

Analyse und Vergleich von Steuerverfahren für Spannungszwischenkreis-Pulsumrichtersysteme hoher Taktzahl

Von J. Kolar und H. Ertl*

Eingelangt 1990 12 14

Die Steuerung von Pulsumrichtersystemen kann allgemein bezogen auf ein zu erzeugendes Umrichter-Phasenspannungssystem („Unterschwingungsverfahren“) oder auf den diesem zuzuordnenden Umrichterspannungs-Raumzeiger („Vektorsteuerung“) erfolgen. Die häufig angeführten Vorteile der Vektorsteuerung gegenüber einfacher Sinusmodulation motivieren eine nähere Analyse und Gegenüberstellung beider Modulationsverfahren. Diese soll aus Gründen der Übersichtlichkeit und Kürze unter Verzicht auf mathematische Ableitungen und unter Verwendung der in diesem Fachbereich eingeführten Begriffe (die allerdings häufig nicht einer wissenschaftlich exakten Bezeichnung entsprechen) erfolgen. Die Überlegungen werden weiters auf den Bereich hoher Pulszahlen p_z (Verhältnis zwischen Taktfrequenz und Ausgangsfrequenz ≥ 21) und den übersteuerungsfreien Betrieb eingeschränkt, da dies eine einfache und damit besonders anschauliche Diskussion der Problematik erlaubt.

Es ist darauf hinzuweisen, daß der Begriff Vektorsteuerung im vorliegenden Bericht nur auf das Modulationsverfahren und nicht auf eine auf Anwendung des Raumzeigerkalküles basierende Regelung (Feldorientierte Regelung) Bezug nimmt.

The control of pulse width modulated inverter systems can generally be related to an inverter phase voltage system (subharmonic modulation) or to an assigned inverter voltage space vector (vector control). The frequently mentioned advantages of the vector control as compared to a simple subharmonic modulation motivate a more detailed analysis and comparison of both modulation methods. For the reason of clarity and brevity terms introduced in this special field (which often are not exact in a scientific sense) are used and no mathematical deductions are given. Further only operation free of overmodulation at high pulse numbers (relation between pulse frequency and inverter output frequency ≥ 21) is treated to get a simple and clear discussion of the problems.

It should be mentioned that the term "vector control" only characterizes a modulation method in this paper and does not mean a field oriented control based on the use of space vector calculus.

1. Grundstruktur eines Pulsumrichtersystemes

Das in Bild 1 dargestellte Pulsumrichtersystem kann als Pulsleichrichter oder Pulswechselrichter Anwendung finden (Lit. [1], [2]). Die Bezeichnung charakterisiert dabei die Hauptenergieflußrichtung des Systemes. Entsprechend der Ersetzbarkeit jedes Brücken-zweiges durch einen Umschalter zwischen positiver und negativer Zwischenkreisspannungsschiene (siehe Bild 2) folgen 8 mögliche, in Bild 3 angegebene Schaltzustände des Systemes. Diese werden im weiteren durch ein über die Schaltzustände der einzelnen Brücken-zweige definiertes Wertetripel (z. B. [110] oder dessen dezimales Äquivalent $:=6$ — Interpretation des Wertetripels als Binärzahl) gekennzeichnet.

* Johann Kolar und DI Hans Ertl sind Mitarbeiter des Institutes für Allgemeine Elektrotechnik und Elektronik der Technischen Universität Wien.

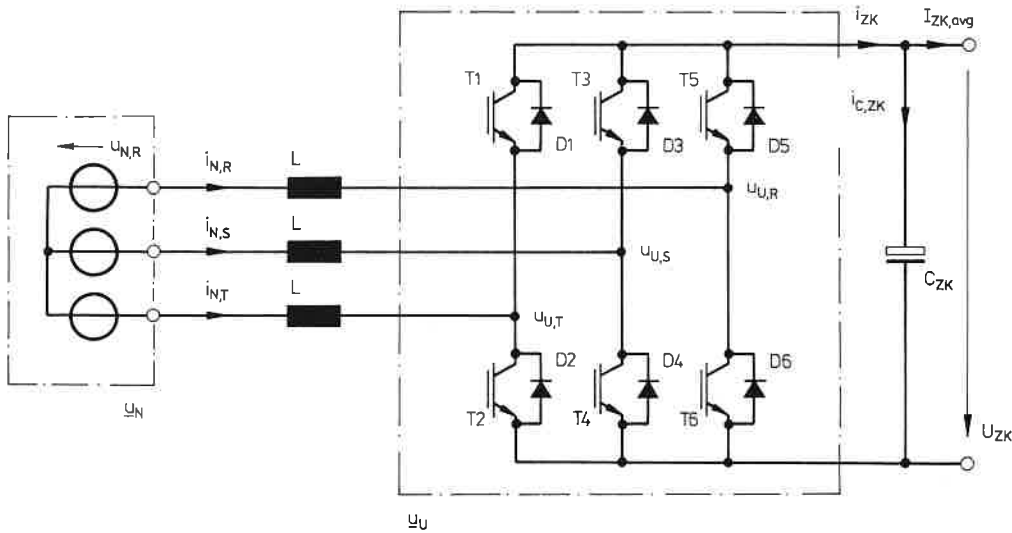


Bild 1: Struktur des Leistungsteiles eines dreiphasigen Spannungszwischenkreis-Pulsumrichtersystemes. (Bei Einsatz als Pulswechselrichter sind die Induktivitäten L und das Drehspannungssystem \underline{u}_N als über Streuinduktivität und Maschinengegenspannung gebildete, einung gebildete, einfache Ersatzschaltung der gespeisten Wechselstrommaschine zu interpretieren. Demgegenüber sind bei Netzbetrieb des Stromrichters (Pulsleichrichter, Static-Var Kompensator, etc.) die Induktivitäten vorzuschalten, das Spannungssystem \underline{u}_N wird über die Netzspannungsverhältnisse definiert.)

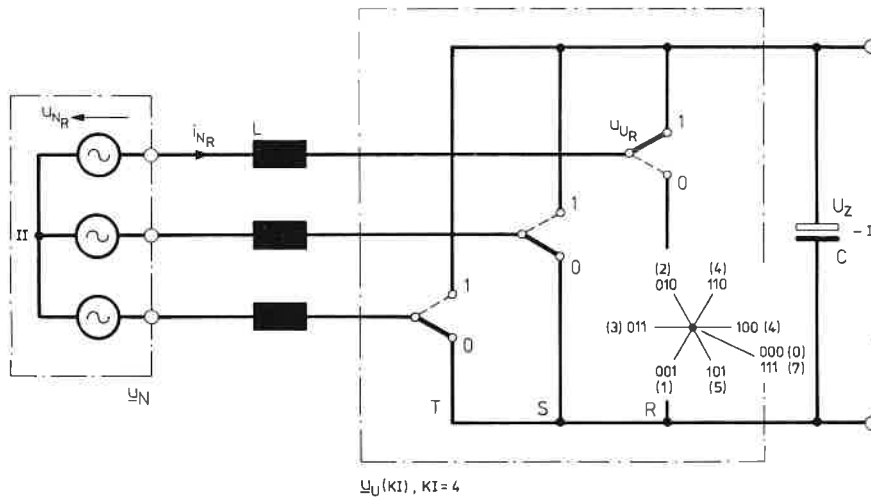
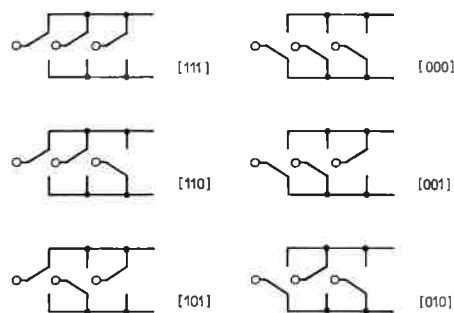


Bild 2: Struktur des Leistungsteiles bei Ersetzung der Brückenweiche durch funktionsbezogen gleich wirkende Umschalter zwischen positiver und negativer Zwischenkreisspannungsschiene.

Bild 3: Schaltzustände eines dreiphasigen Spannungszwischenkreis-Pulsumrichtersystems. Die Kennzeichnung der Schaltzustände kann über einen Schaltzustandszeilenvektor oder, bei Interpretation des Wertetripels als Binärzahl, über deren dezimales Äquivalent erfolgen. Spannungsbildende Zustände: [110],6; [101],5; [100],4; [011],3; [010],2; [001],1. Nicht spannungsbildende „Freilaufzustände“: [000],0; [111],7.



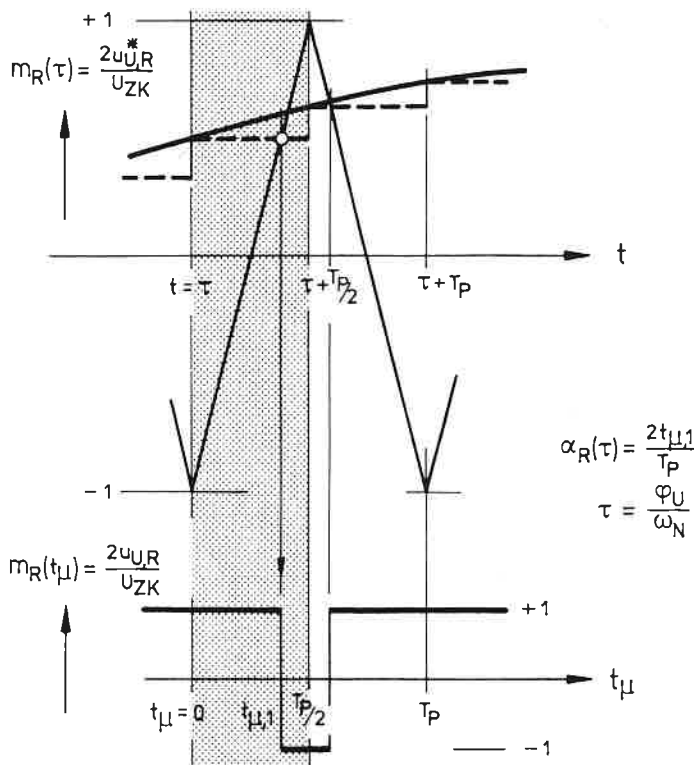


Bild 4: Ableitung der Umschaltzeitpunkte eines Umrichterbrückenzeuges über „Abtastung“ der entsprechenden Phasenmodulationsfunktion mittels eines schaltfrequenten Dreieckssignales. Die direkte Verschneidung von Dreieck- und Modulationssignal wird in der englischsprachigen Fachliteratur als natural sampling, die hier dargestellte Verschneidung mit einem am Ende jeder Pulshalbperiode aktualisierten Wert der Modulationsfunktion als asymmetric regular sampling bezeichnet.

