenspektrum der Mittelpunktspannung bei Sinus-Sägezahn-Vergleich mit $m_f = 21$, $m_a = 0,9$, natürliche Abtastung

steigenden Flanke des Sägezahns, werden durch den Verlauf des Sinus nicht beeinflusst und liegen konstant im Raster der Trägerfrequenz. Dieses Verfahren wird als Rückflankenmodulation mit natürlicher Abtastung bezeichnet (engl. *single-edge naturally-sampled modulation*).

Abbildung 3.5 zeigt auch das Amplitudenspektrum des Sinus-Sägezahn-Vergleichs. Im Gegensatz zum Sinus-Dreieck-Vergleich sind die Vielfachen der Trägerfrequenz in allen Trägerbändern präsent und die Seitenbänder enthalten Harmonische jeder Ordnung $\pm k$. Vergleicht man allerdings den WTHDn, so lässt sich fast kein Unterschied feststellen. Dies rührt daher, dass die Summe der Quadrate aller Harmonischen, und somit auch deren Effektivwert, in der Mittelpunktspannung aller Verfahren identisch ist. Der Effektivwert der Harmonischen wird auch als Harmonische Energie einer Größe (Spannung, Strom) bezeichnet. Während beim Sinus-Dreieck-Vergleich ein Großteil dieser Energie im Träger platziert wird, ist sie beim Sinus-Sägezahn-Vergleich auf eine größere Zahl Harmonischer in den Seitenbändern verteilt. Da Träger und Seitenbänder dicht beieinander liegen, ist die Auswirkung auf den WTHDn klein.

Der Vergleich der Spektren in Abb. 3.4 und 3.5 lässt keine eindeutige Aussage darüber zu, welches Verfahren das bessere ist. Deshalb wird an dieser Stelle kurz auf ein Ergebnis aus Unterabschn. 3.2.4 verwiesen: Bei Anwendung der Verfahren auf

Abb. 3.6 Asymmetrische (links) und symmetrische (rechts) regelmäßige Abtastung im Vergleich



einen dreiphasigen U-Stromrichter ergibt sich durch die Auslöschung bzw. Nicht-Auslöschung von Harmonischen in der verketteten Spannung ein deutlicher Nachteil für den Sägezahn-Träger.

3.2.3 Abtastverfahren

Ein Nachteil von natürlich abgetasteten Verfahren, d.h. des Vergleichs eines kontinuierlichen Sinussignals mit einem Träger, ist, dass sie in den heute gebräuchlichen digitalen Steuerungssystemen nur schwer zu implementieren sind. Die Schaltzeitpunkte müssten mit Hilfe von transzendenten Gleichungen berechnet werden. Deshalb geht man auf regelmäßig abgetastete Referenzsignale über. Es wird zwischen zwei Varianten der Abtastung unterschieden:

- asymmetrische regelmäßige Abtastung (engl. *asymmetric regular sampling*) sowie
- symmetrische regelmäßige Abtastung (engl. *symmetric regular sampling*).

Abbildung 3.6 zeigt je eine Trägerperiode beider Varianten im Vergleich. Bei der asymmetrischen Abtastung (links im Bild) wird das Referenzsignal in der Mitte jeder Trägerhalbperiode abgetastet und bis zum nächsten Abtastzeitpunkt festgehalten (engl. *sample and hold*). Die Schaltsignale werden aus den Schnittpunkten der Treppenkurve mit dem Träger gewonnen. Die Abtastfrequenz ist

$$f_{s,asym} = \frac{1}{T_s} = \frac{2}{T_C}. \quad (3.4)$$

Bei der symmetrischen Abtastung (rechts im Bild) wird das Referenzsignal dagegen nur einmal in der Mitte jeder Trägerperiode abgetastet. Die Abtastfrequenz ist gleich

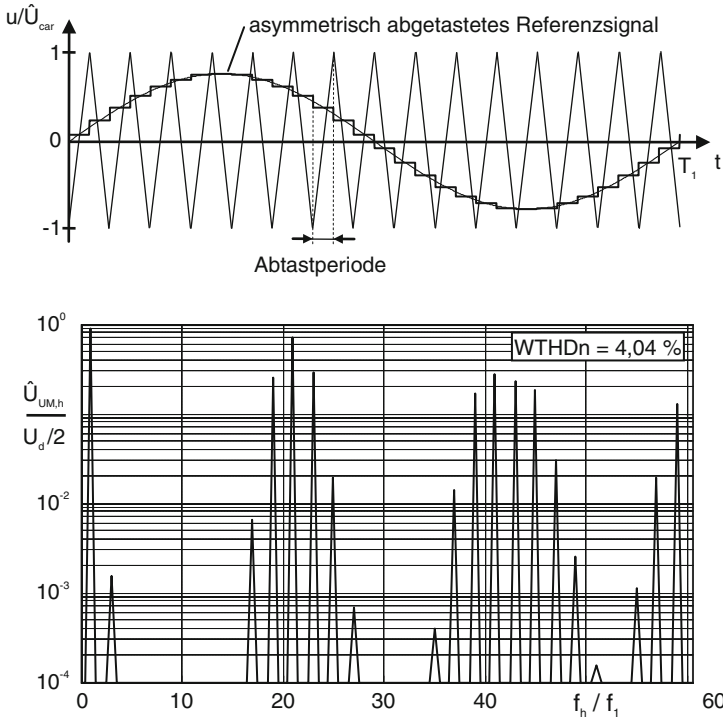


Abb. 3.7 Referenz-, Trägersignal mit $m_f = 15$, $m_a = 0,8$ sowie Amplitudenspektrum der Mittelpunktsspannung bei asymmetrischer regelmäßiger Abtastung mit $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

der Trägerfrequenz,

$$f_{s,\text{sym}} = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_C}. \quad (3.5)$$

Die praktische Umsetzung beider Abtastverfahren lässt sich vereinfachen, wenn das Referenzsignal nicht in der Mitte sondern zu Beginn jeder Trägerhalb- bzw. Trägerperiode abgetastet wird. Dadurch ergibt sich lediglich eine geringe Phasenverzögerung von $T_C/4$ bzw. $T_C/2$, die als zusätzliche Totzeit des Stromrichters in der Regelung berücksichtigt werden kann.

Die Abb. 3.7 und 3.8 zeigen die Amplitudenspektren der Mittelpunktsspannung für asymmetrische und symmetrische Abtastung einer sinusförmigen Referenz. Das Amplitudenspektrum mit asymmetrisch abgetastetem Sinus weist in den Trägerbändern genau dieselben Frequenzen auf wie das Verfahren mit natürlicher Abtastung (vgl. Abb. 3.4). Indes fallen die Amplituden der Seitenbänder mit steigender Ordnungszahl k nicht mehr symmetrisch in Bezug zum Träger ab. Die Harmonischen der unteren Seitenbänder sind auf Kosten der Harmonischen der oberen Seitenbänder reduziert. Im Basisband treten neben der Grundschwingung ungerade Harmonische

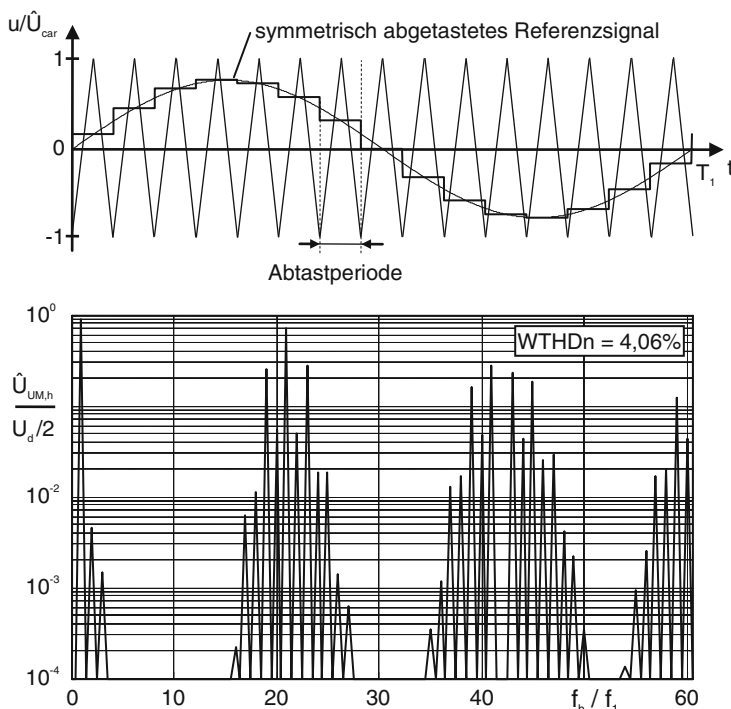


Abb. 3.8 Referenz-, Trägersignal mit $m_f = 15$, $m_a = 0,8$ sowie Amplitudenspektrum der Mittelpunktspannung bei symmetrischer regelmäßiger Abtastung mit $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

auf. Im betrachteten Fall einer sinusförmigen Referenz erreicht allerdings nur die dritte Harmonische eine sichtbare Größe im Amplitudenspektrum und ist immer noch sehr klein ($< 0,2\%$). Diese dritte Harmonische beruht nicht auf einer entsprechenden Verzerrung des Referenzsignals, sondern ist ein theoretisches Ergebnis des asymmetrischen Abtastprozesses.

Das Amplitudenspektrum der Mittelpunktspannung bei symmetrischer Abtastung einer sinusförmigen Referenz weist im Gegensatz zur natürlichen und zur asymmetrischen Abtastung in den Seitenbändern Harmonische aller Ordnungen $\pm k$ auf. Die größten zusätzlichen Seitenharmonischen bei $f_C \pm f_1$ und $2f_C \pm 2f_1$ sind zwar mit Amplituden um 5 % deutlich kleiner als ihre Nachbarn, aber doch nicht ganz zu vernachlässigen. Wie bei der asymmetrischen Abtastung ist eine Unsymmetrie in den Seitenbändern zu erkennen. Ferner erzeugt das symmetrische Abtastverfahren gerade und ungerade Harmonische im Basisband. Die zweite Harmonische erreicht knapp 0,5 %.

Um die verschiedenen Abtastverfahren zu bewerten, muss auch die Grundschiwingung in Betracht gezogen werden, der in diesem Abschnitt bislang keine Beachtung zuteil wurde. Aus (3.2) folgte, dass für natürliche Abtastung die Grundschiwingung der geschalteten Spannung zu 100 % ihrem Sollwert entsprach. Auf die Angabe

der noch komplexeren harmonischen Lösungen für die regelmäßig abgetasteten Verfahren wurde bewusst verzichtet. In diesen setzt sich bereits der Term für die Grundschiwingung aus einer Summe von Besselfunktionen zusammen, was bei natürlicher Abtastung nicht der Fall ist (vgl. (3.2)). Es bestehen kleine Unterschiede in der Amplitude der erzeugten Grundschiwingung, die für $m_f = 21$ aber nur etwa 0,3 % betragen. Es kann daher davon ausgegangen werden, dass die primäre Aufgabe der Modulation, die Erzeugung der niederfrequenten Grundschiwingung, von allen drei Verfahren in hinreichend guter Qualität erfüllt wird.

Ähnlich wie bei den verschiedenen Trägersignalen lässt auch der Vergleich der Abtastverfahren hinsichtlich der erzeugten Oberschwingungen noch keine eindeutige Schlussfolgerung zu. Die regelmäßige Abtastung verursacht unerwünschte Harmonische im Basisband. Die symmetrische Variante erzeugt zudem zusätzliche Harmonische in den Seitenbändern. Der WTHDn bei natürlicher, asymmetrischer und symmetrischer Abtastung ist aber nahezu identisch (vgl. [4] Kap. 3.9 und 3.10). Die Vor- und Nachteile treten erst mit der Verkettung der Spannungen im dreiphasigen System hervor.

3.2.4 Erweiterung auf dreiphasige Modulation

Wie eingangs erwähnt, ist die trägerbasierte PWM ein phasenbezogenes Verfahren. Zur Modulation eines dreiphasigen Stromrichters werden also drei Referenzsignale mit einem Träger verglichen. Die erläuterten Prinzipien sind dabei unverändert.

Gegeben ist die dreiphasige Schaltung nach Abb. 2.60. Der Mittelpunkt M (und somit auch die Mittelpunktspannungen) sind dabei physikalisch meist nicht existent, erleichtern aber das Verständnis der Modulation in Ableitung von der Halbbrückenschaltung. Entsprechend der gewünschten Ausgangsspannung sollen die Referenzsignale drei um 120° phasenversetzte Sinusfunktionen sein,

$$\begin{aligned} u_{\text{ref,U}} &= \hat{U}_{\text{ref}} \sin(\omega_1 t), \\ u_{\text{ref,V}} &= \hat{U}_{\text{ref}} \sin(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi), \\ u_{\text{ref,W}} &= \hat{U}_{\text{ref}} \sin(\omega_1 t - \frac{4}{3}\pi). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Träger- und Referenzsignale für einen natürlich abgetasteten Sinus-Dreieck-Vergleich sowie die resultierenden Spannungen sind in Abb. 3.9 dargestellt. Durch die Verkettung der Mittelpunktspannungen werden in den Leiter-Leiter-Spannungen jeweils zwei aktive Pulse pro Trägerperiode ausgebildet. Abbildung 3.10 zeigt in vergrößerter Darstellung die Bildung der Spannungspulse in der in Abb. 3.9 gekennzeichneten Trägerperiode T_C . Betrachten wir nun die Pulsposition und -sequenz.

