

(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  
06. August 2020 (06.08.2020)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 2020/157053 A1**

(51) Internationale Patentklassifikation:

H02M 7/217 (2006.01) H02M 1/00 (2006.01)  
H02M 7/219 (2006.01)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2020/052022

(22) Internationales Anmeldedatum:  
28. Januar 2020 (28.01.2020)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:  
00127/19 01. Februar 2019 (01.02.2019) CH

(71) Anmelder: **ETH ZÜRICH** [CH/CH]; ETH Transfer, HG  
E 47-49, Rämistrasse 101, 8092 Zürich ETH Zentrum (CH).

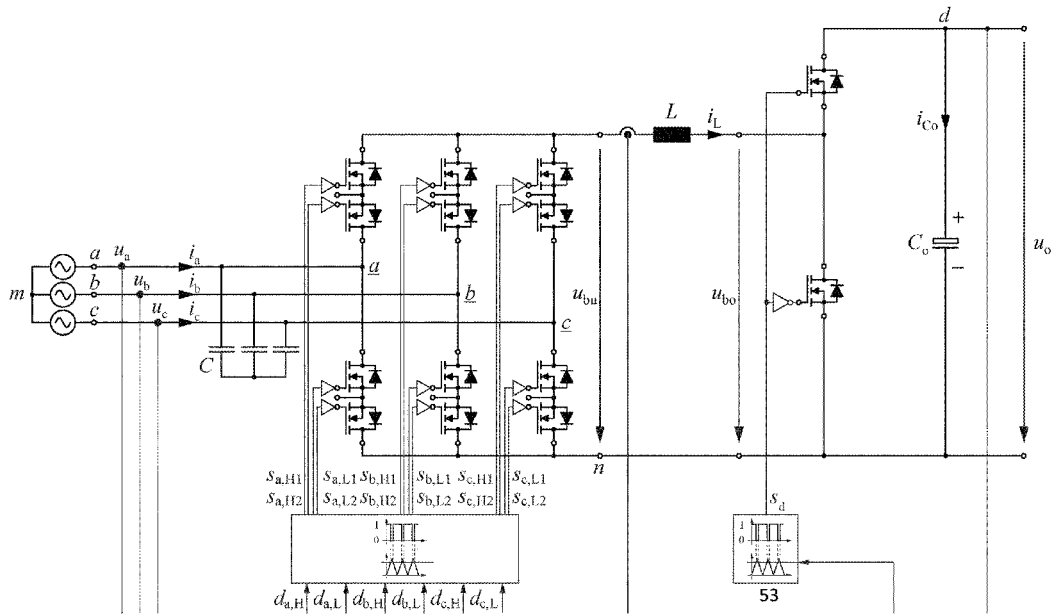
(72) Erfinder: **KOLAR, Johann Walter**; Forsterstrasse 75,  
8044 Zürich (CH). **GUACCI, Mattia**; Oerlikonerstrasse  
27, 8057 Zürich (CH). **BORTIS, Dominik**; Katzenbach-  
strasse 91, 8052 Zürich (CH).

(74) Anwalt: **FREI PATENT ATTORNEYS**; c/o Frei Patent-  
anwaltsbüro AG, Postfach, 8032 Zürich (CH).

(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für  
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,  
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY,  
BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM,  
DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,  
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN,  
KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD,  
ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO,  
NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW,

(54) Title: METHOD FOR CLOSED-LOOP CONTROL OF A THREE-PHASE PULSE RECTIFIER SYSTEM WITH CURRENT INTERMEDIATE CIRCUIT

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUM REGELN EINES DREIPHASEN-PULSGLEICHRICHTERSYSTEMS MIT STROMZWISCHENKREIS



Figur 5a

(57) Abstract: The invention relates to a method for closed-loop control of a three-phase pulse rectifier system (1, 2, 3) having a three-phase bridge circuit (2), an intermediate circuit inductance (L) and a load converter (3). In temporally successive portions, in each portion - in the bridge branch, hereinafter referred to as selected bridge branch, of the three-phase bridge circuit (2), with which the mains phase having the largest phase current by amount, hereinafter referred to as selected mains phase, is associated, this mains phase is optionally connected, according to the polarity of the phase current, to a switch of the selected bridge branch, hereinafter referred to as selected switch, to a positive connection point (p) or to a negative connection point (n) of the three-phase bridge circuit (2). This mains phase is connected to the positive connection point when the phase current is positive, and to the negative connection point



WO 2020/157053 A1

SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN,  
TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

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

**Veröffentlicht:**

- mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

---

when the phase current is negative, and remains connected during the duration of this portion. In the other two, non-selected bridge branches, the corresponding positive or negative connection point is alternately connected to the two non-selected phases by clocking of the switch opposite the selected switch,

(57) **Zusammenfassung:** Ein Verfahren dient zum Regeln eines Dreiphasen-Pulsgleichrichtersystems (1, 2, 3) mit einer Dreiphasen-Brückenschaltung (2), einer Zwischenkreisinduktivität (L), und einem Lastkonverter (3). In zeitlich aufeinanderfolgenden Abschnitten wird jeweils in einem Abschnitt - in jenem Brückenweig, im Folgenden ausgewählter Brückenweig genannt, der Dreiphasen-Brückenschaltung (2), welchem die Netzphase mit dem betragsmässig grössten Phasenstrom, im Folgenden ausgewählte Netzphase genannt, zugeordnet ist, diese Netzphase wahlweise in Abhängigkeit der Polarität des Phasenstromes mit einem Schalter des ausgewählten Brückenweigs, im Folgenden ausgewählter Schalter genannt, einem positiven Anschlusspunkt (p) oder einem negativen Anschlusspunkt (n) der Dreiphasen-Brückenschaltung (2) verbunden wird, wobei diese Netzphase bei positivem Phasenstrom mit dem positiven und bei negativem Phasenstrom mit dem negativen Anschlusspunkt verbunden wird, und während der Dauer dieses Abschnitts verbunden bleibt, - in den anderen beiden, nicht ausgewählten, Brückenweigen durch Taktung der dem ausgewählten Schalter gegenüberliegenden Schalter der entsprechende positive respektive negative Anschlusspunkt wechselweise mit den beiden nicht ausgewählten Phasen verbunden wird.

## **VERFAHREN ZUM REGELN EINES DREIPHASEN-PULSGLEICHRICHTERSYSTEMS MIT STROMZWISCHENKREIS**

Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der Dreiphasenpulsleichrichtersysteme,  
5 insbesondere auf ein Verfahren zur Regelung der Eingangsphasenströme auf Sinusform und  
der Ausgangsgleichspannung.

Zur Umformung der Spannung des Dreiphasennetzes in eine Gleichspannung deren DC-Wert  
unterhalb des minimalen Werts der gleichgerichteten verketteten Dreiphasenspannung liegt,  
wie dies z.B. bei der Batterieladung von Elektrofahrzeugen erforderlich ist, werden gemäss  
10 dem Stand der Technik im Allgemeinen aktive Dreiphasenpulsleichrichtersysteme mit  
Tiefsetzstellercharakteristik eingesetzt.

Dabei werden die Eingangsklemmen, d.h. die Mittelabgriffe, einer bidirektional sperrfähigen  
Dreiphasenbrückenschaltung direkt mit den Netzklemmen verbunden, wobei die einzelnen  
Schaltelemente der drei Brückenarme z.B. durch die Antiserienschaltung eines  
15 unidirektional sperrenden Bauelements und einer Diode, der Antiserienschaltung zweier  
unidirektional sperrenden Bauelementen, oder einem bidirektional sperrenden Bauelement  
realisiert werden können.

Durch entsprechende Taktung der Brückenzeige, welche die Funktion von Durchschaltern der am Mittelpunkt liegenden Eingangsspannung an entweder die positive oder negative Ausgangsspannungsschiene aufweisen, wird nun am Ausgang der Dreiphasenbrückenschaltung, d.h. zwischen der positiven und negativen  
5 Ausgangsspannungsschiene, eine geschaltete Gleichspannung erzeugt, deren Mittelwert gerade mit der zu bildenden Gleichspannung übereinstimmt, aber deren Momentanwert abhängig vom gewählten Pulsmuster abschnittsweise jeweils einer der möglichen verketteten Eingangsspannungen entspricht. Zur Glättung der geschalteten Gleichspannung auf eine konstante DC-Ausgangsspannung mit gleichem Mittelwert, wird deshalb an den  
10 Ausgangsklemmen der Dreiphasenbrückenschaltung ein Tiefpassfilter bestehend aus einer Ausgangsinduktivität und einer DC-Stützkapazität angeordnet.

Unter Taktung wird ein hochfrequentes Schalten der Konverter respektive ihrer Leistungsschalter verstanden, im Gegensatz zum niederfrequenten Verlauf der Netzspannungen. Eine entsprechende Taktfrequenz wird auch Schaltfrequenz genannt, ihr  
15 Kehrwert ist eine Taktperiode.

Im Sinne geringer Netzurückwirkungen wird durch entsprechende Wahl des Pulsmusters vorteilhaft ein netzspannungsproportionaler Eingangsstromverlauf eingestellt. Das Dreiphasenpulsgleichrichtersystem verhält sich in diesem Fall wie eine Dreiphasenwiderstandslast und bezieht somit eine konstante Leistung vom Dreiphasennetz,  
20 d.h. bei Regelung auf eine konstante DC-Ausgangsspannung fließt in der Ausgangsinduktivität ein im Mittel konstanter DC-Induktivitätsstrom oder Zwischenkreisstrom.

Somit kann die Taktung der Brückenzeige auch als Umschaltung des konstanten DC-Induktivitätsstromes auf die drei Eingangsphasen verstanden werden, wobei das Pulsmuster derart gewählt wird, dass die Aufteilung des DC-Induktivitätsstromes an den Mittelabgriffen  
25 der Dreiphasenbrückenschaltung niederfrequent auf drei netzspannungsproportionale Eingangsströme führt. Durch die Umschaltung des DC-Induktivitätsstromes werden jedoch von den Mittelabgriffen der Dreiphasenbrückenschaltung schaltfrequent pulsformige Phasenströme bezogen, weshalb zur Glättung der Phasenströme am Eingang des Dreiphasenpulsgleichrichtersystems Eingangskondensatoren in Stern- oder Dreieckschaltung  
30 angeordnet werden.

Alternativ ist in einem gewissen Bereich auch ein Eingangsstromverlauf mit definierter Phasenverschiebung gegenüber der Netzspannung einstellbar.