2. Unterschwingungsverfahren, Sinusmodulation

Ziel jedes Steuerverfahrens ist die Festlegung der Umschaltzeitpunkte der einzelnen Brückenarme in Abhängigkeit der zu bildenden Momentanwerte der Phasenausgangsspannungen.

Für das Unterschwingungsverfahren (Lit. [3]) werden diese über Verschneidung der Phasenspannungssollwerte mit einem Dreieckssignal gebildet (siehe Bild 4). Dem Phasenspannungssollwert wird damit eine rechteckförmige Umrichter Ausgangsspannung entsprechender lokaler (bezogen auf die Position φ_U einer Taktperiode) T_P innerhalb der Grundschwingungsperiode) Spannungszeitfläche zugeordnet. Die Frequenz des Dreieckssignales definiert im, im weiteren ausschließlich betrachteten übersteuerungsfreien Fall (Amplitude der Modulationsfunktion kleiner gleich Amplitude des Dreieckssignales) die Schaltfrequenz des Systemes. Für rein sinusförmig verlaufende Phasenspannungssollwerte wird das Verfahren als „Sinusmodulation“ oder allgemeiner als Unterschwingungsverfahren bezeichnet, wobei letztere Bezeichnung nur das Verfahren charakterisiert, nicht jedoch an einen sinusförmigen Verlauf der Modulationsfunktionen gebunden ist. Die Aussteuerung M (Verhältnis von Amplitude der Umrichtergrundschwingung und halber Zwischenkreispannung) ist für Sinusmodulation auf Werte ≤ 1 beschränkt.

Die Bildung der Umrichterphasenspannungen und einer verketteten Spannung wird in Bild 5 veranschaulicht. Innerhalb einer Takthalbperiode tritt somit z. B. eine Schaltzustandsfolge entsprechend $\{[111], [110], [010], [000]\}$ auf, die „Abtastung“ sämtlicher Phasenspannungssollwerte mit nur einem Dreieckssignal gewährleistet also eine schaltfrequenzoptimale Sequenz der Schaltzustände, da der Übergang zwischen aufeinanderfolgenden Schaltzuständen durch Umschaltung jeweils nur eines Brückenarmes erfolgt. Abschließend ist anzumerken, daß die Schaltzustandssequenz jedes Pulshalbintervalles durch die beiden nicht spannungsbildenden (Bezeichnung bezogen auf die verketteten Spannungen) „Freilaufzustände“ $[000]:=0$ und $[111]:=7$ begrenzt wird.

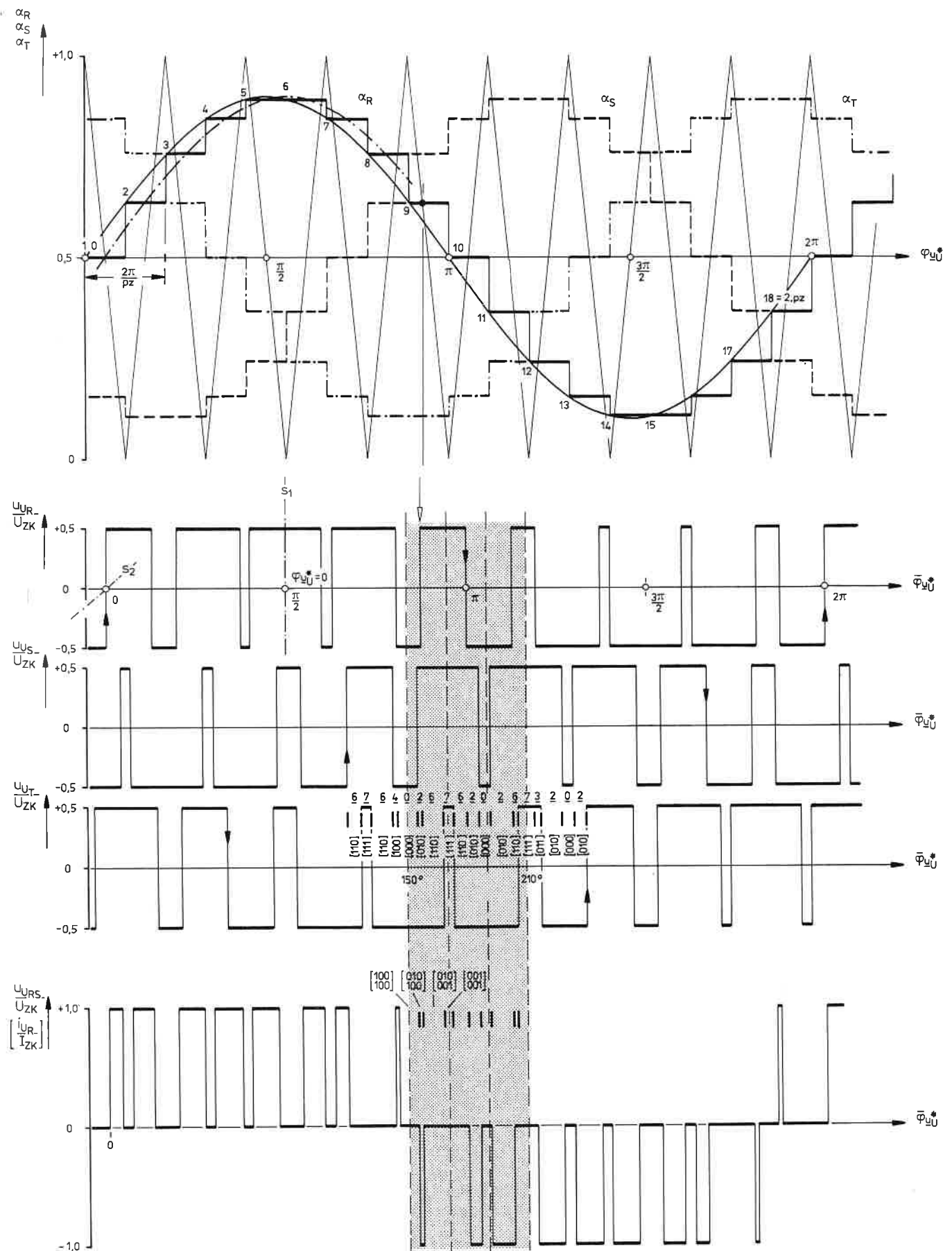


Bild 5: Verlauf der Phasenspannungen und einer verketteten Spannung für asymmetric regular sampling; Pulszahl $pz=9$.

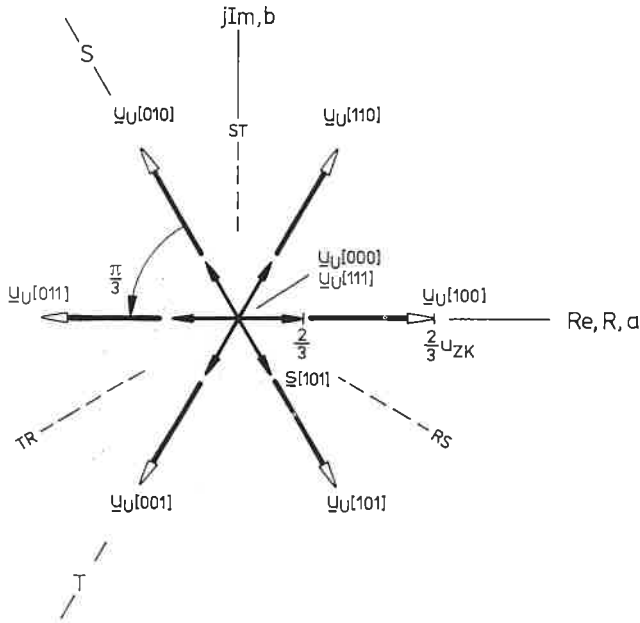


Bild 6: Phasenspannungsraumzeiger der in Bild 3 dargestellten Umrichterzustände.

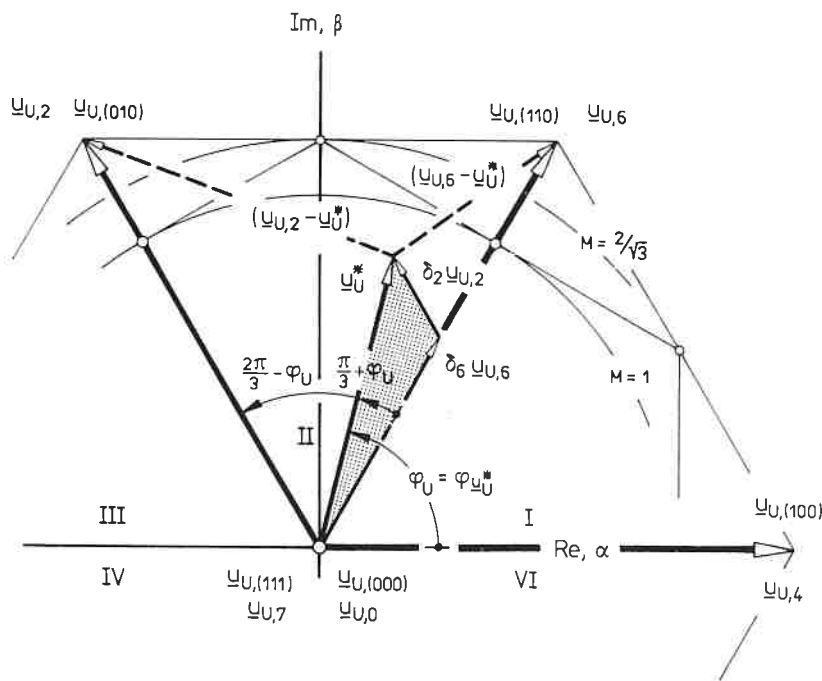


Bild 7: Approximation des Sollwertes der Umrichterausgangsspannung (des Mittelwertes über eine Pulsperiode) über benachbarte Umrichterspannungsraumzeiger. Aufgrund der 60°-Symmetrie der für die einzelnen Schaltzustände folgenden Spannungsraumzeiger kann eine Analyse des Systemverhaltens auf den hier dargestellten Bereich von φ_U ($\varphi_U \in [\pi/3, 2\pi/3]$) beschränkt werden.