Die Ausbildung der Mittelpunktspannungen ist bereits bekannt. Die Pulse sind in der Trägerperiode prinzipiell zentriert. Dass dies in Abb. 3.10 nur schlecht zutrifft, ist dem niedrigen Frequenzverhältnis geschuldet. Die Referenzsignale ändern während der Trägerperiode deutlich ihren Wert. Die Pulse V_1 , V_2 sowie $V_1 + V_2$ der verketteten

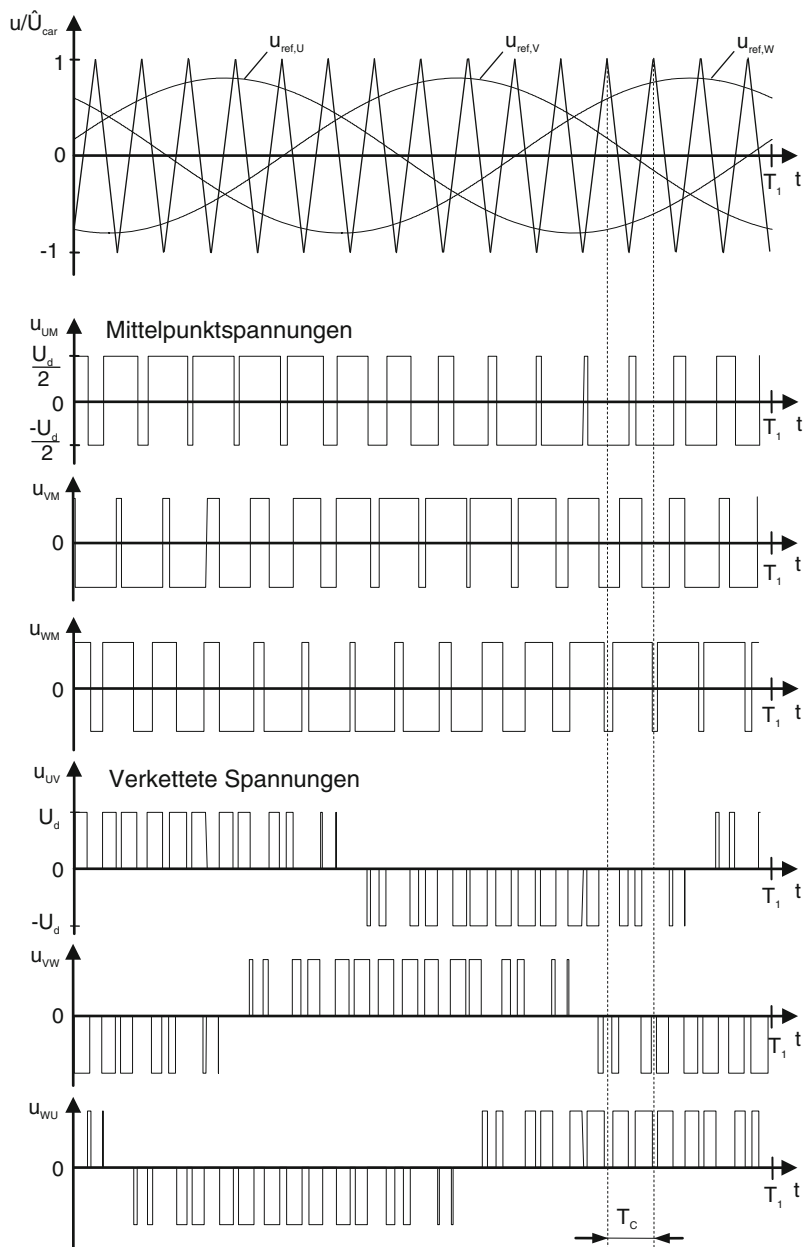


Abb. 3.9 Modulation des dreiphasigen U-Stromrichters; $m_f = 15$, $m_a = 0,8$

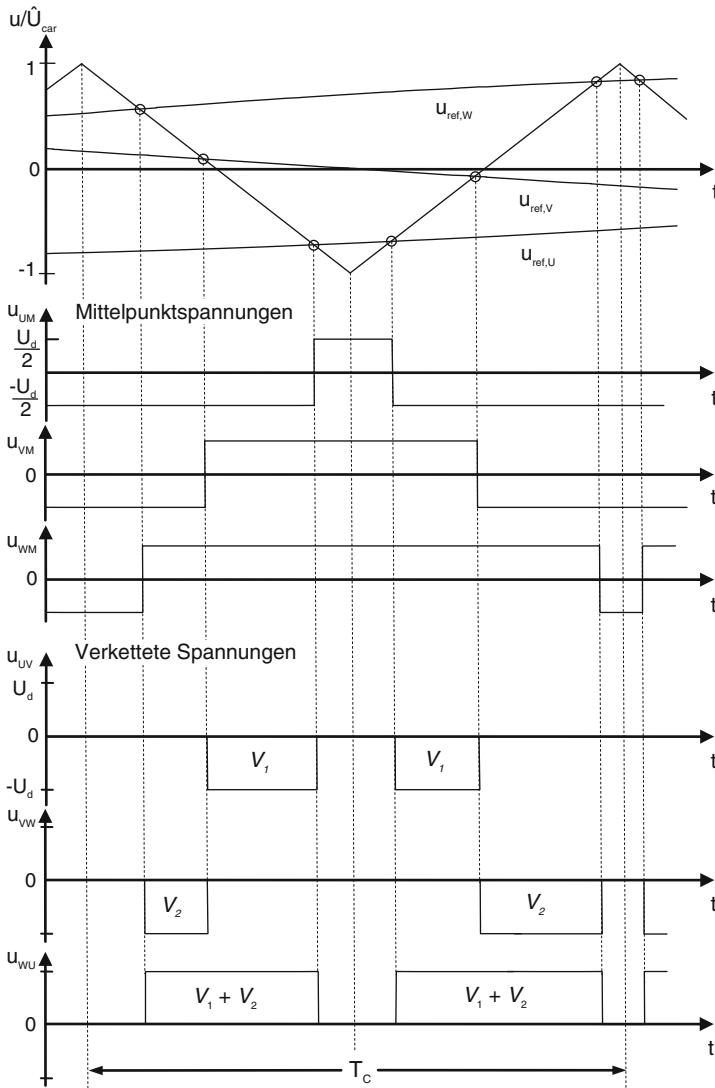


Abb. 3.10 Dreiphasige Modulation, Darstellung einer Trägerperiode

Spannungen, je ein Puls pro Trägerhalbperiode, sind dagegen prinzipbedingt nicht in der Trägerhalbperiode zentriert. Diese Aussage gilt unabhängig vom gewählten Frequenzverhältnis. Ferner kehrt sich die Pulsfolge in jeder Trägerhalbperiode um. Diese Charakteristik wird durch den dreieckförmigen Träger bedingt. Ersetzt man diesen in Abb. 3.10 gedanklich durch ein sägezahnförmiges Trägersignal (vgl. Abb. 3.5), erhält man eine Pulssequenz ohne Umkehrungen.

Welch erhebliche Auswirkungen dieser Unterschied auf die Qualität der verketteten Spannungen hat, wird schnell an deren WTHDn deutlich. Diese sind in Abb. 3.11

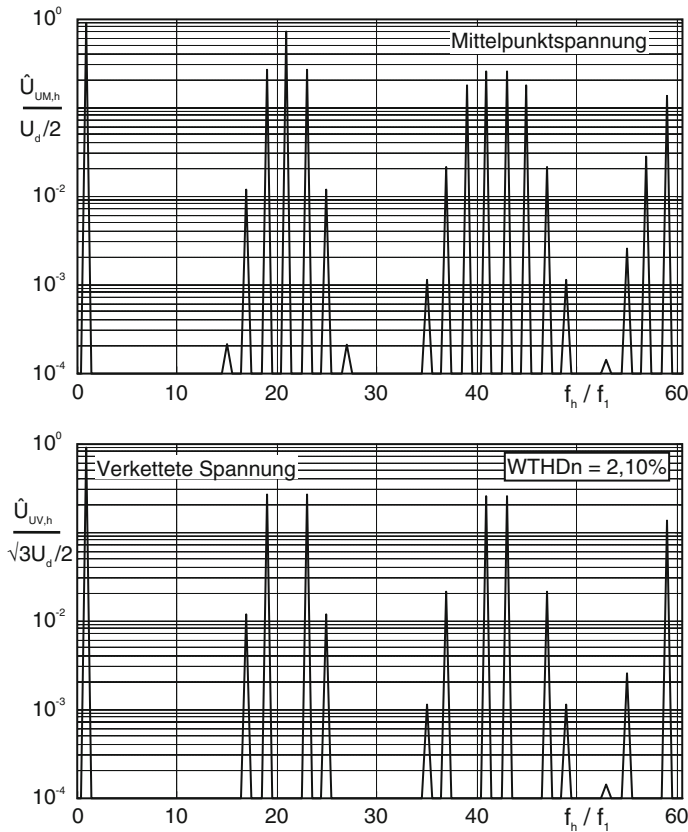


Abb. 3.11 Amplitudenspektrum der Mittelpunkt- und der verketteten Spannung bei Sinus-Dreieck-Vergleich mit natürlicher Abtastung; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

für den Sinus-Dreieck-Vergleich und in Abb. 3.12 für den Sinus-Sägezahn-Vergleich mit deren Amplitudenspektren gegeben. Während sich der WTHDn der Mittelpunktspannung beider Verfahren trotz verschieden ausgeprägter Spektren kaum unterscheidet (vgl. Abb. 3.11 mit Abb. 3.5), ist der Unterschied bei den verketteten Spannungen sehr deutlich. Die Umkehrung der Pulsreihenfolge in jeder Trägerhalbperiode durch das Dreieckssignal erzeugt ein wesentlich energieärmeres Amplitudenspektrum mit weniger Harmonischen als der Sägezahnträger. Dessen Nachteil ist so erheblich, dass dieser in der Praxis keine Verwendung findet und hier nicht weiter betrachtet werden muss. Fortan werden in diesem Kapitel daher ausschließlich dreieckförmige Träger vorausgesetzt.

Woraus erwachsen nun die Unterschiede zwischen den Mittelpunktspannungen und den verketteten Spannungen? Wie im Unterabschn. 2.4.2 gezeigt, löschen sich im dreiphasigen System alle Gleichtaktkomponenten in den verketteten Spannungen aus. Dieser Zusammenhang wird offensichtlich, wenn man bedenkt, dass die verketteten Spannungen aus der Differenz von je zwei Mittelpunktspannungen gebildet

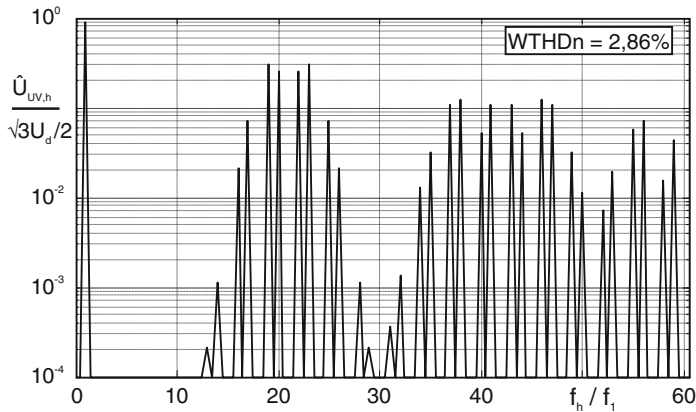


Abb. 3.12 Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei Sinus-Sägezahn-Vergleich mit natürlicher Abtastung; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

werden. Wie in Abb. 3.11 zu sehen ist, betrifft dies die Trägerfrequenz und die dreifachen Seitenbänder $f_C \pm 6f_1$, $2f_C \pm 3f_1$, $3f_C - 6f_1$. (Die Anteile $f_C \pm 3f_1$ sind bereits im Amplitudenspektrum der Mittelpunktspannung nicht enthalten.) Verallgemeinert kann gesagt werden, dass alle nach (3.3) gebildeten Anteile

$$f_h = \begin{cases} kf_1, & k = 3, 6, 9, \dots \\ jf_C \pm kf_1, & j \geq 1, k = 3, 6, 9, \dots \end{cases} \quad (3.7)$$

in den verketteten Spannungen ausgelöscht werden.¹ Dieses Gesetz gilt für alle Träger- und Referenzsignale. Die Gleichtaktkomponenten verändern das Potenzial des Sternpunktes N der Last gegenüber dem Kondensatormittelpunkt M bzw. Erde, führen aber aufgrund der Isolation des Sternpunktes zu keinem Stromfluss. Die Auslöschung der Gleichtaktkomponenten aus den verketteten Spannungen (engl. *harmonic cancellation*) ist neben der originären Erzeugung der Harmonischen durch den Modulationsprozess (engl. *harmonic generation*) der zweite wichtige Mechanismus bei der Synthese pulsbreitenmodulierter Spannungen.

Um zum Ausgangspunkt der Überlegung zurückzukehren: Dreieckförmige Trägersignale erzeugen eine alternierende Pulssequenz, welche sich für die Qualität der verketteten Spannungen vorteilhaft auswirkt, da ein größerer Teil der harmonischen Energie in den sich auslöschenden Komponenten, insbesondere im Träger selbst, vereint ist.

Betrachten wir nun die Auswirkungen auf die verschiedenen Abtastverfahren. Abbildungen 3.13 und 3.14 zeigen die Spektren der verketteten Spannungen bei

¹ Dass heißt nicht, dass bei entsprechender Schaltzahl Vielfache von 3 der Grundfrequenz nicht auftreten können; z. B. bei $m_f = 16$ ist die 12-te Harmonische $f_{12} = f_C - 4f_1$ in Mittelpunkt- und verketteter Spannung präsent.

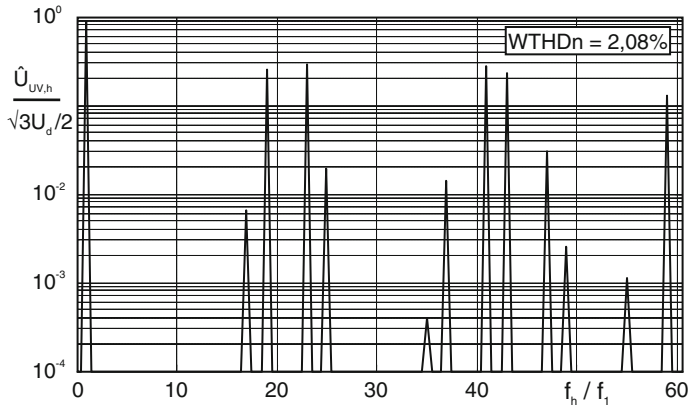


Abb. 3.13 Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei asymmetrischer regelmäßiger Abtastung; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

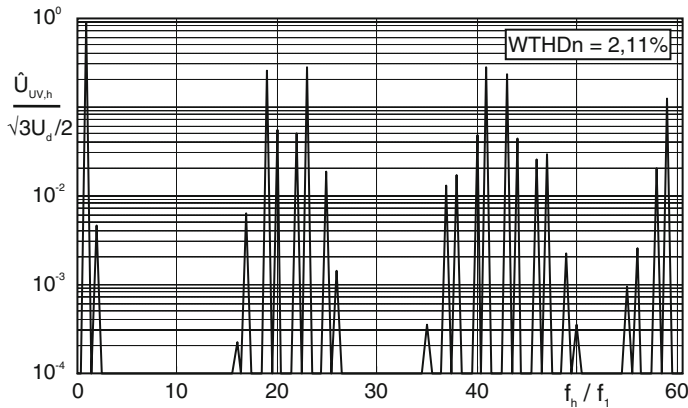


Abb. 3.14 Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei symmetrischer regelmäßiger Abtastung; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

asymmetrischer und symmetrischer regelmäßiger Abtastung. Beide Abtastverfahren erzeugen Harmonische im Basisband (vgl. Abb. 3.7 bzw. Abb. 3.8), von denen nach (3.7) die Dritte ausgelöscht wird. Die unschöne zweite Harmonische verbleibt im Amplitudenspektrum für symmetrische Abtastung, ein deutlicher Schwachpunkt dieses Verfahrens². Ebenso bleibt die größere Zahl von Harmonischen in den Seitenbändern erhalten, wenngleich mehr Komponenten ausgelöscht werden (z. B.