Soll bei der zugrundeliegenden Anwendung auch die Möglichkeit bestehen eine höhere Ausgangsspannung zu bilden, ist dem System eine DC/DC-Hochsetzstellerstufe nachzuordnen, womit ein zweistufiges Dreiphasen-Hochsetzsteller-Pulsgleichrichtersystem resultiert, wobei als Induktivität der Hochsetzstellerstufe vorteilhaft ebenfalls die Ausgangsinduktivität der Dreiphasengleichrichter-Tiefsetzstellerstufe verwendet wird, d.h. der Brückenweig der Hochsetzstellerstufe zwischen die Ausgangsinduktivität der Dreiphasengleichrichter-Tiefsetzstellerstufe und die DC-Stützkapazität angeordnet wird und somit die Induktivität als eine DC-Zwischenkreisinduktivität einen DC-Stromzwischenkreis bildet (vgl. **Figur 1**).

Wird die Hochsetzstellerstufe bidirektional ausgeführt, kann dann auch eine seitens einer aktiven Last gelieferte Leistung in den DC-Stromzwischenkreis zwischen beiden Konverterstufen gespeist und von dort Leistung in das Netz zurückgeführt werden. Dieser Betrieb liegt z.B. bei der Einspeisung photovoltaisch erzeugter Leistung in das Dreiphasennetz oder bei der Speisung einer dreiphasigen Maschine aus einer Gleichspannung vor.

Für eine kompakte Realisierung ist in beiden Fällen vorteilhaft eine hohe Taktfrequenz der Konverterstufen vorzusehen, womit allerdings relativ hohe Schaltverluste resultieren, welche die Effizienz der Energieumformung reduzieren. Weiters ist für die hochfrequente Taktung der elektronischen Schalter insgesamt eine relativ hohe Ansteuerleistung erforderlich, welche ebenfalls die Effizienz beeinträchtigt.

Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Verfahren für die Regelung und Modulation eines zweistufigen Dreiphasen-Hochsetzsteller-Pulsgleichrichtersystems zu schaffen, welches reduzierte Schaltverluste aufweist, wobei nach wie vor ein sinusförmiger, vorteilhaft in Phase oder in Gegenphase mit der Netzspannung liegender Netzstromverlauf und eine konstante Ausgangsspannung sichergestellt sein soll.

Die Aufgabe wird gelöst durch ein Regelverfahren gemäss den Patentansprüchen.

Das Verfahren dient zum Regeln eines Dreiphasen-Pulsleichrichtersystems, welches eine Dreiphasen-Brückenschaltung, zum Leistungsaustausch zwischen einem Dreiphasennetz und

einer Zwischenkreisinduktivität, und einen Lastkonverter, zum Leistungsaustausch zwischen der Zwischenkreisinduktivität und einer Last, aufweist.

Dabei sind die Brückenzeige der Dreiphasen-Brückenschaltung zum Schalten von durch die Zwischenkreisinduktivität fließenden Phasenströmen angeordnet, wobei in zeitlich  
5 aufeinanderfolgenden Abschnitten, welche jeweils ein Sechstel der Periodendauer des Dreiphasennetzes dauern, jeweils in einem Abschnitt

- in jenem Brückenzeig, im Folgenden ausgewählter Brückenzeig genannt, der Dreiphasen-Brückenschaltung, welchem die Netzphase mit dem betragsmässig grössten Phasenstrom, im Folgenden ausgewählte Netzphase genannt, zugeordnet ist,  
10 diese Netzphase wahlweise in Abhängigkeit der Polarität des Phasenstromes mit einem Schalter des ausgewählten Brückenzeigs, im folgenden ausgewählter Schalter genannt, einem positiven Anschlusspunkt oder einem negativen Anschlusspunkt der Dreiphasen-Brückenschaltung verbunden wird, wobei diese Netzphase bei positivem Phasenstrom mit dem positiven und bei negativem Phasenstrom mit dem negativen  
15 Anschlusspunkt verbunden wird, und während der Dauer dieses Abschnitts verbunden bleibt,
- in den anderen beiden, nicht ausgewählten, Brückenzeigen durch Taktung der dem ausgewählten Schalter gegenüberliegenden Schalter der entsprechende positive respektive negative Anschlusspunkt wechselweise mit den beiden nicht ausgewählten  
20 Phasen verbunden wird.

Im ausgewählten Brückenzeig bleibt also der nicht ausgewählte Schalter während der ganzen Dauer des Abschnittes offen, also nicht leitend. Es findet somit kein Freilauf des Zwischenkreisstromes durch einen Brückenzeig statt. Weder der ausgewählte Schalter noch der gegenüberliegende in der gleichen Phase werden getaktet. Schaltverluste und ein  
25 Ansteuerleistungsbedarf, die bei einer Taktung auftreten würden, werden vermieden.

Diese Vorteile können auch als Folge der Wahl betrachtet werden, dass der Strom durch die Zwischenkreisinduktivität in dem zeitlichen Abschnitt gleich dem Phasenstrom ist. Anstelle einer konventionellen Regelung dieses Stromes auf einen konstanten Wert ergibt sich über eine ganze Periode des Dreiphasensystems ein sechspulsiger Verlauf dieses Stromes.

Der Strom durch den ausgewählten Schalter fließt durch die Zwischenkreisinduktivität. Umgekehrt fließt auch der ganze Zwischenkreisstrom durch den ausgewählten Schalter. Der Zwischenkreisstrom fließt durch die beiden anderen Phasen zurück, und wird mittels der beiden gegenüberliegenden Schalter auf diese beiden anderen Phasen aufgeteilt.

- 5 Indem nur diese beiden gegenüberliegenden Schalter (wechselweise) an den positiven respektive negativen Anschlusspunkt geschaltet werden, kann die Anzahl der Umschaltungen in einer Taktperiode halbiert werden, und können grössere Spannungssprünge vermieden werden.

10 Als gegenüberliegende Schalter werden bezüglich eines unteren Schalters die oberen Schalter verstanden, und umgekehrt. Ist beispielsweise der untere Schalter des ersten Brückenzeigs der ausgewählte Schalter, so sind die gegenüberliegenden Schalter in den nicht ausgewählten Brückenzeigen gleich den oberen Schaltern im zweiten und dritten Brückenzeig.

15 In Ausführungsformen wird jeweils in einem zeitlichen Abschnitt durch die Taktung in jedem der anderen beiden, nicht ausgewählten, Brückenzeige, jeweils ein sinusförmiger Phasenstrom eingestellt.

In Ausführungsformen stellt der Lastkonverter durch Taktung eine Spannung an einem lastkonverterseitigen Anschluss der Zwischenkreisinduktivität ein, welche im Zusammenwirken mit einer durch die Dreiphasen-Brückenschaltung gebildete geschaltete Gleichspannung am anderen, brückenschaltungsseitigen Anschluss der  
20 Zwischenkreisinduktivität einen vorgegebener Zwischenkreisstrom ergibt.

Hier und im Folgenden wird der Einfachheit halber die Wechsellspannungsseite oder Netzseite als Eingang betrachtet, und die Gleichspannungsseite als Ausgang. Ein Leistungsfluss kann aber nicht nur vom Eingang zum Ausgang sondern auch umgekehrt erfolgen. Soll die Schaltung einen Leistungsfluss in beide Richtungen erlauben, so sind die verwendeten Leistungsschalter  
25 in der Regel auch bidirektional leitend und schaltend, d.h. sie können Ströme in beide Richtungen durch den Schalter führen und ein- oder ausschalten. Soll ein Leistungsfluss in nur eine Richtung realisiert werden, können unidirektional leitende und schaltende Leistungsschalter verwendet werden.

Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

- 5 **Figur 1:** Leistungsteil des Systems, wobei der Eingangsteil als bidirektional sperrfähige Dreiphasenbrückenschaltung und ein Lastkonverter als DC/DC-Hochsetzsteller ausgeführt ist.
- Figur 2:** Stromverläufe der Netzeingangsströme ( $i_a$ ,  $i_b$  und  $i_c$ ) sowie des Zwischenkreisstromes  $i_L$ . Die Unterteilung in die sechs Stromsektoren sowie die  
10 Zuteilung der Netzströme auf den Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) erfolgt in Abhängigkeit der Stromverhältnisse der Netzeingangsströme, wobei der Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) immer dem betragsmässig grössten Netzeingangsstrom ( $i_a$ ,  $i_b$  oder  $i_c$ ) entspricht.
- Figur 3:** Spannungsverläufe der Netzeingangsspannungen ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) sowie der geschalteten Gleichspannung  $u_{bu}$  im dritten Sektor zum Zeitpunkt ( $t_1$ ) für das  
15 konventionelle Regelungsverfahren. Der Verlauf der geschalteten Gleichspannung  $u_{bu}$  weist dabei vier Spannungsintervalle, beginnend mit einem Freilaufintervall ( $u_{cc}$ ), auf, d.h. während einer Schaltperiode sind insgesamt vier Umschaltungen notwendig.
- Figur 4:** Beispielhafte Spannungsverläufe der Netzeingangsspannungen ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) sowie der geschalteten Gleichspannung  $u_{bu}$  im dritten Sektor zum Zeitpunkt ( $t_1$ )  
20 für erfindungsgemässe Regelungsverfahren. Der Verlauf der geschalteten Gleichspannung  $u_{bu}$  weist dabei nur zwei Spannungsintervalle auf, d.h. während einer Schaltperiode kann die Anzahl Umschaltungen auf zwei reduziert werden.
- Figur 5:** (zusammengesetzt aus Figuren 5a und 5b) Schaltungstechnische Realisierung des  
25 Verfahrens zur Regelung und Modulation des Systems nach Figur 1.
- Figur 6:** Alternative Ausführung des Lastkonverters als aktives stromeinprägendes Serienelement in Form einer Schaltzelle, d.h. der Lastkonverter ist eine in der Verbindungsleitung von positiver Ausgangsspannungsschiene des Dreiphasenbrücken-  
zweiges und positiver Ausgangsspannungsklemme angeordnete



Vollbrückenschaltzelle, welche über entsprechende Taktung den Zwischenkreisstrom aktiv formt.

**Figur 7:** Alternative Ausführung des Lastkonverters als Pulsconverter, insbesondere als Pulswechselrichter, zur direkten Speisung einer Maschine M.

