

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
13. November 2008 (13.11.2008)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 2008/135125 A1**

- (51) Internationale Patentklassifikation:  
**H02M 7/5395** (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2008/002647
- (22) Internationales Anmeldedatum:  
3. April 2008 (03.04.2008)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:  
10 2007 021 368.0 4. Mai 2007 (04.05.2007) DE
- (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **SEW-EURODRIVE GMBH & CO. KG.** [DE/DE]; Ernst-Blickle-Strasse 42, 76646 Bruchsal (DE).
- (72) Erfinder; und
- (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **MARAHRENS, Klaus** [DE/DE]; Murgstr. 21, 76337 Waldbronn-Reichenbach (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,

AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Erklärungen gemäß Regel 4.17:**  
— hinsichtlich der Identität des Erfinders (Regel 4.17 Ziffer i)  
[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: PWM RECTIFIER HAVING TARGET VOLTAGE CORRECTOR BY ZERO SYSTEM VOLTAGE FOR REDUCING SWITCHING LOSSES AND PREVENTING NOISE GENERATION

(54) Bezeichnung: PWM-UMRICHTER MIT SOLLSPANNUNGSKORREKTOR DURCH DIE NULLSYSTEMSPANNUNG ZUR REDUZIERUNG VON SCHALTVERLUSTEN UND DER VERMEIDUNG VON GERÄUSCHBILDUNG

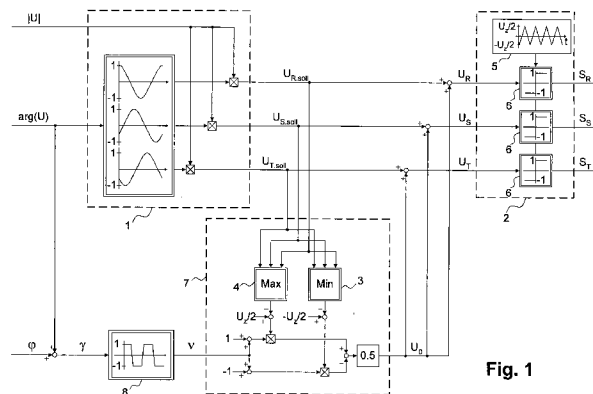


Fig. 1

(57) Abstract: The invention relates to a pulse-width modulated rectifier for reducing switching losses while avoiding noise generation, a target voltage system ( $U_{R, \text{Soll}}, U_{S, \text{Soll}}, U_{T, \text{Soll}}$ ) being formed from a voltage spatial vector ( $|U|, \arg(U)$ ) and a zero voltage system ( $U_0, U_1, U_2$ ) being formed therefrom by means of the angle  $\arg(U)$  and a control angle  $\phi$ . The voltage system ( $U_R, U_S, U_T$ ) resulting from the sum of the zero voltage system ( $U_0, U_1, U_2$ ) and target voltage system ( $U_{R, \text{Soll}}, U_{S, \text{Soll}}, U_{T, \text{Soll}}$ ) is fed into a pulse width modulator to form the control signals ( $S_R, S_S, S_T$ ) for the power semiconductor switch. First angular regions, for which a maximum zero voltage system ( $U_{0, \text{MAX}}, U_{0, \text{MAX}}, U_{0, \text{MAX}}$ ) is summed, and second angular regions, for which a minimum zero voltage system ( $U_{0, \text{MIN}}, U_{0, \text{MIN}}, U_{0, \text{MIN}}$ ) is summed, alternate over time at a frequency high enough that a first angular region in which the voltage values of a first phase of the resulting voltage system reach their maximum value is followed by a second angular region in which the voltage values of a second phase of the resulting voltage system reach their minimum value, and whereupon a first angle range follows in turn.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2008/135125 A1



- hinsichtlich der Berechtigung des Anmelders, ein Patent zu beantragen und zu erhalten (Regel 4.17 Ziffer ii)
  - hinsichtlich der Berechtigung des Anmelders, die Priorität einer früheren Anmeldung zu beanspruchen (Regel 4.17 Ziffer iii)
  - Erfindererklärung (Regel 4.17 Ziffer iv)
- Veröffentlicht:**
- mit internationalem Recherchenbericht

---

**(57) Zusammenfassung:** Pulsweitengesteuerter Umrichter zur Reduzierung von Schaltverlusten unter Vermeidung von Geräuschbildung, wobei aus einem Spannungsraumzeiger (UI,  $\arg(U)$ ) ein Soll-Spannungssystem ( $U_{R,SOLL}$ ,  $U_{S,SOLL}$ ,  $U_{T,SOLL}$ ) und daraus mittels dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\phi$  ein Nullspannungssystem ( $U_o$ ,  $U_o$ ,  $U_o$ ) gebildet wird. Das aus der Summe von Nullspannungssystem ( $U_o$ ,  $U_o$ ,  $U_o$ ) und Soll-Spannungssystem ( $U_{R,SOLL}$ ,  $U_{S,SOLL}$ ,  $U_{T,SOLL}$ ) resultierende Spannungssystem ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) wird einem Pulsweitenmodulator 2 zur Bildung der Steuersignale ( $S_R$ ,  $S_S$ ,  $S_T$ ) für die Leistungshalbleiterschalter zugeführt. Erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem ( $U_{O,MAX}$ ,  $U_{O,MAX}$ ,  $U_{O,MAX}$ ) aufsummiert wird, und zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem ( $U_{O,MIN}$ ,  $U_{O,MIN}$ ,  $U_{O,MIN}$ ) aufsummiert wird, wechseln sich zeitlich ab mit einer derart hohen Frequenz, dass ein erster Winkelbereich, in welchem die Spannungswerte einer ersten Phase des resultierenden Spannungssystems ihren maximalen Wert erreichen, von einem zweiten Winkelbereich gefolgt wird, in welchem die Spannungswerte einer zweiten Phase des resultierenden Spannungssystems ihren minimalen Wert erreichen, und worauf wiederum ein erster Winkelbereich folgt.

PWM-UMRICHTER MIT SOLLSPANNUNGSKORREKTOR DURCH DIE NULLSYSTEMSPANNUNG ZUR REDUZIERUNG VON SCHALTVERLUSTEN UND DER VERMEIDUNG VON GERÄUSCHBILDUNG

## Beschreibung:

- 5 Die Erfindung betrifft ein Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter und eine Steuervorrichtung zur Durchführung dieses Steuerverfahrens.

Bei pulsweitengesteuerten Umrichtern, die mit hoher Schaltfrequenz betrieben werden, entstehen in deren Leistungshalbleiterschalter sehr hohe Schaltverlustleistungen, die die

- 10 erreichbare Umrichterausgangsleistung im Vergleich zum Betrieb mit niedriger Schaltfrequenz erheblich reduziert. Umrichtergespeiste Motorantriebe, die einen geräuscharmen bzw. geräuschfreien Betrieb erfordern, werden mit Schaltfrequenzen von 16 kHz und darüber betrieben.

- 15 Aus der OS 27 05 343 ist ein Steuerverfahren für einen selbstgeführten, pulsgesteuerten Umrichter bekannt, das zur Klasse der Flattop-Verfahren zählt. Vorteil dieses Verfahrens ist die Reduktion der Schaltverluste der Leistungshalbleiterschalter. Bei diesem Verfahren führen immer nur zu jeweils zwei Ausgangsphasen gehörige Leistungsschalter

- 20 Schalthandlungen aus, während die zur dritten Phase gehörigen Leistungshalbleiterschalter nur einen der zwei möglichen Schaltzustände annehmen. Erreicht wird dies, indem auf ein Soll-Spannungssystem ( $U_{R,soll}$ ,  $U_{S,soll}$ ,  $U_{T,soll}$ ) ein sogenanntes maximales

Nullspannungssystem ( $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ) oder ein sogenanntes minimales

Nullspannungssystem ( $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ) addiert wird, wobei

$U_{0,MAX} = U_z/2 - \max(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  und  $U_{0,MIN} = -U_z/2 - \min(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  ist und  $U_z$

- 25 die Zwischenkreisspannung bezeichnet. Das resultierende Spannungssystem wird einem Pulsweitenmodulator zur Erzeugung von Schaltsignalen für die Leistungshalbleiterschalter zugeführt. Dabei sind alle Spannungen bezogen auf den Mittelabgriff der Gleichspannungsquelle  $U_z$  angegeben.

- 30 Der 360°-Winkelbereich des Ausgangsspannungszeigers wird dabei in Bereiche mit maximalem Nullspannungssystem ( $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ) und minimalem Nullspannungssystem ( $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ) aufgeteilt. Derartige Steuerverfahren werden auch als Flattop-Verfahren bezeichnet, weil jeweils in einem Phasenpotential Winkelbereiche mit entweder konstanter maximaler Spannung, also  $+U_z/2$ , oder mit konstanter minimaler

Spannung, also  $-U_z/2$ , auftreten. Bei einer Ausdehnung der genannten Winkelbereiche über  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  oder  $120^\circ$  wird das zugehörige Steuerverfahren als  $30^\circ$ -Flattop-Verfahren,  $60^\circ$ -Flattop-Verfahren oder  $120^\circ$ -Flattop-Verfahren bezeichnet.

5 In der Figur 2 der OS 27 05 343 ist der Winkelbereich maximaler Nullspannungskomponente über  $60^\circ$  ausgedehnt. An diesen Winkelbereich schließt sich ein weiterer  $60^\circ$  Winkelbereich direkt an mit minimaler Nullspannungskomponente. In der Figur 2 weist der Verlauf sowohl der gezeigten Phasenspannung als auch des zugehörigen Nullspannungssystems Sprungstellen auf.

10

Der Verschiebungswinkel  $\alpha$  in Figur 2 der OS 27 05 343 und zugehöriger Beschreibung ist auf  $60^\circ$  begrenzt. Es liegt dann ein  $60^\circ$ -Flattop-Verfahren vor, weil in den einzelnen Phasenpotentialen die Winkelbereiche mit maximaler bzw. minimaler Spannung sich über  $60^\circ$  ausdehnen. Wenn der Verschiebungswinkel  $\alpha$  nicht auf den Bereich von  $0^\circ$  bis  $60^\circ$

15 begrenzt würde, entstünde ein unsymmetrisches Flattop-Verfahren, das kein  $60^\circ$ -Flattop-Verfahren ist, obwohl die Winkelbereiche mit maximalem bzw. minimalem Nullsystem sich unverändert über  $60^\circ$  ausdehnen.

Nachteilig ist beim Einsatz der genannten Verfahren, dass Sprungstellen im

20 Nullspannungssystem Knackgeräusche erzeugen, die bei schneller Abfolge ein störendes Summen bzw. Piepsen des Motors verursachen. Diese Geräusche können auch nicht durch Wahl einer Schaltfrequenz von 16kHz oder höher beseitigt werden.

Bei Vollaussteuerung verschwinden bei manchen Flattop-Verfahren die Knackgeräusche, da

25 Sprungstellen im Nullspannungssystem verschwinden, insbesondere bei einem jeweils zum Maximum oder Minimum einer Phase der Sollspannung symmetrisch angeordneten Winkelbereichen des  $30^\circ$ -Flattop-Verfahrens oder  $60^\circ$ -Flattop-Verfahrens.

Beim  $120^\circ$  Flattop-Verfahren weist die Nullspannungskomponente keine Sprungstellen auf.

30 Von Nachteil ist jedoch, dass bei diesem Verfahren keine gleichmäßige Belastung der unteren und oberen Leistungshalbleiter auftritt. Außerdem ist die Verfälschung der Ausgangsspannung infolge der Totzeit und Durchlassspannung der Schaltelemente bei positiver und negativer Halbperiode der Ausgangsspannungen unterschiedlich.

35 Aus der DE 44 34 342 A1 ist ein Steuerverfahren und eine Vorrichtung zur Reduzierung von Durchlassspitzenwertverlusten in Leistungshalbleiterschaltern bekannt. Hierbei wird auf ein

Soll-Spannungssystem ein Nullspannungssystem addiert und einem Pulsweitenmodulator zur Erzeugung von Schaltsignalen für die Leistungshalbleiterschalter zugeführt. Flattop-Verfahren werden in dieser Schrift nicht verwendet. Es wird lediglich ein sinus- oder dreieckförmiges Nullspannungssystem aufaddiert. Nachteilig ist dabei jedoch, dass dort  
5 keine Reduzierung der Schaltverluste erreicht wird, was auch nicht Aufgabe der dortigen Schrift ist.

Aus der EP 1 148 629 B1 ist ein Flattop-Verfahren bekannt, bei dem in einem ersten Winkelbereich ein maximales, in einem zweiten ein minimales Nullspannungssystem  
10 aufaddiert wird und in einem zwischen erstem und zweitem Winkelbereich liegenden dritten Winkelbereich ein dazwischen liegendes Nullspannungssystem aufaddiert wird. Auf diese Weise sind Geräusche reduzierbar, weil ein weicherer Übergang zwischen erstem und zweitem Winkelbereich erzeugbar ist. Störendes Piepsen und Summen sind vermeidbar.

15 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter und eine Steuervorrichtung zur Durchführung dieses Steuerverfahrens weiterzubilden, wobei Schaltverluste in den steuerbaren Leistungshalbleiter-Schaltern eines pulsdauermodulierten Umrichters reduziert sind, ohne dass eine unerwünschte Geräuschbildung auftritt. Außerdem soll die Lösung kostengünstig  
20 sein.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß mit den Merkmalen nach Anspruch 1, 2 oder 3 bei dem Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter und bei der Steuervorrichtung zur Durchführung dieses Steuerverfahrens mit den Merkmalen nach  
25 Anspruch 12 gelöst.

Wichtige Merkmale der Erfindung bei dem Steuerverfahren sind, dass es für einen pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern vorgesehen ist, insbesondere zur Reduzierung von Schaltverlusten unter Vermeidung von  
30 Geräuschbildung,

wobei aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  gebildet wird,

35 und wobei ein Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  gebildet wird,

und wobei das aus der Summe von Nullspannungssystem ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) und Soll-Spannungssystem ( $U_{R,soll}$ ,  $U_{S,soll}$ ,  $U_{T,soll}$ ) resultierende Spannungssystem ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) einem Pulsweitenmodulator 2 zur Bildung der Steuersignale ( $S_R$ ,  $S_S$ ,  $S_T$ ) für die

5 Leistungshalbleiterschalter des Umrichters zugeführt wird,

wobei

- 10 ■ erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem ( $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ) aufsummiert wird, und
- zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem ( $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ) aufsummiert wird, zeitlich abwechselnd vorgesehen sind,
- 15 ■ wobei das Wechseln mit einer derart hohen Frequenz ausgeführt wird, dass ein erster Winkelbereich, in welchem die Spannungswerte einer ersten Phase des resultierenden Spannungssystems ihren maximalen Wert erreichen, von einem zweiten Winkelbereich gefolgt wird, in welchem die Spannungswerte einer zweiten Phase des resultierenden Spannungssystems ihren minimalen Wert erreichen, und worauf wiederum ein erster Winkelbereich folgt, in welchem die Spannungswerte der ersten Phase des resultierenden
- 20 Spannungssystems wiederum ihren maximalen Wert erreichen.