² Dieser Nachteil kommt insbesondere zu tragen, wenn die Amplituden des Basisbandes (bedingt durch modifizierte Referenzsignale) nicht so schnell abklingen wie bei einer rein sinusförmigen Referenz. Dann können neben der zweiten auch eine vierte und höhere Harmonische im Basisband vorhanden sein, deren Gesamteffektivwert circa 1% der Grundschwingung erreichen kann.

$f_C \pm 3f_1$, die bei asymmetrischer Abtastung gar nicht erst erzeugt werden). Im resultierenden WTHDn unterscheiden sich beide Verfahren nur geringfügig von der natürlichen Abtastung (vgl. Abb. 3.11).

Zwei wichtige Anmerkungen sind zur Auslöschung der Gleichtaktkomponenten noch notwendig:

1. Über die Erdung des Stromrichters und der dreiphasigen Last darf sich kein niederimpedanter Stromkreis ausbilden. D. h., falls der Stromrichter geerdet ist, darf dies der Sternpunkt der Last nicht sein. Dies trifft auf elektrische Maschinen im Allgemeinen zu. Andernfalls findet keine Verkoppelung zwischen den Phasen statt und jede Phase muss separat betrachtet werden.
2. Wie bereits im Unterabschn. 2.4.2 erwähnt, sind Gleichtaktkomponenten all jene Anteile der Mittelpunktspannungen, die sowohl in Frequenz, Amplitude als auch Phasenlage exakt übereinstimmen. Es ist aber in keiner Weise richtig, dass dies in dreiphasigen Systemen zwangsläufig oder ausschließlich auf durch drei teilbare Vielfache der Grundschiwingung zutrifft. Zwar fallen nach (3.7) in den obigen Beispielen die Gleichtaktkomponenten gerade auf die Harmonischen 3, 6, ..., 15, 18, 21 usw. Das ist aber nur durch die Wahl des Frequenzverhältnisses von 21 bedingt. Für $m_f = 20$ sind zwar die Harmonischen 3, 6, usw. im Basisband, aber die Harmonischen 14, 17, 20 usw. in den Trägerbändern Gleichtaktkomponenten.

Aus der Diskussion für den dreiphasigen Stromrichter lassen sich folgende wesentliche Punkte zusammenfassen:

- Die Qualität der verketteten Ausgangsspannung wird durch die in den einzelnen Phasen erzeugten Harmonischen sowie deren teilweise Auslöschung durch Verkettung der Mittelpunktspannungen bestimmt.
- Die natürliche und die asymmetrische regelmäßige Abtastung erzeugen auch im dreiphasigen Stromrichter vergleichbar gute Ergebnisse. Die symmetrische regelmäßige Abtastung dagegen erweist sich, bedingt durch zusätzliche Harmonische im Basisband der verketteten Spannung, als unvorteilhaft.
- Die Pulssequenz wird durch die Wahl des Trägersignals impliziert. Nur die alternierende Pulsreihenfolge des dreieckförmigen Trägers liefert gute Ergebnisse. Sie platziert einen großen Anteil harmonischer Energie in der Trägerfrequenz, welche in der verketteten Spannung ausgelöscht wird.

Der letzte Punkt beantwortet im Konzept der drei Freiheitsgrade der PWM (Bestimmung der Pulsbreite, -position und -sequenz) eindeutig die Frage nach der vorteiligen Pulssequenz. Somit verbleibt als letztes Mittel zur Optimierung die Platzierung der Pulse innerhalb der Trägerperiode, also die Pulsposition. Sie wird im folgenden Abschnitt behandelt.

3.2.5 Optimierung durch dritte Harmonische

Die Betrachtungen in diesem Abschnitt können aus zweierlei Überlegungen motiviert werden:

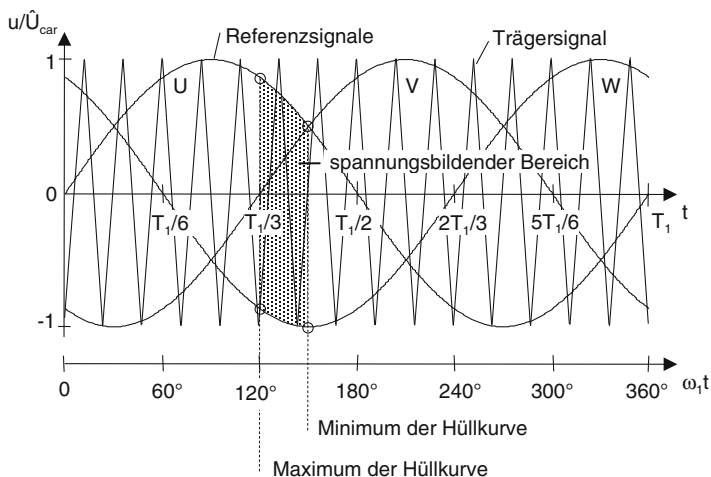


Abb. 3.15 Referenzsignale und Hüllkurve bei dreiphasiger Modulation; $m_a = 1$

1. In Unterabschn. 2.2.5 wurde die Grenze des linearen Aussteuerbereichs für die Halbbrückenschaltung aus der Amplitude der sinusförmigen Referenz in Bezug auf das Trägerband zu $m_a = 1$ abgeleitet. Es kann also maximal die halbe Zwischenkreisspannung an den Ausgang geschaltet werden, um den Scheitel der Mittelpunktspannung zu bilden. In der dreiphasigen Schaltung steht für die Spitze der verketteten Spannung aber die volle Zwischenkreisspannung zur Verfügung,

$$\hat{U}_{UV,1,\max} = U_d > \sqrt{3} \hat{U}_{UM,1,\max} = \sqrt{3} \frac{U_d}{2}. \quad (3.8)$$

Diese Ungleichung belegt, dass mit einer rein sinusförmigen Modulation noch nicht die optimale Spannungsausnutzung des dreiphasigen Stromrichters abgerufen wird.

2. Die Pulspositionierung innerhalb der Trägerperiode ist der letzte verbleibende Freiheitsgrad zur Optimierung der Spannungsqualität. Abtastverfahren und Trägersignal wurden festgelegt. Somit steht für die Beeinflussung der Pulsposition nur, wenn sie mit Trägerverfahren überhaupt möglich sein soll, die Manipulation des Referenzsignals selbst zur Verfügung.

Der letztgenannte Gedanke mag etwas befremdlich anmuten, ist die Pulsposition doch eine Charakteristik des Modulationsverfahrens im schaltfrequenten Bereich, die Referenzspannung dagegen ein niederfrequentes Signal. Außerdem soll die verkettete Ausgangsspannung natürlich weiterhin eine sinusförmige Spannung bleiben. Wenden wir uns deshalb zunächst der Betrachtung der linearen Aussteuerergrenze zu.

Die Abb. 3.15 zeigt die drei sinusförmigen, 120° phasenversetzten Referenzsignale bei einer maximalen Aussteuerung von $m_a = 1$. Die Amplitude der Referenzsignale und der resultierenden Mittelpunktspannungen kann nicht weiter vergrößert werden. Eine weitere Erhöhung des Modulationsgrades würde zum Wegfall von Pulsen,

zur Übermodulation, führen. Im Gegensatz zur Halbbrückenschaltung interessieren im dreiphasigen Stromrichter aber primär die verketteten Spannungen, die sich aus den Differenzen der Mittelpunktspannungen bzw. aus den Differenzen derer Referenzsignale berechnen. D. h., die Differenzen müssen sinusförmig sein, die Mittelpunktspannungen und die Referenzsignale selbst allerdings nicht.

Die Betrachtung von Abb. 3.15 unter dem Aspekt der Verkettung der Referenzen zeigt, dass das zur Verfügung stehende Trägerband noch nicht voll ausgenutzt wird. Der zur Spannungsbildung genutzte Bereich wird durch die Hüllkurve der Referenzsignale umschlossen. Das Maximum der Hüllkurve ist gegeben durch

$$\max(u_{\text{hüll}}) = 2 \sin(2\pi/3) = \sqrt{3}. \quad (3.9)$$

Die rechte Seite von (3.8) und (3.9) führen zum gleichen Ergebnis, wenn man die halbe Zwischenkreisspannung $\pm U_d/2$ den Grenzen des Trägerbandes in Abb. 3.15 zuordnet. Dies entspricht einem Modulationsgrad von $m_a = 1$. Der theoretisch maximale Modulationsgrad des dreiphasigen Stromrichters wird erreicht, wenn die Hüllkurve in ihrem Maximum das Trägerband in seiner vollen Breite ausfüllt. Es gilt somit

$$m_{a,\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,155. \quad (3.10)$$

Um $m_{a,\max}$ ohne Übermodulation zu erreichen, werden die Referenzsignale durch die Überlagerung eines Gleichtaktsignals manipuliert. Wie bereits aus den Unterabschn. 2.4.2 und 3.2.3 bekannt ist, löschen sich die Gleichtaktkomponenten in den verketteten Spannungen aus. Dies gilt natürlich auch für Komponenten, die in der Referenzspannung enthalten sind und nicht erst durch den Modulationsprozess entstehen. Die Betrachtung von Abb. 3.15 macht offensichtlich, dass die Differenzen der Referenzsignale durch überlagerte Gleichtaktgrößen nicht beeinflusst werden.

Damit die Referenzen das Trägerband bei $m_a > 1$ nicht verlassen, soll das Gleichtaktsignal alle drei Referenzsignale – vereinfacht ausgedrückt – bei 30° , 150° und 270° nach oben, und bei 90° , 210° und 330° nach unten verschieben. Die Maxima der Hüllkurve bei 0° , 60° , 120° usw. liegen genau mittig im Trägerband. Hier ist keine Veränderung gewünscht. Diese Bedingungen werden durch die dritte Harmonische der Grundschwingung erfüllt.

Um die korrekte Amplitude der dritten Harmonischen zur Realisierung des maximalen Modulationsgrades zu bestimmen, gilt es, das Referenzsignal und die dritte Harmonische am Maximum der Hüllkurve zu berechnen. An diesem Punkt, wo das manipulierte Referenzsignal bei maximaler Aussteuerung die Grenze des Trägerbandes tangiert, muss der Anstieg dieses Signals null betragen, d. h.

$$\left. \frac{d}{d\omega_1 t} (\sin(\omega_1 t) + x \sin(3\omega_1 t)) \right|_{\omega_1 t = 60^\circ} = 0. \quad (3.11)$$

Die Lösung nach x ergibt $1/6$. Die modifizierten Referenzfunktionen für maximale theoretische Aussteuerung ergeben sich damit zu

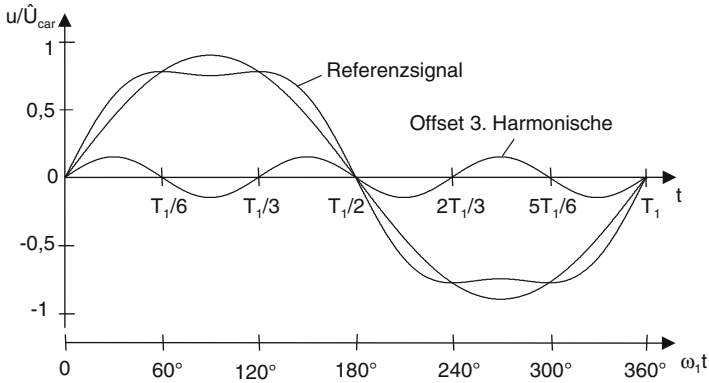


Abb. 3.16 Aufmodulation einer dritten Harmonischen gemäß (3.12); $m_a = 0,9$

$$\begin{aligned}
 u_{\text{ref,U}} &= \hat{U}_{\text{ref}} \left(\sin(\omega_1 t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega_1 t) \right), \\
 u_{\text{ref,V}} &= \hat{U}_{\text{ref}} \left(\sin\left(\omega_1 t - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{6} \sin(3\omega_1 t) \right), \\
 u_{\text{ref,W}} &= \hat{U}_{\text{ref}} \left(\sin\left(\omega_1 t - \frac{4}{3}\pi\right) + \frac{1}{6} \sin(3\omega_1 t) \right).
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Die Bildung des modifizierten Referenzsignals ist in Abb. 3.16 dargestellt.

Der Einfluss der dritten Harmonischen auf die Pulsposition kann anhand von Abb. 3.15 nachvollzogen werden. Der spannungsbildende Bereich, d. h. der Bereich positiver oder negativer Pulse in den verketteten Spannungen (die so genannten „aktiven“ Pulse sind in Abb. 3.10 mit V_1 , V_2 und $V_1 + V_2$ gekennzeichnet) liegt innerhalb der Hüllkurve. Wird dieser Bereich mit der Hüllkurve gegen die Mitte des Trägerbandes verschoben, so werden damit die aktiven Pulse in ihrer Gesamtheit zur Mitte der Trägerhalbperiode verschoben. Die Größe und Lage der aktiven Pulse zueinander bleibt unberührt.

Der Zusammenhang zwischen Referenzsignal und Pulsposition kann sehr viel anschaulicher mittels der Beschreibung durch Raumzeiger erklärt werden und wird deshalb in Abschn. 3.4 vertieft.