- 5 Es wird also im Stromzwischenkreis anstelle eines konstanten Stromes der Stromzwischenkreisverlauf ( $i_L$ ) derart geregelt, dass sich über eine Netzperiode ein sechspulsiger Strom einstellt, dessen Momentanwert jeweils dem betragsmässig grössten Phasenstrom entspricht (vgl. **Figur 2**). Somit kann innerhalb eines Eingangsstromsektors jeweils der zum grössten Phasenstrom zugehörige Brückenweig in Abhängigkeit der Polarität
- 10 des grössten Phasenstromes durchgeschaltet werden, d.h. für einen positiven Phasenstrom bleibt der obere Schalter und für einen negativen Phasenstrom bleibt der untere Schalter innerhalb eines Eingangsstromsektors eingeschaltet, und es kann eine Umschaltung dieses Brückenweiges in den Freilauf, d.h. gleichzeitiges Einschalten des oberen und unteren Schalter, verhindert werden.
- 15 Abweichend zu einer konventionellen Realisierung mit konstantem Strom im Stromzwischenkreis wird also der Freiheitsgrad bezüglich der Wahl des Zwischenkreisstromverlaufes ausgenutzt, wobei die Formung des grössten Phasenstromes durch zeitliche Änderung des Stromes im Stromzwischenkreis anstelle durch Pulsbreitenmodulation aller Phasen erfolgt. Das erfindungsgemässe Verfahren vermeidet somit eine Taktung des Brückenweiges mit dem
- 20 betragsmässig grössten Phasenstrom, was vorteilhaft geringere Schaltverluste und einen geringeren Ansteuerleistungsbedarf sichergestellt (vgl. **Figur 2**).

Weiters wird innerhalb eines Eingangsstromsektors für den betragsmässig grössten Phasenstrom ein kontinuierlicher Stromverlauf erreicht, was vorteilhaft zu einer geringeren EMV-Störaussendung und somit besserem EMV-Verhalten führt.

- 25 Da Pulsleichrichtersysteme typischerweise keine Verbindung mit dem Netzsternpunkt ( $m$ ) aufweisen, wird die Summe der Phasenströme zu Null gezwungen bzw. der grösste Phasenstrom fliesst als Summe über die beiden anderen Phasen zurück. Da beim erfindungsgemässen Verfahren der Brückenweig mit dem grössten Phasenstrom nicht getaktet wird, erfolgt die Aufteilung des grössten Phasenstromes auf die beiden anderen

Phasen ausschliesslich durch Umschaltung zwischen den beiden restlichen Brückenweige anstelle einer Umschaltung zwischen allen Brückenweigen, wobei die Leitdauer der beiden Durchschaltintervalle derart aufgeteilt werden kann, dass auch in den beiden anderen Phasen ein sinusförmiger Phasenstromverlauf erreicht wird (vgl. **Figur 2**).

- 5 Basierend auf konventioneller Steuerung mit symmetrischem Pulsmuster, setzt sich in diesem Fall die geschaltete Gleichspannung am Ausgang der Dreiphasenbrückenschaltung nur noch aus zwei anstelle von drei verketteten Eingangsspannungen, d.h. zwei statt drei Spannungsstufen, zusammen, wodurch die Anzahl der Umschaltungen in einer Taktperiode im Vergleich zum konventionellen Verfahren von vier auf zwei halbiert werden kann.
- 10 Vorteilhaft kann dabei beide Male der grösste Spannungssprung vermieden werden, wodurch geringere Schaltverluste sowie eine geringere schaltfrequente Stromwelligkeit in der Zwischenkreisinduktivität erreicht werden (vgl. **Figur 3 und 4**).

Nachfolgend ist dieser Sachverhalt unter Annahme ohmschen Netzverhaltens am Beispiel des dritten Eingangsstromsektors, bei dem der betragsmässig grösste Phasenstrom in der Phase

15 (c) fliesst, für das konventionelle sowie das erfindungsgemässe Verfahren erklärt.

Währendem beim konventionellen Verfahren der Zwischenkreisstrom konstant und mindestens auf dem Spitzenwert der Eingangsphasenströme gehalten wird und somit alle Phasenströme während einer ganzen Netzperiode bzw. bis auf sechs diskrete Zeitpunkte immer kleiner als der Zwischenkreisstrom sind, müssen jeweils alle drei Brücken getaktet

20 werden, um einen sinusförmigen Verlauf aller Phasenströme zu erreichen. Wie beispielhaft in **Figur 3** für den Zeitpunkt ( $t_1$ ) gezeigt, setzt sich dann die geschaltete Gleichspannung ( $u_{bu}$ ) unter Annahme eines symmetrischen Pulsmusters aus vier Spannungsintervallen zusammen, wobei beginnend mit einem Freilaufintervall ( $u_{cc}$ ) der obere und untere Schalter des zur Phase (c) gehörigen Brückenweiges eingeschaltet werden und anschliessend für die zwei aktiven

25 verketteten Spannungen ( $u_{bc}$ ) und ( $u_{ac}$ ) jeweils nur der obere Schalter der Phase (b) oder (a) eingeschaltet wird.

Wird der Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) gemäss dem erfindungsgemässen Verfahren auf einen sechspulsigen Verlauf entsprechend dem betragsmässig grössten Phasenstromes geregelt, so kann, wie beispielhaft in **Figur 4** für denselben Zeitpunkt ( $t_1$ ) gezeigt, auf das Freilaufintervall

( $u_{cc}$ ) verzichtet werden, wobei sich dann die geschaltete Gleichspannung ( $u_{bu}$ ) unter Annahme eines symmetrischen Pulsmusters nur aus zwei Spannungsintervallen zusammensetzt, d.h. den zwei aktiven verketteten Spannungen ( $u_{bc}$ ) und ( $u_{ac}$ ) wobei jeweils nur der obere Schalter der Phase ( $b$ ) oder ( $a$ ) eingeschaltet wird und der untere Schalter der Phase ( $c$ ) dauernd eingeschaltet bleibt.

Anzumerken ist, dass beim konventionellen Verfahren zwar der untere Schalter des zur Phase ( $c$ ) gehörigen Brückenweiges ebenfalls dauernd eingeschaltet bleibt, aber die oberen Schalter jeweils während einer Schaltperiode zwischen allen drei Phasen wechseln, währendem beim erfindungsgemässen Verfahren die oberen Schalter nur zwischen zwei Phasen wechseln und somit der Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) während des gesamten in **Figur 4** gezeigten Intervalls über die Phase ( $c$ ) zurückfließt. Entsprechend dem Beispiel erfolgt das Pulsmuster sowie die geschaltete Spannung für die anderen Sektoren durch zyklische Vertauschung der Phasen.

Anzumerken ist, dass zeitliche Schwankungen des Zwischenkreisstromes ( $i_L$ ) durch entsprechende Pulsbreitenmodulation des nachgeschalteten Lastkonverters, beispielsweise einer Hochsetzstellerstufe, ausgeglichen werden können, d.h. nach wie vor eine konstante Ausgangsspannung ( $u_o$ ) gebildet werden kann. Insbesondere kann dazu durch den Lastkonverter die Spannung ( $u_{bo}$ ) am lastkonverterseitigen Anschluss der Zwischenkreisinduktivität so eingestellt werden, dass sich im Zusammenwirken mit der Spannung am anderen, brückenschaltungsseitigen Anschluss (zur Brückenschaltung hin, also die geschaltete Gleichspannung  $u_{bu}$ ) der gewünschte Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) ergibt. Die geschaltete Gleichspannung  $u_{bu}$  ist durch die Netzspannungen und die Schaltzustände der Dreiphasen-Brückenschaltung (2) vorgegeben. Der gewünschte Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) soll – da er abschnittsweise gleich einem der Phasenströme ist – dem erwähnten sechspulsigen Verlauf folgen.

Anzumerken ist, dass das zweistufige Dreiphasen-Hochsetzsteller-Pulsgleichrichtersystem nicht auf eine reine Hochsetzstellerfunktion beschränkt ist, sondern auch als Tiefsetzsteller betrieben werden kann. In diesem Fall ist der obere Schalter des ausgangsseitigen Hochsetzstellers durchzuschalten, sodass die Ausgangsspannung ( $u_o$ ) dem Mittelwert der geschalteten Gleichspannung am Ausgang des Dreiphasengleichrichters ( $u_{bu}$ ) entspricht; die aktive Dreiphasenbrücke wird dann als konventioneller Tiefsetzsteller betrieben, wobei zur

Regelung eines konstanten Zwischenkreisstromes bzw. Ausgangsspannung mehr als zwei Brückenweige zu takten sind. Für die Regelung dann ein Verfahren nach dem Stand der Technik verwendet werden. In Abhängigkeit des Betriebes (Hoch- oder Tiefsetzstellerbetrieb) wird also zwischen der erfindungsgemässen Regelung und einer Regelung nach Stand der  
5 Technik umgeschaltet.

Das durch das erfindungsgemässe Verfahren zu steuernde und zu regelnde Dreiphasen-Tief-Hochsetzsteller-Pulsgleichrichtersystem kann mit bekannter Struktur eingangsseitig durch eine bidirektional sperrfähige Dreiphasen-Zweipunktbrückenschaltung (2) (Brückenschaltung) mit drei AC-Phaseneingängen ( $\underline{a}$ ,  $\underline{b}$  und  $\underline{c}$ ) und einer positiven ( $p$ ) und einer negativen  
10 Spannungsschiene ( $n$ ) gebildet werden, wobei beide Spannungsschienen an den Eingang einer ausgangsseitigen Konverterstufe (Lastkonverter) (3) geführt werden, welche einen Verbraucher speist, bzw. über dem Verbraucher eine Spannung (Lastspannung) ( $u_o$ ) erzeugt (vgl. **Figur 1**).

Weiters sind die Phaseneingänge der Brückenschaltung ( $\underline{a}$ ,  $\underline{b}$  und  $\underline{c}$ ) entweder direkt oder über  
15 ein EingangsfILTER mit den zugehörigen PhasenkleMMen ( $a$ ,  $b$  und  $c$ ) des speisenden Dreiphasen-AC-Netzes (Netz) (1) verbunden, wobei aber mindestens jeder Phaseneingang der Brückenschaltung ( $\underline{a}$ ,  $\underline{b}$  und  $\underline{c}$ ) auf einen Filterkondensator (NetzfILTERkondensatoren) (C) geführt wird, welche entweder in Stern- oder in Dreieck verschaltet sind, um die betriebsmässig auftretenden pulsformigen Eingangsströme in den  
20 Dreiphasenbrückenschaltung vom Netz fernzuhalten bzw. die Versorgungsspannung unabhängig von der inneren Impedanz des Netzes zu definieren.