Alternativ gesprochen, wird das Wechseln mit einer derart hohen Frequenz ausgeführt, dass Zeitabschnitte aufeinander folgen, innerhalb derer zwei, drei oder mehr erste und zwei, drei oder mehr zweite Winkelabschnitte vorgesehen sind, wobei nur die Spannungswerte einer

25 ersten und zweiten Phase des resultierenden Spannungssystems den Flattop-Bereich aufweisen, insbesondere also ihren betragsmäßig maximalen, insbesondere maximalen oder minimalen, Wert erreichen.

Somit ist der Flattop-Bereich, also der Bereich des Aufsummierens eines extremalen

30 Nullspannungssystems, also maximalen oder minimalen, in Unterzeitabschnitte aufgeteilt, in denen zwei Phasen jeweils abwechselnd maximal angesteuert werden. Entsprechend sind dann die zu einer Phase zugehörigen Leistungsschalter der Endstufe des Umrichters während des zugeordneten Unterzeitabschnittes in einem unveränderten Schaltzustand. Hierdurch werden Schaltverluste zumindest während des Unterzeitabschnittes vermieden.

35 Mittels des ständigen schnellen Wechsels der Unterzeitabschnitte wird die Einsparung

bezüglich der Schaltverluste bei den Leistungsschaltern der ersten und zweiten Phase erzielt und nicht nur bei einer ersten Phase. Sogar bei der Ausgangsfrequenz Null des Umrichters wird zumindest zwischen zwei Phasen ständig mit der erwähnten hohen Frequenz gewechselt, so dass die Einsparung sich auch dann auf zwei Phasen aufteilt. Die Frequenz  
5 des Wechsels ist dabei unabhängig von der Ausgangsfrequenz wählbar.

Vorteil ist bei beiden Varianten, dass auch bei sehr niedrigen Drehzahlen des Elektromotors, also entsprechend niedriger Frequenz des Sollspannungssystems, eine gleichmäßigere Verteilung der Wärmebelastung der Leistungsschalter der Endstufe ermöglicht wird.

10 Insbesondere ist bei einer sehr niedrigen Frequenz für einen ersten kleinen Zeitabschnitt, der dem Durchlaufen des ersten Winkelbereichs entspricht, eine Entlastung der Schalter für die erste Phase ausgeführt. Für den nächsten Zeitabschnitt, der dem Durchlaufen des zweiten Wickelbereichs entspricht, ist eine Entlastung der Schalter für die zweite Phase ausgeführt. Im nachfolgenden dritten Zeitabschnitt sind wiederum Entlastung der Schalter für die erste  
15 Phase erreichbar und so weiter. Auf diese Weise ist also statt der Entlastung der Schalter nur einer Phase, die bei sehr langsamer Frequenz erreichbar ist, eine Entlastung der Schalter mindestens zweiter Phasen erreichbar.

Durch geeignetes Steuern der Frequenz des Wechsels ist also eine gesteuerte Verteilung  
20 der Schaltverluste auf die Schalter des Umrichters erreichbar. Dabei ist auch wichtig, dass die Frequenz des Wechsels unabhängig machbar ist von der Frequenz des Sollspannungssystems. Vorzugsweise ist sie eine Funktion von Parametern des Umrichters, wie beispielsweise einer thermischen Zeitkonstante für die Entwärmung der Leistungsschalter des Umrichters.

25

Alternativ wird die Aufgabe gelöst mit dem Steuerverfahren nach Anspruch 2. Dabei sind wichtige Merkmale, dass das Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern vorgesehen ist, insbesondere zur Reduzierung von Schaltverlusten unter Vermeidung von Geräuschbildung,

30

wobei aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  gebildet wird,

und wobei ein Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  gebildet wird,  
35

und wobei das aus der Summe von Nullspannungssystem ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) und Soll-Spannungssystem ( $U_{R,soll}$ ,  $U_{S,soll}$ ,  $U_{T,soll}$ ) resultierende Spannungssystem ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) einem Pulsweitenmodulator 2 zur Bildung der Steuersignale ( $S_R$ ,  $S_S$ ,  $S_T$ ) für die

5 Leistungshalbleiterschalter des Umrichters zugeführt wird,

wobei

■ erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem ( $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ) aufsummiert wird, und

■ zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem ( $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ) aufsummiert wird,

zeitlich abwechselnd vorgesehen sind,

wobei das Wechseln mit einer Frequenz ausgeführt wird, die größer ist als der Reziprokwert

15 der thermischen Zeitkonstante von elektronischen Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere IGBT oder MOSFET, des Umrichters.

Durch Aufsummieren des maximalen Nullspannungssystem befindet sich die größte Spannung des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) an der oberen

20 Aussteuergrenze oder oberen Modulationsgrenze des Pulsweitenmodulators, aber nicht darüber; d.h. am Ausgang des Pulsweitenmodulators resultiert dann gerade ein Dauer-Ein-Zustand für das zur größten Spannung, beispielsweise  $U_R$ , zugehörige Steuersignal, also im Beispiel  $S_R$ . Das maximale Nullspannungssystem ist also derart maximal, dass sich zwar mindestens die größte Spannung an der Aussteuergrenze befindet, aber eine Übersteuerung

25 und somit eine Verfälschung der Motor-Dreieckspannungen ( $U_R - U_S$ ,  $U_S - U_T$ ,  $U_T - U_R$ ) vermieden ist.

Durch Aufsummieren des minimalen Nullspannungssystem befindet sich die kleinste Spannung des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) an der unteren

30 Aussteuergrenze oder unteren Modulationsgrenze des Pulsweitenmodulators, aber nicht darunter; d.h. am Ausgang des Pulsweitenmodulators resultiert dann gerade ein Dauer-Aus-Zustand für das zur kleinsten Spannung zugehörige Steuersignal. Das minimale Nullspannungssystem ist also derart minimal, dass sich zwar mindestens die kleinste Spannung an der unteren Aussteuergrenze befindet, aber eine Unterschreitung dieser

35 Aussteuergrenze, also betragsmäßige Übersteuerung, und somit eine Verfälschung der Motor-Dreieckspannungen vermieden ist.



Beim maximalen oder minimalen Nullspannungssystem handelt es sich dabei um eine zeitlich veränderliche Größe, die vom jeweiligen Soll-Spannungssystem ( $U_{R,soll}$ ,  $U_{S,soll}$ ,  $U_{T,soll}$ ) abhängt, insbesondere für jede Pulsweitenmodulationsperiode jeweils zu bestimmen ist.

5

Von Vorteil ist bei der Erfindung, dass ein schneller Wechsel beim Aufaddieren des maximalen und minimalen Nullspannungssystems ausgeführt wird. Dabei ist wichtig, dass die Frequenz des Wechsels unabhängig machbar ist von der Frequenz des Sollspannungssystems sondern sie ist vorzugsweise eine Funktion von Parametern des Umrichters, wie beispielsweise einer thermischen Zeitkonstante für die Entwärmung der Leistungsschalter des Umrichters. Da die Frequenz des Wechsels in der Größenordnung dieser Zeitkonstante oder noch schneller ist, verläuft die Temperatur und somit die thermische Belastung der entlasteten Schalter gleichmäßiger. Denn es wird beispielsweise nach der Entlastung der Schalter der ersten Phase eine Entlastung der Schalter der zweiten Phase ausgeführt. Bevor jedoch die Temperatur der in diesem Zeitbereich nicht entlasteten Schalter der ersten Phase wesentlich reagieren kann, wird wiederum eine Entlastung der Schalter der ersten Phase ausgeführt und so weiter.

Auf diese Weise verläuft beispielsweise die Temperatur an der Gehäuseoberfläche der Schalter und auch im Inneren der Schalter gleichmäßiger. Hierdurch wird der thermische Stress an mechanischen Verbindungsstellen verringert und somit die Standzeit der Schalter erhöht. Je schneller die Frequenz des Wechsels gewählt ist, desto gleichmäßiger verläuft die Temperatur an der Gehäuseoberfläche der Schalter oder auch weiter im Inneren. Dadurch ist die Standzeit der Schalter erhöht.

Wie schon erläutert, ist die Höhe der Frequenz unabhängig von der Frequenz des Sollspannungssystems sondern wird durch Parameter des Umrichters bestimmt. Jedoch ist eine kleine Abweichung der realisierten Frequenz des Wechsels um die genannte Frequenz des Wechsels vorsehbar. Dabei ist vorzugsweise eine solche Abweichung, also Verstimmung, der Frequenz vorzuziehen, die eine einfachere Realisierung der Software ermöglicht. Beispielsweise ist die Verstimmung derart gewählt, dass ein Ganzzahliges Vielfaches der Frequenz des Sollspannungssystems vorgesehen wird. Der Verstimmungsbereich ist kleiner als 10%. In diesem geringen Umfang ist also eine Abhängigkeit von der Frequenz des Sollspannungssystems vorteilhaft. Durch geeignetes Steuern der Frequenz des Wechsels ist eine gesteuerte Verteilung der Schaltverluste auf die Schalter des Umrichters erreichbar.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung ist die Frequenz kleiner als die Pulsweitenmodulationsfrequenz des Umrichters. Insbesondere ist die Frequenz des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) kleiner als 5 Hertz, vorzugsweise kleiner als 0,5 Hertz. Von Vorteil ist dabei, dass bei solch niedrigen Umrichterausgangsfrequenzen über 5 lange Zeitabschnitte trotzdem nicht nur die Schalter einer einzigen Phase sondern mehrerer Phasen entlastet werden. Insbesondere ist die Entlastung jeweiliger Schalter steuerbar.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung ist die Frequenz des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) kleiner als der Reziprokwert der thermischen Zeitkonstante von elektronischen Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere IGBT oder MOSFET, des Umrichters. Von Vorteil ist dabei, dass der Temperaturverlauf am und/oder im Schalter gleichmäßig ist. Somit ist die Standzeit der Schalter verlängerbar.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung ist die Periodendauer des Wechsels ein ganzzahliges Vielfaches, insbesondere mindestens das Doppelte, der Pulsweitenmodulationsdauer des Umrichters. Insbesondere ist die Periodendauer des Wechsels ein ganzzahliges Vielfaches, insbesondere mindestens das Doppelte, der Pulsweitenmodulationsdauer des Umrichters. Von Vorteil ist dabei, dass die Realisierung der Software besonders einfach ist.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung ist das Wechseln pulsweitenmoduliert steuerbar, insbesondere zum Steuern der Verteilung der Schaltverluste der elektronischen Leistungshalbleiterschalter des Umrichters, wobei die zugehörige Pulsweitenmodulationsfrequenz für dieses pulsweitenmoduliert gesteuerten Wechseln kleiner ist als die Pulsweitenmodulationsfrequenz des Umrichters. Von Vorteil ist dabei, dass ein besonders gutes Steuern der Verteilung der Schaltverluste auf die Schalter der Umrichter.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung sind dritte Winkelbereiche vorgesehen, bei denen ein zwischen minimalem und maximalem Nullspannungssystem liegendes Nullspannungssystem aufsummiert wird,

30

und wobei die ersten und die zweiten stets nur dritte Winkelbereiche zum Nachbarn haben.

Von Vorteil ist dabei, dass kein direkter Übergang von ersten zu zweiten Winkelbereichen vorliegt und damit auch kein Sprung vom minimalem zum maximalen Nullspannungssystem oder umgekehrt, wodurch Knackgeräusche, Summen oder Ähnliches verhindert oder 35 zumindest vermindert wird. Außerdem ist das Verhalten des Nullspannungssystems in den

dritten Winkelbereichen derart wählbar, dass die Spannungsänderung pro Zeit immer unter einem kritischen Wert bleibt, ab dem eine hörbare Geräuschbildung oder eine störende Geräuschbildung auftritt. Außerdem ist die Lösung kostengünstig als Software realisierbar. Darüber hinaus werden Schaltverluste in den steuerbaren Leistungshalbleiter-Schaltern  
5 eines pulsdauermodulierten Umrichters reduziert, ohne dass eine unerwünschte Geräuschbildung auftritt.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung stellen die dritten Winkelbereiche einen quasistetigen Übergang von minimalem zum maximalem Nullspannungssystem und/oder umgekehrt dar.  
10 Von Vorteil ist dabei, dass keine Sprünge auftreten, mit Ausnahme der diskreten Spannungswerte bei einer zeitdiskreten Realisierung des Steuerverfahrens. Aufeinander folgende diskrete Spannungswerte weisen also in diesem Fall keine Differenzen auf, die den kritischen Wert für Spannungsänderung pro Zeitschritt überschreiten.

15 Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung nimmt die Spannung  $U_0$  des Nullspannungssystems ( $U_0, U_0, U_0$ ) in den dritten Winkelbereichen diskrete Werte an, wobei zumindest die maximale Differenz als Kennwert zweier zeitlich aufeinander folgender Werte vorgebar ist. Von Vorteil ist dabei, dass die maximale Differenz so klein wählbar ist, dass keine wesentliche Geräuschbildung auftritt.

20

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung dehnen sich die dritten Winkelbereiche jeweils über mindestens  $3^\circ$  und/oder maximal  $30^\circ$  aus. Besonders vorteilhaft ist eine Ausdehnung der dritten Winkelbereiche jeweils über  $10^\circ$ . Von Vorteil ist dabei, dass dabei ein Optimum unter Berücksichtigung der Reduzierung der Schaltverluste und der Reduzierung der  
25 Geräuschbildung gegeben ist.

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung wird der Steuerwinkel  $\varphi$  von einer übergeordneten, strom- oder spannungsgeführten Steuerung vorgegeben. Von Vorteil ist dabei, dass er je nach Betriebszustand einstellbar ist.

30

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung wird der Steuerwinkel  $\varphi$  konstant vorgegeben. Von Vorteil ist dabei, dass der Rechenaufwand stark reduziert ist.

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung wird der Steuerwinkel  $\varphi$  als Funktion des  
35 Betriebszustands, wie motorischer oder generatorischer Betrieb, des Umrichters vorgegeben.

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung ist der Steuerwinkel  $\varphi$  eine Funktion des Winkels zwischen Strom-Raumzeiger und Spannungs-Raumzeiger. Von Vorteil ist dabei, dass ein optimaler Steuerwinkel in einfacher Weise bestimmbar ist. Außerdem ist für jeden Betriebszustand ein optimaler Steuerwinkel verwendbar.

5

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung weist die Funktion oder Funktionstabelle

- erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem ( $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ) aufsummiert wird,

- zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem ( $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ,

10  $U_{0,MIN}$ ) aufsummiert wird und

- dritte Winkelbereiche, bei denen ein zwischen minimalem und maximalem Nullspannungssystem liegendes Nullspannungssystem aufsummiert wird,

auf und die ersten und die zweiten haben stets nur dritte Winkelbereiche zum Nachbarn. Von Vorteil ist dabei, dass bei genügend schnellem zeitlichen Abtasten oder Auslesen von

15 Werten zur Bildung der Nullspannung Zwischenwerte zwischen maximaler Nullspannung  $U_{0,MAX}$  und minimaler Nullspannung  $U_{0,MIN}$  verwendbar sind.

Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung wird im Rechenwerk 7 die Spannung  $U_0$  zur Bildung des Nullspannungssystems nach der Formel

20

$$U_0 = \frac{1}{2} \left[ (v + 1) \cdot \left( \frac{U_z}{2} - \text{Max}(U_{R.soll}, U_{S.soll}, U_{T.soll}) \right) - (v - 1) \cdot \left( \frac{-U_z}{2} - \text{Min}(U_{R.soll}, U_{S.soll}, U_{T.soll}) \right) \right]$$

bestimmt, wobei  $U_z$  die Zwischenkreisspannung des Umrichters darstellt. Von Vorteil ist dabei, dass somit mittels einer einfachen Formel in kostengünstiger Weise eine

25 geschlossene Lösung zur Bildung des Nullspannungssystems verwendbar ist.

Wichtige Merkmale der Erfindung bei der Steuervorrichtung zur Durchführung eines Steuerverfahrens sind, dass die Steuervorrichtung von einem pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern umfasst wird, und dass ein

30 Funktionsgenerator 1 aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem ( $U_{R.soll}$ ,  $U_{S.soll}$ ,  $U_{T.soll}$ ) bildet, und dass ein Rechenwerk 7 zusammen mit einem Funktionsspeicher 8 ein Nullspannungssystem ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) aus dem Soll-Spannungssystem ( $U_{R.soll}$ ,  $U_{S.soll}$ ,  $U_{T.soll}$ ), dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  bildet, und dass ein Pulsweitenmodulator 2 aus der Summe von Nullspannungssystem ( $U_0$ ,

$U_0$ ,  $U_0$ ) und Soll-Spannungssystem ( $U_{R,soll}$ ,  $U_{S,soll}$ ,  $U_{T,soll}$ ) Schaltsignale für Leistungshalbleiterschalter bildet.

Von Vorteil ist dabei, dass durch Verwendung der beschriebenen Steuerverfahren ein Steuern der Verteilung der Schaltverluste ermöglicht ist und somit ein gleichmäßigerer

5 Temperaturverlauf erreichbar ist.

Beim Zwischenschalten der dritten Winkelbereiche ist von Vorteil, dass kein direkter Übergang von ersten zu zweiten Winkelbereichen vorliegt und damit auch kein Sprung vom minimalen zum maximalen Nullspannungssystem oder umgekehrt vorliegt, wodurch kein  
10 Knackgeräusch, Summen oder anderes Geräusch entsteht. Außerdem ist das Verhalten des Nullspannungssystems in den dritten Winkelbereichen derart wählbar, dass die Spannungsänderung pro Zeit immer unter einem kritischen Wert bleibt, ab dem eine hörbare Geräuschbildung oder eine störende Geräuschbildung auftritt. Außerdem ist die Lösung kostengünstig als Software realisierbar. Darüber hinaus werden Schaltverluste in den  
15 steuerbaren Leistungshalbleiter-Schaltern eines pulsdauermodulierten Umrichters reduziert, ohne dass eine unerwünschte Geräuschbildung auftritt. Zusätzlich wird auch eine sonst bekannte Vorrichtung nur um die erfindungsgemäß notwendigen Mittel zur Bildung des Rechenwerks und Funktionsspeichers erweitert.

20 Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung weist das Rechenwerk mindestens einen Minimalwertbildner und mindestens einen Maximalwertbildner auf. Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung wird der Ausgangswert des Funktionsspeichers im Rechenwerk einem ersten und einem zweiten Addierer zugeführt. Bei einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung sind die Addierer derart gestaltet, dass für den Ausgangswert des ersten  
25 Addierers auf den Ausgangswert des Funktionsspeichers ein positiver Wert, wie 1 oder dergleichen, addiert wird und dass für den Ausgangswert des zweiten Addierers auf den Ausgangswert des Funktionsspeichers ein negativer Wert, wie -1 oder dergleichen, addiert wird und dass die Ausgangswerte der Addierer jeweils einem ersten und zweiten Multiplizierer zugeführt werden, wobei dem ersten  
30 Multiplizierer auch  $U_z/2$ , vermindert um den Ausgangswert des Maximalwertbildners, zugeführt wird und wobei dem zweiten Multiplizierer auch  $-U_z/2$ , vermindert um den Ausgangswert des Minimalwertbildners, zugeführt wird, und dass die Ausgangswerte der Multiplizierer einem Subtrahierer zugeführt werden und der Ausgang dieses Subtrahierers einem Multiplizierer oder einem Proportionalglied zur Bildung der Spannung  $U_0$  zugeführt  
35 wird. Von Vorteil ist dabei, dass Standardmittel verwendet werden.

Weitere vorteilhafte erfindungsgemäße Ausgestaltungen ergeben sich aus den Unteransprüchen.

## Bezugszeichenliste

- |      |                                        |
|------|----------------------------------------|
| 1    | Funktionsgenerator                     |
| 5 2  | Pulsweitenmodulator                    |
| 3    | Minimalwertbildner                     |
| 4    | Maximalwertbildner                     |
| 5    | Funktionsgenerator für Dreieckspannung |
| 6    | Komparator                             |
| 10 7 | Rechenwerk                             |
| 8    | Funktionsspeicher                      |

Die Erfindung wird nun anhand von Abbildungen näher erläutert:

In der Figur 1 ist ein Blockdiagramm der erfindungsgemäßen Steuervorrichtung und des Steuerverfahrens dargestellt.

5

In der Figur 2a ist eine Sprünge aufweisende Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 gezeigt, in der Figur 2b ist der zu Figur 2a gehörige Verlauf des Nullspannungssystems ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) gezeigt, wobei die Sollspannung einen kleinen Betrag hat. In der Figur 2c ist der daraus sich ergebende Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems gezeigt.

10

In der Figur 3a ist eine Sprünge aufweisende Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 gezeigt, in der Figur 3b ist der zu Figur 3a gehörige Verlauf des Nullspannungssystems ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) gezeigt, wobei die Sollspannung einen großen Betrag hat. In der Figur 3c ist der daraus sich ergebende Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems

15 gezeigt.

In der Figur 4a ist eine Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 mit stetigem Funktionsverlauf gezeigt, in der Figur 4b ist der zu Figur 4a gehörige Verlauf des Nullspannungssystems ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) gezeigt, wobei die Sollspannung einen kleinen Betrag hat. In der Figur 4c ist der

20 daraus sich ergebende Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems gezeigt.

In der Figur 5a ist eine Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 mit stetigem Funktionsverlauf gezeigt, in der Figur 5b ist der zu Figur 5a gehörige Verlauf des Nullspannungssystems ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) gezeigt, wobei die Sollspannung einen großen Betrag hat. In der Figur 5c ist der

25 daraus sich ergebende Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems gezeigt.

In der Figur 6a ist eine Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 mit stetigem Funktionsverlauf

30 gezeigt, in der Figur 6b ist der zu Figur 6a gehörige Verlauf des Nullspannungssystems ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) gezeigt, wobei die Sollspannung einen großen Betrag hat und ein optimierter Steuerwinkel verwendet wird. In der Figur 6c ist der daraus sich ergebende Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems gezeigt.

35 In der Figur 1 ist der wesentliche Teil der Steuervorrichtung und/oder des Steuerverfahrens bei einem erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel skizziert. Der Funktionsgenerator 1 bildet



aus dem Spannungsraumzeiger, der durch Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$  beschrieben wird, mittels Funktionstabellen, die beispielhaft einen sinusförmigen Verlauf beinhalten, ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , auf das ein Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aufsummiert wird. Das resultierende Spannungssystem  $(U_R, U_S, U_T)$  wird einem

5 Pulsweitenmodulator 2 zugeführt. Zur Generierung der Schaltsignale  $(S_R, S_S, S_T)$  für die steuerbaren Leistungshalbleiterschalter des Umrichters wird hierzu die Dreieckspannung des Funktionsgenerators 5 von Komparatoren 6 mit dem resultierenden Spannungssystem  $(U_R, U_S, U_T)$  verglichen.

10 Der Funktionsgenerator 1 bildet bei dem erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel beispielhaft das Soll-Spannungssystem gemäß  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll}) = (|U| \cdot \cos(\arg(U)), |U| \cdot \cos(\arg(U) - 120^\circ), |U| \cdot \cos(\arg(U) - 240^\circ))$ .

Der Pulsweitenmodulator 2 wird derart betrieben, dass bei positiver und negativer

15 Vollaussteuerung einer Phase des resultierenden Spannungssystems  $(U_R, U_S, U_T)$  keine Umschaltung des Schaltsignals innerhalb einer Modulationsperiode des Pulsweitenmodulators 2 stattfindet.

Das Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  wird vom Rechenwerk 7 aus dem Soll-

20 Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  und der Steuergröße  $v$  gebildet. Die Steuergröße  $v$  ergibt sich als Ausgangswert des Funktionsspeichers 8, der als Eingangswert die Größe  $\gamma$  aufweist, die die Summe aus dem Winkel des Spannungs-Raumzeigers und aus dem Steuerwinkel  $\varphi$  darstellt.

Der Steuerwinkel  $\varphi$  wird von einer übergeordneten Regelung angeboten, die entweder

25 spannungsgeführt oder stromgeregelt ausgeführt ist.

Im Funktionsspeichers 8 ist ein winkelabhängiger Funktionsverlauf mit einem Wertebereich abgelegt, dessen Werte einen Betrag kleiner oder gleich 1 aufweisen.

30 Das Rechenwerk 7 umfasst einen Minimalwertbildner 3 und einen Maximalwertbildner 4, die einen Minimalwert beziehungsweise einen Maximalwert aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  bilden. Die maximale Nullspannung wird aus der Differenz von  $U_Z/2$  und dem gebildeten Maximalwert bestimmt. Ebenso wird die minimale Nullspannung wird aus der Differenz von  $-U_Z/2$  und dem gebildeten Minimalwert bestimmt. Die maximale Nullspannung

35 wird mit der um 1 vergrößerten Steuergröße  $v$  multipliziert. Die minimale Nullspannung wird

mit der um 1 verminderten Steuergröße  $v$  multipliziert. Die Differenz der beiden Multiplikationsergebnisse ergibt nach Halbierung die Spannung  $U_0$ , aus dem das Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  gebildet wird.

- 5 Vorteiligerweise sind bei weiteren Ausführungsbeispielen die An- und Abstiegsflanken der im Funktionsspeicher 8 eingegebenen Funktion. Sie verlaufen nicht senkrecht, also mit unendlicher Steigung, wie bei einem Schalter oder dergleichen, sondern mit einer endlichen Steigung. Somit grenzen also die Winkelbereiche maximaler oder minimaler Nullspannungskomponente nicht unmittelbar aneinander an, sondern sind durch zusätzliche
- 10 Winkelbereiche endlicher Steigung voneinander getrennt, in denen ein stetiger Übergang von minimaler Nullspannungskomponente auf maximale Nullspannungskomponente und umgekehrt stattfindet.

Da die genannten Winkelbereiche im Vergleich zu den Bereichen mit maximaler und

15 minimaler Nullspannungskomponente klein gewählt werden können, ergeben sich nur geringe Einbußen bei der Einsparung von Schaltverlusten. Besonders vorteilhaft ist aber die erzielte Unterdrückung der Geräuschbildung, da die erwähnten Knackgeräusche im Wesentlichen vermieden werden.

- 20 In diesen Winkelbereichen kann die skalare Spannung  $U_0$  des Nullspannungssystems  $(U_0, U_0, U_0)$  Werte zwischen  $U_z/2$  oder  $-U_z/2$  annehmen. Bei einer analogen Ausführung des Steuerverfahrens ist ein stetiger Übergang vorteilhaft. Je, flacher die ansteigenden und abfallenden Flanken desto geringer ist die Geräuschbildung. Nachteilig bei dem langsamerem Ansteigen oder Abfallen der Flanken ist hingegen, dass der für die Flattop-
- 25 Winkelbereiche zur Verfügung stehende Winkelbereich sich vermindert.

- Bei einem zeitdiskret arbeitenden System werden viele Größen, wie beispielsweise auch die Größe  $\gamma$ , für jeden Zeitschritt neu berechnet. Insbesondere ist die Winkeldifferenz zweier aufeinanderfolgender Zeitschritte des Wertes  $\arg(U)$  bei größerer Drehzahl größer. Die
- 30 Steuergröße  $v$  verhält sich in entsprechender Weise. Bei einem erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel beträgt die Zykluszeit, also die Zeitdifferenz zweier aufeinanderfolgender Zeitschritte,  $250\mu\text{s}$ . Bei einem Winkelbereich für Zwischenwerte von  $10^\circ$  und einer elektrischen Frequenz bis  $111\text{Hz}$  ist gewährleistet, dass beim Übergang von maximalem auf minimales Nullspannungssystem mindestens für einen Zeitschritt ein Wert zwischen  $U_z/2$  und

- $U_z/2$  angenommen wird. Bei kleineren elektrischen Frequenzen wird für mehr Zeitschritte ein Zwischenwert angenommen.

Wichtig bei der Geräuschbildung ist der Kennwert 'Spannungsänderung pro Zeit' des zeitlichen Verlaufs von  $U_0$ , da bei einer schnellen großen Spannungsänderung jeweils lautere Geräusche entstehen als bei einer langsamen kleinen Spannungsänderung pro Zeitschritt oder Zykluszeit des zeitdiskret arbeitenden Systems.

Bei sehr großen elektrischen Frequenzen wird üblicherweise die Eckdrehzahl und damit Spannungswerte nahe der Vollaussteuerung erreicht, weshalb in diesen Fällen die Spannungsänderung begrenzt ist, da sich dann maximales und minimales Nullspannungssystem nur geringfügig unterscheiden. Der Kennwert 'Spannungsänderung pro Zeit' bleibt dann ohnehin sehr klein. Zwischenwerte tragen dann nicht mehr wesentlich zur Reduzierung der Geräusche bei.

Bei einem erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel wird in der Funktionstabelle eine Ausdehnung von  $10^\circ$  für die Winkelbereiche mit Zwischenwerten gewählt. Dies stellt einen sehr guten Kompromiss zwischen Reduzierung der Schaltverluste und Geräuschentwicklung dar. Bei einem anderen erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel kann auch ein Winkelbereich von  $3^\circ$  bis  $30^\circ$  gewählt werden, wobei die Geräusche auch reduziert sind.

In einem besonders vorteilhaften Ausführungsbeispiel ist ein Wert für den Kennwert Spannungsänderung pro Zeit vorgebar und wird zur Bestimmung des Verlaufs der Funktionstabelle verwendet.

Durch geeignete Wahl des Winkels  $\varphi$  können die Flattop-Bereiche so verschoben werden, dass sie bezüglich der Ausgangsströme bestmöglich in der Nähe deren Maximums liegen, was die Effektivität bezüglich der Einsparung von Schaltverlusten steigert, insbesondere dann, wenn der Winkel fortwährend dem Betriebspunkt des Motors angepasst wird.