Die Abb. 3.17 zeigt das Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei Injektion der dritten Harmonischen. Im Vergleich mit Abb. 3.13 (mit rein sinusförmiger Referenz) enthält das Amplitudenspektrum scheinbar mehr Harmonische. Tatsächlich ist dieser Unterschied aber nur quantitativer und nicht qualitativer Natur. Alle Spektrallinien aus Abb. 3.17 sind auch im Amplitudenspektrum bei sinusförmiger Modulation enthalten, nur teils so klein, dass sie nicht dargestellt werden konnten. Die Injektion der dritten Harmonischen beeinflusst nicht die Anzahl, sondern nur die Amplituden der generierten Harmonischen. Dabei wird die spektrale Verteilung vergleichmäßigt. Die dominanten Harmonischen des ersten Trägerbandes (19. und 23.) werden in etwa halbiert; dafür klingen die Seitenbänder langsamer ab und

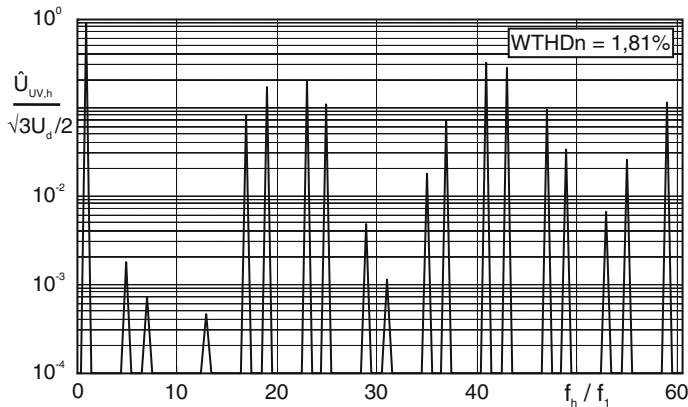


Abb. 3.17 Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei asymmetrischer regelmäßiger Abtastung und aufmodulierter dritter Harmonischer; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

fließen ineinander. Durch das langsamere Abklingen finden sich im Basisband eine sichtbare 5. und 7. Harmonische. In der Gesamtheit wirkt sich der Einfluss der dritten Harmonischen sehr positiv aus. Im Beispiel sinkt der WTHDn von 2,08 % auf 1,81 %.³

Die Vorteile der Aufmodulation der dritten Harmonischen können wie folgt zusammengefasst werden:

- Im Gegensatz zur rein sinusförmigen Modulation wird der maximale theoretische Aussteuergrad von $m_{a,max} = 1,155$ erreicht. D. h. im linearen Bereich wird die maximale Ausgangsspannung um ca. 15 % erhöht!
- Die aktiven (spannungsbildenden) Pulse der verketteten Spannungen werden zur Mitte der Trägerhalbperiode verschoben. Dadurch wird die Spannungsqualität erheblich verbessert.

Damit sind nun Zusammenhänge zwischen den Freiheitsgraden der PWM und den Charakteristika der trägerbasierten Verfahren beschrieben:

- Pulsbreite und Pulspositionierung werden durch das Referenzsignal bestimmt. Dabei legt die Amplitude der sinusförmigen Grundschiwingung unmittelbar die Pulsbreite und damit die Amplitude der Ausgangsspannung fest.
- Die Pulsposition kann im dreiphasigen Stromrichter durch aufmodulierte Gleichtaktkomponenten beeinflusst werden.
- Die Pulssequenz (alternierend oder gleich bleibend) wird durch die Wahl des Trägersignals vorgegeben.
- Pulsposition und Pulssequenz beeinflussen die Qualität der Ausgangsspannung, aber nicht die Amplitude ihrer Grundschiwingung.

³ Ein noch etwas geringerer WTHDn wird mit einer dritten Harmonischen mit einer Amplitude von 1/4 der Grundschiwingung erreicht [1]. Dann ist allerdings die Bedingung (3.11) nicht mehr erfüllt und der maximale Modulationsgrad für lineare Modulation sinkt leicht auf $m_{a,max} \approx 1,12$.

3.2.6 *Synchrone und asynchrone Modulation*

In der Einleitung zu diesem Kapitel wurde ohne Begründung darauf hingewiesen, dass PWM-Verfahren (wie z. B. die in den vorangegangenen Abschnitten behandelten Trägerverfahren) nur für Frequenzverhältnisse von $m_f \geq 15$ geeignet sind. Entsprechend verwenden die bisher gezeigten Bilder dieses Kapitels Schaltzahlen von $m_f = 15$ (oder $m_f = 21$ für die Amplitudenspektren). An dieser Stelle soll deshalb kurz auf die Bedeutung des Frequenzverhältnisses (auch Abtastverhältnis genannt) eingegangen werden.

Grundsätzlich gelten alle abgeleiteten Gesetzmäßigkeiten unabhängig vom Verhältnis der Trägerfrequenz zur Grundfrequenz des Referenzsignals. Das gilt für ganzzahlige Frequenzverhältnisse genauso wie für nichtganzzahlige. Die Trägerbänder des Amplitudenspektrums nach Abb. 3.4 verschieben sich mit der Trägerfrequenz; die Prozesse der Generierung und Auslöschung Harmonischer bleiben erhalten. Was die Größe der einzelnen Harmonischen betrifft, muss zwischen den verschiedenen Abtastverfahren unterschieden werden. So offenbart die genaue Betrachtung von (3.2), dass die Amplituden der Harmonischen für den natürlich abgetasteten Sinus-Dreieck-Vergleich unabhängig von Grund- und Trägerfrequenz sind. Dies gilt für die regelmäßig abgetasteten Verfahren so nicht.

Die Abb. 3.18 zeigt Amplitudenspektren für asymmetrische Abtastung und aufmodulierte dritte Harmonische. Die sehr komplexe analytische Lösung für dieses Verfahren (s. [4]) weist eine Variation der Amplituden mit dem Frequenzverhältnis auf. Für die Komponenten im Basisband ist diese Abhängigkeit am stärksten ausgeprägt. So wächst die 5. Harmonische von 0,2 % bei $m_f = 20,5$ auf 0,75 % bei $m_f = 10$ an. Die dominanten Seitenbänder $f_C \pm 2f_1$ und $2f_C \pm f_1$ werden dagegen kaum merklich beeinflusst.

Ausschlaggebender für die Wahl eines Frequenzverhältnisses m_f ist die Lage der einzelnen Harmonischen. Für sehr kleine Pulszahlen wächst das erste Trägerband in den Bereich des Basisbandes hinein. Bei $m_f = 11$ wird eine starke 7. und 9. Harmonische generiert, beides Komponenten des ersten Trägerbandes. Es sei darauf hingewiesen, dass diese 9. Harmonische, obwohl ein Vielfaches von drei, keine Gleichtaktkomponente darstellt und deswegen in der verketteten Spannung auch nicht ausgelöscht wird. Die großen niederfrequenten Harmonischen finden ihren Niederschlag im hohen WTHDn von 3,49 %. Die Harmonischen der höheren Trägerbänder überlagern sich gegenseitig, so dass die Bänder ineinander fließen. Bei geradzahligen Verhältnissen wie $m_f = 10$ führt die Verschiebung zu einer Verzahnung benachbarter Bänder.

Aufgrund der hohen niederfrequenten Harmonischen werden echte PWM-Verfahren bei Frequenzverhältnissen von $m_f < 15$ nur selten angewendet. In diesem Bereich erzielen optimierte Pulsmuster bessere Ergebnisse. Falls doch, so sollte eine ganzzahlige Schaltzahl festgelegt und das Trägersignal auf das Referenzsignal synchronisiert werden. Man spricht deshalb von synchroner PWM. Das ganzzahlige Frequenzverhältnis stellt sicher, dass keine unteren Seitenharmonischen des ersten

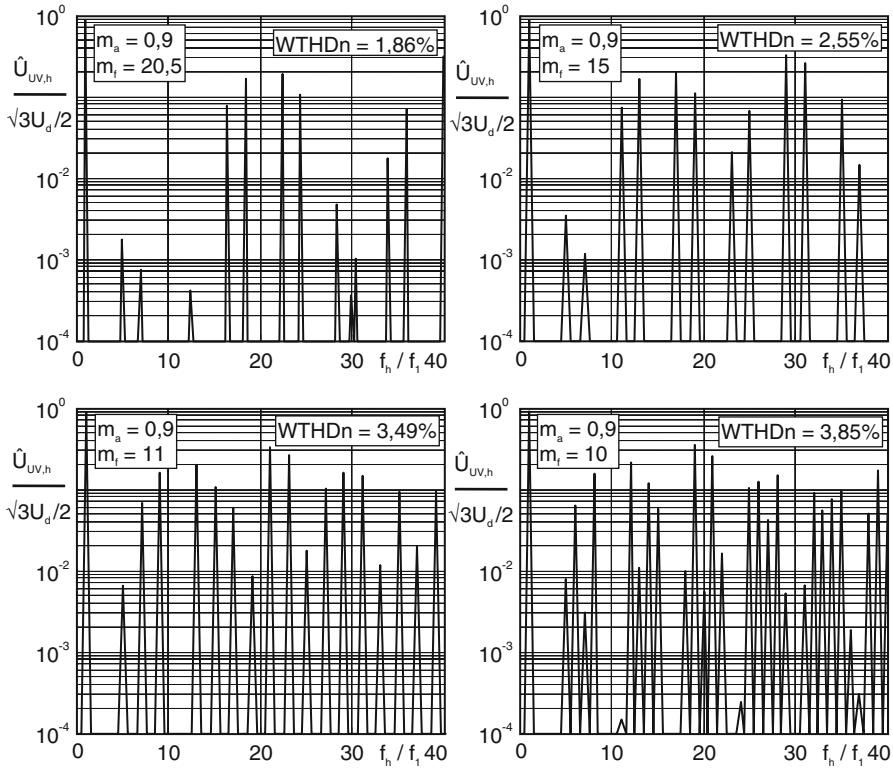


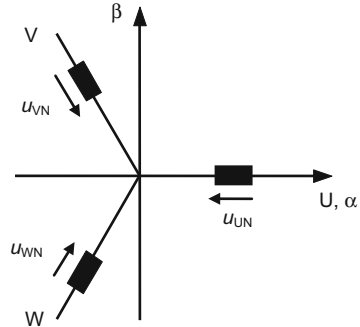
Abb. 3.18 Amplitudenspektren der verketteten Spannung bei verschiedenen Frequenzverhältnissen, asymmetrischer regelmäßiger Abtastung und aufmodulierter dritter Harmonischer; $m_a = 0,9$

Trägerbandes kleiner der Grundfrequenz (so genannte Subharmonische⁴) auftreten können. Ferner kann mit der Wahl eines ungeraden und durch drei teilbaren Frequenzverhältnisses eine halbschwingungssymmetrische und in allen drei Phasen identische Spannungsform erzeugt werden. Daher auch das häufig in der Literatur anzutreffende Frequenzverhältnis von 21. Für die Spannungsqualität bringt die Symmetrie aber faktisch keine Vorteile.

Für Schaltzahlen ≥ 15 wird deshalb üblicherweise mit einer festen Trägerfrequenz gearbeitet. Das Frequenzverhältnis stellt sich frei ein; die Phasenlage von Referenz zu Träger ist nicht konstant. Man spricht von asynchroner PWM. Die Abb. 3.18 zeigt im Vergleich zu Abb. 3.17, dass für $m_f = 20,5$ gegenüber $m_f = 21$ (vgl. Abb. 3.17) kein überproportionaler Qualitätsverlust auftritt.

⁴ Subharmonische wurden lange Zeit als Problem von PWM jeglicher nichtganzzahliger Frequenzverhältnisse angesehen. Tatsächlich können Harmonische $< f_1$ nur als untere Seitenbänder des Trägers entstehen. Da die Seitenbänder im Allgemeinen schnell abklingen, hat dieser Effekt nur für sehr kleine Schaltzahlen eine Bedeutung.

Abb. 3.19 Zweipolige Drehfeldmaschine im räumlichen Koordinatensystem



3.3 Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation (engl. *space vector modulation* (SVM)) wurde in den 1980er Jahren für dreiphasige Antriebsstromrichter als Alternative zu den trägerbasierten Verfahren entwickelt. Vom Ansatz einer symmetrischen, dreiphasigen Maschine als Last ausgehend, wird die Ermittlung der Schaltzeitpunkte nicht phasenbezogen, sondern für alle drei Phasen in einem Schritt durchgeführt. Wie der Vergleich in Abschn. 3.4 zeigen wird, ist die Raumzeigermodulation letztlich aber nur ein alternatives Rechenverfahren zur trägerbasierten Modulation, das zu gleichen Ergebnissen wie diese führt.

3.3.1 Grundlagen der Raumzeigerdarstellung

Die Raumzeigerdarstellung [6] beschreibt in anschaulicher Weise die Bildung des elektrischen Drehfeldes in Synchron- und Asynchronmaschinen. Gegeben ist eine zweipolige Maschine, deren räumliche Verteilung der Wicklungen konzentriert auf die drei Achsen U, V, W angenommen wird (Abb. 3.19). Ferner wird vorausgesetzt, dass die elektrische Maschine symmetrisch aufgebaut, linear sowie der Sternpunkt nicht angeschlossen ist.