Die Brückenschaltung (2) weist dabei allgemein drei Brückenweige auf, wobei jeder Brückenweig einen oberen mit der positiven Spannungsschiene ( $p$ ) und einen unteren mit der negativen Spannungsschiene ( $n$ ) verbundenen elektronischen Schalter mit bipolarer  
25 Sperrfähigkeit aufweist und der Phasenausgang des Brückenweiges ( $\underline{a}$ ,  $\underline{b}$  und  $\underline{c}$ ) durch die Verbindungsstelle der freien Enden des oberen und unteren Schalters gebildet wird. Die bipolar sperrfähigen Schalter (21 und 22) können jeweils z.B. durch die Antiserienschaltung eines unidirektional sperrenden Bauelements und einer Diode, der Antiserienschaltung zweier unidirektional sperrenden Bauelemente, oder durch ein bidirektional sperrendes Bauelement  
30 realisiert werden.

Weiters kann der Lastkonverter (3) wie einleitend angemerkt als einfacher bidirektionaler Hochsetzsteller gebildet gedacht sein, welcher einen geschalteten Zweipunkt-Brückenweig (Hochsetzstellerbrückenweig) (31) aufweist, dessen oberer Schalter (311) mit der positiven DC-Ausgangsspannungsschiene ( $d$ ) und unterer Schalter (312) mit der negativen DC-Ausgangsspannungsschiene ( $n$ ) verbunden ist, wobei zwischen diesen beiden DC-Ausgangsspannungsschienen ein Pufferkondensator (Ausgangskondensator) ( $C_o$ ) angeordnet ist, um die Ausgangsspannung ( $u_o$ ) für die darüber anliegende Last zu stützen.

Der Schaltpunkt ( $p$ ) des Zweipunkt-Brückenweiges (31), d.h. der Verbindungspunkt des oberen Schalters (311) und unteren Schalter (312), ist auf einen ersten Anschluss einer Hochsetzstellerinduktivität ( $L$ ) geführt, deren zweiter Anschluss eingangsseitig an die positive Spannungsschiene ( $p$ ) der eingangsseitigen Dreiphasenbrückenschaltung (2) geschaltet ist und somit als Zwischenkreisinduktivität fungiert. Die negative Ausgangsspannungsklemme des Zweipunkt-Brückenweiges (31) ist direkt mit der negativen Spannungsschiene ( $n$ ) verbunden.

Die Modulation des Systems erfolgt in Abhängigkeit der Grössenverhältnisse der Netzphasenströme (mit anderen Worten: in Abhängigkeit der Relationen der Absolutwerte der Netzphasenströme), wobei für ein symmetrisches Dreiphasennetz abschnittsweise innerhalb von  $1/6$  der Netzperiode, d.h. innerhalb eines  $60^\circ$ -breiten Sektors oder Abschnitts einer  $360^\circ$  entsprechenden kompletten Schwingungsperiode der Netzspannungen, jeweils der zum grössten Phasenstrom zugehörige Brückenweig in Abhängigkeit der Polarität des grössten Phasenstromes durchgeschaltet wird, wobei für einen positiven Phasenstrom der obere Schalter (21) und für einen negativen Phasenstrom der untere Schalter (22) innerhalb eines Eingangsstromsektors eingeschaltet bleibt. Somit resultiert für den Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) ein über eine Netzperiode sechspulsiger Verlauf, wobei dessen Momentanwert jeweils dem betragsmässig grössten Phasenstrom entspricht (vgl. **Figur 2**).

**Figur 2** zeigt beispielsweise in einem ersten zeitlichen Abschnitt, entsprechend einem Sektor 1: der betragsmässig grösste Strom ist  $i_b$ , er fliesst in der zweiten Phase (b) und hat ein negatives Vorzeichen. Somit ist während der Dauer dieses Abschnitts der untere Schalter  $s_{b,L}$  der zweiten (oder ausgewählten) Phase durchgeschaltet und führt den Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ). Es bleiben der obere Schalter  $s_{b,H}$  dieser ausgewählten Phase und die beiden anderen unteren Schalter  $s_{a,L}$ ,  $s_{c,L}$  geöffnet. Die beiden anderen oberen Schalter  $s_{a,H}$ ,  $s_{c,H}$  können

geschaltet werden, um den zurückfliessenden Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) auf die entsprechenden (nicht ausgewählten) zwei Phasen aufzuteilen.

Der grösste Phasenstrom bzw. der Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) muss als Summe über die beiden anderen Phasen zurückfliessen. Fliesst also der grösste Phasenstrom über den unteren  
5 Schalter (22) so müssen abwechselnd die oberen Schalter (21) der zu den beiden anderen Phasen zugehörigen Brückenweige eingeschaltet werden, wobei deren unterer Schalter (22) dauernd ausgeschaltet bleibt. Die Schaltperiodendauer wird auf die beiden Durchschaltintervalle derart aufgeteilt, dass in allen Phasen ein sinusförmiger Phasenstromverlauf erreicht wird. Wird die Phase mit dem grössten Phasenstrom über einen  
10 den oberen Schalter (21) geführt, so müssen entsprechend die unteren Schalter (22) der beiden anderen Phasen abwechselnd eingeschaltet werden, wobei dann deren oberer Schalter (22) dauernd ausgeschaltet bleibt (vgl. **Figur 2**).

Vorteilhaft werden dann nur zwei statt drei verkettete Eingangsspannungen an den Ausgangsklemmen der Dreiphasenbrückenschaltung aufgeschaltet, wodurch die Anzahl der  
15 Umschaltungen und somit die Schaltverluste sowie die schaltfrequente Stromwelligkeit in der Zwischenkreisinduktivität verringert werden (vgl. **Figur 3 und 4**). Diese zeigen einen zeitlich stark vergrösserten Ausschnitt mit den Spannungsverhältnissen innerhalb einer Taktperiode  $T_p$ . Während dieser können die Spannungen als quasi konstant betrachtet werden. Typischerweise beträgt eine Taktfrequenz mindestens das Zehnfache oder Zwanzigfache oder  
20 Fünfzigfache einer Grundfrequenz der Wechselspannungen, insbesondere der Netzspannungen.

Wechseln beim Übertritt in den nächstfolgenden Sektor oder Abschnitt die Grössenverhältnisse der Eingangsströme, wird auch die Modulation entsprechend angepasst. Das heisst, die Phase mit dem jeweils grössten Phasenstrom ist in jedem Sektor einer anderen  
25 physischen Phase zugeordnet (vgl. **Figur 2**).

Ziel der Regelung des Systems ist es, in den Netzphasen sinusförmige, in Phase (für Leistungsbezug aus dem Netz, bzw. in Gegenphase für Leistungsrückspeisung) mit der zugehörigen Netzphasenspannung ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) liegende Ströme ( $i_a$ ,  $i_b$  und  $i_c$ ) zu erreichen, wobei für ein symmetrisches Netz sämtliche Ströme dieselbe Amplitude aufweisen und

optional am Ausgang des Lastkonverters (3) eine definierte Lastspannung ( $u_o$ ) entsprechend einem vorgegebenen Sollwert (Lastspannungssollwert) ( $u_o^*$ ) zu erzeugen, bzw. allgemein eine definierte Leistung an den Verbraucher zu liefern (vgl. **Figur 5**). Alternativ können die Netzphasenströme auch eine Phasenverschiebung gegenüber den zugehörigen Netzphasenspannungen aufweisen. Für die weitere Beschreibung wird allerdings im Sinne der Übersichtlichkeit ohmsches Netzverhalten angenommen. Entsprechend ist das System vom Netz aus betrachtet ersatzweise als Sternschaltung gleicher ohmsche Widerstände (Eingangersatzwiderstände) bzw. Leitwerte (Eingangersatzleitwerte) zu sehen, deren Leistung unter idealisierender Annahme von Verlustfreiheit direkt an den Ausgang, d.h. an den Verbraucher weitergegeben wird.

Diesem Gedanken folgend wird der Sollwert des Eingangersatzleitwertes (Eingangssollleitwert) ( $G^*$ ) in Abhängigkeit der Lastspannungsregelabweichung, d.h. der Differenz eines vorgegebenen Lastspannungssollwertes ( $u_o^*$ ) und des gemessenen Lastspannungswertes ( $u_o$ ) gebildet, indem die Lastspannungsregelabweichung an den Eingang eines Ausgangsspannungsreglers (51) geführt wird, welche am Ausgang den erforderlichen Sollwert des Nachladestromes ( $i_{Co}^*$ ) des Ausgangskondensators ( $C_o$ ) bildet, womit nach (optionaler) Addition des gemessenen Laststromes (Laststromvorsteuerung) ( $i_{Load}$ ) und Multiplikation dieser Stromsumme mit der Ausgangsreferenzspannung ( $u_o^*$ ) der Sollwert der an den Ausgang zu liefernden Leistung (Ausgangsleistungssollwert) ( $P_o^*$ ) resultiert, welcher letztlich aus dem Netz zu beziehen ist, also bei Vernachlässigung der Verluste des Systems direkt den Eingangsleistungssollwert definiert. Entsprechend wird im nächsten Schritt mit Division durch die Summe der Quadrate der Eingangsphasenspannungen ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) der Eingangssollleitwert ( $G^*$ ) bestimmt, wodurch er einer Leistungsaufnahme aus dem Netz in Höhe des Ausgangsleistungssollwertes ( $P_o^*$ ) entspricht.

Durch Multiplikation des Eingangssollleitwertes ( $G^*$ ) mit den gemessenen Phasenspannungen ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) resultieren dann die Eingangsphasenstromsollwerte ( $i_a^*$ ,  $i_b^*$  und  $i_c^*$ ), aus denen wiederum der Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) ermittelt wird, indem von allen Eingangsphasenstromsollwerten ( $i_a^*$ ,  $i_b^*$  und  $i_c^*$ ) der Betrag gebildet wird und der grösste Wert als Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) verwendet wird.

Weiters können nun aus dem Verhältnis der jeweiligen Eingangsphasenstromsollwerten ( $i_a^*$ ,  $i_b^*$  und  $i_c^*$ ) und dem Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) die Tastverhältnisse für die Dreiphasenbrückenschaltung ( $d_a$ ,  $d_b$  und  $d_c$ ) berechnet werden, aus denen dann die effektiven Tastgrade ( $d_{a,H}$ ,  $d_{a,L}$ ,  $d_{b,H}$ ,  $d_{b,L}$ ,  $d_{c,H}$  und  $d_{c,L}$ ) sowie der lokale Mittelwert der geschalteten Gleichspannung am Ausgang der Dreiphasenbrückenschaltung ( $u_{bu}$ ) gewonnen werden.