3. Vektorsteuerverfahren

Wie aus der Theorie elektrischer Maschinen bekannt (Lit. [4]), kann für die Beschreibung eines Dreiphasensystemes neben den Phasengrößen auch der diesen zugeordnete (komplexe) Raumzeiger herangezogen werden. Die den einzelnen Umrichterschaltzuständen entsprechenden Umrichterspannungsraumzeiger weisen, wie Bild 6 zeigt, 60° diskrete Lagen und eine über die Zwischenkreisspannung definierte Amplitude auf. Die beiden nicht spannungsbildenden Schaltzustände werden in den Ursprung der komplexen Ebene abgebildet. Aufgrund der über Bild 6 besonders anschaulich dargestellten Symmetrien eines Dreiphasensystemes können die folgenden Überlegungen auf ein Intervall $\varphi_U := 60^\circ \dots 120^\circ$ beschränkt werden.

Einem rein sinusförmigen Drehspannungssystem entspricht nun ein mit konstanter Winkelgeschwindigkeit rotierender Raumzeiger winkelnunabhängig konstanter Amplitude, der über eine Kombination von Umrichterspannungsraumzeigern zu approximieren ist („Vektorsteuerung“). Wie unmittelbar einsehlich, sind dabei jeweils die dem zu erzeugenden Sollspannungsraumzeiger unmittelbar benachbart liegenden Umrichterspannungsraumzeiger und die nicht spannungsbildenden Freilaufzustände heranzuziehen. Die Festlegung der auf eine Pulshalbperiode bezogenen (relativen) Schaltzustandsdauern δ_6 und δ_2 (Schaltzustände [110]:=6 bzw. [010]:=2) hat gemäß Bild 7 zu erfolgen. Die Summe der relativen Freilaufzustandsdauern ($\delta_0 + \delta_7$) ergibt sich aus der Ergänzung ($1 - \delta_2 - \delta_6$) auf eine volle Pulshalbperiode. Im Mittel über eine Pulshalbperiode ist damit eine Approximation des Soll-Umrichterspannungsraumzeigers gegeben (Lit. [5]).

Hier ist grundsätzlich hervorzuheben, daß bezüglich der Spannungsbildung des Umrichters die Schaltzustände [111] und [000] nicht unterschieden werden können. Beide Schaltzustände führen auf einen Spannungsraumzeiger verschwindender Amplitude. Für die Festlegung einer, die Steuerung der Leistungshalbleiter eindeutig definierenden Schaltzustandsfolge kann damit eine beliebige Aufteilung des Freilaufzustandes zwischen Anfang und Ende jeder Pulshalbperiode vorgenommen werden. Die Sequenz der Schaltzustände ist dabei wieder (vgl. Abschnitt 2) derart zu wählen, daß der Wechsel

zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zuständen über Umschaltung nur eines Brücken-zweiges erfolgen kann ($\{[111], [110], [010], [000]\}$ oder $\{[111], [110], [010]\}$ bzw. $\{[110], [010], [000]\}$ stellen damit jedenfalls erlaubte Schaltzustandsfolgen dar, die bei Mittelung über eine Pulsperiode in der Bildung ein- und desselben Umrichterspannungsraumzeigers resultieren).

Das Raumzeigerkalkül zeigt deutlich einen Freiheitsgrad der Steuerung dreiphasiger Pulsrichter Systeme, die Aufteilung des Freilaufzustandes. Dieser Freiheitsgrad kann nun z. B. zu einer Optimierung des Systemverhaltens hinsichtlich der auftretenden Oberschwingungsverluste herangezogen werden (Lit. [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11]). Die implizit stets erfüllte Nebenbedingung ist dabei über die zu erzeugende Ausgangsspannung des Umrichters definiert. Die Lösung dieses Optimierungsproblem wird in Abschnitt 5 näher erläutert, vorher soll noch kurz auf die Aussteuergränze bei Vektorsteuerung und auf deren Verbindungen zu Sinusmodulation und Unterschwingungsverfahren eingegangen werden.

Wie in Abschnitt 2 erwähnt, ist die Aussteuerung bei Sinusmodulation auf Werte $M \leq 1$ beschränkt. Dies entspricht bei Raumzeigerdarstellung der Größen (siehe Bild 7) einem Kreis mit Radius $0.5 U_{ZK}$. Bei Vektorsteuerung können demgegenüber sämtliche innerhalb des durch $\underline{u}_{U,2}$ und $\underline{u}_{U,6}$ berandeten gleichseitigen Dreieckes liegenden Spannungsraumzeiger gebildet werden. Die Grenze zur Übersteuerung (im folgenden auch kurz als Aussteuergränze bezeichnet) ist somit für $M=2/\sqrt{3} \approx 1.155$ erreicht, liegt also ca. 15% über jener für Sinusmodulation. Diese Erhöhung der Aussteuerbarkeit (der Spannungsausnutzung) des Umrichters wird häufig als ein Vorteil der Vektorsteuerung angeführt, kann allerdings auch — wie Abschnitt 4 zeigt — über Modifikation der Phasenspannungswerte eines Unterschwingungsverfahrens realisiert werden.

4. Gegenüberstellung von Vektorsteuerung und Unterschwingungsverfahren

Wie vorstehend diskutiert, ist für eine eindeutige Festlegung des Modulationsverfahrens bei Vektorsteuerung über die Aufteilung δ_7/δ_0 des Freilaufzustandes zu verfügen. Für z. B. $\delta_7 = \delta_0 = 0.5$ folgen die in Bild 8 oben für

ein Pulsintervall dargestellten (normierten) Ausgangsspannungsformen. Eine nähere Analyse zeigt nun, daß ein identes Ausgangsspannungspulsmuster durch Abtastung des in Bild 8 unten dargestellten Tripels von Phasenmodulationsfunktionen (an der Position φ_U) mittels eines dem Unterschwingungsverfahren entsprechenden pulsfrequenten Dreieckssignales erzeugt werden kann (Lit. [5], [8]). Entsprechend einer Spektralanalyse folgen diese Phasenmodulationsfunktionen durch Erweiterung einfacher Sinusmodulationsfunktionen über Oberschwingungen mit Ordnungszahlen 3ν ($\nu = 1, 2, \dots$) also durch für alle Phasen idente Signale (Nullgrößen).

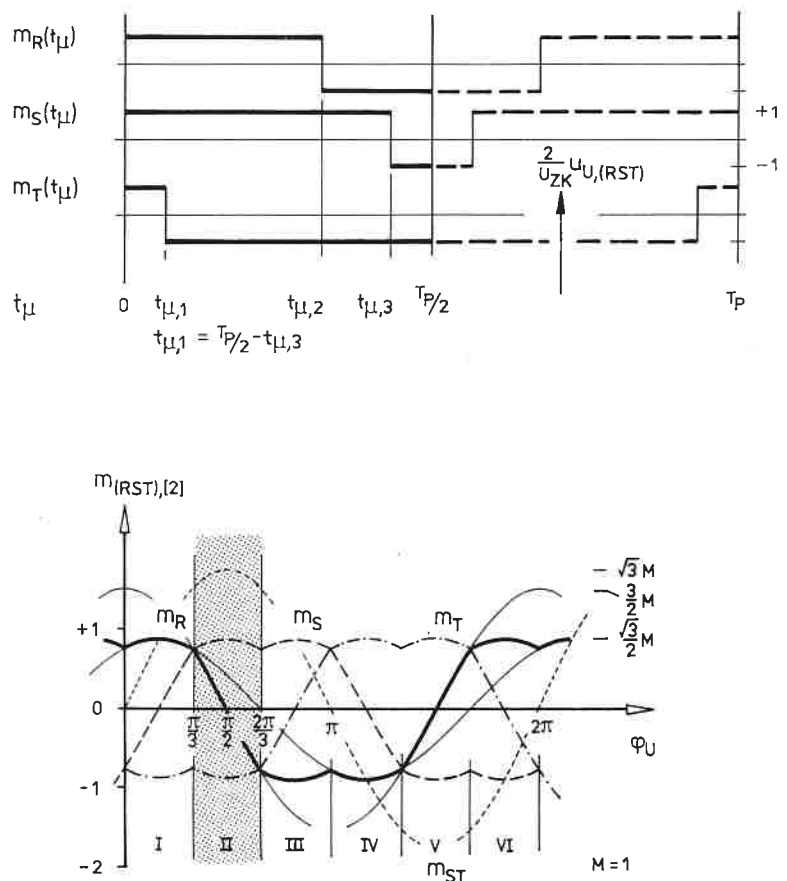


Bild 8: „Mikroskopischer“ (bezogen auf eine Pulsperiode, Zeit t_μ) oder „lokaler“ und „makroskopischer“ (bezogen auf über Mittelung über eine Pulsperiode gebildete Größen, Zeit τ) oder „globaler“ Verlauf der bezogenen Phasenspannungen bei gleicher Aufteilung des Freilaufzustandes auf Anfang und Ende jeder Pulshalperiode (relative Freilaufzustandsdauer $\delta_7, \tau, [2] = \delta_0, \tau, [2] = 0.5$).