Jeder Wicklung wird ein räumlich feststehender Spannungszeiger zugeordnet. Die drei Raumzeiger sind dementsprechend räumlich um 120° zueinander versetzt. Es ist zu beachten, dass diese Raumzeiger nicht im α - β -Koordinatensystem rotieren. Bei Erregung der Maschine durch ein symmetrisches Dreiphasensystem ändern sich die Augenblickswerte der Raumzeiger entsprechend

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \hat{U} \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1}), \\ u_{VN} &= \hat{U} \cos(\omega_1 t - 2\pi/3 + \varphi_{u,1}), \\ u_{WN} &= \hat{U} \cos(\omega_1 t - 4\pi/3 + \varphi_{u,1}), \end{aligned} \quad (3.13)$$

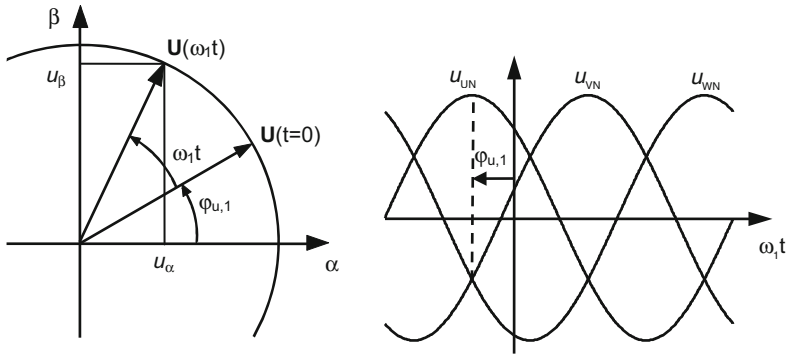


Abb. 3.20 Raumzeiger in der α - β -Ebene [4]

d. h. die Raumzeiger ändern ihre Länge entlang der Achsen U, V, W.⁵ Die räumliche Überlagerung der drei Spannungen führt zur Drehfeldbildung. Dies wird durch die Synthese des gemeinsamen Raumzeigers aus der geometrischen Addition der Augenblickswerte nachvollzogen,

$$\mathbf{U}(\omega_1 t) = \frac{2}{3}(u_{UN}(\omega_1 t) + \mathbf{a}u_{VN}(\omega_1 t) + \mathbf{a}^2 u_{WN}(\omega_1 t)) \quad (3.14)$$

mit $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$ und $\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3}$. Es entsteht ein Raumzeiger, der (im Falle symmetrischer und sinusförmiger Spannungen) mit der Kreisfrequenz ω_1 gleichförmig entgegen dem Uhrzeigersinn in der α - β -Ebene rotiert (s. Abb. 3.20).⁶ Im stationären Zustand ist die Länge des Raumzeigers konstant. Der Faktor $2/3$ gewährleistet die bezugsgrößeninvariante Umrechnung, sodass die Projektion des Raumzeigers auf die Achsen den tatsächlichen Spannungswerten entspricht. D. h. die Länge des Raumzeigers entspricht der Spannungsamplitude der drei Einzelspannungen ($|\mathbf{U}| = \hat{U}$).

Zur rechentechnischen Verarbeitung des Raumzeigers wird dessen Beschreibung in der komplexen α - β -Ebene $\mathbf{U} = u_\alpha + ju_\beta$ nach Clarke vorgenommen. Aus (3.14) ergibt sich die Gleichung in Matrixschreibweise zu

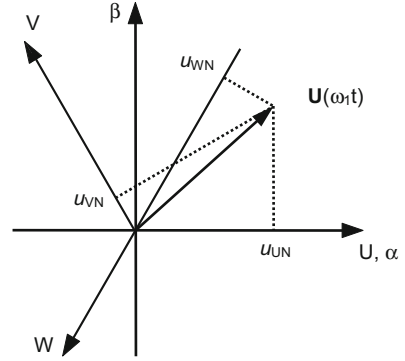
$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{UN} \\ u_{VN} \\ u_{WN} \end{pmatrix}. \quad (3.15)$$

Hierbei ist es in der Literatur üblich, dies als *Clarke-Transformation* zu bezeichnen, obwohl es sich mathematisch um eine Projektion handelt. Drei Größen werden

⁵ Übereinstimmend mit einer Vielzahl von Büchern und Publikationen wird nachfolgend von einer Kosinusdarstellung der Phasenspannungen ausgegangen.

⁶ In der Regel wird das α - β -Koordinatensystem so gewählt, dass die α -Achse mit dem räumlich feststehenden Raumzeiger der Spannung u_{UN} übereinstimmt (Abb. 3.19) [8].

Abb. 3.21 Beziehungen zwischen Raumzeiger und Phasengrößen



auf zwei Größen reduziert und die Information über die Gleichtaktkomponente geht verloren. Da Phasenspannungen und verkettete Spannungen entsprechend der Unterabschn. 2.4.2 und 3.2.4 jedoch keine Gleichtaktgrößen enthalten, wirkt sich die fehlende Information der Gleichtaktkomponente auf diese Größen nicht aus. Würde man die Phasenspannungen durch Mittelpunktspannungen ersetzen, lieferten mögliche Gleichtaktanteile der Mittelpunktspannungen keinen Beitrag zur Drehfeldbildung. Somit können in (3.15) die Phasenspannungen u_{UN} , u_{VN} , u_{WN} durch die Mittelpunktspannungen u_{UM} , u_{VM} , u_{WM} ersetzt werden; anders formuliert: Mittelpunkt- und Phasenspannungen werden durch den gleichen Raumzeiger dargestellt [4].

Der in Abb. 3.20 veranschaulichte Zusammenhang zwischen dem Raumzeiger und seinen Komponenten ist durch

$$\begin{aligned} u_\alpha &= |U| \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \\ u_\beta &= |U| \sin(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \end{aligned} \quad (3.16)$$

gegeben, mit $|U| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}$, $\omega_1 t + \varphi_{u,1} = \arctan(u_\beta / u_\alpha)$.

Durch die Bezugsgrößeninvarianz (Skalierung mit dem Faktor 2/3) bleiben Widerstände und Reaktanzen während der Umrechnung unverändert. Bei der Umrechnung der Leistungen ist der Faktor 3/2 zu berücksichtigen. Es gilt $P_{U,V,W} = 3P_{\alpha,\beta}/2$.

Die Rückrechnung in U-V-W-Größen entspricht der Projektion des Raumzeigers auf die drei um 120° versetzten Achsen U, V, W,

$$\begin{pmatrix} u_{UN} \\ u_{VN} \\ u_{WN} \end{pmatrix} = |U| \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) \\ \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_{u,1}\right) \\ \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3} + \varphi_{u,1}\right) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix}. \quad (3.17)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abb. 3.21 veranschaulicht. Die Rückrechnung ist ebenfalls eindeutig. Die erhaltenen Phasengrößen sind nach Definition gleichtaktfrei. Im

Gegensatz zu (3.15) können u_{UN} , u_{VN} , u_{WN} aber nicht durch u_{UM} , u_{VM} , u_{WM} ersetzt werden. D. h. die Mittelpunktspannungen, durch die ein gleichförmig umlaufender Raumzeiger konstanter Länge gebildet wird, können sehr wohl Gleichtaktanteile enthalten. Dieser Aspekt spielt bei der Raumzeigermodulation eine wichtige Rolle.

Abschließend noch ein Hinweis zum Verhältnis zwischen Raumzeigern und Zeitzeigern. (3.14) weist eine formale Ähnlichkeit mit der Definition des Mitsystems der symmetrischen Komponenten auf. Anders als bei der symbolischen Wechselstromrechnung verlangt die Projektion (3.14) bzw. (3.15) aber keine Festlegung auf sinusförmige Spannungen oder eine bestimmte Kreisfrequenz. Auch wenn die obigen Gleichungen unter Annahme von (3.13) formuliert wurden – denn drei symmetrische, sinusförmige Spannungen sind ja genau das Ziel der Modulation – gelten die Transformationsgleichungen für jegliche Zeitverläufe. Raumzeiger sind deshalb sehr gut für die Untersuchung transients Vorgänge in elektrischen Maschinen geeignet.

Aus dem selbem Grund werden Raumzeiger häufig auch auf dreiphasige Systeme angewendet, bei denen die räumliche Anordnung der Impedanzen überhaupt keine Rolle spielt, z. B. Transformatoren, Filter usw. Man nimmt dann einfach eine virtuelle Räumlichkeit an. Dieses Vorgehen hat den Vorteil, dass die dreiphasigen, transienten Größen durch einen Raumzeiger eindeutig dargestellt sind. Falls erforderlich, kann (3.15) um den Gleichtaktanteil erweitert werden [4].

Zusammengefasst lauten die wichtigsten Charakteristika der Raumzeigerdarstellung:

- Die Darstellung von **dreiphasigen** Größen erfolgt durch **einen** Raumzeiger.
- Ist das speisende Netz betrags- und winkelsymmetrisch, so beschreibt der Raumzeiger einen gleichmäßig durchlaufenen Kreis.

3.3.2 Raumzeiger von U-Stromrichtern

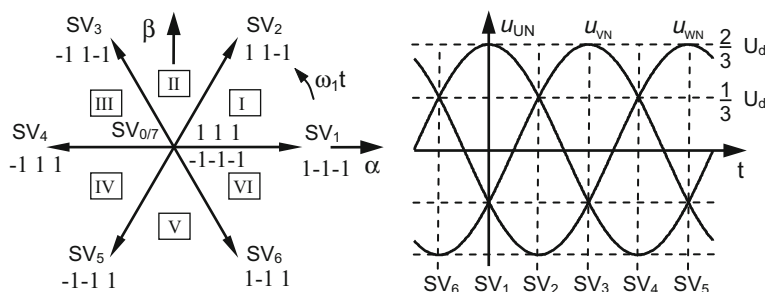
Aufgrund ihrer diskreten Natur können U-Stromrichter keine kontinuierlich rotierenden Raumzeiger erzeugen. Die Schaltzustände entsprechen vielmehr festen Punkten in der α - β -Ebene.

Gegeben ist wiederum die Schaltung des dreiphasigen Zweipunkt-U-Stromrichters nach Abb. 2.60. Wie schon im Unterabschn. 2.4.3 gezeigt, besitzt der Stromrichter acht diskrete Schaltzustände. Die zugehörigen Raumzeiger, künftig auch als Vektor und mit SV_X (engl. *space vector* (SV)) bezeichnet, folgen aus (3.15), wenn für die Spannungen u_{UN} , u_{VN} , u_{WN} die in Tab. 2.4 gegebenen Werte für die einzelnen Schaltzustände verwendet werden. Sie können der Tab. 3.1 sowie der Abb. 3.22 entnommen werden.

Die beiden Schaltzustände (1 1 1) und (−1 −1 −1) bewirken eine Nullspannung am Ausgang. Sie befinden sich im Ursprung der α - β -Ebene und verkörpern nur einen Raumzeiger $SV_{0/7}$. In etwas irreführender Weise werden diese Schaltzustände oft als Nullvektoren bezeichnet. Die differenzierte Notation SV_0 und SV_7 wird genutzt, um die Schaltzustände eindeutig zu unterscheiden. Die anderen sechs Schaltzustände

Tab. 3.1 Schaltzustände und Raumzeiger des Zweipunkt-U-Stromrichters

SZ	Raumzeiger	Schaltzustand (Kurzform)	Spannungs-Raumzeiger			
			u_α/U_d	u_β/U_d	$ \mathbf{U} /U_d$	$\arg(\mathbf{U})$
0	SV ₀	-1-1-1	0	0	0	—
1	SV ₁	1-1-1	2/3	0	2/3	0°
2	SV ₂	1 1-1	1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3	60°
3	SV ₃	-1 1-1	-1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3	120°
4	SV ₄	-1 1 1	-2/3	0	2/3	180°
5	SV ₅	-1-1 1	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3	-120°
6	SV ₆	1-1 1	1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3	-60°
7	SV ₇	1 1 1	0	0	0	—

**Abb. 3.22** Schaltzustände und Raumzeiger des Zweipunkt-U-Stromrichters

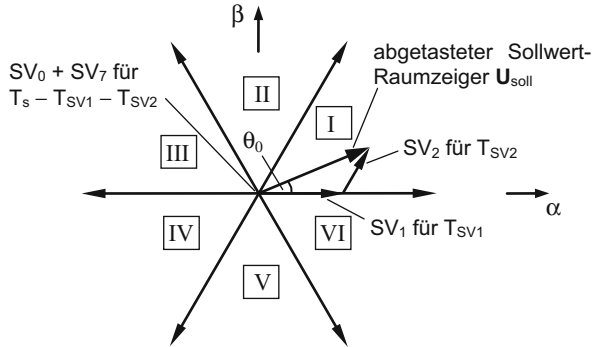
entsprechen sechs um je 60° räumlich versetzten Raumzeigern mit dem Betrag $2/3 U_d$. Der Zweipunkt-U-Stromrichter kann somit insgesamt sieben diskrete Raumzeiger in der α - β -Ebene realisieren. Beim Umschalten von einem Schaltzustand zu einem anderen springt auch der Raumzeiger augenblicklich auf seine neue Position.

Die sechs aktiven (spannungsbildenden) Raumzeiger können auch als Momentaufnahmen eines Dreiphasensystems verstanden werden. Aus (3.15) ergibt sich der maximale Augenblickswert der geschalteten Phasenspannungen zu $2/3 U_d$ (s. auch Tab. 2.4). In jedem aktiven Schaltzustand (SV₁ bis SV₆) ist die Spannung U_d entsprechend der Reihen-Parallel-Schaltung der Last-Impedanzen in Verhältnissen von 2/3 bzw. 1/3 über den Phasen aufgeteilt.

3.3.3 Synthese von Raumzeigern

Aufgabe der Raumzeigermodulation ist es, in einem stationären Arbeitsregime mit Hilfe der sieben diskreten Raumzeiger drei sinusförmige Ausgangsspannungen, also einen mit konstanter Winkelgeschwindigkeit umlaufenden Raumzeiger konstanter Amplitude, zu erzeugen. Dieser ideale Raumzeiger wird als Sollwert-Raumzeiger bezeichnet.

Abb. 3.23 Sektorteilung und Komposition eines Raumzeigers



Die einfachste Näherung für den Sollwert-Raumzeiger besteht darin, die aktiven Raumzeiger SV_1, SV_2, \dots, SV_6 einmal pro Grundschwingungsperiode zu durchlaufen. Man erhält Blocktaktung (s. Unterabschn. 2.4.4.1). Augenscheinlich ist dies keine gute Näherung für die angestrebte kreisförmige Bahnkurve, zum anderen ist die Amplitude der Spannung nicht einstellbar.

Bei der Raumzeigermodulation, also der PWM mit Raumzeigern, wird mittels einer hochfrequenten Abfolge der verfügbaren diskreten Raumzeiger die Bahnkurve des Sollwert-Raumzeigers nachgebildet. Ausgangspunkt ist dabei die Überlegung, dass durch die geometrische Addition der gegebenen Raumzeiger (oder deren Bruchteile) zu jedem Zeitpunkt jeder beliebige Raumzeiger zusammengesetzt werden kann. In der Realität entspricht die geometrische Addition der Raumzeiger einer zeitlichen Addition von Spannungsstufen zur Erzeugung eines kurzzeitigen arithmetischen Mittelwertes. Grundlage der Berechnung der Einschaltzeiten der einzelnen Raumzeiger ist die Periodendauer der PWM. Die Einschaltzeiten der aktiven Vektoren bestimmen Betrag und Winkel des gestellten Raumzeigers. Sie werden proportional zu den Spannungsanteilen berechnet, aus denen sich der Sollwert-Raumzeiger zusammensetzt. Die Nullvektoren liefern keinen Beitrag für den Phasenwinkel, tragen aber zur Skalierung des Betrages des Raumzeigers bei. Dieses Prinzip ist in Abb. 3.23 veranschaulicht.