Dem Funktionsspeicher 8 ist ein Rechenwerk 7 nachgeschaltet, das die Spannung  $U_0$  aus Momentanwerten des maximalen und minimalen Phasenpotentials, sowie der momentanen Zwischenkreisspannung  $U_z$  und dem Ausgangswert des Funktionsspeichers  $v$  gemäß folgender Formel berechnet:

$$U_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[ (v + 1) \cdot \left( \frac{U_z}{2} - \text{Max}(U_{R,\text{soll}}, U_{S,\text{soll}}, U_{T,\text{soll}}) \right) - (v - 1) \cdot \left( \frac{-U_z}{2} - \text{Min}(U_{R,\text{soll}}, U_{S,\text{soll}}, U_{T,\text{soll}}) \right) \right]$$

- Damit geht einher dass bei dem Wert  $v = 1$ , das maximale Nullspannungssystem ( $U_{0,\text{MAX}}, U_{0,\text{MAX}}, U_{0,\text{MAX}}$ ) und dem Wert  $v = -1$  das minimale Nullspannungssystem ( $U_{0,\text{MIN}}, U_{0,\text{MIN}}, U_{0,\text{MIN}}$ ) auf das Soll-Spannungssystem ( $U_{R,\text{soll}}, U_{S,\text{soll}}, U_{T,\text{soll}}$ ) addiert wird. Für Werte  $v$  zwischen 1 und -1 nimmt die Nullspannung  $U_0$  Werte zwischen  $U_{0,\text{MAX}}$  und  $U_{0,\text{MIN}}$  anteilig an. Das so gebildete Nullspannungssystem ( $U_0, U_0, U_0$ ) wird auf das Soll-Spannungssystem ( $U_{R,\text{soll}}, U_{S,\text{soll}}, U_{T,\text{soll}}$ ) addiert.
- 10 Bei weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispielen werden andere Formeln verwendet, die aber im Wesentlichen das gleiche Schaltverhalten zur Folge haben. Beispielsweise können alle in der obigen Formel verwendeten Werte gefiltert werden. Außerdem kann die Formel um Faktoren und/oder Summanden modifiziert werden, die bei einer diskreten Realisierung im Rahmen der Diskretisierung der Ausgangsgröße bleiben.
- 15 Ein weiterer Vorteil ist, dass bei dem erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel die bekannten Flattop-Verfahren sich als Sonderfälle ergeben, wenn entsprechende Funktionen im Funktionsspeicher 8 abgelegt werden. Wenn beispielsweise der Funktionsspeicher 8 für alle Werte von  $\gamma$  den Wert  $v = 0$  enthält, ergibt sich ein Steuerverfahren mit voller
- 20 Spannungsausnutzung, das aber keine Flattops aufweist. Für die Wahl  $v = -1$  oder  $v = +1$  für alle Werte von  $\gamma$  ergibt sich ein 120° Flattop-Verfahren.
- In der Figur 2a ist eine Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 mit sprunghaften Übergängen gezeigt, die einem schaltenden Verhalten entsprechen. Diese wird im Funktionsspeicher 8
- 25 hinterlegt und der Winkel  $\varphi$  zu Null vorgegeben. Somit ergibt sich ein 60°-Flattop-Verfahren, bei welchem die Flattop-Winkelbereiche jeweils symmetrisch um ein Maximum oder ein Minimum einer Phase des Sollspannungssystems angeordnet sind. In der Figur 2b ist der zugehörige Verlauf der Spannung  $U_0$  gezeigt, wobei der Betrag des Spannungsraumzeigers  $|U| = 100\text{V}$ , die Zwischenkreisspannung  $U_z = 500\text{V}$  und der Steuerwinkel  $\varphi = 0^\circ$  gewählt ist. In
- 30 der Figur 2c ist der zugehörige Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems gezeigt. Der Modulationsgrad  $m$  wird aus dem Quotienten aus der Länge und der maximal möglichen Länge des modulierenden Spannungszeigers für ein sinusförmig moduliertes Drehspannungssystem gebildet und ist bei dem beschriebenen Ausführungsbeispiel  $m = 0,35$ .

In den Figuren 3a, 3b, 3c sind dieselben entsprechenden Größen dargestellt wie bei den Figuren 2a, 2b, 2c, jedoch mit  $|U| = 250V$ . Daher zeigen auch alle Verläufe wiederum sprunghafte Übergänge oder Sprungstellen, die wiederum zur Erhöhung der

5 Geräuschbildung beitragen ebenso wie bei des Figuren 2a, 2b, 2c. Der Modulationsgrad beträgt  $m = 0.87$ .

In der Figur 4a ist eine Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 mit stetigen Übergängen gezeigt, die sich über jeweils  $10^\circ$  ausdehnen. Die Tabelle weist also auch eine nicht

10 vernachlässigbare Menge von Zwischenwerten zwischen -1 und 1 auf. Je nach Drehzahl und je nach Zykluszeit bei einer zeitdiskreten Ausführung wird eine verschieden große Anzahl dieser Zwischenwerte verwendet. In der Figur 4b ist der zugehörige Verlauf der Spannung  $U_0$  des Nullspannungssystems gezeigt, wobei  $|U| = 100V$ ,  $U_z = 500V$  und  $\varphi = 0^\circ$  gewählt ist. Der Modulationsgrad beträgt  $m = 0,35$ .

15 In der Figur 4c ist wiederum der zu Figur 4a gehörige Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems gezeigt. Alle Verläufe der Figuren 4a, 4b, 4c weisen keine sprunghaften, sondern stetige Übergänge auf. In jedem Fall ist die Spannungsänderung pro Zeit unterhalb eines endlichen Grenzwertes und somit beschränkt. Die Geräuschbildung ist somit unterdrückt oder zumindest reduziert.

20

In den Figuren 5a, 5b, 5c sind dieselben entsprechenden Größen dargestellt wie bei den Figuren 4a, 4b, 4c, jedoch mit  $|U| = 250V$ . Wiederum zeigen alle Verläufe stetige Übergänge und bewirken somit ebenso eine Reduzierung der Geräuschbildung. Der Modulationsgrad beträgt  $m = 0,87$ .

25

In der Figur 6a ist wiederum eine Wertetabelle des Funktionsspeichers 8 mit stetigen Übergängen gezeigt, die sich über jeweils  $10^\circ$  ausdehnen. In der Figur 6b ist der zugehörige Verlauf der Spannung  $U_0$  gezeigt, wobei  $|U| = 250V$ ,  $U_z = 500V$  und  $\varphi = -30^\circ$  ist. Weiterhin ist in Figur 6c der Verlauf der Spannung  $U_R$  der Phase R, sowie ein beispielhaft angenommener

30 Verlauf des Stroms  $I_R$  der Phase R gezeigt, der einen Phasenverschiebungswinkel von  $30^\circ$  gegenüber der Spannung  $U_R$  aufweist. Der Steuerwinkel ist mit  $\varphi = -30^\circ$  derart bestimmt, dass die Flattop-Winkelbereiche möglichst im Bereich der Maxima oder Minima des Stroms liegen. Dies ist deshalb günstig, weil die Schaltverluste der elektronischen Leistungshalbleiterschalter mit zunehmendem Strom anwachsen und im Flattop-

35 Winkelbereich nicht geschaltet wird. Je mehr also die Flattop-Winkelbereiche im Bereich

5 betragsmäßig großer Ströme liegen, desto größer ist auch die Reduzierung der Schaltverluste. Der Modulationsgrad beträgt  $m = 0,87$ . In der Figur 6c ist der zu Figur 6a gehörige Spannungsverlauf der Phase R des resultierenden Spannungssystems, die Lage der beschriebenen Flattop-Winkelbereiche und der Verlauf des Stroms der entsprechenden Phase R gezeigt.

Die Erfindung vereinigt also die Vorteile reduzierter Schaltverluste mit reduzierter Geräuschbildung.

10 Bei der Erfindung wird für die Werte  $v$  ein zeitlicher Verlauf vorgegeben, wobei in einem ersten erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel ein Rechtecksignal für den Wert  $v$  vorgegeben wird, welches die Werte 1 und  $-1$  abwechselnd annimmt, wie in Figur 7a dargestellt. Hierbei ist die Frequenz weit größer gewählt als die Frequenz der Spannungsverlauf der ebenfalls in Figur 7a dargestellten sinusförmigen Verläufe der Soll-  
15 Spannungen in den Phasen R, S, T, insbesondere größer als die dreifache Umrichter Ausgangsfrequenz, also größer als die dreifache Frequenz der Spannungsverläufe der Phasen R, S, T. In Figur 7a ist nur das Soll-Spannungssystem ( $U_{R,soll}$ ,  $U_{S,soll}$ ,  $U_{T,soll}$ ) gezeigt; es ist also noch kein Nullspannungssystem berücksichtigt.

20

In Figur 7b ist das sich ergebende Nullspannungssystem gezeigt, wobei entsprechend dem Rechtecksignal zwischen dem bestimmten maximalen und dem bestimmten minimalen Nullspannungssystem gewechselt wird. Die Frequenz des Wechsels ist deutlich höher als die Frequenz der sinusförmigen Verläufe der Sollspannungen in den Phasen R, S, T, die  
25 ebenfalls in Figur 7b sowie den nachfolgenden Figuren 7c, 7d und 7e gezeigt sind.

In der Figur 7c ist für die Phase R der Verlauf der Spannung  $U_R$  des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) gezeigt. Dabei ist also das Nullspannungssystem zum Sollspannungssystem berücksichtigt, insbesondere addiert.

30

In entsprechender Darstellung ist in der Figur 7d ist für die Phase S der Verlauf der Spannung  $U_S$  und in der Figur 7e der Verlauf der Spannung  $U_T$  des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) gezeigt.

Bei weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispielen ist die Frequenz des Rechtecksignals größer als der Reziprokwert der thermischen Zeitkonstante der Leistungshalbleiterschalter, welche in der Endstufe des Umrichters vorgesehen sind. Dabei sind je zwei der Schalter in Reihe geschaltet von der Zwischenkreisspannung versorgt, wobei  
5 am Mittelabgriff die jeweilige Phasenspannung zur Verfügung gestellt wird. Die Endstufe umfasst also drei solche Halbbrücken.

Außerdem ist die Frequenz des Rechtecksignals kleiner als die Pulsweitenmodulationsfrequenz des Umrichters. Diese beträgt beispielhaft 4 kHz, 8kHz oder  
10 16kHz. Aber auch andere Frequenzwerte sind vorsehbar, insbesondere auch zeitlich variierende Frequenzverläufe.

In einem weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel ist die Periodendauer des Rechtecksignals ein ganzzahliges Vielfaches der Pulsweitenmodulationsdauer.

15

In einem weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel ist statt des Rechtecksignals ein modifiziertes Rechtecksignal verwendet, das stetige Übergänge zwischen den Werten 1 und -1 umfasst.

20 In einem weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel sind die Plateaus des Rechtecksignals mit den Plateauwerten 1 und -1 derart kurz ausgeführt, dass sie sogar verschwinden und somit das modifizierte Rechtecksignal einem Trapezsignal gleicht, wenn der stetige Übergangsbereich jeweils durch lineare Funktionen realisiert ist.

25 In einem weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispiel ist das Rechtecksignal oder modifizierte Rechtecksignal pulswertenmoduliert vorgesehen. Auf diese Weise ist eine gesteuerte Verteilung der Schaltverluste auf die Schalter des Umrichters.

30 Bei weiteren erfindungsgemäßen Ausführungsbeispielen werden auch andere Umrichter, wie beispielsweise Multi-Level-Umrichter, eingesetzt.

## Patentansprüche:

1. Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere zur Reduzierung von Schaltverlusten unter
- 5 Vermeidung von Geräuschbildung,

wobei aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  gebildet wird,

- 10 und wobei ein Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  gebildet wird,

und wobei das aus der Summe von Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  und Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  resultierende Spannungssystem  $(U_R, U_S, U_T)$  einem

- 15 Pulsweitenmodulator 2 zur Bildung der Steuersignale  $(S_R, S_S, S_T)$  für die Leistungshalbleiterschalter des Umrichters zugeführt wird,

wobei

- 20 ■ erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem  $(U_{0,MAX}, U_{0,MAX}, U_{0,MAX})$  aufsummiert wird, und
- zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem  $(U_{0,MIN}, U_{0,MIN}, U_{0,MIN})$  aufsummiert wird,
- zeitlich abwechselnd vorgesehen sind,

- 25 ■ wobei das Wechseln mit einer derart hohen Frequenz ausgeführt wird, dass ein erster Winkelbereich, in welchem die Spannungswerte einer ersten Phase des resultierenden Spannungssystems ihren maximalen Wert erreichen, von einem zweiten Winkelbereich gefolgt wird, in welchem die Spannungswerte einer zweiten Phase des resultierenden Spannungssystems ihren minimalen Wert erreichen, und
- 30 worauf wiederum ein erster Winkelbereich folgt, in welchem die Spannungswerte der ersten Phase des resultierenden Spannungssystems wiederum ihren maximalen Wert erreichen.



2. Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere zur Reduzierung von Schaltverlusten unter Vermeidung von Geräuschbildung,

5 wobei aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  gebildet wird,

und wobei ein Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  gebildet wird,

10

und wobei das aus der Summe von Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  und Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  resultierende Spannungssystem  $(U_R, U_S, U_T)$  einem Pulsweitenmodulator 2 zur Bildung der Steuersignale  $(S_R, S_S, S_T)$  für die Leistungshalbleiterschalter des Umrichters

15 zugeführt wird,

wobei

■ erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem  $(U_{0,MAX}, U_{0,MAX}, U_{0,MAX})$  aufsummiert wird, und

20 ■ zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem  $(U_{0,MIN}, U_{0,MIN}, U_{0,MIN})$  aufsummiert wird, zeitlich abwechselnd vorgesehen sind,

■ wobei das Wechseln mit einer derart hohen Frequenz ausgeführt wird, dass Zeitabschnitte aufeinander folgen, innerhalb derer zwei, drei oder mehr erste und  
25 zwei, drei oder mehr zweite Winkelabschnitte vorgesehen sind, nur die Spannungswerte einer ersten und zweiten Phase des resultierenden Spannungssystems den Flattop-Bereich aufweisen, insbesondere also ihren betragsmäßig maximalen, insbesondere maximalen oder minimalen, Wert erreichen.