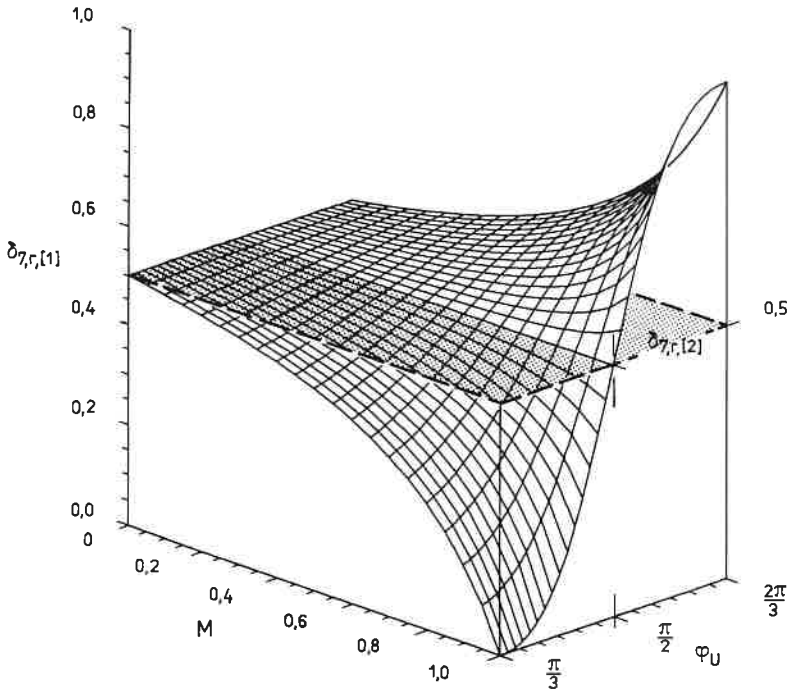


Bild 9: Abhängigkeit der relativen Freilaufzustandsdauer $\delta_{7,r}$ von Aussteuergrad M und Winkellage φ_U des Pulsintervalles für einfache Sinusmodulation [1] und Raumzeigermodulation [2].

Diese nehmen auf die Bildung der verketteten Spannungen bzw. des zugeordneten Spannungsraumzeigers keinen Einfluß und werden ausschließlich durch die von der bei Sinusmodulation gegebenen Aufteilung des Freilaufzustandes (in Bild 9 charakterisiert durch $\delta_{7,r,[1]} = \delta_{7,[1]} / (\delta_7 + \delta_0)$) abweichenden Aufteilung (vorgegeben: $= \delta_{7,r,[2]} = 0.5$; dieses Verfahren wird z. B. in Lit. [8] als *Space Vector Modulation* bezeichnet) bedingt.

Die für Sinusmodulation stark winkelabhängige (direkt über den Verlauf der Modulationsfunktionen bestimmte) Aufteilung $\delta_{7,r,[1]}$ liefert letztlich auch die Begründung für die gegenüber Vektorsteuerung geringere Aussteuerbarkeit, da wie Bild 9 zeigt, für $M=1$ an den Grenzen des betrachteten 60° Sektors die Länge jeweils eines Freilaufzustandes δ_0 bzw. δ_7 zu 0 wird.

Abschließend soll noch einmal festgehalten werden, daß jedem auf Anwendung des Raumzeigerkalküles basierenden Modulationsverfahren ein Unterschwingungs-Steuerungsverfahren mit im allgemeinen nicht sinusförmig verlaufenden Phasenspannungswerten zugeordnet werden kann. Ein und derselbe Soll-Umrichterstromsraumzeiger kann damit (bezogen auf den Mittelwert über eine Pulsperiode) über Abtastung theoretisch unendlich vieler, verschiedener Phasenmodulationsfunktionstrippel gebildet werden.

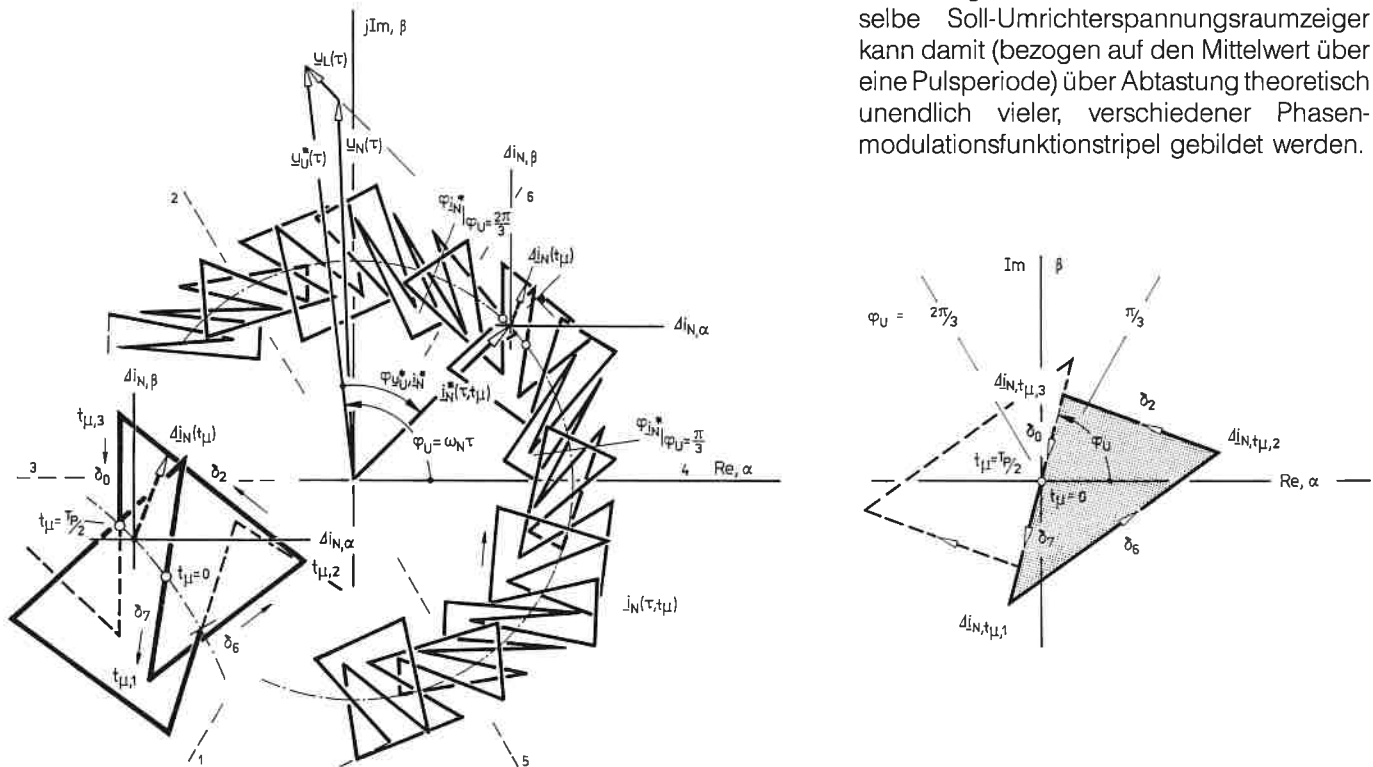


Bild 10: Bahn des Umrichterausgangsstrom-Raumzeigers i_N (links) und innerhalb einer Pulshalbperiode durchlaufende Bahn des (in einem in der Spitze des Sollstrom-Zeigers i_N^* liegenden Koordinatensystem beschriebenen) Raumzeigers $\Delta i_N(t_\mu)$ (der Differenzen der Phasenstromsoll- und Phasenstromistwerte).

5. Optimierung der Steuerverfahren

5.1 Optimierbarkeit

Wie die Beschreibung der Modulationsverfahren im Abschnitt 4 zeigt, wird die zu erzeugende Umrichter Ausgangsspannung nur im zeitlichen Mittel über eine Pulshalbperiode approximiert. Die Abweichungen gegenüber der Soll-Sinusausgangsspannung resultieren in der Bildung von Stromüberschwingungen (Oberschwingungsverluste bzw. Drehmomentpendelungen), die bei Transformation der Soll- und Istwerte der Phasenströme in Raumzeiger entsprechend Bild 10 durch die innerhalb einer Pulshalbperiode durchlaufene, dreieckförmige Bahn eines Differenzstromraumzeigers veranschaulicht werden können. Der Ursprung des Koordinatensystemes ist dabei in der Spitze des Sollstromraumzeigers liegend zu denken. Der „lokale“ Beitrag eines Pulshalbintervalles zu den Oberschwingungsverlusten des Systemes wird in dieser Darstellung durch den Mittelwert (Mittelung über ein Pulshalbintervall) des Betragsquadrates des Stromabweichungsraumzeigers in Verbindung mit einer über die Durchlaufungsgeschwindigkeit der einzelnen Bahnkurvenabschnitte definierten Gewichtung charakterisiert. Bei gleicher Gewichtung sämtlicher Bahnabschnitte wäre dieser (lokale) Oberschwingungsverlustleistungsbeitrag demnach durch ein einfaches mechanisches Analogon, in Form des Massenträgheitsmomentes der massebehaftet gedachten Bahnkurve zu veranschaulichen.

Wie Bild 10 zeigt, kann somit eine Minimierung des lokalen Oberschwingungsverlustleistungsbeitrages (Minimierung des „Massenträgheitsmomentes“ der Bahnkurve) über entsprechende Wahl der Position des „Lagerpunktes“ entlang der durch den Ursprung führenden Dreiecksseite bzw. die Vorgabe eines (diese definierende) Verhältnisses δ_7/δ_0 (Freiheitsgrad des Modulationsverfahrens — siehe Abschnitt 4) erfolgen. Eine detaillierte mathematische Analyse (Lit. [5], [9]) führt auf die in Bild 11 graphisch dargestellten Zusammenhänge. Diese zeigen deutlich die für beliebige Winkellage φ_U des Soll-Spannungsraumzeigers und feste Aussteuerung M (bzw. für variable Aussteuerung bei definierter Winkellage) gegebene Optimierbarkeit. Allgemein folgt als Ergebnis eine — verglichen mit nicht optimalen Steuerverfahren — Verringerung und (wie über Fourier-Analyse der Aus-

gangsspannungen verifizierbar) gleichmäßigere Verteilung der spektralen Leistung.