Im praktischen Modulationsprozess wird dieser Ansatz wie folgt umgesetzt:

1. Abtastung bzw. Berechnung des Sollwert-Raumzeigers mit einer festen Abtastfrequenz f_s . Innerhalb jeder Abtastperiode $T_s = 1/f_s$ wird der Sollwert-Raumzeiger durch den kurzzeitigen Mittelwert der geschalteten Raumzeiger nachgebildet.
2. Identifikation des Sektors, in dem sich der Sollwert-Raumzeiger befindet. Die α - β -Ebene wird durch die sieben diskreten Raumzeiger des Zweipunkt-U-Stromrichters in sechs Sektoren geteilt, wie in Abb. 3.23 gekennzeichnet. Die Sektor-Erkennung ist erforderlich, da der Sollwert-Raumzeiger immer aus den ihm nächstliegenden drei Raumzeigern zusammengesetzt wird.

Beispiel: Im Sektor I wird der Sollwert-Raumzeiger aus SV_1, SV_2 und $SV_{0/7}$ gebildet. Da $SV_{0/7}$ den Beitrag null liefert, gilt

$$\mathbf{U}_{\text{sol}}(\omega_1 t = \theta_0) = \frac{T_{SV1}}{T_s} \mathbf{U}_{SV1} + \frac{T_{SV2}}{T_s} \mathbf{U}_{SV2}. \quad (3.18)$$

Tab. 3.2 Schaltzeiten für aktive Vektoren gemäß Formel (3.20)

Sektor	$\omega_1 t = \theta_0$	Aktiver Vektor 1	Aktiver Vektor 2
I	$0 \rightarrow \theta_0 \rightarrow \pi/3$	$SV_1: \delta = +\pi/6$	$SV_2: \delta = -\pi/2$
II	$\pi/3 \rightarrow \theta_0 \rightarrow 2\pi/3$	$SV_2: \delta = -\pi/6$	$SV_3: \delta = -5\pi/6$
III	$2\pi/3 \rightarrow \theta_0 \rightarrow \pi$	$SV_3: \delta = -\pi/2$	$SV_4: \delta = +5\pi/6$
IV	$\pi \rightarrow \theta_0 \rightarrow 4\pi/3$	$SV_4: \delta = -5\pi/6$	$SV_5: \delta = +\pi/2$
V	$4\pi/3 \rightarrow \theta_0 \rightarrow 5\pi/3$	$SV_5: \delta = +5\pi/6$	$SV_6: \delta = +\pi/6$
VI	$5\pi/3 \rightarrow \theta_0 \rightarrow 2\pi$	$SV_6: \delta = +\pi/2$	$SV_1: \delta = -\pi/6$

T_{SV1} und T_{SV2} sind die Einschaltzeiten der Vektoren SV_1 und SV_2 . Der Nullvektor $SV_{0/7}$ ist erforderlich, um die verbleibende Zeit der Abtastperiode T_s aufzufüllen und damit den Betrag des Raumzeigers zu skalieren. Es gilt die Bedingung

$$T_s = T_{SV1} + T_{SV2} + T_{SV0} + T_{SV7}. \quad (3.19)$$

Der intuitiv verständliche Grund für die Wahl der drei nächstliegenden Vektoren besteht darin, dass damit die geringsten Spannungsfehler und die geringsten Verzerrungen erzielt werden.

3. Berechnung der Schaltzeiten. Mittels Vektorgeometrie lassen sich die Schaltzeiten der aktiven Vektoren berechnen zu

$$T_{SVx} = \frac{|\mathbf{U}_{\text{soll}}(\theta_0)|}{U_d} \sqrt{3} \cos(\theta_0 + \delta) T_s \quad (3.20)$$

wobei die Winkel θ_0 und δ in Tab. 3.2 in Abhängigkeit des Sektors angegeben sind. Der Betrag des Sollwert-Raumzeigers kann aus seinen α - β -Komponenten nach (3.16) berechnet werden.

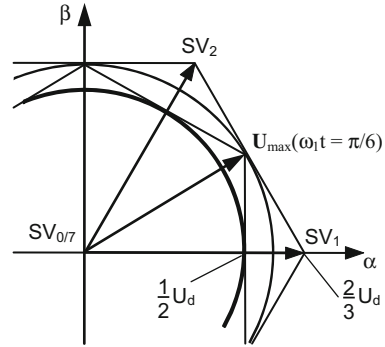
Die Einschaltzeit des Nullvektors (in Summe beider möglicher Schaltzustände) ergibt sich aus der zeitlichen Bedingung (3.19) als Beispiel für Sektor I zu

$$T_{SV0} + T_{SV7} = T_s - (T_{SV1} + T_{SV2}). \quad (3.21)$$

Damit sind die erforderlichen Schritte zur Erzeugung eines (im Mittel) kreisförmig umlaufenden Raumzeigers beschrieben. Es stellt sich nun aber die Frage nach den Grenzen dieses Prinzips, da zweifellos kein beliebig großer Raumzeiger gebildet werden kann.

Dazu wird Abb. 3.24 betrachtet, die einen Ausschnitt der α - β -Ebene mit Sektor I darstellt. Die Grenzen des Stellbereiches für die Vektoren SV_1 , SV_2 und $SV_{0/7}$ sind gegeben durch die Seiten des gleichseitigen Dreiecks mit den Eckpunkten SV_1 , SV_2 und $SV_{0/7}$. Alle Raumzeiger auf der Grenzlinie zwischen SV_1 und SV_2 benötigen die volle Abtastperiode für die Spannungsbildung mit den aktiven Vektoren, es verbleibt keine Zeit für den Nullvektor. Der Stellbereich des Stromrichters mit allen sechs Sektoren hat die Form eines gleichseitigen Sechsecks.

Abb. 3.24 Zur Ableitung des maximalen Modulationsgrades



Die größtmögliche kreisförmige Bahnkurve innerhalb dieses Sechsecks tangiert selbiges in der Mitte zwischen den Vektoren SV_1 und SV_2 . Der Raumzeiger, der auf diesen Punkt weist, ergibt sich zu

$$\mathbf{U}_{\max}(\omega_1 t = \pi/6) = \frac{\mathbf{U}_{SV1}}{2} + \frac{\mathbf{U}_{SV2}}{2}, \quad (3.22)$$

$$|\mathbf{U}_{\max}| = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d. \quad (3.23)$$

Mit der Definition des Modulationsgrades (2.37) ergibt sich als maximaler linearer Modulationsgrad für sinusförmige Spannungen

$$m_{a,\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,155. \quad (3.24)$$

Das Ergebnis ist identisch mit (3.10), das für trägerbasierte Modulation mit dritter Harmonischer berechnet wurde. Offensichtlich sind bei der Raumzeigermodulation keine besonderen Maßnahmen erforderlich, um den maximalen Modulationsgrad zu erreichen. Die Voraussetzungen dafür sind im rechnerischen Ansatz bereits impliziert.

Interessant ist der Vergleich zur reinen Sinus-Dreieck-Modulation, die nur $m_a = 1$ erreicht. Die Bahnkurve für $m_a = 1$ ist ebenfalls in Abb. 3.24 eingezeichnet. Diese Grenze des linearen Stellbereichs für den Sinus-Dreieck-Vergleich wird durch den kleineren, inneren Kreis beschrieben. Sie schneidet die reelle Achse bei $U_d/2$. Die Bahnkurve tangiert ihre Begrenzung, das innere angedeutete Sechseck, auf der reellen α - bzw. U-Achse, d. h. im Spitzenwert der Phasenspannung (vgl. Abb. 3.15).

Dieser innere Kreis stellt auch eine Begrenzung bei der Raumzeigermodulation dar, wenn als eine weitere Bedingung bei der Auswahl der Vektoren und der Berechnung der entsprechenden Einschaltzeiten gefordert wird, dass über eine Trägerperiode gemittelt der Gleichtaktanteil (die Sternpunktspannung) null sein soll. Das Überschreiten dieser Begrenzung ist auch mit der Raumzeigermodulation unter Einhaltung dieser zusätzlichen Bedingung im Bereich linearer Modulation nicht möglich.

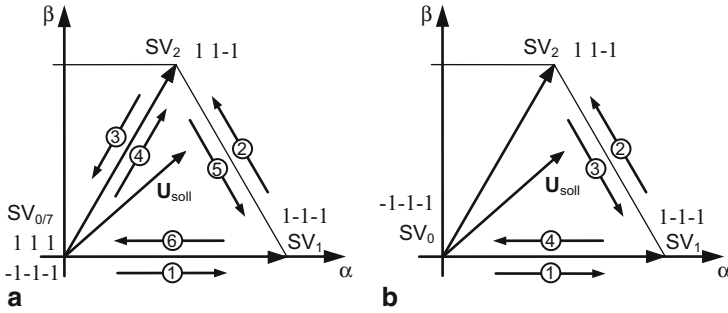


Abb. 3.25 Schaltsequenz in Sektor I des Raumzeigerdiagramms (Abb. 3.22) bei **a** kontinuierlicher und **b** diskontinuierlicher Raumzeigermodulation

3.3.4 Optimierung der Schaltsequenzen

Im vorangegangenen Abschnitt wurden die Einschaltzeiten der Raumzeiger bestimmt. In Analogie zur trägerbasierten Modulation wird durch die Einschaltzeiten die Amplitude der Grundschiwingung festgelegt. Die aktiven Vektoren bilden die spannungsbildenden Pulse, die in Abb. 3.10 mit V_1 , V_2 und $V_1 + V_2$ gekennzeichnet sind. Bisher wurde aber noch keine Aussage über die Schaltreihenfolge und die Aufteilung der Einschaltzeiten der zwei Schaltzustände SV_0 und SV_7 des Nullvektors getroffen. Diese beiden Freiheitsgrade verbleiben zur Optimierung hinsichtlich der im Unterabschn. 3.1.2 genannten sekundären Ziele:

- Minimierung der Schaltverluste im Stromrichter und
- Minimierung der Oberschwingungen der Ausgangsspannung.

Geringe Schaltverluste werden zunächst durch eine geringe Anzahl von Schaltvorgängen erreicht. Benachbarte aktive Vektoren unterscheiden sich nur im Schaltzustand einer Phase. Gleiches trifft für jeden aktiven Vektor auch in Bezug auf einen der beiden Nullzustände zu. Alle vier einen Sektor umschließenden Schaltzustände können daher mit einem Minimum von drei Schaltvorgängen durchlaufen werden. Für Sektor I des Raumzeigerdiagramms ergibt sich folgende, in Abb. 3.25a veranschaulichte Schaltsequenz:

$$SV_0(-1 \ -1 \ -1) \rightarrow SV_1(1 \ -1 \ -1) \rightarrow SV_2(1 \ 1 \ -1) \rightarrow SV_7(1 \ 1 \ 1). \quad (3.25)$$

Will man den mit drei gleichzeitigen Schaltvorgängen verbundenen Übergang von SV_0 zu SV_7 vermeiden, lässt sich die Schaltsequenz nur durch Richtungsumkehr fortsetzen:

$$SV_7(1 \ 1 \ 1) \rightarrow SV_2(1 \ 1 \ -1) \rightarrow SV_1(1 \ -1 \ -1) \rightarrow SV_0(-1 \ -1 \ -1). \quad (3.26)$$

Dies führt zu einer alternierenden Pulsfolge, wie sie auch durch trägerbasierte Modulation mit dreieckförmigem Trägersignal realisiert und als vorteilhaft erkannt

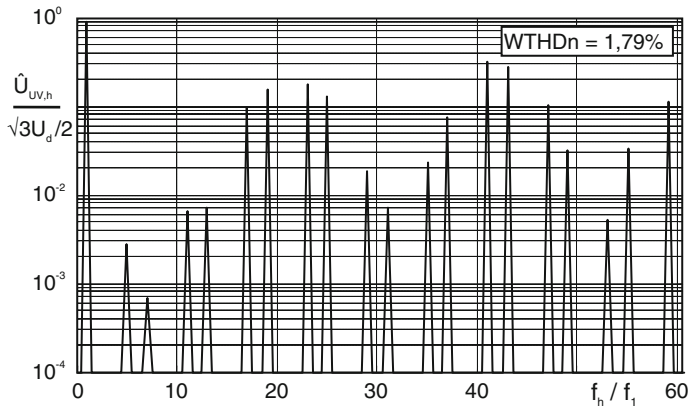


Abb. 3.26 Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei Raumzeigermodulation mit zentrierten aktiven Vektoren, analog asymmetrischer regelmäßiger Abtastung mit $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

wurde. Jeder Sektor des Raumzeigerdiagramms wird abwechselnd mit und gegen den Urzeigersinn umlaufen. Der Sollwert-Raumzeiger wird in jedem Nullzustand abgetastet und die Schaltzeiten neu berechnet. In Analogie zum Verfahren mit asymmetrischer regelmäßiger Abtastung bei trägerbasierter Modulation ergibt sich als Schaltfrequenz die halbe Abtastfrequenz. Da die Schaltsequenz immer im Koordinatenursprung beginnt und endet, sind keine zusätzlichen Schaltvorgänge beim Übergang von einem Sektor in den nächsten erforderlich. Das Verfahren wird als kontinuierliche Raumzeigermodulation bezeichnet.

Mit der Schaltsequenz ist die Reihenfolge der Pulse festgelegt. Letzter verbleibender Freiheitsgrad ist die Positionierung der aktiven Vektoren innerhalb der Abtastperiode, die direkt über die Aufteilung der Schaltzeiten T_{SV0} und T_{SV7} der beiden Nullzustände vorgenommen werden kann. Dazu werden zwei Extremfälle betrachtet: zunächst die genau gleichmäßige Aufteilung $T_{SV0} = T_{SV7}$ und in Unterabschn. 3.3.5 die maximal ungleichmäßige Aufteilung, d. h. $T_{SV0} = 0$ oder $T_{SV7} = 0$.