30

3. Steuerverfahren für einen pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere zur Reduzierung von Schaltverlusten unter Vermeidung von Geräuschbildung,

5

wobei aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  gebildet wird,

und wobei ein Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  gebildet wird,

10

und wobei das aus der Summe von Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  und Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  resultierende Spannungssystem  $(U_R, U_S, U_T)$  einem Pulsweitenmodulator 2 zur Bildung der Steuersignale  $(S_R, S_S, S_T)$  für die

15 Leistungshalbleiterschalter des Umrichters zugeführt wird,

wobei

■ erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem  $(U_{0,MAX}, U_{0,MAX}, U_{0,MAX})$  aufsummiert wird, und

20

■ zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem  $(U_{0,MIN}, U_{0,MIN}, U_{0,MIN})$  aufsummiert wird,

zeitlich abwechselnd vorgesehen sind,

■ wobei das Wechseln mit einer Frequenz ausgeführt wird, die größer ist als der Reziprokwert der thermischen Zeitkonstante von elektronischen Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere IGBT oder MOSFET, des Umrichters.

25

4. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,  
**dadurch gekennzeichnet, dass**  
**die Frequenz unabhängig von der Ausgangsfrequenz des Umrichters vorgebar ist,**

5

**und/oder** die Frequenz kleiner ist als die Pulsweitenmodulationsfrequenz des Umrichters

und/oder die Frequenz des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) kleiner ist als 5 Hertz, insbesondere kleiner als 0,5 Hertz,

10

und/oder die Frequenz des resultierenden Spannungssystems ( $U_R$ ,  $U_S$ ,  $U_T$ ) kleiner ist als der Reziprokwert der thermischen Zeitkonstante von elektronischen Leistungshalbleiterschaltern, insbesondere IGBT oder MOSFET, des Umrichters.

15 5. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,  
**dadurch gekennzeichnet, dass**

die Periodendauer des Wechsels ein ganzzahliges Vielfaches, insbesondere mindestens das Doppelte, der Pulsweitenmodulationsdauer des Umrichters ist

20 und/oder das Wechseln pulsweitenmoduliert steuerbar ist, insbesondere zum Steuern der Verteilung der Schaltverluste der elektronischen Leistungshalbleiterschalter des Umrichters, wobei die zugehörige Pulsweitenmodulationsfrequenz für dieses pulsweitenmoduliert gesteuerten Wechseln kleiner ist als die Pulsweitenmodulationsfrequenz des Umrichters.

25 6. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,  
**dadurch gekennzeichnet, dass**

dritte Winkelbereiche vorgesehen sind, bei denen ein zwischen minimalem und maximalem Nullspannungssystem liegendes Nullspannungssystem aufsummiert wird,

30 und wobei die ersten und die zweiten stets nur dritte Winkelbereiche zum Nachbarn haben.

7. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,

**dadurch gekennzeichnet, dass**

die dritten Winkelbereiche einen quasistetigen Übergang von minimalem zum maximalem

5 Nullspannungssystem und/oder umgekehrt darstellen

und/oder die Spannung  $U_0$  des Nullspannungssystems ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) in den dritten Winkelbereichen diskrete Werte annimmt

10 und/oder zumindest die maximale Differenz zweier zeitlich aufeinander folgenden Werte als Kennwert vorgebar ist

und/oder der Steuerwinkel  $\varphi$  von einer übergeordneten, strom- oder spannungsgeführten Steuerung vorgegeben wird.

15

8. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,

**dadurch gekennzeichnet, dass**

der Steuerwinkel  $\varphi$  konstant vorgegeben wird

20 oder dass der Steuerwinkel  $\varphi$  eine Funktion des Winkels zwischen Strom-Raumzeiger und Spannungs-Raumzeiger ist

und/oder dass der Steuerwinkel  $\varphi$  auf einen Winkelbereich begrenzt wird,

25 9. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,

**dadurch gekennzeichnet, dass**

ein Funktionsspeicher 8 aus der Summe von Steuerwinkel  $\varphi$  und von  $\arg(U)$  eine Steuergröße  $v$  zur Beeinflussung des Nullspannungssystem ( $U_0$ ,  $U_0$ ,  $U_0$ ) bildet unter Verwendung einer Funktion und/oder Funktionstabelle.

30

10. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,

**dadurch gekennzeichnet, dass**

die Funktion und/oder Funktionstabelle

- 5 ■ erste Winkelbereiche, bei denen ein maximales Nullspannungssystem ( $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ,  $U_{0,MAX}$ ) aufsummiert wird,
- zweite Winkelbereiche, bei denen ein minimales Nullspannungssystem ( $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ,  $U_{0,MIN}$ ) aufsummiert wird und
- dritte Winkelbereiche, bei denen ein zwischen minimalem und maximalem
- 10 Nullspannungssystem liegendes Nullspannungssystem aufsummiert wird, aufweist
- und dass die ersten und die zweiten stets nur dritte Winkelbereiche zum Nachbarn haben,

15 11. Steuerverfahren nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,

**dadurch gekennzeichnet, dass**

im Rechenwerk 7 die Spannung  $U_0$  zur Bildung des Nullspannungssystems nach der Formel

$$U_0 = \frac{1}{2} \left[ (v + 1) \cdot \left( \frac{U_z}{2} - \text{Max}(U_{R.soll}, U_{S.soll}, U_{T.soll}) \right) - (v - 1) \cdot \left( \frac{-U_z}{2} - \text{Min}(U_{R.soll}, U_{S.soll}, U_{T.soll}) \right) \right]$$

20

bestimmt wird, wobei  $U_z$  die Zwischenkreisspannung des Umrichters darstellt.

12. Steuervorrichtung zur Durchführung eines Steuerverfahrens nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,

5

wobei die Steuervorrichtung von einem pulsweitengesteuerten Umrichter mit steuerbaren Leistungshalbleiterschaltern umfasst wird,

wobei ein Funktionsgenerator 1 aus einem Spannungsraumzeiger, umfassend Betrag  $|U|$  und

10 Winkel  $\arg(U)$ , ein Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  bildet,

und wobei ein Rechenwerk 7 zusammen mit einem Funktionsspeicher 8 ein

Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  aus dem Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$ , dem Winkel  $\arg(U)$  und einem Steuerwinkel  $\varphi$  bildet,

15

und wobei ein Pulsweitenmodulator 2 aus der Summe von Nullspannungssystem  $(U_0, U_0, U_0)$  und Soll-Spannungssystem  $(U_{R,soll}, U_{S,soll}, U_{T,soll})$  Schaltsignale für Leistungshalbleiterschalter bildet.

20 13. Steuervorrichtung nach dem vorhergehenden Anspruch,

**dadurch gekennzeichnet, dass**

der Umrichter Mittel zum Vorgeben des Steuerwinkels  $\varphi$  aufweist

und/oder die Mittel durch eine übergeordnete, strom- oder spannungsgeführte Steuerung

25 realisiert sind und/oder dass die Mittel zum Vorgeben des Steuerwinkels  $\varphi$  Eingabemittel sind

und/oder das Rechenwerk mindestens einen Minimalwertbildner 3 und mindestens einen Maximalwertbildner 4 aufweist.

14. Steuervorrichtung nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,  
**dadurch gekennzeichnet, dass**  
der Ausgangswert des Funktionsspeichers 8 im Rechenwerk 7 einem ersten und einem  
5 zweiten Addierer zugeführt wird

**und/oder dass**

die Addierer derart gestaltet sind, dass

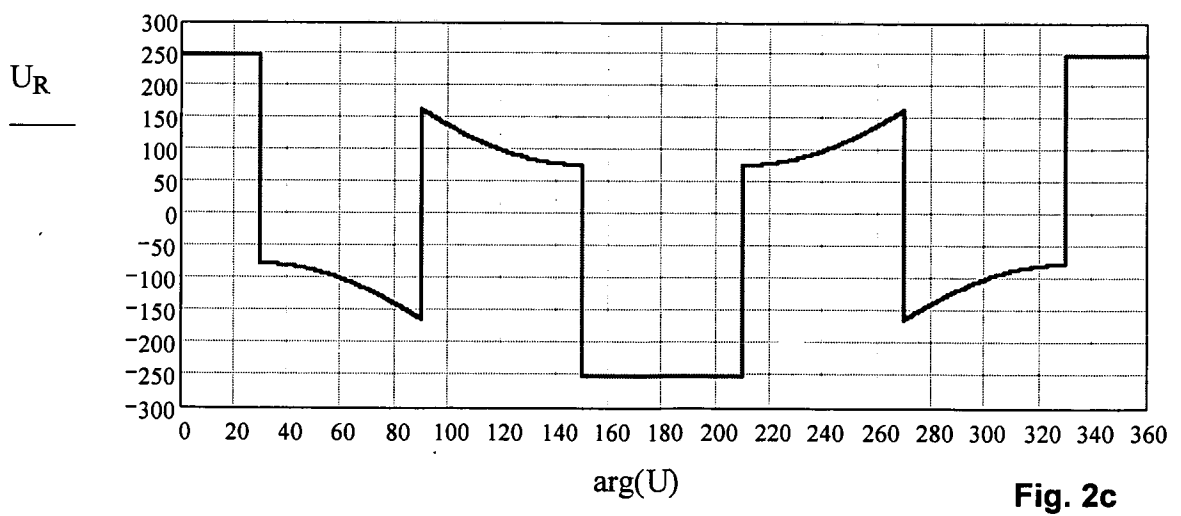
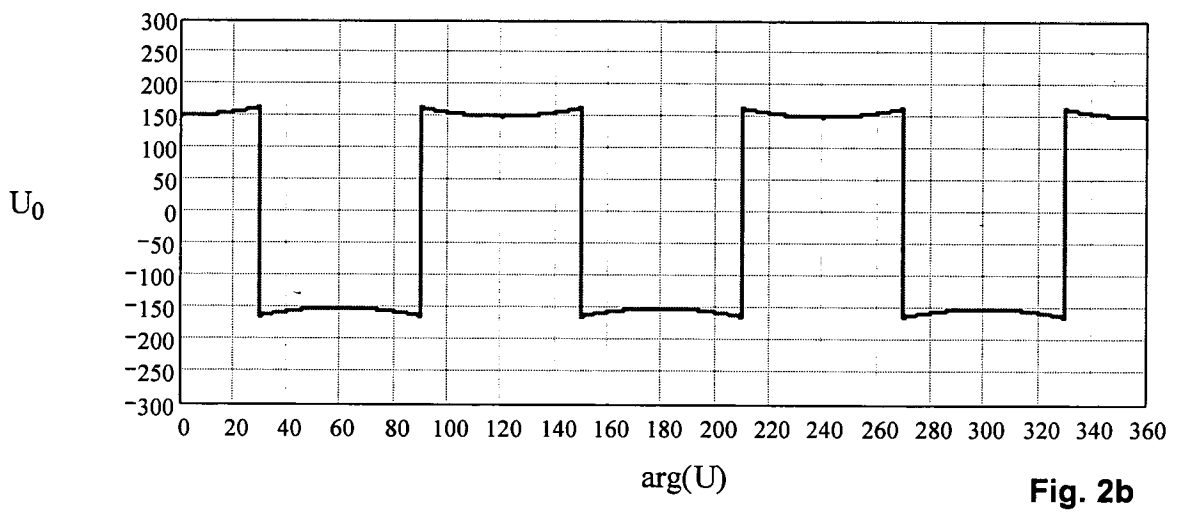
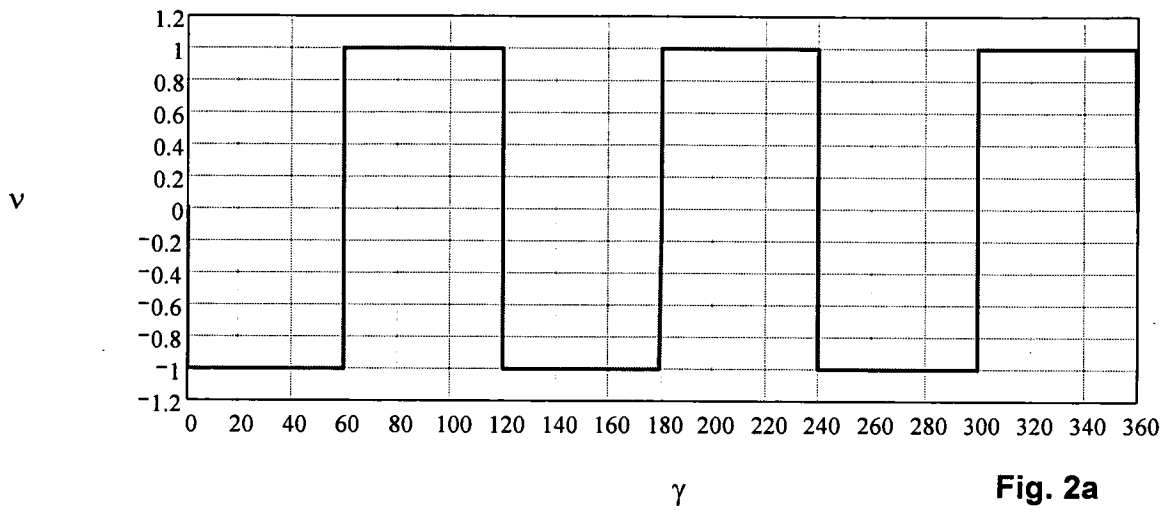
- 10 zur Bildung des Ausgangswerts des ersten Addierers auf den Ausgangswert des  
Funktionsspeichers 8 ein positiver Wert, wie 1 oder dergleichen, addiert wird und dass  
zur Bildung des Ausgangswerts des zweiten Addierers auf den Ausgangswert des  
Funktionsspeichers ein negativer Wert, wie -1 oder dergleichen, addiert wird und dass
- 15 der Ausgangswert des ersten Addierers mit der Differenz von  $U_z/2$  und Ausgangswert des  
Maximalwertbildners unter Verwendung eines ersten Multiplizierers multipliziert wird,  
der Ausgangswert des zweiten Addierers mit der Differenz von  $-U_z/2$  und Ausgangswert des  
Minimalwertbildners unter Verwendung eines zweiten Multiplizierers multipliziert wird,
- 20 und dass die Ausgangswerte der Multiplizierer einem Subtrahierer zur Differenzbildung  
zugeführt werden und diese Differenz einem Multiplizierer oder einem Proportionalglied zur  
Bildung der Spannung  $U_0$  zugeführt wird.