Anzumerken ist, daß die als Gütefunktional der Optimierung herangezogenen Oberschwingungsverluste entsprechend der Drehmomentbildung elektrischer Maschinen indirekt auch eine Bewertung der Drehmomentpendelungen implizieren.

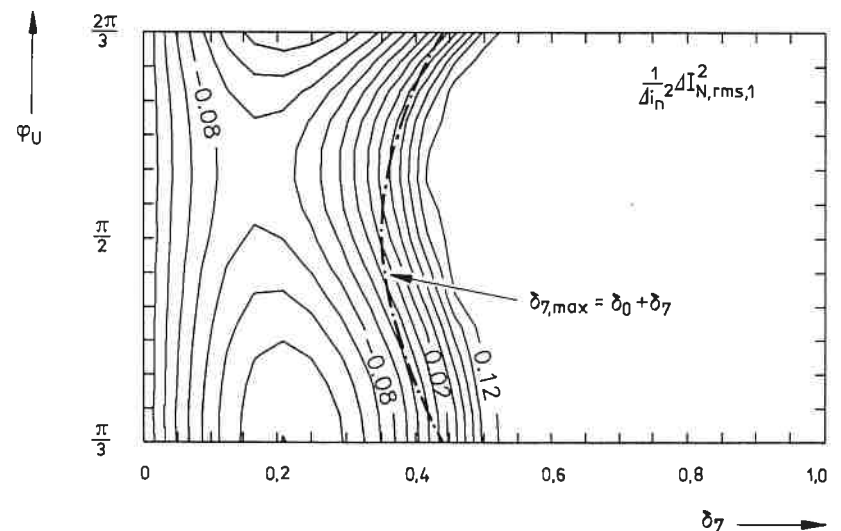
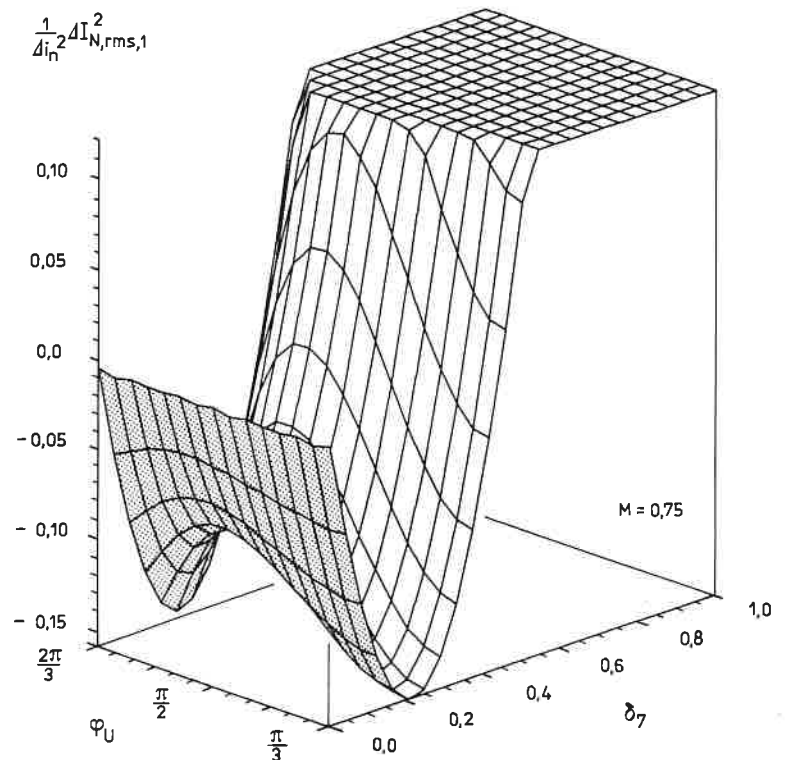
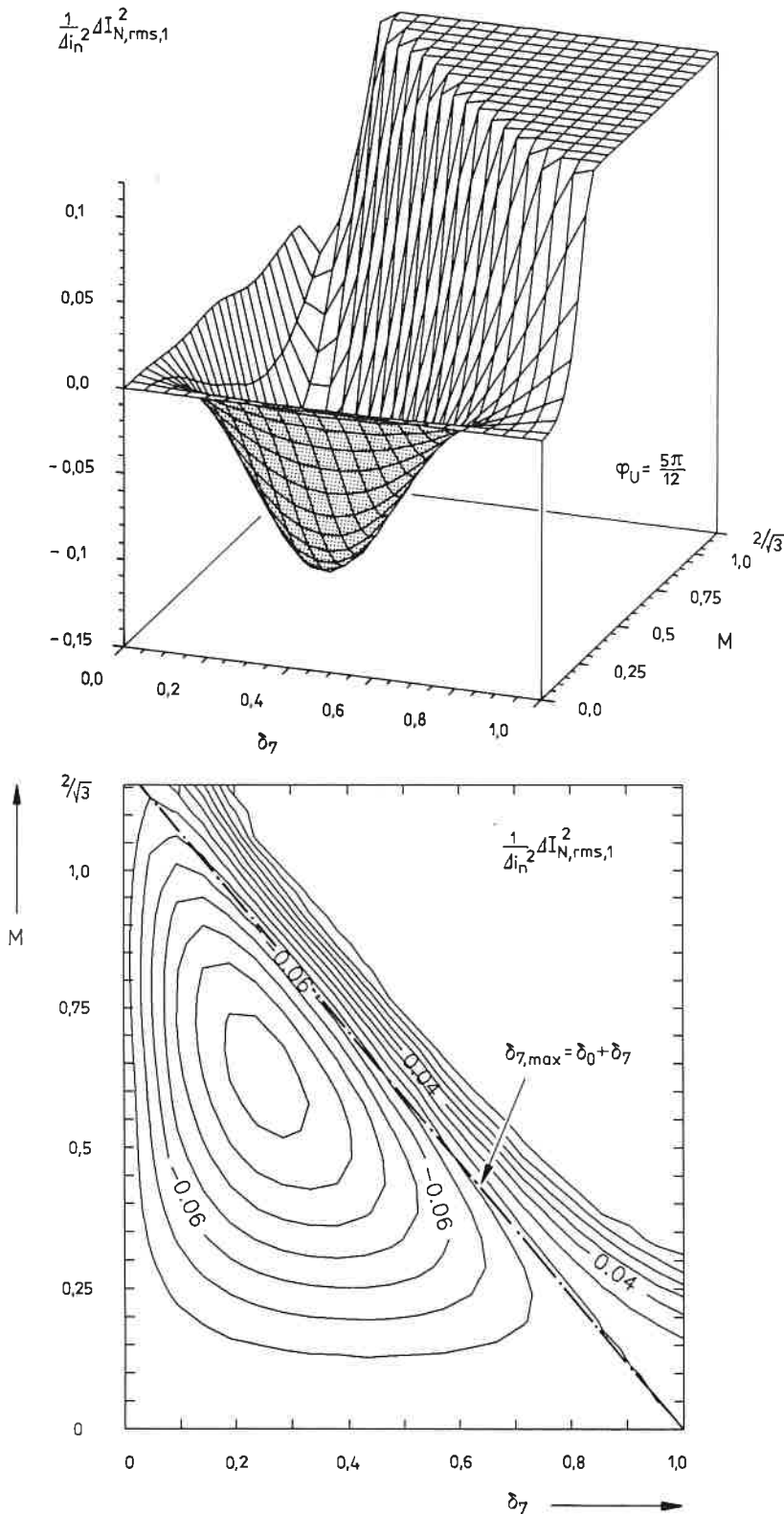


Bild 11: a), b).



5.2 Optimierung für kontinuierliche Modulation

Ausgehend von Kenntnis der zwischen lokalem Oberschwingungsverlustbeitrag und Aufteilung des Freilaufzustandes bestehenden funktionalen Beziehung, kann nun direkt jene (lokale) „optimale“ Aufteilung berechnet werden, die die lokalen und damit auch die globalen (auf eine Grundschwingungsperiode bezogenen) Oberschwingungsverluste bzw. den Effektivwert der Oberschwingungsströme minimiert. Das Ergebnis dieser Optimierungsrechnung ist in Bild 12 dargestellt. Die Aufteilung des Freilaufzustandes hat wesentlich gleichmäßiger als für Sinusmodulation gegeben (vergleiche Bild 9) zu erfolgen und kann mit guter Näherung durch die, für ein in Abschnitt 4 diskutiertes (siehe Bild 8) Steuerverfahren definierte, angenähert werden.

Die Darstellung des optimalen Steuerverfahrens als Unterschwingungsverfahren führt auf die in Bild 13 dargestellten Phasenmodulationsfunktionen. Eine überschwingungsoptimale Steuerung von Pulsumrichter Systemen hoher Taktzahl wird somit durch einfache Erweiterung sinusförmiger Phasenmodulationsfunktionen (Amplitude M_1) über Addition einer dritten Harmonischen der Amplitude $M_3 = 1/4 M_1$ erhalten. Das Amplitudenverhältnis M_3/M_1 sei im weiteren mit k_{31} benannt.

Bild 14 zeigt die für Vorgabe eines definierten Amplitudenverhältnisses k_{31} gegebene Übersteuerungsgrenze des Modulationsverfahrens. Dementsprechend ist das überschwingungsoptimale Steuerverfahren auf Aussteuerungen kleiner gleich 0.972 beschränkt. Volle Aussteuerbarkeit $2/\sqrt{3}$ folgt für $k_{31} = 1/6$ (Lit. [9], [12]). Die dann auftretenden (globalen) Oberschwingungsverluste liegen entsprechend Bild 15 nur geringfügig über den für $k_{31} = 1/4$ gegebenen Werten.

Bild 11 a), b), c), d): Zur Optimierbarkeit der lokalen (normierten) Oberschwingungsverluste über entsprechende Wahl der durch die Länge δ_7 des Freilaufzustandes [111] beschriebenen Aufteilung des nicht spannungsbildenden Freilaufs zwischen Anfang und Ende eines Pulshalbintervalles; a), b): Variation der Position φ_U des Pulsintervalles bei gegebener Aussteuerung $M=0.75$; c), d): Veränderung der Modulationstiefe M bei gegebener Position $\varphi_U = 5\pi/12$ des Pulsintervalles.