Die Aufteilung $T_{SV0} = T_{SV7}$ ist gleichbedeutend einer Zentrierung der aktiven Vektoren innerhalb der Abtastperiode. In Unterabschn. 3.2.5 wurde dazu bereits festgestellt, dass sich eine Verschiebung der aktiven Pulse zur Mitte der Trägerhalbperiode hin vorteilhaft auf die Spannungsqualität auswirkt.

Die Abb. 3.26 zeigt das Amplitudenspektrum der Raumzeigermodulation mit exakt zentrierten aktiven Vektoren unter gleichen Konditionen wie Abb. 3.17, d. h. gleicher Schaltfrequenz, gleicher Abtastfrequenz, gleichem Modulationsgrad. Zunächst ist festzustellen, dass die Raumzeigermodulation mit obiger Pulssequenz ein gleichartiges Amplitudenspektrum wie die trägerbasierte Modulation mit dreieckförmigem Träger und asymmetrischer regelmäßiger Abtastung erzeugt. Ein sehr kleiner Unterschied ergibt sich aus der nun exakten gegenüber der nur annähernden Zentrierung der aktiven Vektoren bzw. Pulse durch die Überlagerung der dritten Harmonischen. Die exakte Aufteilung $T_{SV0} = T_{SV7}$ stellt bezüglich des zu erreichenden WTHDn bei gegebener Schaltfrequenz ein Optimum dar.

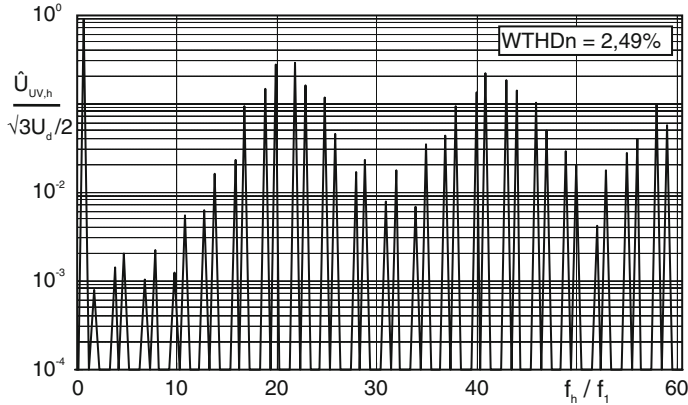


Abb. 3.27 Amplitudenspektrum der verketteten Spannung bei diskontinuierlicher Raumzeigermodulation DPWMMIN, analog asymmetrischer regelmäßiger Abtastung mit $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

3.3.5 Diskontinuierliche Modulation

Die Nutzung nur eines Nullzustandes T_{SV0} oder T_{SV7} führt zu einer verkürzten Schaltsequenz. Abbildung 3.25b veranschaulicht den Fall für $T_{SV7} = 0$. Der Vektor SV_7 wird nicht genutzt und die Schaltsequenz in Sektor I des Raumzeigerdiagramms reduziert sich zu

$$\begin{aligned} SV_0(-1 \ -1 \ -1) &\rightarrow SV_1(1 \ -1 \ -1) \rightarrow SV_2(1 \ 1 \ -1) \\ &\rightarrow SV_1(1 \ -1 \ -1) \rightarrow SV_0(-1 \ -1 \ -1). \end{aligned} \quad (3.27)$$

Dennoch kann der Sollwert-Raumzeiger durch die drei verwendeten Schaltzustände exakt nachgebildet werden. Es sind aber nur noch vier statt der bisher sechs Schaltvorgänge innerhalb der Schaltperiode erforderlich. Die Schaltfrequenz reduziert sich um $1/3$. Wie ist das möglich?

In der obigen Schaltfolge ist zu erkennen, dass die Phase W nicht geschaltet wird, sondern an minus geklemmt bleibt. Ein Vergleich mit Abb. 3.22 zeigt, dass dies in den Sektoren I und II möglich ist, nicht aber in den Sektoren III bis VI. Wird dagegen der Nullvektor $SV_7(1 \ 1 \ 1)$ verwendet, kann Phase W in den Sektoren IV und V dauerhaft an plus geschaltet werden. Analoges lässt sich für Phase U und Phase V formulieren. Unter Einhaltung der Symmetrie der drei Phasen lassen sich drei Verfahren ableiten, bei denen jede Phase während der Grundschiwingung für Abschnitte von $1 \times 120^\circ$, $2 \times 60^\circ$ oder $4 \times 30^\circ$ nicht geschaltet wird. Es wird jeweils nur SV_0 oder SV_7 verwendet, entweder ausschließlich oder abwechselnd über die Grundschiwingung, aber nie gleichzeitig innerhalb einer Schaltperiode. Diese Verfahren werden unter dem Begriff diskontinuierliche Modulation zusammengefasst [4].

Die Abb. 3.27 zeigt das Amplitudenspektrum für das diskontinuierliche PWM-Verfahren (engl. *discontinuous pulse width modulation minimum* (DPWMMIN)),

bei welchem ausschließlich der Nullzustand SV_0 verwendet wird. Die drei Phasen werden für Abschnitte von je 120° pro Grundschiwingung nicht geschaltet, nämlich Phase U in den Sektoren III und IV, Phase V in den Sektoren V und VI, sowie Phase W in den Sektoren I und II des Raumzeigerdiagramms (vgl. Abb. 3.22). Bei gegenüber Abb. 3.26 konstanter Abtastfrequenz ist die mittlere Schaltfrequenz um $1/3$ reduziert⁷. Dies hat offensichtlich seinen Preis. Neben einer deutlichen Erhöhung des WTHDn ändert auch das Amplitudenspektrum grundlegend seine Erscheinung. Zwar bleibt die Ausbildung der Trägerbänder um die Vielfachen der virtuellen Trägerfrequenz (doppelte Abtastfrequenz) erhalten, die Anzahl der Harmonischen in den Seitenbändern nimmt aber drastisch zu. Andere Varianten diskontinuierlicher Modulation liefern ähnliche Spektren und vergleichbare WTHDn.

Aufgrund der reduzierten mittleren Schaltfrequenz besteht andererseits die Möglichkeit, die Abtastfrequenz im selben Maße zu erhöhen. Eine Erhöhung der virtuellen Trägerfrequenz auf $m_f = 30$ liefert in etwa die mittlere Schaltfrequenz der kontinuierlichen Modulation und mit einem WTHDn von 1,74 % bei $m_a = 0,9$ sogar eine nominal bessere Spannungsqualität. Dieses Ergebnis ist allerdings sehr stark vom Modulationsgrad abhängig. Daneben muss bei Auswahl eines diskontinuierlichen Verfahrens die Verteilung der Verluste im Stromrichter in Betracht gezogen werden. Für die weitere Diskussion sei auf die Literatur verwiesen [3, 4, 7].

Zusammenfassend kann aus obigen Ausführungen zur Raumzeigermodulation extrahiert werden:

- Der Sollwert-Raumzeiger wird immer durch die drei ihm nächstliegenden Raumzeiger des U-Stromrichters, welche die Eckpunkte eines Sektors bilden, nachgebildet.
- Bei der kontinuierlichen Modulation wird innerhalb jeder Abtastperiode ein Sektor einmal vollständig umlaufen, von Periode zu Periode alternierend mit bzw. gegen den Uhrzeigersinn.
- Die Zentrierung der aktiven Vektoren innerhalb der Abtastperiode liefert im Allgemeinen die beste Spannungsqualität.
- Die diskontinuierliche Modulation lohnt sich nur in Spezialfällen.

3.4 Zusammenhang zwischen Raumzeiger- und Trägerverfahren

In den Abschn. 3.2 und 3.3 wurden mit der trägerbasierten Modulation und der Raumzeigermodulation zwei verschiedene Verfahren zur Steuerung von U-Stromrichtern eingeführt. Während der Diskussion wurden schon viele Parallelen zwischen beiden Methoden offenbar, die in diesem Abschnitt zusammengefasst und systematisiert

⁷ Die Reduktion um $1/3$ wird nur theoretisch bei unendlich hoher Schaltfrequenz erreicht, da an den Sektorübergängen sechs zusätzliche Schaltvorgänge pro Grundschiwingung erforderlich sind. Für $m_f = 21$ ergibt sich eine tatsächliche Reduktion um den Faktor $2/7$.

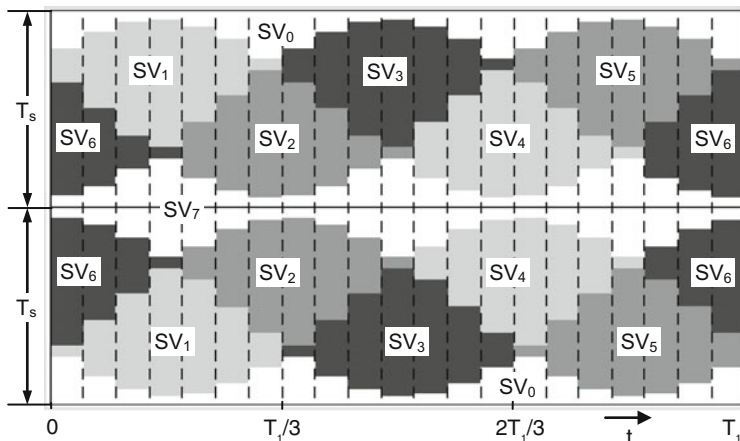


Abb. 3.28 Raumzeiger für asymmetrisch regelmäßig abgetastete Sinus-Dreieck-Modulation; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

werden sollen. Dafür ist es notwendig, beide Verfahren hinsichtlich ihrer Ergebnisse (der erzeugten Pulsmuster), aber auch in Bezug auf ihre Umsetzung, insbesondere hinsichtlich des Konzepts der drei Freiheitsgrade der PWM, miteinander zu vergleichen.

3.4.1 Raumzeiger und Spannungspulse

In der bisherigen Erörterung wurde im Zusammenhang mit trägerbasierten Verfahren von (aktiven) Spannungspulsen und bei der Raumzeigermodulation von (aktiven) Raumzeigern gesprochen. Letztlich erzeugt natürlich auch der mittels Raumzeigermodulation angesteuerte Stromrichter Spannungspulse an seinem Ausgang. Es werden noch einmal Abb. 3.9 und 3.10 betrachtet, in welchen die durch das Trägerverfahren erzeugten, spannungsbildenden Pulse mit V_1 , V_2 und $V_1 + V_2$ gekennzeichnet sind. Durch einen Vergleich mit Abb. 3.22 lässt sich dem Intervall des Pulses V_1 der Raumzeiger SV_4 und dem Intervall des Pulses V_2 der Raumzeiger SV_5 zuordnen. Diese Zuordnung ist eineindeutig. Sie erlaubt, die virtuellen Raumzeiger zur Beschreibung von Pulsmustern zu verwenden, gleich mit welchem Verfahren sie erzeugt wurden.

Ein sehr anschauliches Mittel zum Vergleich von Pulsmustern sind Raumzeiger- bzw. Vektorplots [4], s. Abb. 3.28. Sie komprimieren sämtliche Informationen in eine sehr kompakte Darstellungsform. Die Abszisse ist eine makroskopische Zeit- bzw. Winkelachse. Auf ihr ist die Grundschiwingung in die diskrete Folge der Träger- bzw. Schaltperioden unterteilt. Die Ordinate ist eine mikroskopische Zeitachse; sie bildet die Zeit analog innerhalb einer Schaltperiode, unterteilt in die zwei Abtastperioden T_s , ab.

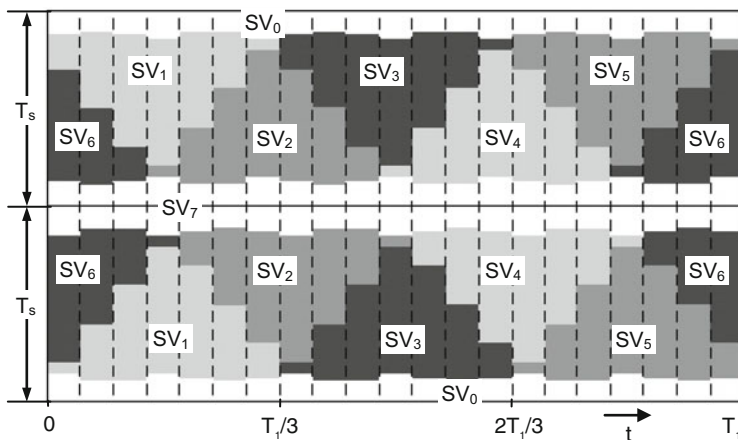


Abb. 3.29 Raumzeiger für asymmetrisch regelmäßig abgetastete Modulation mit zentrierten aktiven Raumzeigern (kontinuierliche Raumzeigermodulation); $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

Die Raumzeigermodulation arbeitet wie die regelmäßig abgetasteten Trägerverfahren mit einem zu diskreten Zeitpunkten abgetasteten Sollwertsignal. Mit ihren Eigenschaften $T_C = 2 T_s$ (Schaltperiode = doppelte Abtastperiode) und alternierende Vektor- bzw. Pulsfolge ist sie ganz konkret mit dem Trägerverfahren mit dreieckförmigem Trägersignal und asymmetrischer regelmäßiger Abtastung verwandt. Deshalb sollen zunächst diese beiden Verfahren verglichen werden. Abbildung 3.28 zeigt die Abfolge der Raumzeiger für den trägerbasierten Sinus-Dreieck-Vergleich. Abbildung 3.29 zeigt das Ergebnis einer kontinuierlichen Raumzeigermodulation mit exakter Zentrierung der aktiven Raumzeiger innerhalb der Abtastperiode.

Der Vergleich der Bilder zeigt, dass beide Verfahren genau dieselbe Abfolge der Raumzeiger und dieselbe Einschaltzeit der aktiven Raumzeiger SV_1, \dots, SV_6 aufweisen. In anderen Worten: hinsichtlich der Kriterien Pulsbreite und Pulssequenz liefern Trägerverfahren und Raumzeigermodulation dasselbe Ergebnis. Der einzige Unterschied ist tatsächlich die fehlende Zentrierung der aktiven Raumzeiger beim Sinus-Dreieck-Vergleich. Dort unterliegen die aktiven Raumzeiger einer Schwingung um die Mittellage in jeder Abtastperiode mit der dreifachen Grundfrequenz. Diese Schwingung ist identisch mit der Schwingung der Hüllkurve in Abb. 3.15. Sie ist auch der Grund für die Begrenzung des maximalen linearen Aussteuergrades beim Sinus-Dreieck-Vergleich auf $m_a = 1$.