- 5
- Entweder ist das berechnete Tastverhältnis ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) positiv und die relative Einschaltzeit für den oberen Schalter ( $d_{a,H}$ ,  $d_{b,H}$  oder  $d_{c,H}$ ) entspricht dann gerade dem berechneten Tastverhältnis ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) wobei der untere Schalter immer ausgeschaltet bleibt, d.h. die Einschaltzeit ist für den unteren Schalter ( $d_{a,L}$ ,  $d_{b,L}$  oder  $d_{c,L}$ ) Null,
- 10
- oder das Tastverhältnis ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) ist negativ und der obere Schalter bleibt ausgeschaltet, d.h. die Einschaltzeit für den oberen Schalter ( $d_{a,H}$ ,  $d_{b,H}$  oder  $d_{c,H}$ ) ist Null, wobei dann die relative Einschaltzeit für den unteren Schalter ( $d_{a,L}$ ,  $d_{b,L}$  oder  $d_{c,L}$ ) gerade dem Betrag des berechneten Tastverhältnisses ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) entspricht.
- 15
- Aus den effektiven Tastgraden der einzelnen Schaltern ( $d_{a,H}$ ,  $d_{a,L}$ ,  $d_{b,H}$ ,  $d_{b,L}$ ,  $d_{c,H}$  und  $d_{c,L}$ ) werden anschliessend im Modulator die effektiven Schaltsignale ( $s_{a,H1}$ ,  $s_{a,H2}$ ,  $s_{a,L1}$ ,  $s_{a,L2}$ ,  $s_{b,H1}$ ,  $s_{b,H2}$ ,  $s_{b,L1}$ ,  $s_{b,L2}$ ,  $s_{c,H1}$ ,  $s_{c,H2}$ ,  $s_{c,L1}$  und  $s_{c,L2}$ ) für die einzelnen Schalter erzeugt.

Der lokale Mittelwert der geschalteten Gleichspannung ( $u_{bu}$ ) ergibt sich entweder durch Multiplikation der berechneten Tastverhältnisse ( $d_a$ ,  $d_b$  und  $d_c$ ) mit den entsprechenden Phasenspannungen ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) oder alternativ (nicht gezeigt) durch Division des Ausgangsleistungssollwertes ( $P_o^*$ ) durch den Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ).

20

Die Regelung des Zwischenkreisstromes oder Induktivitätsstromes ( $i_L$ ) erfolgt anschliessend mit einer unterlagerten Stromregelung indem zuerst die Regelabweichung durch Subtraktion des gemessenen Zwischenkreisstromes ( $i_L$ ) vom Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) ermittelt wird und dieser dann einem Zwischenkreisstromregler (52) zugeführt wird, welcher an seinem Ausgang den Sollwert der im Mittel über eine Taktperiode an der zugehörigen Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ) zu bildenden Spannung ( $u_L^*$ ) ausgibt. Nach Subtraktion dieses Sollwertes ( $u_L^*$ ) vom berechneten lokalen Mittelwert der geschalteten Gleichspannung ( $u_{bu}$ ) resultiert der lokale Mittelwert des Spannungssollwertes ( $u_{bo}^*$ ) der am Mittelpunkt des

25



Hochsetzstellerbrückenweiges erforderlich ist. Wird diese Mittelpunktspannung ( $u_{bo}^*$ ) durch den Sollwert der Ausgangsspannung ( $u_o^*$ ) dividiert, so ergibt sich daraus direkt die relative Einschaltdauer ( $d_d$ ) bzw. aus einem Modulator (53) das effektive Schaltsignal ( $s_d$ ) für den oberen Schalter (311) des Hochsetzstellerbrückenweiges, wobei während der Einschaltdauer des oberen Schalters (311) der untere Schalter (312) des Brückenweiges ausgeschaltet wird, d.h. beide Schalter des Brückenweiges im Gegentakt arbeiten und die Taktperiode bevorzugt eine konstante Länge bzw. die Taktfrequenz bevorzugt einen konstanten Wert aufweist. Insgesamt wird so der Zwischenkreisstromwert ( $i_L$ ) entsprechend dem zugehörigen Zwischenkreisstromsollwertverlauf ( $i_L^*$ ) geführt.

10 Anzumerken ist, dass die Taktung der Dreiphasenbrückenschaltung und des Hochsetzstellerbrückenweiges beispielsweise mit gleicher Taktfrequenz vorgenommen und zeitlich so gelegt werden kann, dass eine minimale schaltfrequente Schwankung des Zwischenkreisstromes ( $i_L$ ) erreicht wird.

Anzumerken ist, dass neben der Ausführung des Lastkonverters als DC/DC-Hochsetzsteller mehrere weitere Realisierungsformen bestehen:

- eine Vollbrückenschaltzelle 6 mit innerer DC-Spannung, zur Implementierung einer aktiven Formung des Zwischenkreisstromes (vgl. **Figur 6**). Der Zwischenkreisstrom ist gleich dem Ausgangsstrom, welcher über entsprechende Taktung der Vollbrückenschaltzelle 6 eingepreßt wird. Da die Zelle nur Leistungspulsationen mit sechsfacher Netzfrequenz ausgleicht, ist keine DC-seitige Speisung erforderlich. Zudem können vorteilhaft für die Vollbrückenschaltzelle 6 im Vergleich zur Dreiphasenbrückenschaltung Schaltelemente mit relativ geringer Sperrspannung eingesetzt werden. Die
- Ein Dreiphasen-Pulsconverter, insbesondere Pulswechselrichter 7 (vgl. **Figur 7**),
- oder eine andere spannungsstabilisierende Konverterstufe wie z.B. auch galvanisch getrennte DC/DC-Wandler.

Die Vollbrückenschaltzelle 6 weist zwei Anschlüsse auf. Sie kann gebildet werden durch zwei Brückenweige, welche parallel zueinander und parallel zu einer Schaltzellenkapazität

zwischen einen Schaltzellenpluspol und einen Schaltzellenminuspol geschaltet sind. Die Mittelabgriffe der Brückenweige bilden die beiden Anschlüsse.

Die Leistungsschalter der Vollbrückenschaltzelle 6 können unidirektional schaltend ausgeführt sein, jeweils mit antiparallelen Freilaufdioden.

- 5 Anzumerken ist, dass für die Zeichnungen und die obenstehenden Ausführungen ohmsches Netzverhalten als erwünscht angenommen wird, das erfindungsgemässe Steuerverfahren jedoch auch für eine Phasenverschiebung der Netzphasenströme gegenüber den zugeordneten Netzphasenspannungen Anwendung finden kann, wobei dann zu den Phasenstromsollwerten (welche gemäss den obigen Ausführungen für ohmsches
- 10 Netzverhalten gebildet werden) entsprechende Blindkomponenten addiert werden.

**PATENTANSPRÜCHE**

1. Verfahren zum Regeln eines Dreiphasen-Pulsleichrichtersystems (1, 2, 3), welches eine Dreiphasen-Brückenschaltung (2), zum Leistungsaustausch zwischen einem  
5 Dreiphasennetz (1) und einer Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ), und einen Lastkonverter (3), zum Leistungsaustausch zwischen der Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ) und einer Last, aufweist,  
wobei die Brückenweige der Dreiphasen-Brückenschaltung (2) zum Schalten von durch die Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ) fließenden Phasenströmen angeordnet sind,  
wobei in zeitlich aufeinanderfolgenden Abschnitten, welche jeweils ein Sechstel der  
10 Periodendauer des Dreiphasennetzes dauern, jeweils in einem Abschnitt
- in jenem Brückenweig, im Folgenden ausgewählter Brückenweig genannt, der Dreiphasen-Brückenschaltung (2), welchem die Netzphase mit dem betragsmässig grössten Phasenstrom, im Folgenden ausgewählte Netzphase genannt, zugeordnet ist, diese Netzphase wahlweise in Abhängigkeit der Polarität des Phasenstromes mit  
15 einem Schalter des ausgewählten Brückenweigs, im folgenden ausgewählter Schalter genannt, einem positiven Anschlusspunkt ( $p$ ) oder einem negativen Anschlusspunkt ( $n$ ) der Dreiphasen-Brückenschaltung (2) verbunden wird, wobei diese Netzphase bei positivem Phasenstrom mit dem positiven und bei negativem Phasenstrom mit dem negativen Anschlusspunkt verbunden wird, und während der Dauer dieses Abschnitts  
20 verbunden bleibt,
  - in den anderen beiden, nicht ausgewählten, Brückenweigen durch Taktung der dem ausgewählten Schalter gegenüberliegenden Schalter der entsprechende positive respektive negative Anschlusspunkt wechselweise mit den beiden nicht ausgewählten Phasen verbunden wird.
- 25 2. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei jeweils in einem zeitlichen Abschnitt durch die Taktung in jedem der anderen beiden, nicht ausgewählten, Brückenweige, jeweils ein sinusförmiger Phasenstrom eingestellt wird.