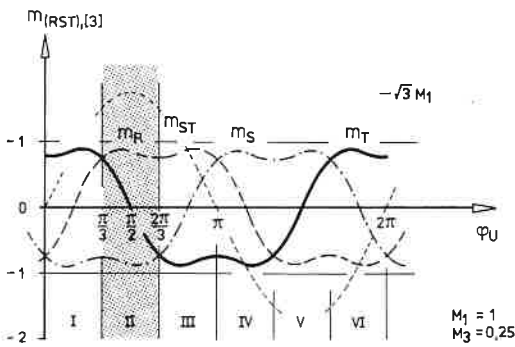


Bild 12: Verlauf der Phasenmodulationsfunktionen für überschwingungsoptimale Modulation [3].

6. Diskontinuierliche Modulation

Gemäß Abschnitt 3 kann für die Bildung ein- und desselben mittleren Umrichterspannungsraumzeigers eine wahlfreie Aufteilung des Freilaufzustandes auf die nicht spannungsbildenden Schaltzustände des Umrichters vorgegeben werden. Als mögliche Varianten wurden unter anderem die Schaltzustandsfolgen $\{[111], [110], [010]\}$ und $\{[110], [010], [000]\}$ angeführt. Für beide Schaltzustandssequenzen oder mögliche Kombinationen wird jeweils eine Phase auf die positive bzw. negative Zwischenkreisspannungsschiene geklemmt (Phase S bzw. Phase T), d. h. die Bildung der im Mittel sinusförmig verlaufenden verketteten Spannungen erfolgt über nur zwei mit Pulsfrequenz taktende Brückenarme (Lit. [5]). Aufgrund des charakteristischen, unstetigen Verlaufes der diese Klasse von Steuerverfahren beschreibenden Modulationsfunktionen (z. B. folgen die in Bild 16 dargestellten Modulationsfunktionen für Kombinationen der oben angeführten Schaltzustandsfolgen) werden diese Steuerverfahren im weiteren als „diskontinuierliche Modulation“ bezeichnet. Für Steuerverfahren mit kontinuierlichem Verlauf der Phasenmodulationsfunktionen ist demnach der Begriff „kontinuierliche Modulation“ einzuführen. Auf eine nähere Analyse der diskontinuierlichen Modulation (insbesondere die Ableitung weiterer Modulationsfunktionen) muß hier im Sinne der Kürze und Übersichtlichkeit verzichtet und auf Lit. [13] und [14] verwiesen werden.

Unter Beibehaltung gleicher Schaltverluste (bezogen auf kontinuierliche Modulation) des Systemes (gleiche thermische Auslegung der Leistungshalbleiter) kann nun, wie über den Verlauf der Modulationsfunktionen unmittelbar einsichtig (siehe Bild 17), die Taktfrequenz des Systemes abhängig vom Phasen-

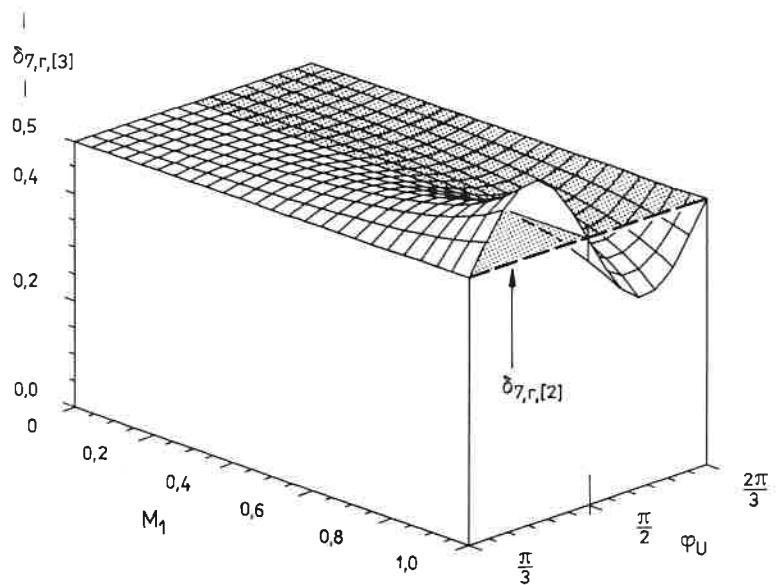


Bild 13: Abhängigkeit der relativen Freilaufzustandsdauer $\delta_{7,r}$ von Aussteuergrad M und Winkellage φ_U des Pulsintervalles für überschwingungsoptimale Modulation [3] und Raumzeigermodulation [2].

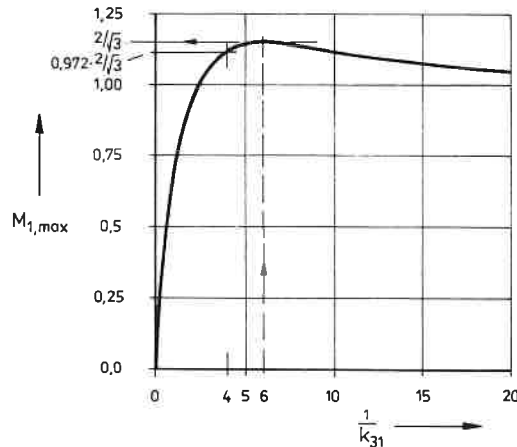


Bild 14: Übersteuerungsgrenze $M_{1,max}$ für Modifikation einfacher Sinusmodulation über Addition einer dritten Harmonischen der Amplitude $M_3 = k_{31} M_1$.

winkel zwischen Umrichterausgangsspannung und Ausgangsstrom (Grundschwingungen) erheblich erhöht (siehe Bild 18) und damit die geräuschbildenden Frequenzen nach höheren Frequenzwerten verschoben werden (Lit. [13]). Neben der Verschiebung der spektralen Anteile resultiert weiters eine signifikante Beeinflussung der Oberschwingungsverluste des Systemes, die im folgenden Abschnitt kurz dargestellt wird. Die maximal mögliche Frequenzerhöhung folgt für jene Phasenwinkel, für die die „Klemmbereiche“

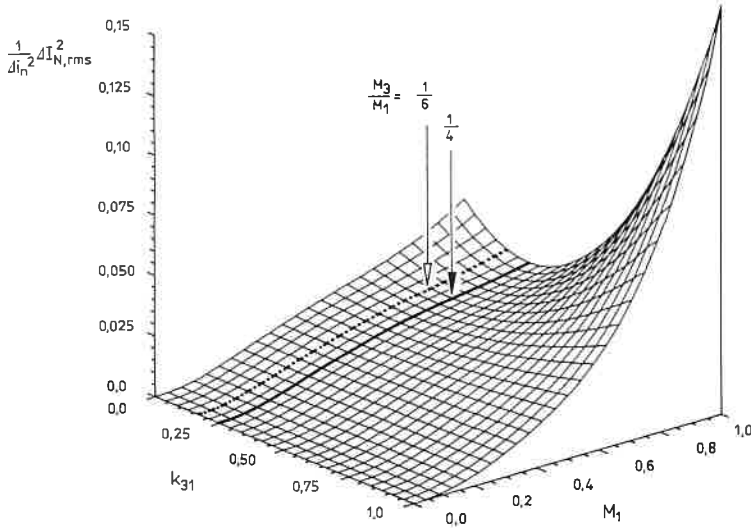


Bild 15: Abhängigkeit der normierten, globalen Oberschwingungsverluste von Grundschwingungsaussteuergrad M_1 und relativer Amplitude $k_{31} = M_3/M_1$ der addierten dritten Harmonischen.