3.4.2 Aktive Pulspositionierung bei Trägerverfahren

In Unterabschn. 3.2.5 wurde die Injektion einer dritten Harmonischen erörtert, um den maximalen Modulationsgrad von $m_{a,max} = 1,155$ bei Trägerverfahren zu erreichen. Es wurde gezeigt, dass sich durch Beaufschlagung der sinusförmigen Referenzen mit einer Gleichtakt-Offsetfunktion die Pulsposition beeinflussen lässt. Die dritte Harmonische positioniert die aktiven Raumzeiger ungefähr, aber nicht

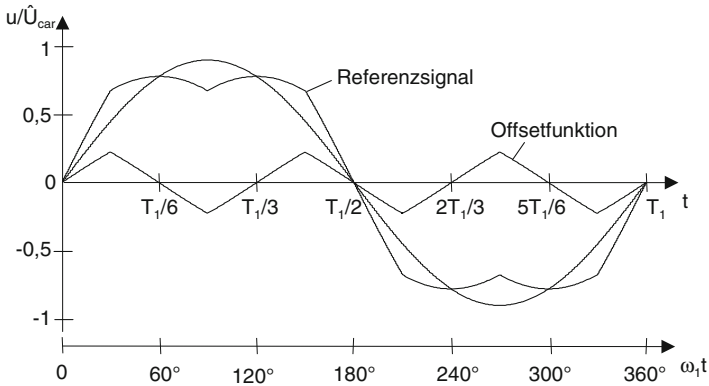


Abb. 3.30 Zentrierung der aktiven Vektoren mittels trägerbasierter Modulation, Offset- und Referenzfunktion für $m_a = 0,9$

exakt, mittig in der Abtastperiode. Aus der Äquivalenz von Raumzeiger- und Trägerverfahren lässt sich aber schlussfolgern, dass für jede gewünschte Positionierung der aktiven Raumzeiger eine entsprechende Offsetfunktion existieren muss.⁸

Gesucht ist zunächst diejenige Offsetfunktion, die eine exakte Zentrierung der aktiven Raumzeiger (s. Abb. 3.29) bei Trägerverfahren realisiert. Dazu muss der spannungsbildende Bereich in Abb. 3.15 mittig im Trägerband positioniert werden, d. h. das jeweils größte und kleinste Referenzsignal müssen zu jedem Zeitpunkt den gleichen Abstand zur Mitte des Trägerbandes haben. Dies wird durch die Offsetfunktion

$$u_{\text{offset}} = - \frac{\max(u_{\text{ref,U}}, u_{\text{ref,V}}, u_{\text{ref,W}}) + \min(u_{\text{ref,U}}, u_{\text{ref,V}}, u_{\text{ref,W}})}{2} \quad (3.28)$$

erreicht, wobei die max- und min-Funktionen jeweils die größte bzw. kleinste der drei Referenzen abbilden. Die Offsetfunktion und das resultierende Referenzsignal für eine Phase sind in Abb. 3.30 dargestellt. Es sei darauf hingewiesen, dass es sich bei der Offsetfunktion nicht um eine Dreiecksfunktion handelt; (3.28) liefert vielmehr eine aus Abschnitten der Sinuskurve zusammengesetzte Funktion. Mit der Referenz gemäß Abb. 3.30 erhält man exakt die Raumzeiger aus Abb. 3.29.

Ebenso lassen sich auch die diskontinuierlichen Modulationsverfahren, die in Unterabschn. 3.3.5 kurz angesprochen wurden, als Trägerverfahren realisieren. Als Beispiel sei hier erneut die Umsetzung des Verfahrens DPWMMIN gezeigt, bei welchem ausschließlich der Nullvektor SV_0 genutzt wird. Die Schaltfolge beginnt mit SV_0 und macht mit dem zweiten aktiven Raumzeiger kehrt, um wieder bei SV_0 zu enden (vgl. Abb. 3.25b). Der resultierende Raumzeigerplot ist in Abb. 3.31 gegeben.

⁸ Obwohl Raumzeiger- wie auch die Trägerverfahren alle Möglichkeiten der Pulspositionierung offenlassen, wird in der Literatur gelegentlich mit dem Begriff Raumzeigermodulation auch die Zentrierung der aktiven Vektoren impliziert.

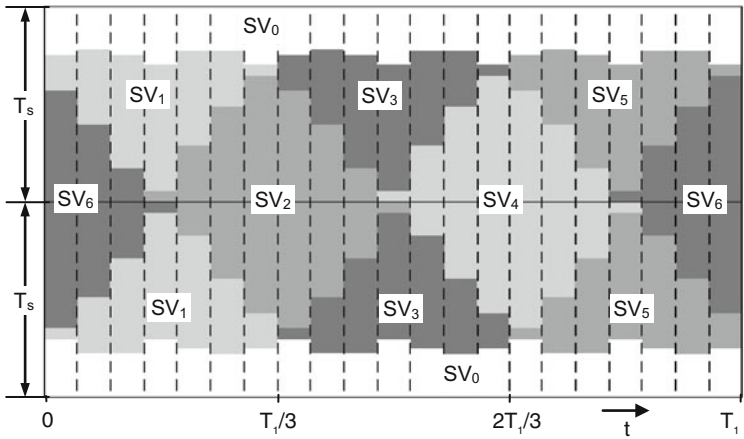


Abb. 3.31 Raumzeiger für asymmetrisch regelmäßig abgetastete, diskontinuierliche Modulation DPWMMIN; $m_f = 21$, $m_a = 0,9$

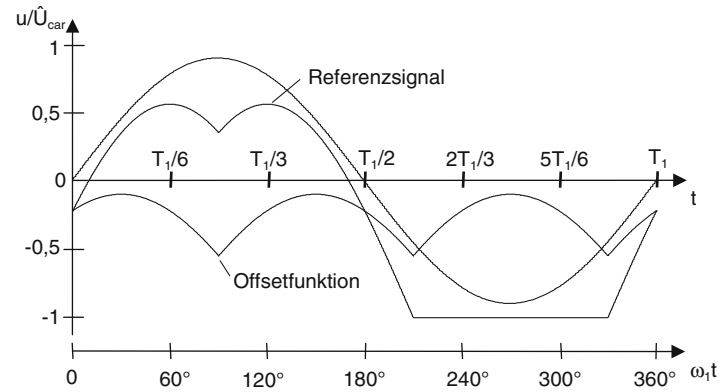


Abb. 3.32 Realisierung von 120° diskontinuierlicher Modulation DPWMMIN mittels Trägerverfahren, Offset- und Referenzfunktion für $m_a = 0,9$

In Unterabschn. 3.3.5 wurde erkannt, dass bei diskontinuierlicher Modulation jeweils eine Phase für bestimmte Abschnitte der Grundschwingung nicht geschaltet wird. Im Falle DPWMMIN sind dies drei 120°-Abschnitte. Dies bedeutet für die Umsetzung im Trägerverfahren, dass die jeweilige Referenzfunktion während dieser Abschnitte keine Schnittpunkte mit dem Träger haben darf, d. h. die Offsetfunktion muss die Referenz auf die Grenze des Trägerbandes verschieben. Das funktioniert offensichtlich nur mit derjenigen der drei Referenzen, die der Grenze des Trägerbandes am nächsten liegt, da andernfalls eine andere Referenz das Trägerband verlassen würde (Übermodulation!). In Abb. 3.15 lassen sich die drei 120°-Abschnitte für DPWMMIN identifizieren: Referenz $u_{ref,U}$ kann von 210° bis 330° Referenz $u_{ref,V}$ von

Tab. 3.3 Äquivalenzen zwischen Raumzeiger- und trägerbasierter Modulation

	Trägerverfahren	Raumzeigermodulation
<i>Pulsbreite</i>		
Äquivalenz	Breite der aktiven Pulse Maximaler Modulationsgrad lineare Modulation $m_{a,max} = 1,155$	Einschaltzeit der aktiven Vektoren
abhängig von	Referenzsignal und Abtastverfahren	Sollwert-Raumzeiger und Abtastverfahren
Abtastverfahren	asymmetrische regelmäßige Abtastung	Abtastung nach jedem Sektorumlauflauf (hin und rück)
	Symmetrische regelmäßige Abtastung	Abtastung nur nach Hin- oder Rücklauf
	Natürlich Abtastung	Kein Äquivalent
<i>Pulssequenz</i>		
Äquivalenz	Sequenz der aktiven Pulse	Sequenz der aktiven Vektoren
Abhängig von	Trägersignal	Frei wählbar
Verfahren	Dreieckförmiger Träger	alternierender Umlaufsinn der Vektoren
	Sägezahnförmiger Träger	gleichförmiger Umlaufsinn
<i>Pulsposition</i>		
Äquivalenz	Position der aktiven Pulse in der Trägerhalbperiode	Position der aktiven Vektoren innerhalb eines Sektorumlauflaufs
abhängig von	Referenzsignal	Frei wählbar
Verfahren	Aufmodulation einer dritten Harmonischen	/
	Berechnung und Aufmodulation einer entsprechenden Offsetfunktion	exakte Aufteilung der Einschaltzeit zwischen den Nullzuständen $T_{SV0} = T_{SV7}$ diskontinuierliche Modulation mit $T_{SV0} = 0$ oder $T_{SV7} = 0$

330° bis 450° (bzw. 90°) und Referenz $u_{ref,W}$ von 90° bis 210° auf die untere Grenze des Trägerbandes (-1) verschoben, also die entsprechenden Phasen an minus geklemmt werden. Umgesetzt wird die Verschiebung durch die Offsetfunktion

$$u_{offset} = -\hat{U}_{car} - \min(u_{ref,U}, u_{ref,V}, u_{ref,W}), \quad (3.29)$$

wobei die min-Funktion wiederum die kleinste der drei Referenzen abbildet. Offsetfunktion und resultierendes Referenzsignal für Phase U sind in Abb. 3.32 dargestellt. Aufgrund seiner aktiven Pulspositionierung lässt sich auch mit diesem, wie allen weiteren gängigen diskontinuierlichen PWM-Verfahren der maximale lineare Modulationsgrad $m_{a,max} = 1,155$ erreichen.

Beispiele weiterer diskontinuierlicher Verfahren sind in der Literatur [3, 4, 7] beschrieben.

3.5 Zusammenfassung

Für den abschließenden Vergleich von Raumzeiger- und Trägerverfahren werden letztmalig die drei Freiheitsgrade der PWM herangezogen. Tabelle 3.3 listet die Zusammenhänge zwischen beiden Methoden auf. Die Bestimmung der Pulsbreite, und damit die Erzeugung der gewünschten Stromrichter-Ausgangsspannung, wird durch Raumzeiger- und Trägerverfahren eindeutig und äquivalent gelöst. Etwas anders verhält es sich mit der Pulsposition und -sequenz. Die Pulssequenz ist bei Trägerverfahren direkt von der Art des Trägersignals vorgegeben; die Position der aktiven Pulse kann nur über das Hilfsmittel Offsetfunktion beeinflusst werden. In beiden Punkten bietet das Rechenverfahren Raumzeigermodulation direkte Freiheiten. Dennoch lassen sich mit beiden Methoden letztlich identische Ergebnisse erzielen. Der Vorteil der Raumzeigermodulation besteht in der einfacheren Umsetzung der kompletten Optimierungsmöglichkeiten in heutigen digitalen, mikrorechner-basierten Steuerungen.

Zu den Zielen dieser Optimierung gehört die Minimierung der Oberschwingungen der Ausgangsspannung sowie der Schalt- und Leitverluste im Stromrichter. Hinsichtlich der Ausgangsspannung führt die Optimierung der PWM für dem Bereich linearer Aussteuerung ($0 < m_a < m_{a,max}$) zu folgendem Ergebnis:

- zweifache Abtastung innerhalb der Trägerperiode (asymmetrische regelmäßige Abtastung),
- Nutzung eines dreieckförmigen Trägers bzw. von Raumzeigern im alternierenden Umlaufsinn,
- Platzierung des gesamten aktiven Intervalls (in den Beispielen Pulse $V_1 + V_2$ bzw. Raumzeiger $SV_5 + SV_4$) in der Mitte der Trägerhalbperiode.

Mit diesem Vorgehen wird auch die maximale, mit linearer Modulation mögliche Ausgangsspannung erreicht.

Die Summe der Schalt- und Leitverluste aller Halbleiter im Stromrichter ist für alle untersuchten kontinuierlichen PWM-Verfahren nahezu gleich. Es wird durch die Wahl des Modulationsverfahrens, insbesondere durch die diskontinuierlichen Verfahren, nur die Verteilung der auftretenden Leitverluste zwischen den einzelnen Halbleitern beeinflusst. Begrenzte Möglichkeiten zur Reduzierung von Schaltverlusten ergeben sich mit den diskontinuierlichen Modulationsverfahren [7].

Literatur

1. Bowes, S.R., Midoun, A.: Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives. *Electr. Power Appl., IEE Proc. B.* **132**(3), 133–148 (1985)
2. Brückner, T.: *The Active NPC Converter for Medium-voltage Drives*. Shaker, Aachen (2006)
3. Hava, A.M., Kerkman, R.J., Lipo, T.A.: Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. *IEEE Trans. Power Electron.* **14**(1), 49–61 (1999)
4. Holmes, D.G., Lipo, T.A.: *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press, Wiley, New York (2003)

5. Jenni, F., Wüest, D.: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter. vdf, Hochschulverlag an der ETH Zürich, Zürich; Teubner, Stuttgart (1995)
6. Kleinrath, H.: Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen. Springer, Wien (1980)
7. Kolar, J.W., Ertl, H., Zach, F.C.: Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. Proceedings IEEE-IAS Annual Meeting, S. 502–512 (1990)
8. Michel, M.: Leistungselektronik. Springer, Berlin (2007)

Selbstgeführte Stromrichter am
Gleichspannungszwischenkreis
Funktion, Modulation und Regelung
Bernet, S.
2012, XIX, 191 S. 147 Abb., Hardcover
ISBN: 978-3-540-23656-6