3. Verfahren gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei der Lastkonverter durch Taktung eine Spannung ( $u_{bo}$ ) an einem lastkonverterseitigen Anschluss der Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ) einstellt, welche im Zusammenwirken mit einer durch die Dreiphasen-Brückenschaltung (2) gebildete geschaltete Gleichspannung ( $u_{bu}$ ) am anderen, brückenschaltungsseitigen Anschluss
- 5 der Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ) einen vorgegebener Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) ergibt.
4. Verfahren gemäss Anspruch 3, wobei der Zwischenkreisstrom ( $i_L$ ) durch einen Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) vorgegeben wird, und dieser gemäss den folgenden Schritten bestimmt wird:
- ein Eingangssollwert ( $G^*$ ) wird in Abhängigkeit einer Lastspannungsregelabweichung,  
10 welche gleich der Differenz eines vorgegebenen Lastspannungssollwertes ( $u_o^*$ ) und eines gemessenen Lastspannungswertes ( $u_o$ ) ist, gebildet,
    - indem die Lastspannungsregelabweichung an den Eingang eines Ausgangs-  
spannungsreglers (51) geführt wird, welcher am Ausgang einen Sollwert einen  
Nachladestromes ( $i_{co}^*$ ) eines Ausgangskondensators ( $C_o$ ) des Lastkonverters (3)  
15 bildet, aus welchem nach optionaler Addition eines gemessenen Laststromes ( $i_{load}$ )  
und nach Multiplikation mit einer Ausgangsreferenzspannung ( $u_o^*$ ) ein  
Ausgangsleistungssollwert ( $P_o^*$ ) einer an den Ausgang des Lastkonverters (3) zu  
liefernden Leistung resultiert;
    - und durch Division des Ausgangsleistungssollwerts ( $P_o^*$ ) durch eine Summe von  
20 Quadraten von Eingangsphasenspannungen ( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) der Eingangssollwert  
( $G^*$ ) bestimmt wird, wodurch dieser einer Leistungsaufnahme aus dem  
Dreiphasennetz (1) in Höhe des Ausgangsleistungssollwertes ( $P_o^*$ ) entspricht; und
  - durch Multiplikation des Eingangssollwertes ( $G^*$ ) mit gemessenen Phasenspannungen  
( $u_a$ ,  $u_b$  und  $u_c$ ) Eingangsphasenstromsollwerte ( $i_a^*$ ,  $i_b^*$  und  $i_c^*$ ) bestimmt werden, aus denen  
25 der Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) ermittelt wird, indem von allen Eingangsphasen-  
stromsollwerten ( $i_a^*$ ,  $i_b^*$  und  $i_c^*$ ) der Betrag gebildet wird und der grösste Wert als  
Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) verwendet wird.
5. Verfahren gemäss Anspruch 4, wobei aus den Verhältnissen der Eingangsphasen-  
stromsollwerte ( $i_a^*$ ,  $i_b^*$  und  $i_c^*$ ) und dem Zwischenkreisstromsollwert ( $i_L^*$ ) Tastverhältnisse ( $d_a$ ,  
30  $d_b$  und  $d_c$ ) der Dreiphasen-Brückenschaltung (2) berechnet werden, aus denen die effektiven

Tastgrade ( $d_{a,H}$ ,  $d_{a,L}$ ,  $d_{b,H}$ ,  $d_{b,L}$ ,  $d_{c,H}$  und  $d_{c,L}$ ) bestimmt werden, indem jeweils für einen Brückenweig der Dreiphasen-Brückenschaltung (2)

- falls das berechnete Tastverhältnis ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) positiv ist, die relative Einschaltzeit für einen oberen Schalter ( $d_{a,H}$ ,  $d_{b,H}$  oder  $d_{c,H}$ ) des Brückenweigs gleich dem berechneten Tastverhältnis ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) ist, und der untere Schalter des Brückenweigs immer ausgeschaltet bleibt;
  - falls das Tastverhältnis ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) negativ ist, der obere Schalter des Brückenweigs ausgeschaltet bleibt, und die relative Einschaltzeit für den unteren Schalter ( $d_{a,L}$ ,  $d_{b,L}$  oder  $d_{c,L}$ ) des Brückenweigs gleich dem Betrag des berechneten Tastverhältnisses ( $d_a$ ,  $d_b$  oder  $d_c$ ) ist.
6. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, in welchem zum Erreichen einer Phasenverschiebung von Netzspannung und Netzstrom zu den Phasenstromsollwerten entsprechende Blindkomponenten addiert werden.
7. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 6, in welchem der Lastkonverter (3) ein Hochsetzsteller ist.
8. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 6, in welchem
- der Lastkonverter (3) ein Pulswechselrichter ist; oder
  - der Lastkonverter (3) eine in einer Verbindungsleitung zwischen positiver Zwischenkreisspannungs- und positiver Ausgangsspannungsklemme des Dreiphasen-Pulsleichrichtersystems oder zwischen negativer Zwischenkreisspannungs- und negativer Ausgangsspannungsklemme des Dreiphasen-Pulsleichrichtersystems angeordnete Vollbrückenschaltzelle mit innerer Schaltzellenkapazität ist.
9. Verfahren gemäss Anspruch 7, welches zwischen einer ersten Betriebsart und einer zweiten Betriebsart umschaltet, wobei
- in der ersten Betriebsart die Dreiphasen-Brückenschaltung (2) gemäss einem der Ansprüche 1 bis 6 und der Lastkonverter (3) als Hochsetzsteller betrieben wird; und

- in der zweiten Betriebsart die Dreiphasen-Brückenschaltung (2) als Tiefsetzsteller betrieben und der Lastkonverter (3) seinen Ausgang an seinen Eingang schaltet und nicht getaktet wird.

10. Vorrichtung zum Regeln eines Dreiphasen-Pulsleichrichtersystems (1, 2, 3), welches eine  
5 Dreiphasen-Brückenschaltung (2), zum Leistungsaustausch zwischen einem Dreiphasennetz  
(1) und einer Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ), und einen Lastkonverter (3), zum  
Leistungsaustausch zwischen der Zwischenkreisinduktivität ( $L$ ) und einer Last, aufweist,  
dadurch gekennzeichnet, dass die Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens gemäss  
einem der vorangehenden Ansprüche ausgebildet ist.

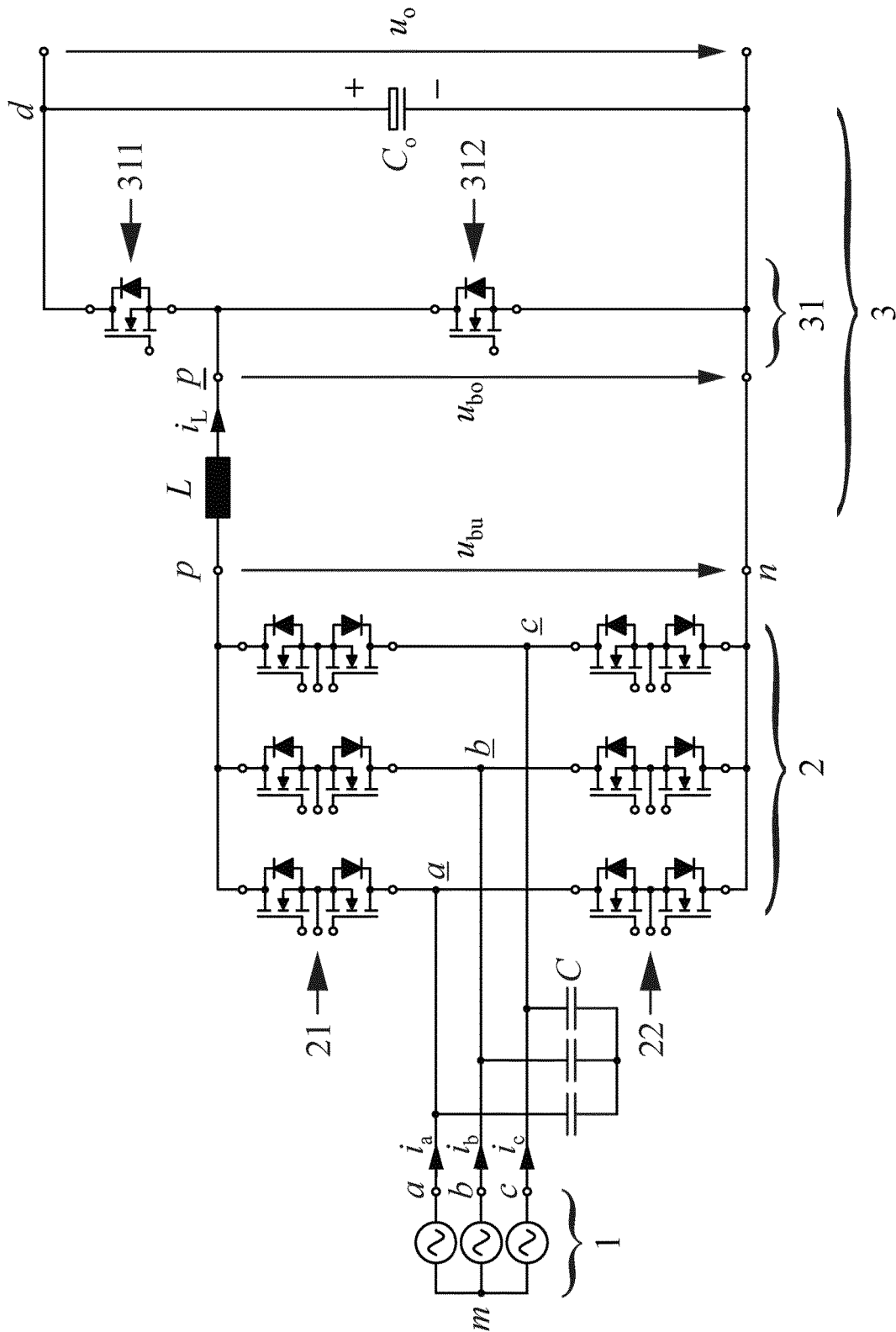
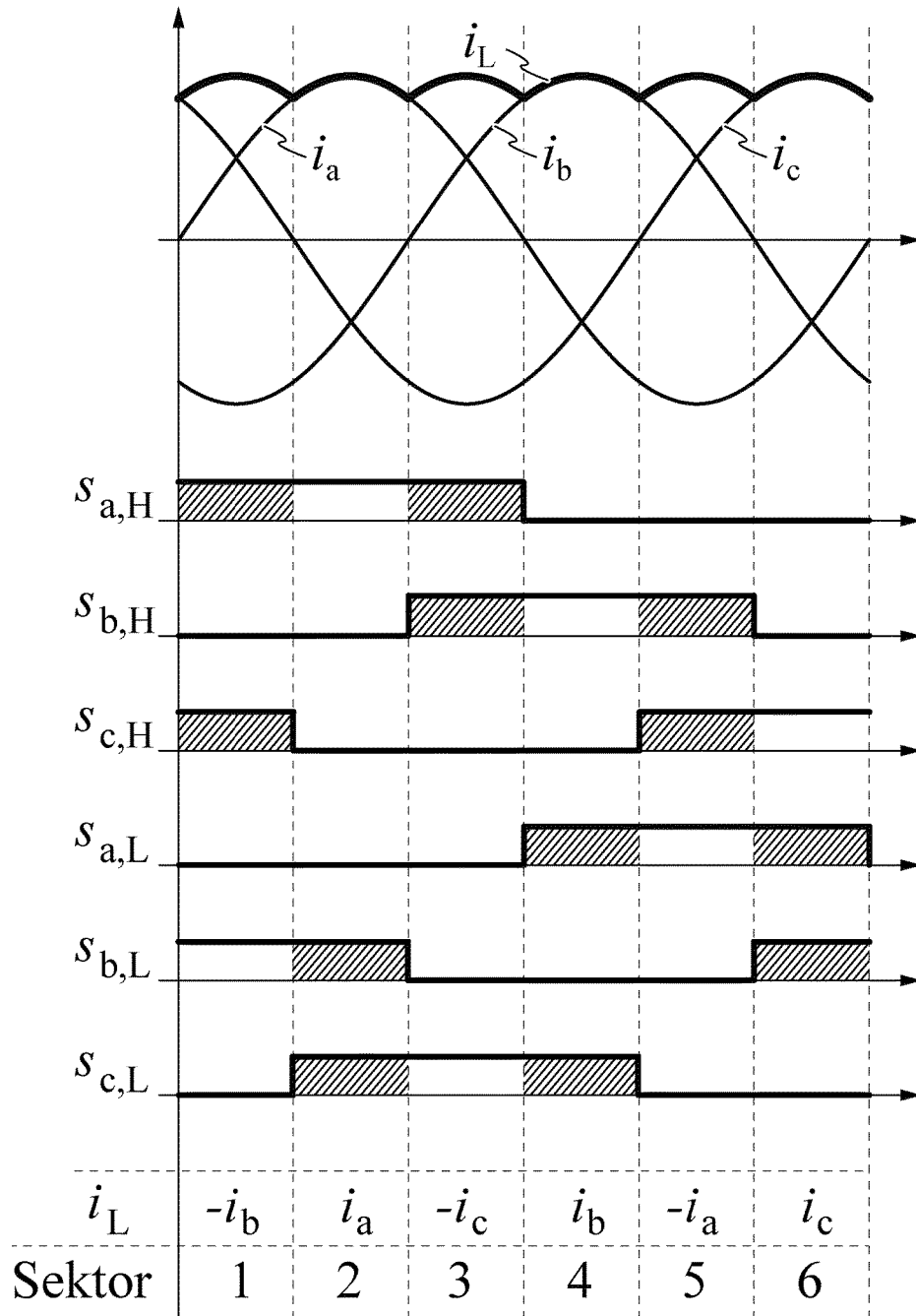
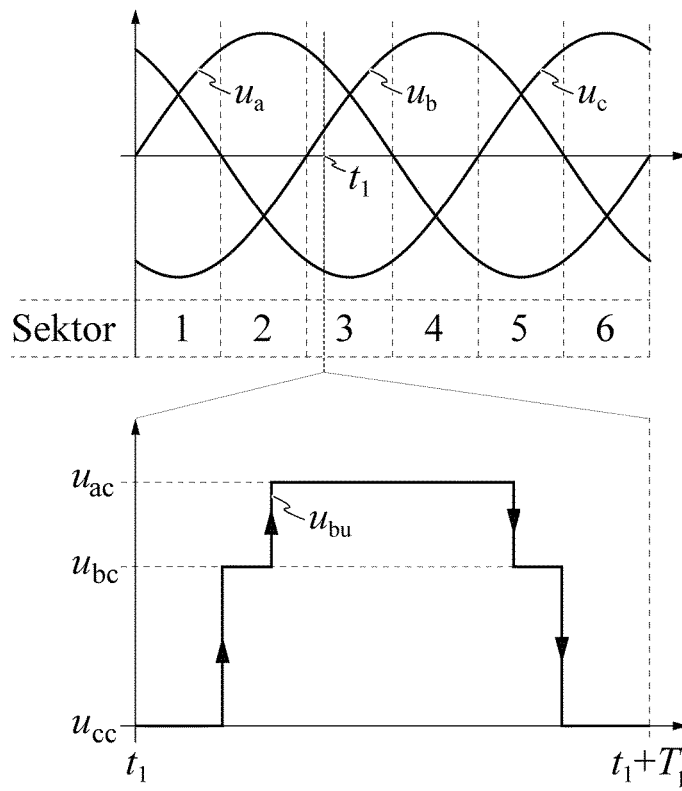