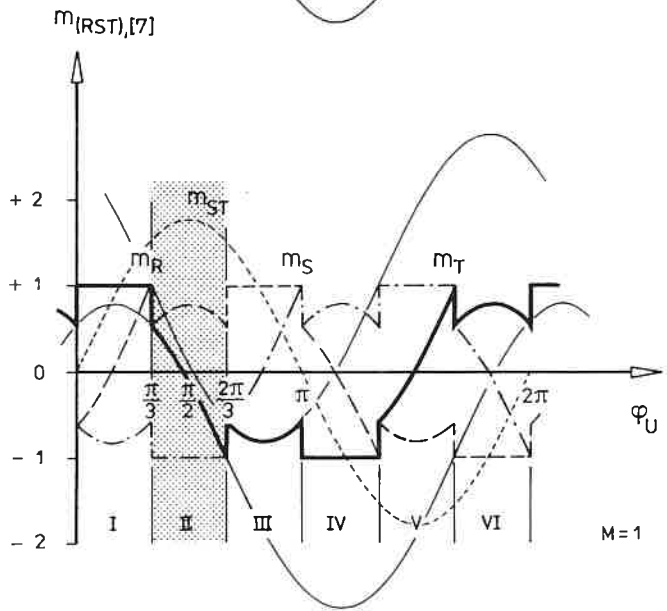
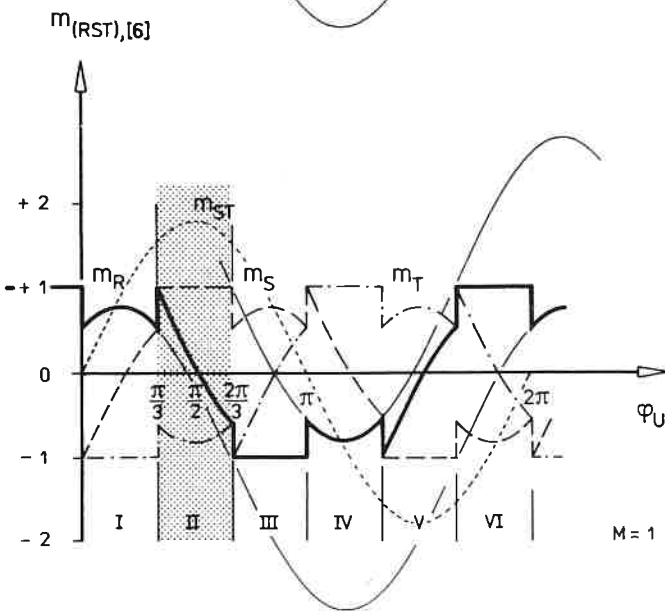
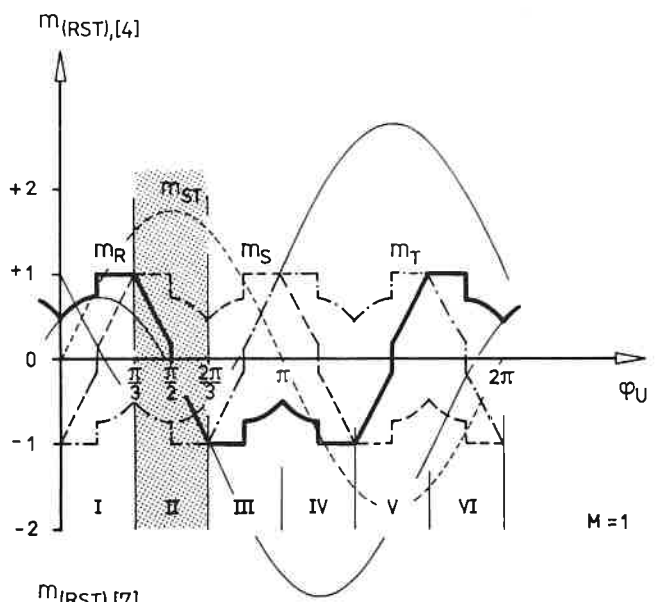
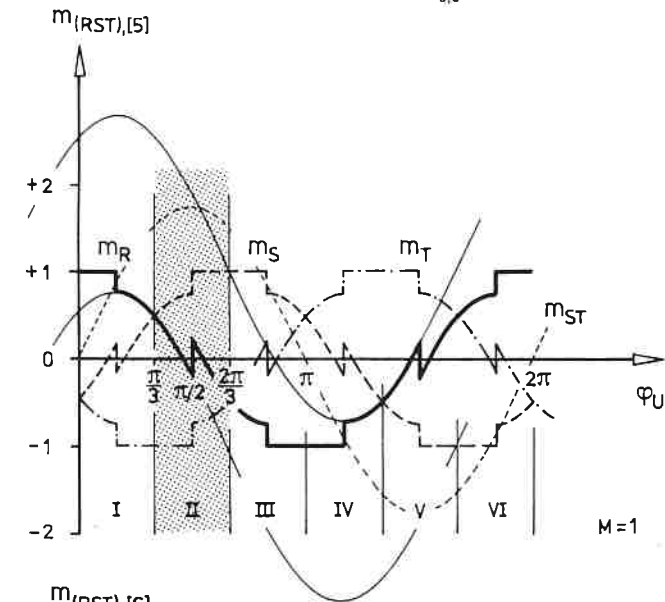


Bild 16: Verlauf der Phasenmodulationsfunktionen für diskontinuierliche Modulation; [4]: $\varphi_U \in [\pi/3, \pi/2]$, charakteristische Schaltzustandssequenz $\{[111], [110], [010]\}$; $\varphi_U \in [\pi/2, 2\pi/3]$, $\{[110], [010], [000]\}$; [5]: $\varphi_U \in [\pi/3, \pi/2]$, $\{[110], [010], [000]\}$; $\varphi_U \in [\pi/2, 2\pi/3]$, $\{[111], [110], [010]\}$; [6]: $\varphi_U \in [\pi/3, 2\pi/3]$, $\{[111], [110], [010]\}$; [7]: $\varphi_U \in [\pi/3, 2\pi/3]$, $\{[110], [010], [000]\}$.

der Phasenmodulationsfunktionen symmetrisch zum Maximum bzw. Minimum des Ausgangsstromes liegen, da dann Bereiche hohen Strommomentanwertes nicht in die Berechnung der Schaltverluste einfließen.

Einem gegebenen Phasenwinkelbereich des Ausgangsstromes kann damit direkt jenes Steuerverfahren [i] mit der in diesem Bereich maximalen, zulässigen Frequenzerhöhung $k_{f,[i]} = f_{P[i]} / f_P$ zugeordnet werden (Lit. [14]).

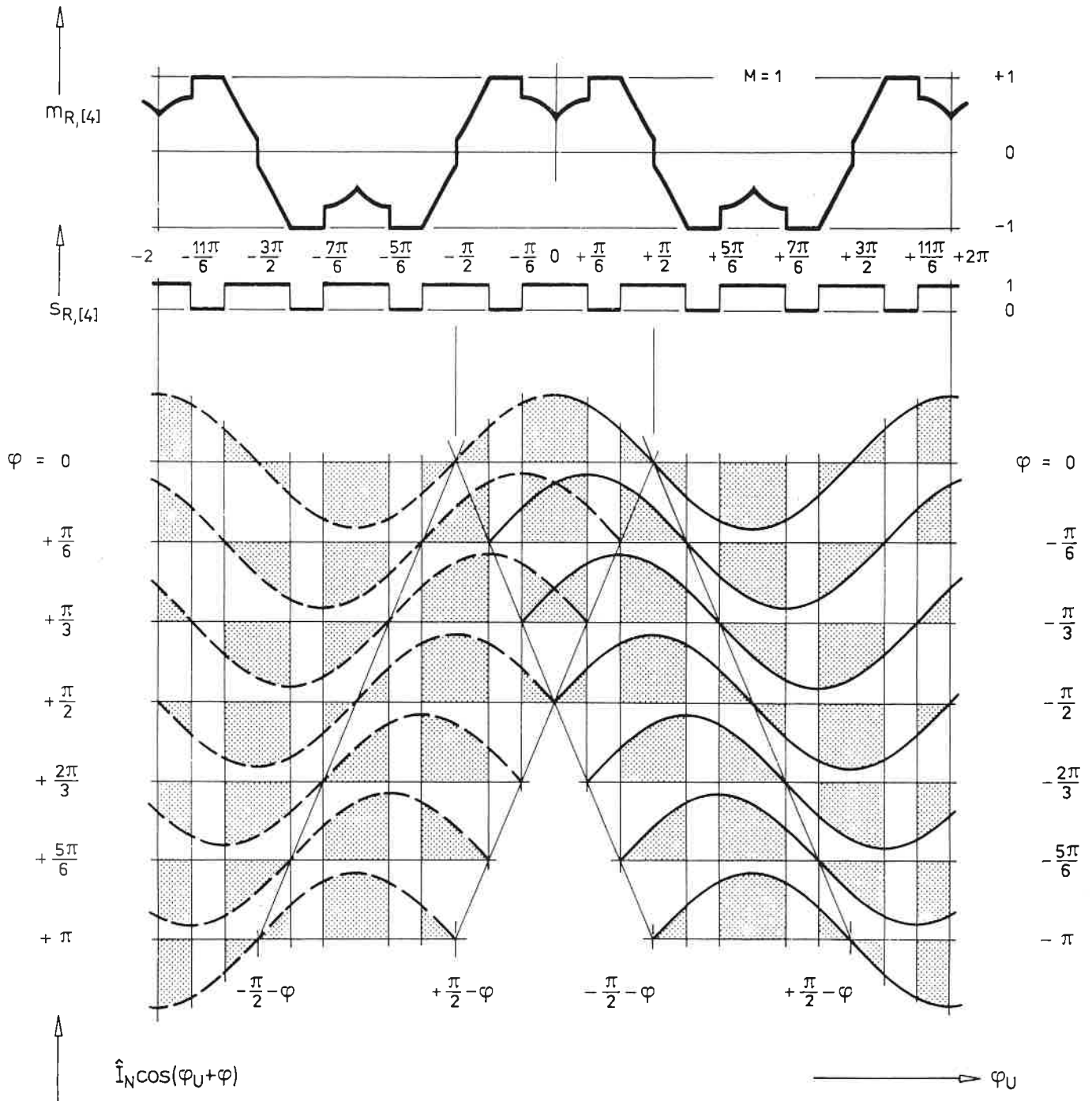


Bild 17: Zur Ableitung der Abhängigkeit der Schaltverluste vom Phasenwinkel φ (zwischen den Grundschwingungen der Umrichter Ausgangsspannung und des Umrichter Ausgangsstromes) für diskontinuierliche Modulation [4]; oben: Phasenmodulationsfunktion (Phase R) und Schaltfrequenzstatus des Brückenweiges ($s_{R,[4]}=1$ für schaltenden Brückenweige); unten: Fallunterscheidungen für die Phasenwinkelbereiche des Ausgangsstromes.

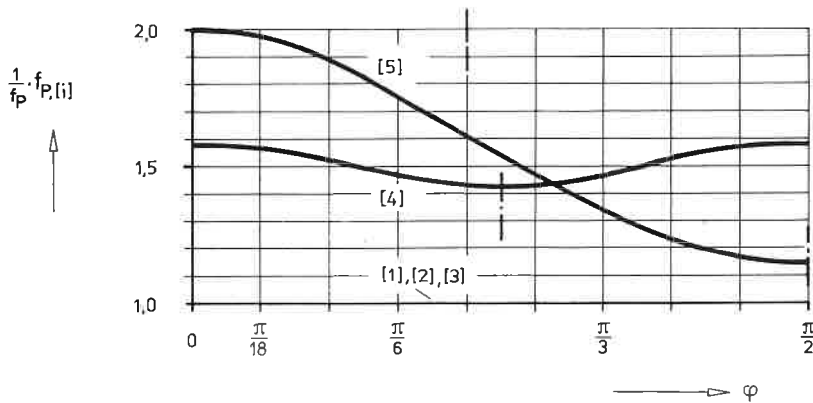


Bild 18: Auf kontinuierliche Modulation bezogene, über diskontinuierliche Modulation [4] bzw. [5] (unter Beibehaltung der für kontinuierliche Modulation resultierenden globalen Schaltverluste) mögliche Pulsfrequenzerhöhung k_f in Abhängigkeit des Phasenwinkels φ .