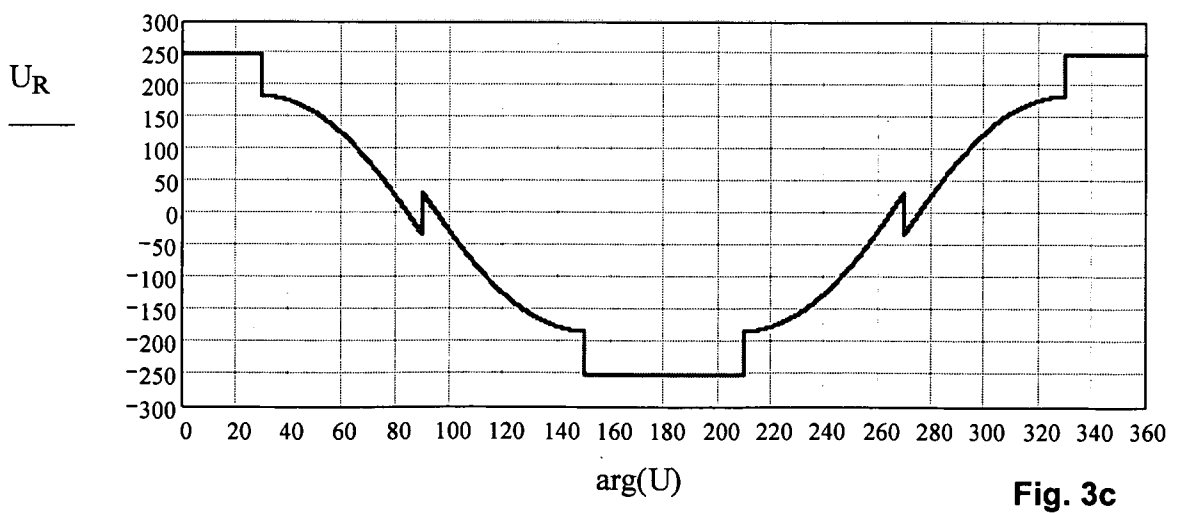
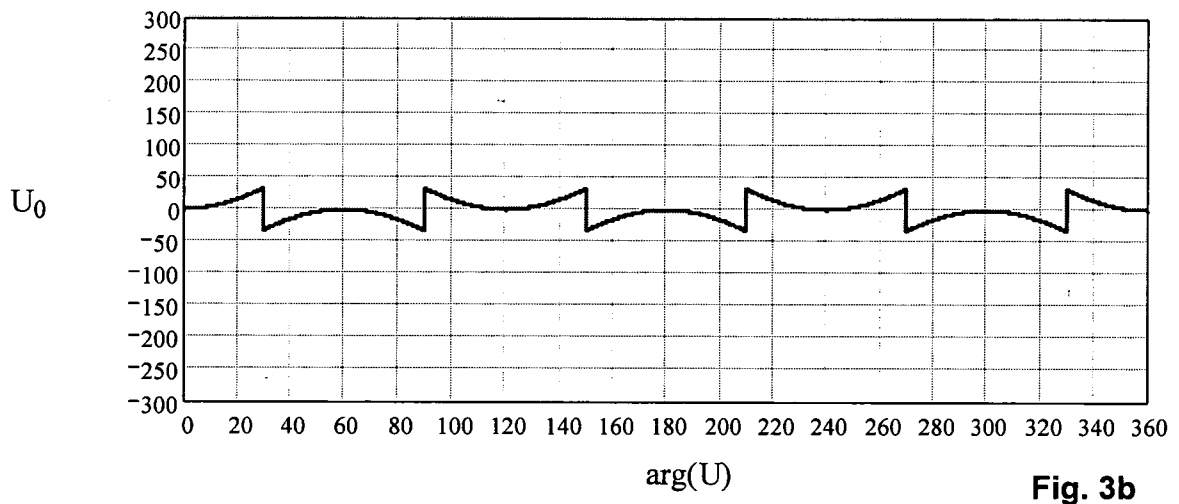
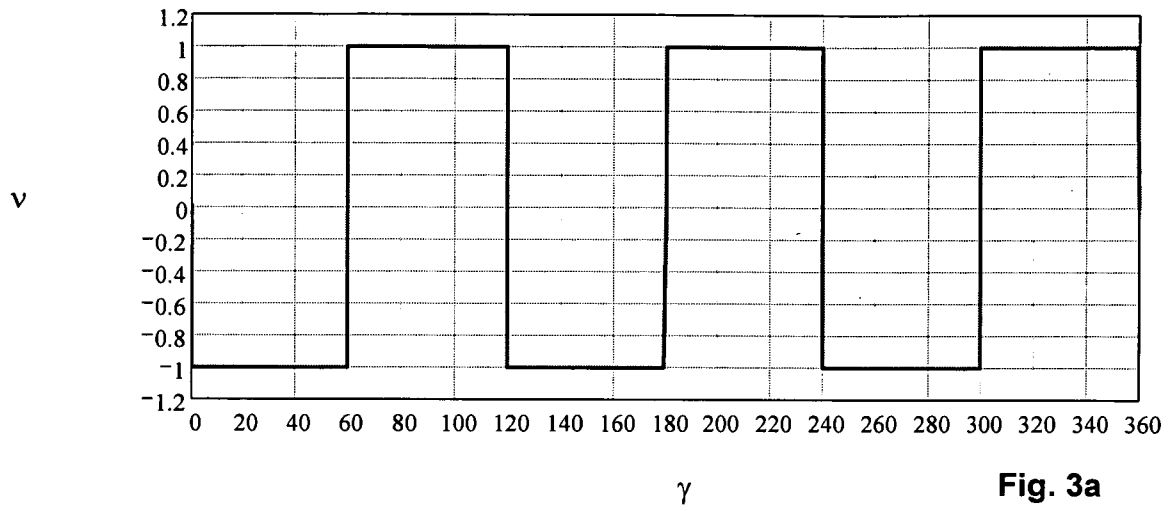
25

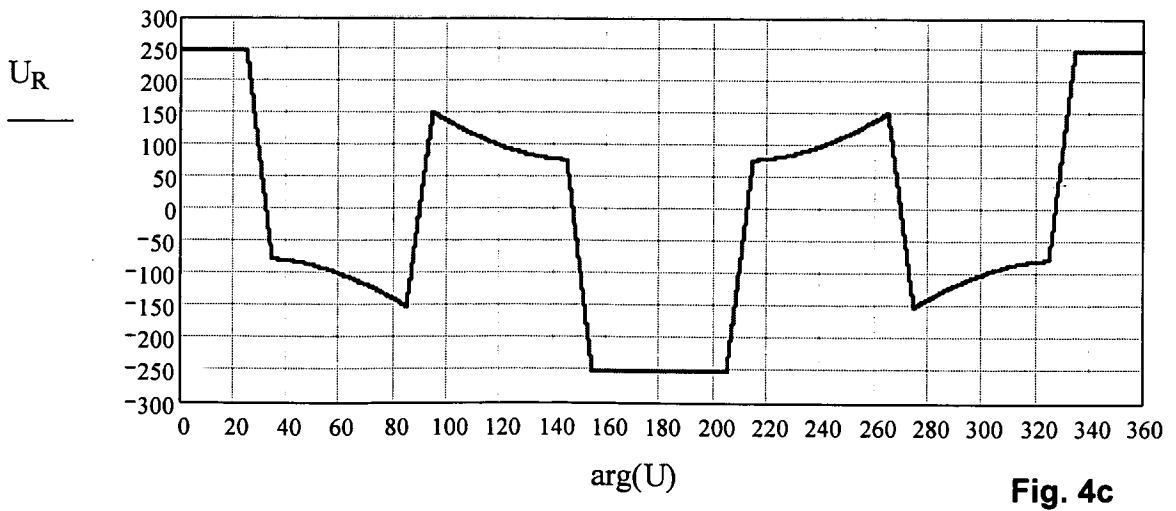
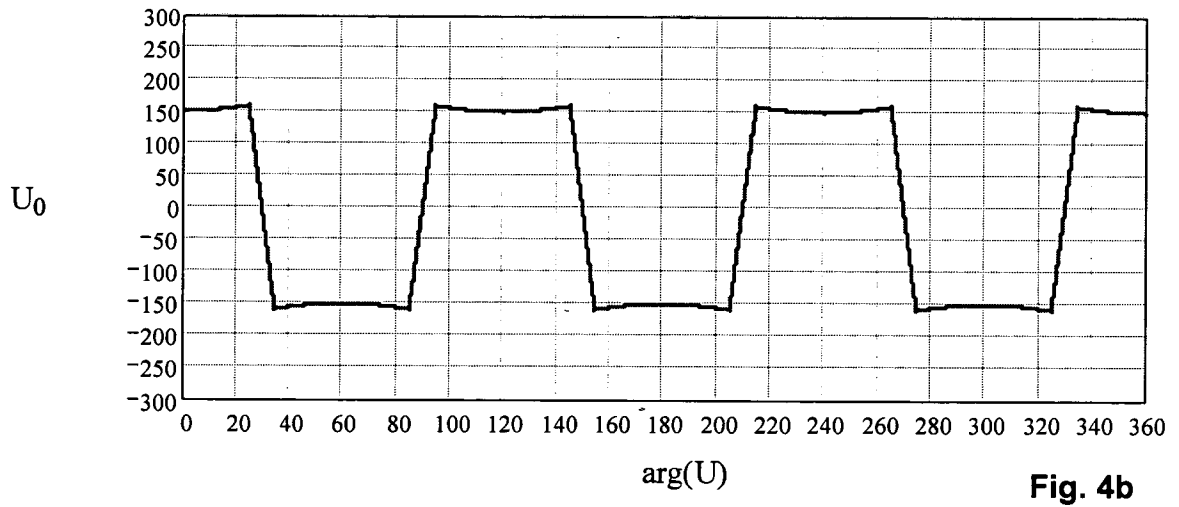
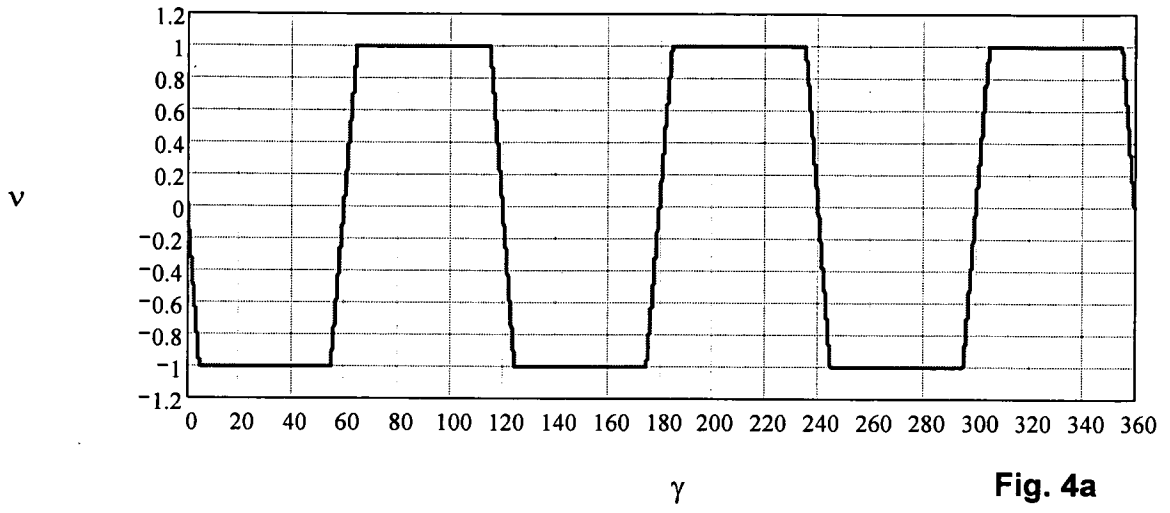
15. Steuervorrichtung nach mindestens einem der vorangegangenen Ansprüche,  
**dadurch gekennzeichnet, dass**  
die Steuervorrichtung einen Frequenzgenerator zur Erzeugung der Frequenz des Wechsels  
30 umfasst.

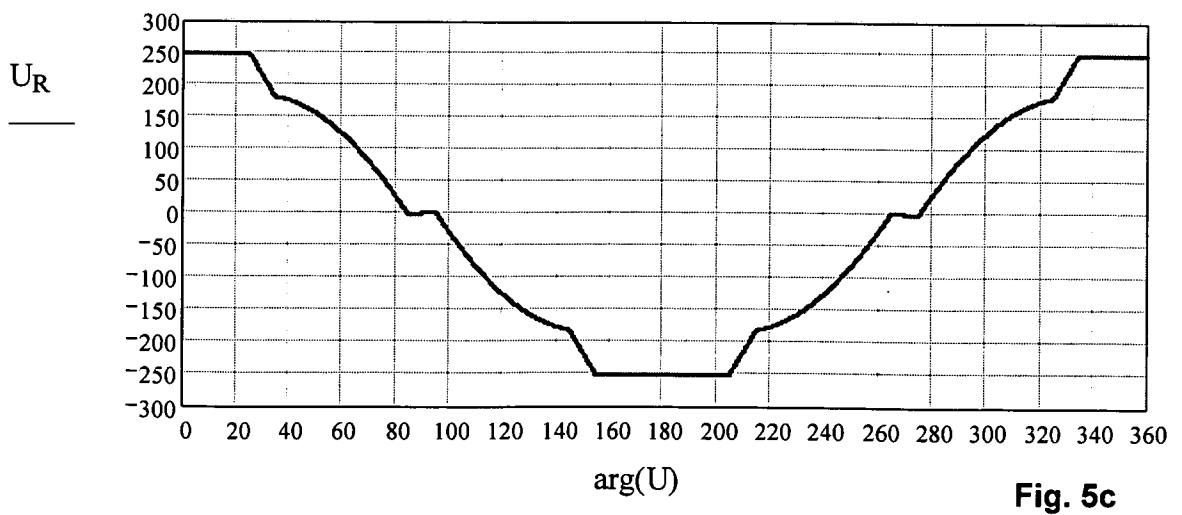
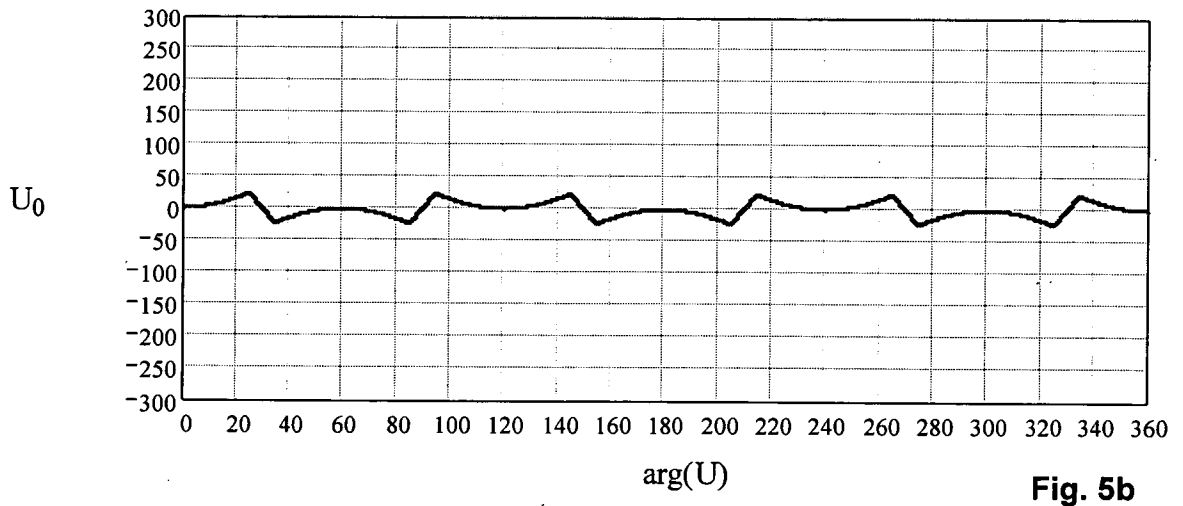
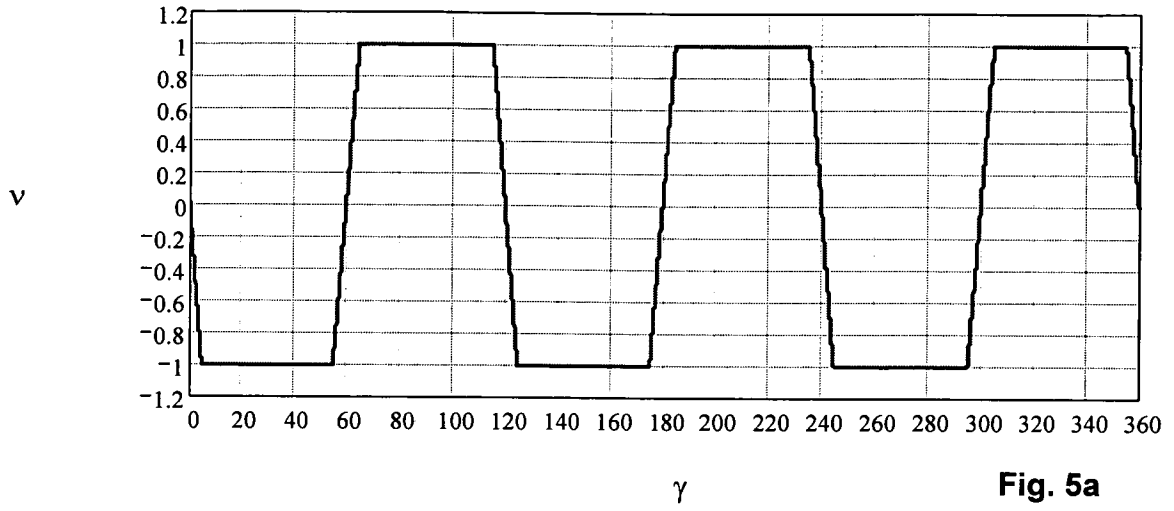