Figure 1

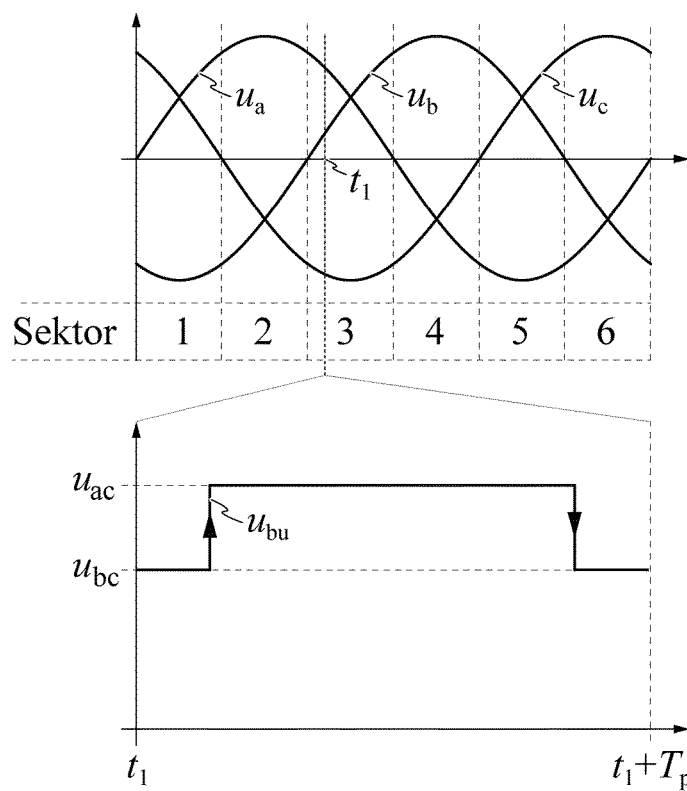


Figur 2

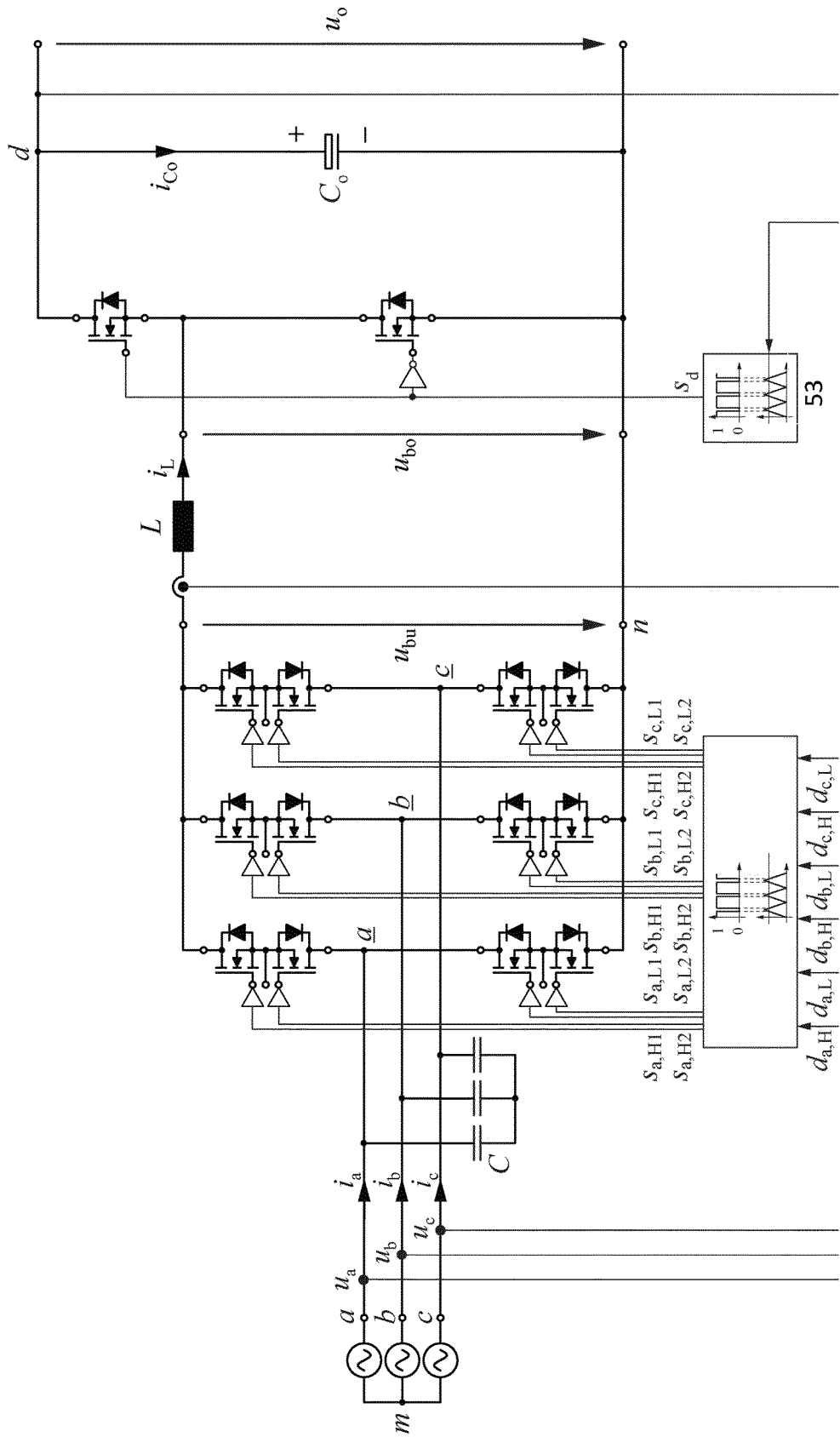




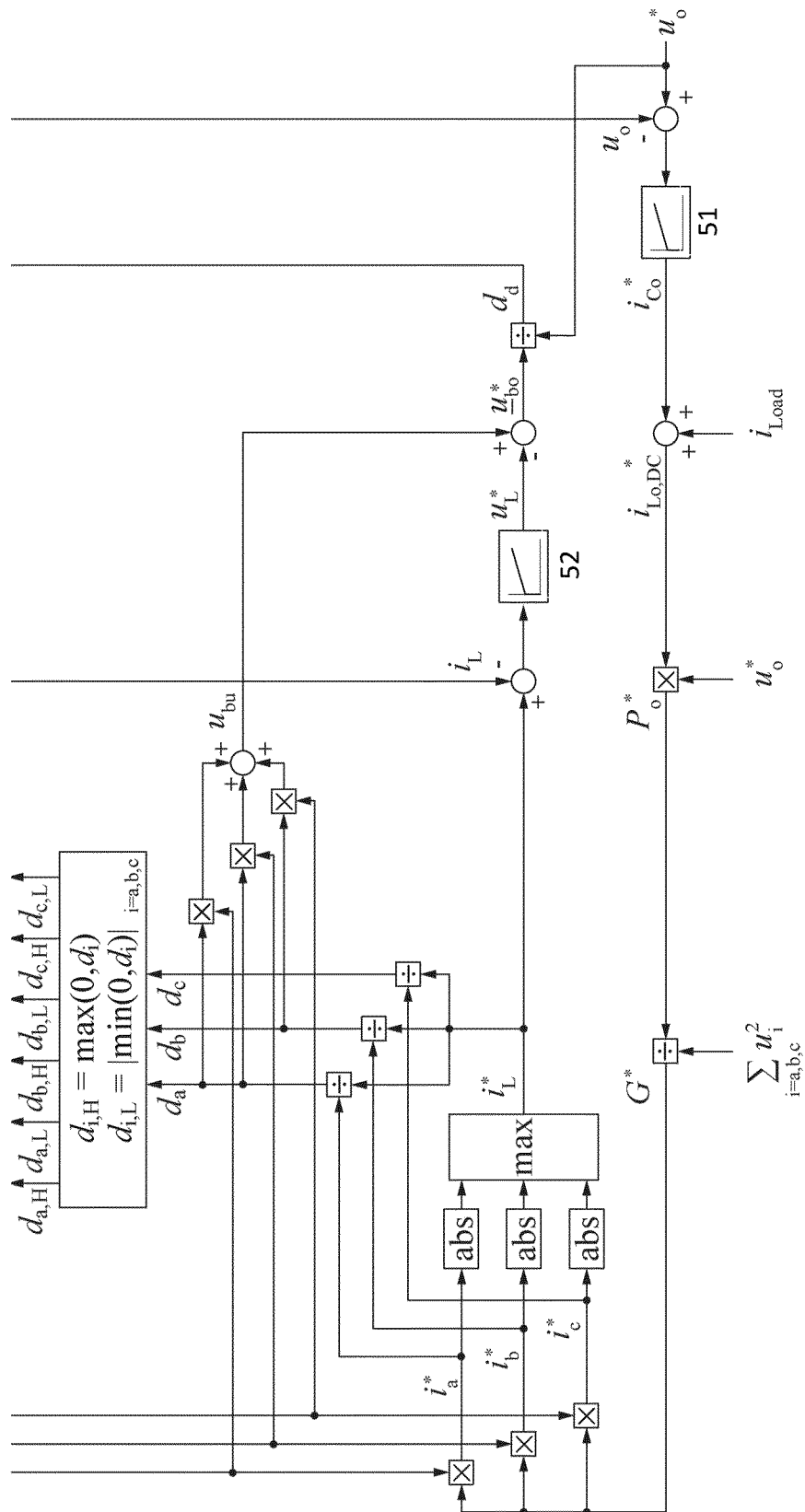
Figur 3



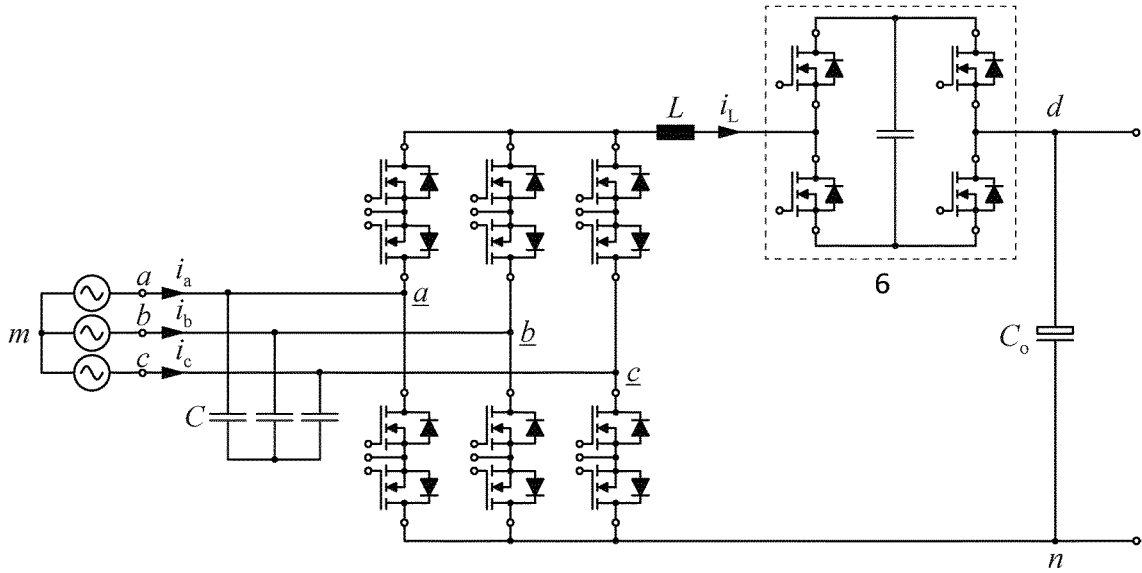
Figur 4



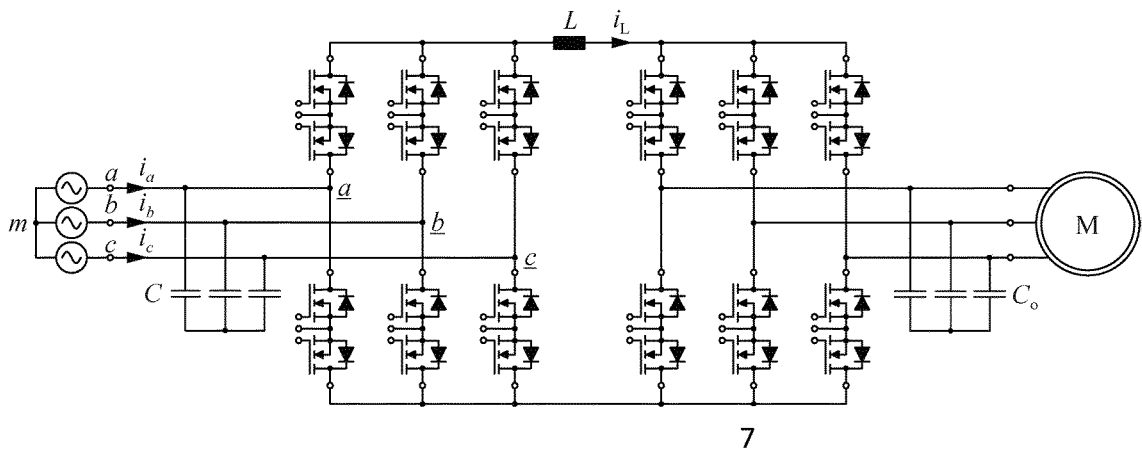
Figur 5a



Figur 5b



Figur 6



Figur 7

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

**PCT/EP2020/052022**

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b>		
<i>H02M 7/217</i> (2006.01)i; <i>H02M 7/219</i> (2006.01)i; <i>H02M 1/00</i> (2006.01)i		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H02M		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) EPO-Internal, WPI Data		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X A	EP 3217522 A1 (SIEMENS AG [DE]) 13 September 2017 (2017-09-13) figures 2,3,5,6,7 paragraphs [0009], [0011], [0012], [0014], [0017] - [0021], [0035], [0041] - [0059] claims 1,3	1-3,7-10 4-6
A	EP 1760870 A2 (SIEMENS AG [DE]) 07 March 2007 (2007-03-07) abstract figures 1,3,4	1-10
A	WO 2017153366 A1 (RENAULT SAS [FR]; CENTRE NAT DE LA RECH SCIENT [FR] ET AL.) 14 September 2017 (2017-09-14) abstract figures 1,3	1-10
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&amp;” document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search <b>06 May 2020</b>		Date of mailing of the international search report <b>14 May 2020</b>
Name and mailing address of the ISA/EP <b>European Patent Office p.b. 5818, Patentlaan 2, 2280 HV Rijswijk Netherlands</b> Telephone No. (+31-70)340-2040 Facsimile No. (+31-70)340-3016		Authorized officer <b>Zettler, Karl-Rudolf</b>  Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
**Information on patent family members**

International application No.

**PCT/EP2020/052022**

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
EP	3217522	A1	13 September 2017	CN	108702082	A	23 October 2018
				EP	3217522	A1	13 September 2017
				EP	3411944	A1	12 December 2018
				JP	2019508008	A	22 March 2019
				US	2019115847	A1	18 April 2019
				WO	2017153096	A1	14 September 2017
EP	1760870	A2	07 March 2007	DE	102005042324	A1	15 March 2007
				EP	1760870	A2	07 March 2007