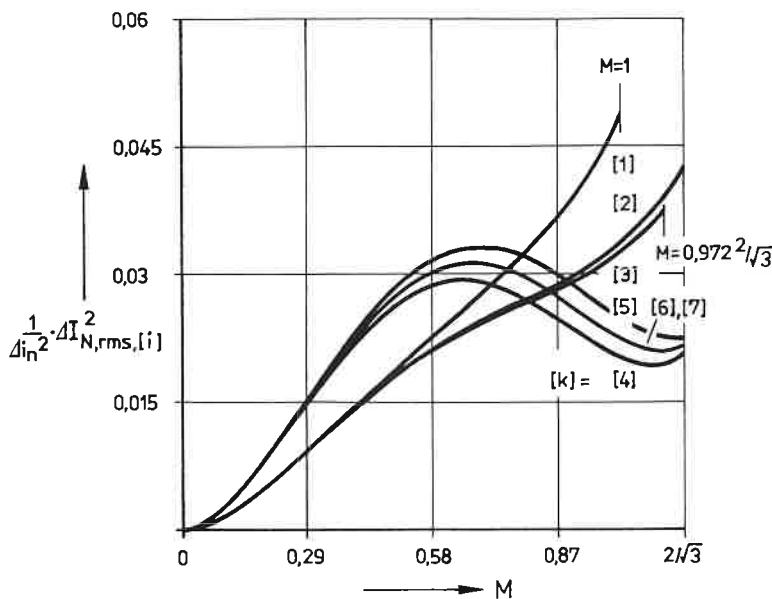


Bild 19: Vergleich der normierten (globalen) Oberschwingungsverluste verschiedener Steuerverfahren; [1]: Sinusmodulation; [2]: suboptimale Raumzeiger- oder Vektorsteuerung; [3]: lokal und global optimale, über Addition einer dritten Harmonischen ($k_{31} = 1/4$) erweiterte Sinusmodulation; [4], [5], [6], [7]: diskontinuierliche Modulation (k_f , [4] = k_f , [5] = k_f , [6] = k_f , [7] = 1.5).

7. Vergleich der Steuerverfahren

Eine Gegenüberstellung der in diesem Bericht diskutierten Steuerverfahren kann gemäß Bild 19 besonders anschaulich über Darstellung der Abhängigkeit der Oberschwingungsverluste von der Aussteuerung des Systemes erfolgen.

Die einfache Sinusmodulation [1] weist hohe Oberschwingungsverluste und eine mit $M=1$ gegebene Aussteuerungsgrenze auf.

Die oberwellungsoptimale kontinuierliche Modulation [3] ermöglicht im oberen Aussteuerbereich eine erhebliche Verringerung der Oberschwingungsverluste des Systemes, allerdings ist die Aussteuerung auf Werte $\leq 0.972 \cdot 2/\sqrt{3}$ beschränkt.

Das in Abschnitt 5 als suboptimal bezeichnete Steuerverfahren [2] (siehe Abschnitt 4) liefert gegenüber [3] nur geringfügig höhere Oberschwingungsverluste. Als Aussteuerungsgrenze ist der für Vektorsteuerungsverfahren typische Wert $2/\sqrt{3}$ gegeben.

Bei diskontinuierlicher Modulation wird im oberen Aussteuerbereich eine erhebliche Verringerung der Oberschwingungsverluste erreicht. Die Verhältnisse sind in Bild 19 für $k_{f,[4],[5]} = 3/2$ eingetragen. Diese Verringerung der Oberschwingungsverluste unter die für optimale kontinuierliche Modulation gegebenen Werte wird durch die taktfrequenzproportionale Verkleinerung des Stromabweichungsdreieckes (siehe Bild 10) erreicht, da die „Lagerung“ des Abweichungsdreieckes in einem der auf der durch den Ursprung führenden Seite liegenden Eckpunkte und damit jedenfalls nicht optimal erfolgt. Gemäß Bild 19 erlaubt das Modulationsverfahren [5] für geringen Phasenwinkel des Ausgangsstromes eine Frequenzerhöhung von $k_{f,[5]} \approx 2$ die auf eine weitere Absenkung der Oberschwingungsverluste führt, sodaß dann innerhalb des gesamten Aussteuerbereiches ($M \leq 2/\sqrt{3}$) die diskontinuierliche Modulation der kontinuierlichen vorzuziehen ist. Interessant erscheint der Gedanke, den die Frequenzerhöhung letztlich ermöglichenden Klemmbereich bei Phasenwinkelvariation stets symmetrisch um das Strommaximum liegend mitzuführen. Damit kann $k_f=2$ innerhalb eines Phasenwinkelbereiches $+60^\circ \dots -60^\circ$ gehalten werden.

In diesem Zusammenhang ist noch einmal zu betonen, daß die gegenüber kontinuierlicher Modulation um einen Faktor 2 höhere Taktfrequenz eine Verschiebung der zu-

folge Pulsung auftretenden Spektralanteile der Ausgangsspannung bedingt. Dies erlaubt eine Verringerung der Bauleistung eines gegebenenfalls vorgesehenen Ausgangsfilters (bei geforderter „Sinusausgangsspannung“). Weiters wird damit bei Einsatz moderner abschaltbarer Leistungshalbleiter (z. B. IGBT) eine Verlagerung von durch die Taktung bedingten Geräuschanteilen (die bei kontinuierlicher Modulation im Hörbereich zu liegen kommen würden) in einen über der Hörgrenze liegenden Frequenzbereich erreicht.

8. Ausblick

Für sämtliche in den vorgehenden Abschnitten behandelte Modulationsverfahren wurde (mit Ausnahme der Klemmbereiche bei diskontinuierlicher Modulation) eine über die Grundswingungsperiode konstante Taktfrequenz vorausgesetzt. Für weitere Untersuchungen ist nun die Frage zu stellen ob eine Variation der Pulsfrequenz über der Grundswingungsperiode („Frequenzmodulation“) eine weitere Verringerung der Oberschwingungsverluste ermöglicht und / oder die Geräuschbildung vermindert bzw. frequenzmäßig verlagert werden kann (Lit. [13]). Als Nebenbedingung sind dabei wieder eine zu bildende (mittlere) Umrückerausgangsspannung und — wie bereits bei der diskontinuierlichen Modulation (die einen Spezialfall der Frequenzmodulation darstellt) — die Beibehaltung der für konstante Taktfrequenz gegebenen Schaltverluste zu fordern.

Eine detaillierte Analyse führt bei Vorgabe eines optimalen Taktfrequenzverlaufes auf die vermutete weitere Verringerung der Oberschwingungsverluste. Der Frequenzhub weist dabei eine über eine Knickennlinie approximierbare Abhängigkeit von der Aussteuerung auf, der Taktfrequenzverlauf kann einfach über eine Dreieck- oder Sinusfunktion genähert werden.

Die Frequenzmodulation verbreitert weiters die um Vielfache der Taktfrequenz gruppierten Spektralanteile und resultiert damit in einer signifikanten Beeinflussung der Geräuschbildung der gespeisten Maschine. Die ein Steuerverfahren konstanter Taktfrequenz charakterisierenden „Einzeltöne“ werden auf symmetrisch um diese liegende „Frequenzbänder“ verteilt. In Verbindung mit der dabei gegebenen Absenkung der Amplituden der

einzelnen Oberschwingungen folgt ein u. U. subjektiv angenehmer empfundenes Geräuschbild des Antriebes.

Literatur:

- [1] Weinmann, R.: Antriebssystem hoher Dynamik für Asynchronmaschinen mit Spannungszwischenkreisumrichtern. ELIN-Zeitschrift, Heft 1-2, 31—38 (1990).
- [2] Ertl, H., Kolar, J. W., und Zach, F. C.: Analysis of Different Current Control Concepts for Forced Commutated Rectifier (FCR). Proceedings of the 11th International Conference on Power Conversion, München, 17.—19. Juni, 195—217 (1986).
- [3] Schönung, A. und Stemmler, H.: Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. BBC-Nachrichten 46 (12), 699—721 (1964).
- [4] Kleinrath, H.: Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen. Wien — New York: Springer Verlag, 1980.
- [5] Kolar, J. W., Ertl, H., und Zach, F. C.: Analytically Closed Optimization of the Modulation Method of a PWM Rectifier System with High Pulse Rate. Proceedings of the 17th International Conference on Intelligent Motion, München, 25.—29. Juni, 209—223 (1990).
- [6] Bowes, S. R., und Midoun, A.: Suboptimal Switching Strategies for Microprocessor-Controlled PWM Inverter Drives. IEE Proceedings, Vol. 132, Pt. B, No. 3, 133—148 (1985).
- [7] Zach, F. C., und Ertl, H.: Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21 (4), 987—1000 (1985). (Nachdruck in: Bose, B. K. (Hrsg.): Microcomputer Control of Power Electronics and Drives. New York: IEEE Press, 1987.)
- [8] van der Broeck, H. W., Skudelny, H. C., und Stanke, G. V.: Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-24, No. 1, 142—150 (1988).
- [9] Kolar, J. W., Ertl, H., und Zach, F. C.: Minimization of the Harmonic RMS Content of the Mains Current of a PWM Converter System Based on the Solution of an Extreme Value Problem. Proceedings of the 4th International Conference on Harmonics in Power Systems, Budapest, 4.—6. Oktober, 234—243 (1990).
- [10] Trenner, A.: Optimale Pulsverfahren für Spannungszwischenkreisumrichter. ELIN-Zeitschrift, Heft 1-2, 39—49 (1990).
- [11] Zach, F.: Leistungselektronik. Wien — New York: Springer Verlag, 3. Auflage, 1990.
- [12] Buja, G., und Indri, G.: Improvement of Pulse Width Modulation Techniques. Archiv für Elektrotechnik 57, 281—289 (1977).
- [13] Kolar, J. W., Ertl, H., und Zach, F. C.: Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System. Conference Record of the 25th IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, Seattle, 7.—12. Oktober, Pt. I., 502—512 (1990).
- [14] Kolar, J. W., Ertl, H., und Zach, F. C.: Minimizing the Current Harmonics RMS Value of Three-Phase PWM Converter Systems by Optimal and Suboptimal Transition between Continuous and Discontinuous Modulation. Conference Record of the 27th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cambridge, MA, 24.—27. Juni, 372—381 (1991).