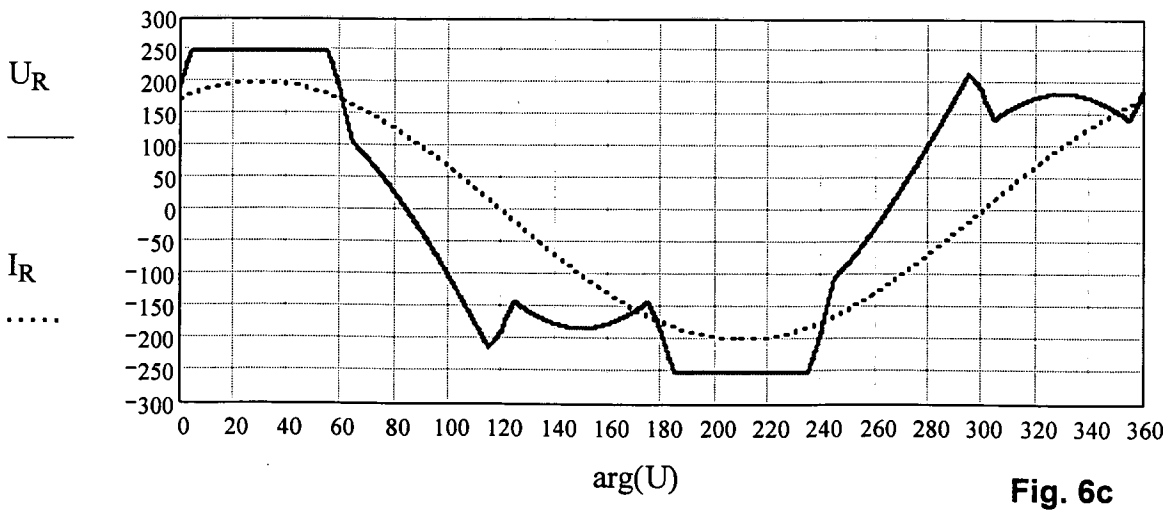
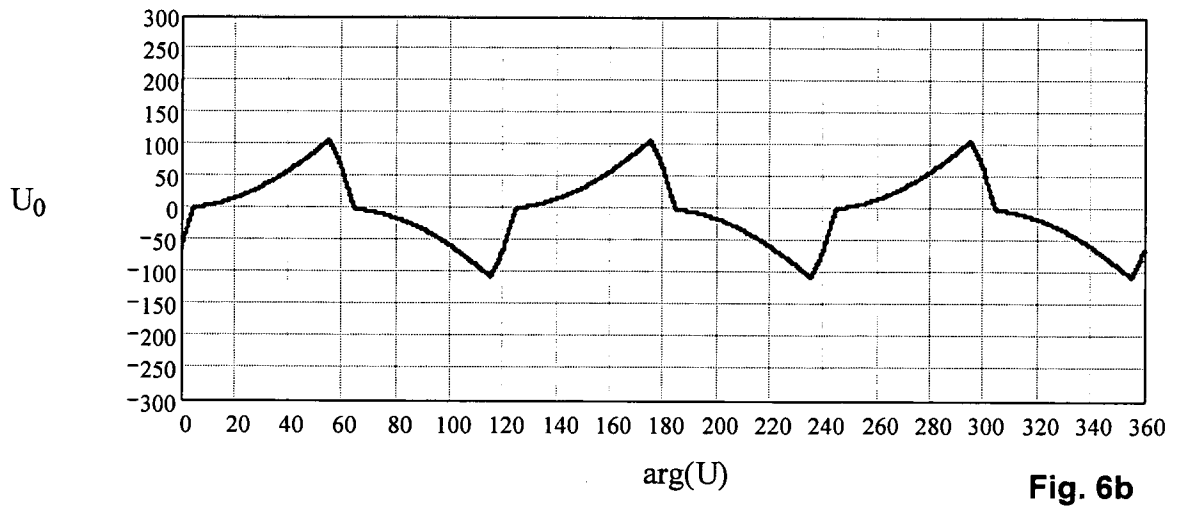
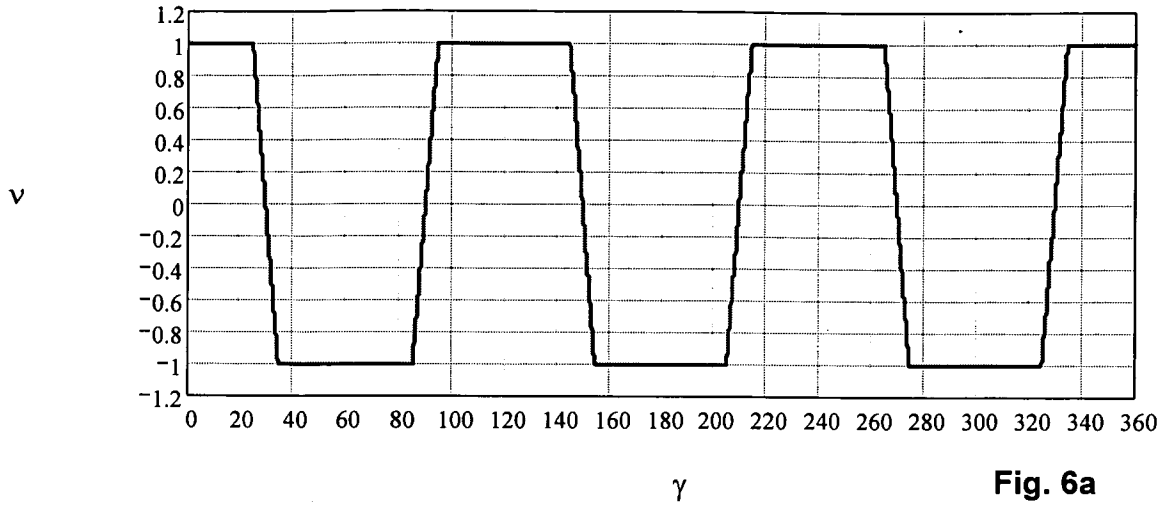












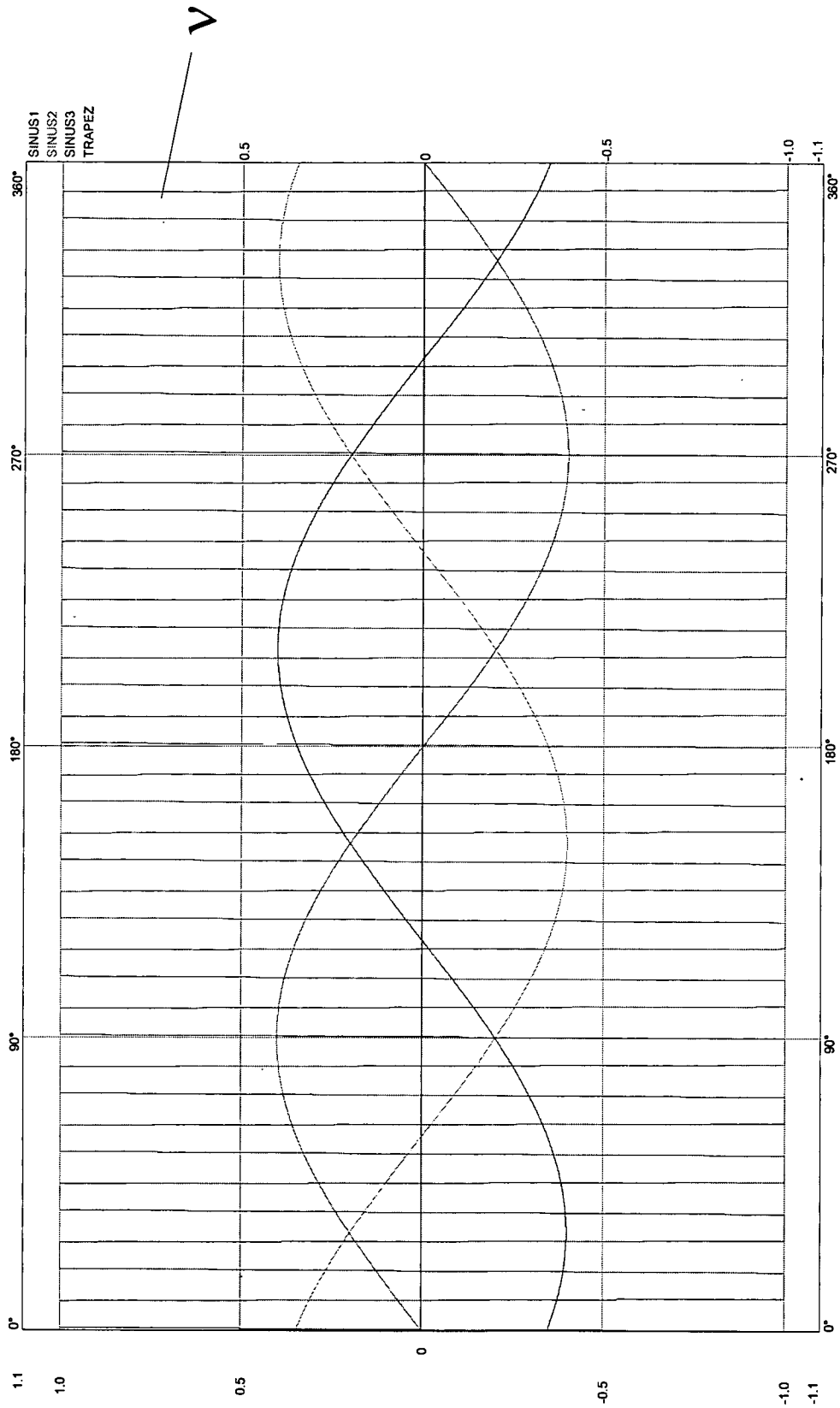


Fig. 7a

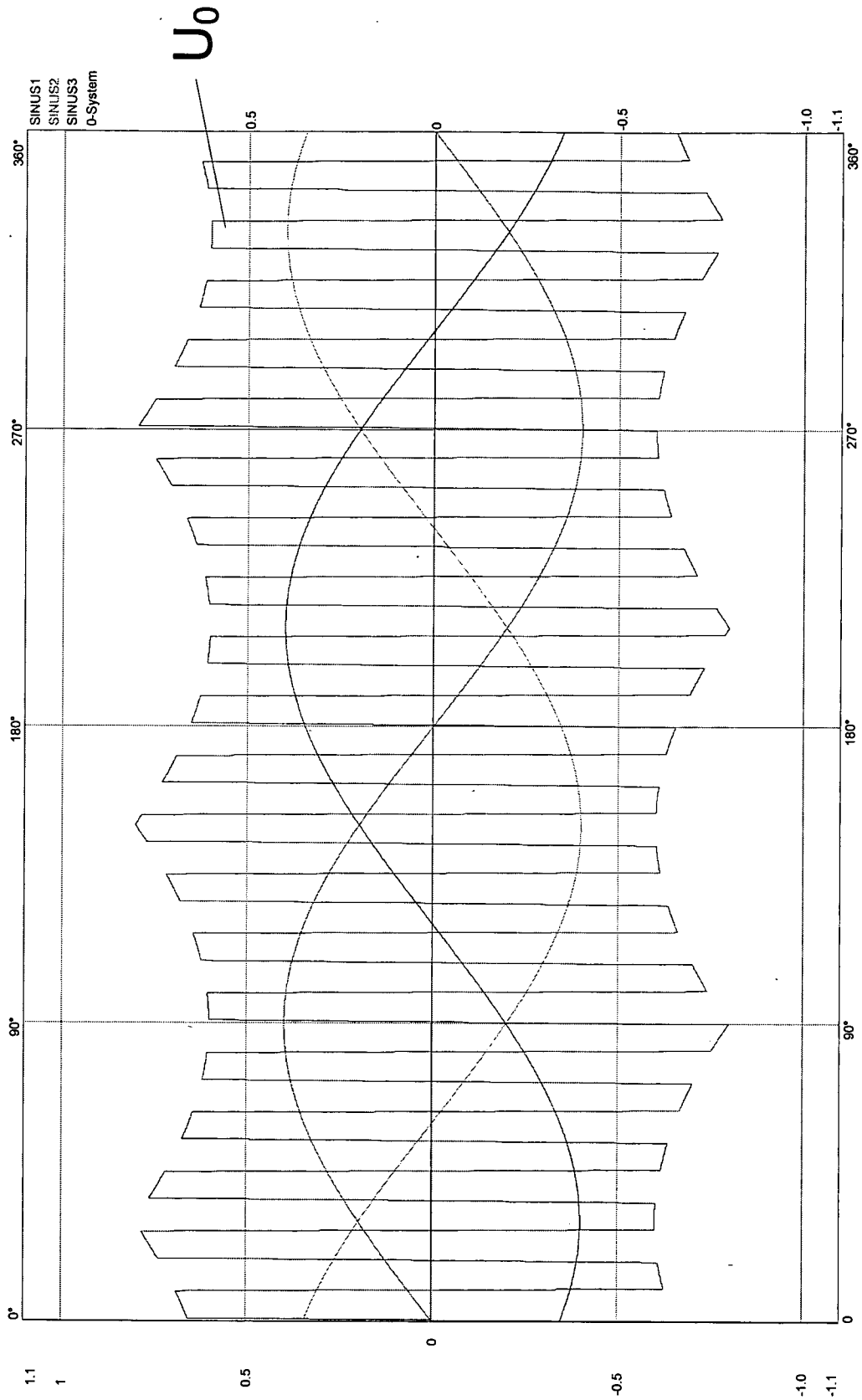


Fig. 7b

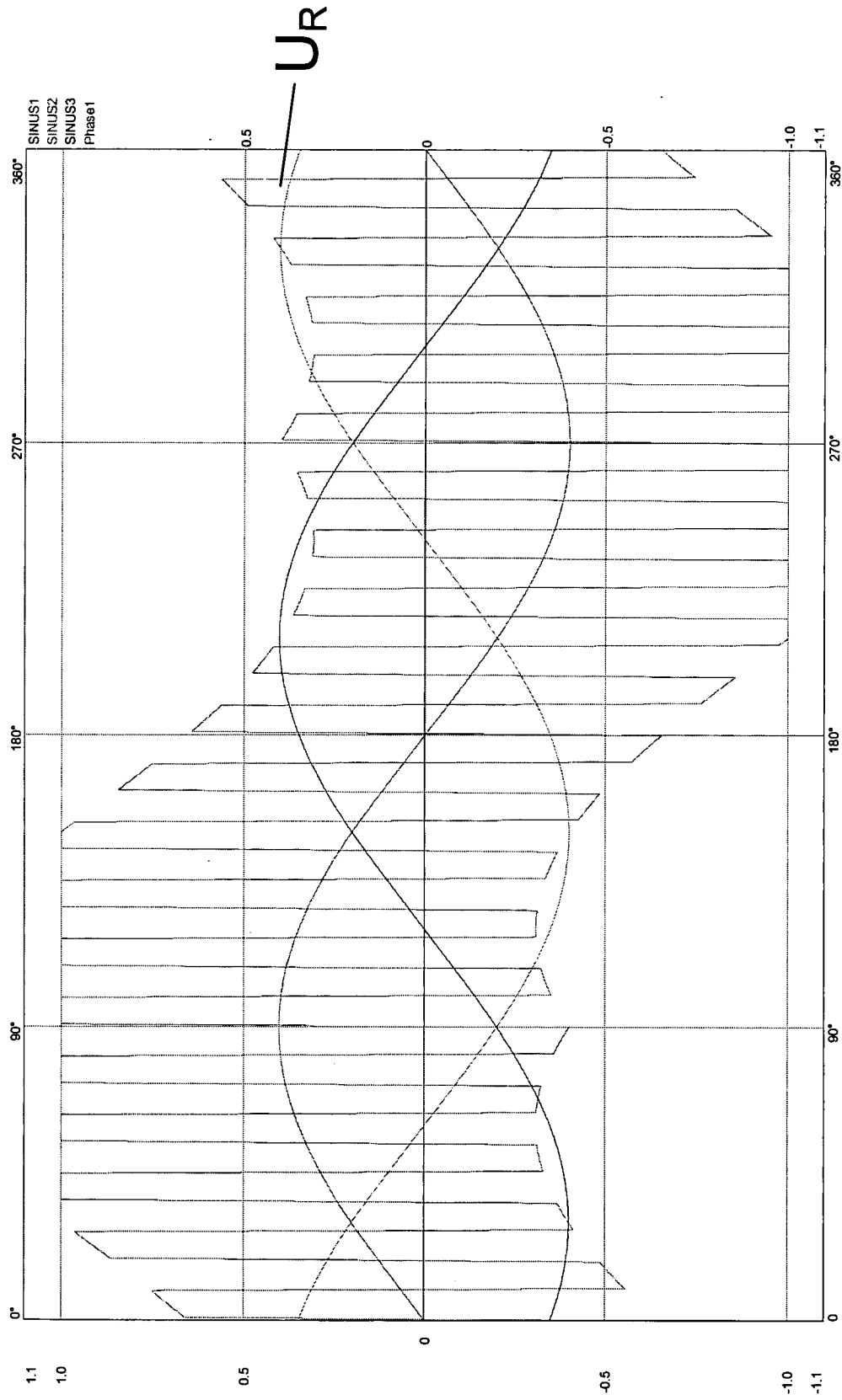


Fig. 7c



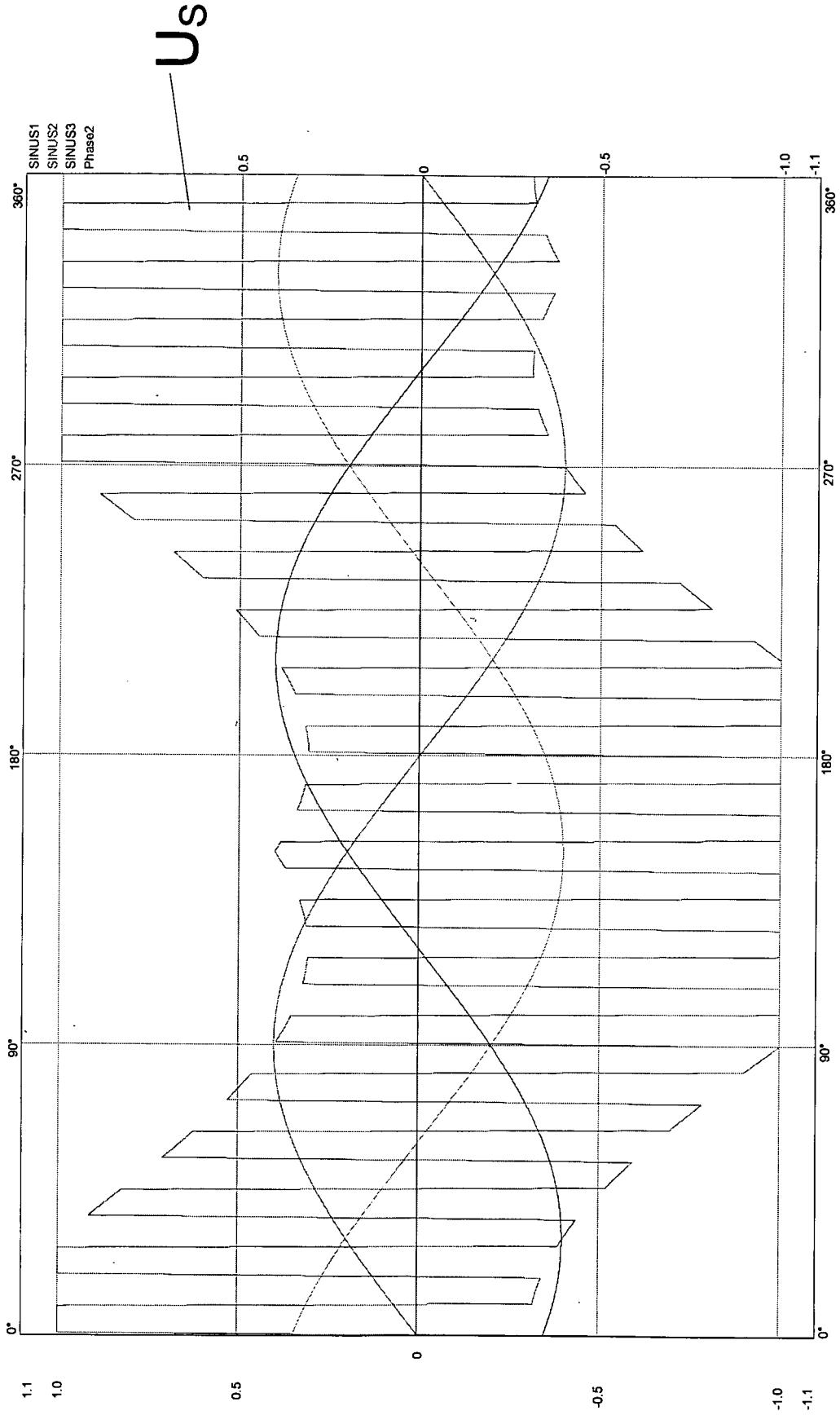


Fig. 7d

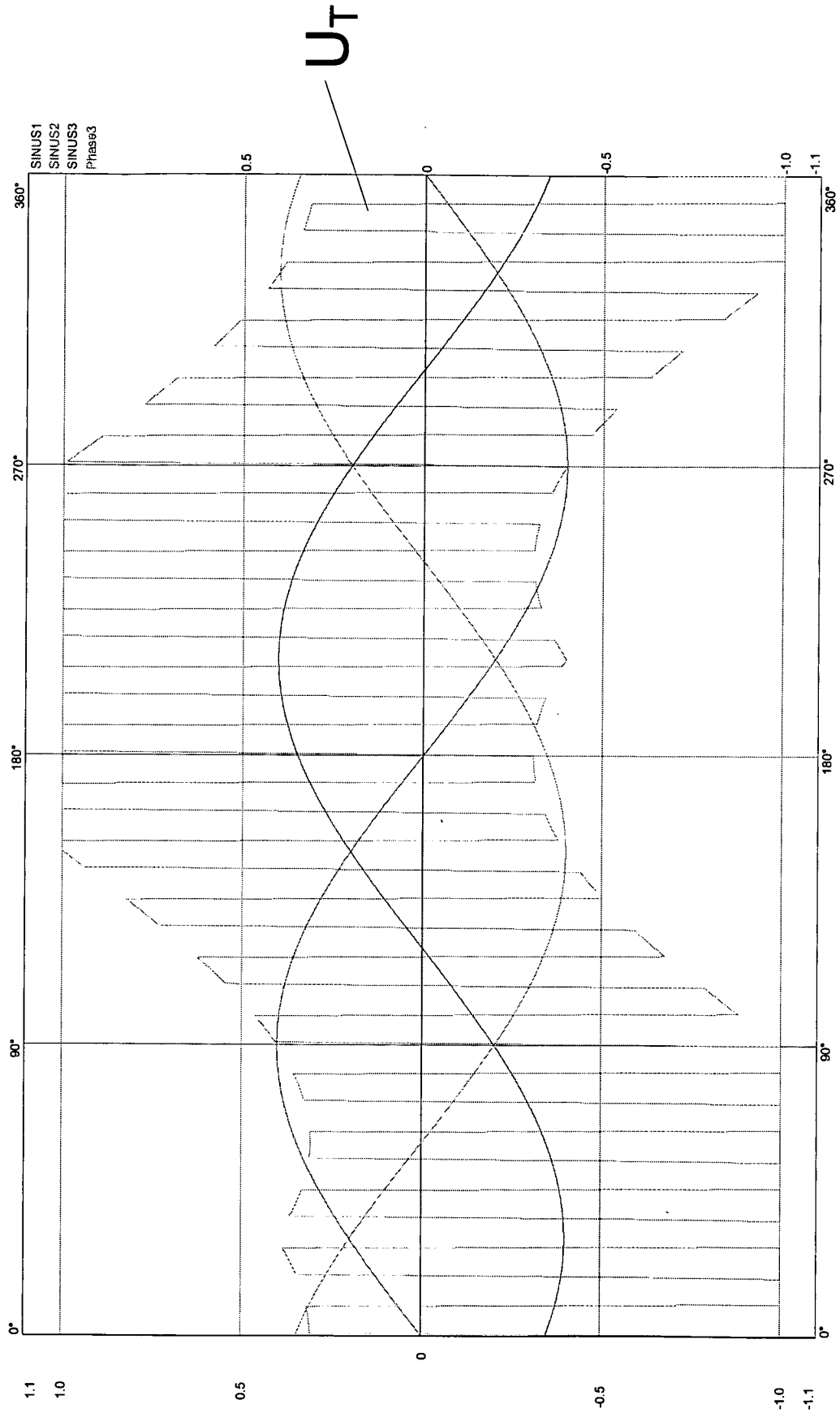


Fig. 7e



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No  
PCT/EP2008/002647

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	AHMET M HAVA ET AL: "A High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 34, no. 5, 1 October 1998 (1998-10-01), XP011022442 ISSN: 0093-9994 figures 1,2,4 page 1061 - page 1062 page 1071, paragraph VIII	1
A	-----	2-15
X	EP 1 148 629 A (SEW EURODRIVE GMBH & CO [DE]) 24 October 2001 (2001-10-24) cited in the application figures 1,6a,6c claims 1-10 paragraphs [0007], [0036] - [0039], [0045]	1,4-15
A	-----	2,3
X	DE 44 34 342 A1 (SIEMENS AG [DE]) 28 March 1996 (1996-03-28) cited in the application abstract figure 1 page 3, lines 25-40	12,13,15
A	-----	1-11,14

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No <b>PCT/EP2008/002647</b>
----------------------------------------------------------

Patent document cited in search report	Publication date	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
DE 2705343	A1	10-08-1978	FR 2380667 A1 GB 1601011 A	08-09-1978 21-10-1981
EP 1148629	A	24-10-2001	AT 259552 T DE 10019374 A1	15-02-2004 31-10-2001
DE 4434342	A1	28-03-1996	NONE	

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2008/002647

## A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES

INV. H02M7/5395

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

H02M

Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal, WPI Data

## C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X	DE 27 05 343 A1 (BBC BROWN BOVERI & CIE) 10. August 1978 (1978-08-10) in der Anmeldung erwähnt. Abbildungen 1-3 Seiten 5,11 Anspruch 1	1,6,8
A	----- -/--	2-5,7, 9-15



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen

\*A\* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

\*E\* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

\*L\* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

\*O\* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

\*P\* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

\*T\* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

\*X\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

\*Y\* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

\*Z\* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

15. August 2008

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

28/08/2008

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Zettler, Karl-Rudolf

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen  
PCT/EP2008/002647

C. (Fórtsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
X          A	<p>AHMET M HAVA ET AL: "A High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, Bd. 34, Nr. 5, 1. Oktober 1998 (1998-10-01), XP011022442 ISSN: 0093-9994 Abbildungen 1,2,4 Seite 1061 - Seite 1062 Seite 1071, Absatz VIII</p>	1          2-15
X          A	<p>EP 1 148 629 A (SEW EURODRIVE GMBH &amp; CO [DE]) 24. Oktober 2001 (2001-10-24) in der Anmeldung erwähnt Abbildungen 1,6a,6c Ansprüche 1-10 Absätze [0007], [0036] - [0039], [0045]</p>	1,4-15          2,3
X          A	<p>DE 44 34 342 A1 (SIEMENS AG [DE]) 28. März 1996 (1996-03-28) in der Anmeldung erwähnt Zusammenfassung Abbildung 1 Seite 3, Zeilen 25-40</p>	12,13,15          1-11,14

**INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT**

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2008/002647

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung	
DE 2705343	A1	10-08-1978	FR 2380667 A1 GB 1601011 A	08-09-1978 21-10-1981
EP 1148629	A	24-10-2001	AT 259552 T DE 10019374 A1	15-02-2004 31-10-2001
DE 4434342	A1	28-03-1996	KEINE	