				US	2007053213	A1	08 March 2007
WO	2017153366	A1	14 September 2017	FR	3048830	A1	15 September 2017
				WO	2017153366	A1	14 September 2017

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen PCT/EP2020/052022
---

**A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
 INV. H02M7/217 H02M7/219 H02M1/00  
 ADD.

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	EP 3 217 522 A1 (SIEMENS AG [DE]) 13. September 2017 (2017-09-13)	1-3,7-10
A	Abbildungen 2,3,5,6,7 Absätze [0009], [0011], [0012], [0014], [0017] - [0021], [0035], [0041] - [0059] Ansprüche 1,3	4-6
A	----- EP 1 760 870 A2 (SIEMENS AG [DE]) 7. März 2007 (2007-03-07) Zusammenfassung Abbildungen 1,3,4	1-10
A	----- WO 2017/153366 A1 (RENAULT SAS [FR]; CENTRE NAT DE LA RECH SCIENT [FR] ET AL.) 14. September 2017 (2017-09-14) Zusammenfassung Abbildungen 1,3	1-10
	-----	

Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen  Siehe Anhang Patentfamilie

<p>* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :</p> <p>"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist</p> <p>"E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist</p> <p>"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)</p> <p>"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht</p> <p>"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist</p>	<p>"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</p> <p>"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden</p> <p>"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist</p> <p>"&amp;" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist</p>
--	---

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche	Absenddatum des internationalen Recherchenberichts
6. Mai 2020	14/05/2020

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	Bevollmächtigter Bediensteter  Zettler, Karl-Rudolf
--	---

**INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT**

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2020/052022

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 3217522	A1	13-09-2017	CN 108702082 A	23-10-2018
			EP 3217522 A1	13-09-2017
			EP 3411944 A1	12-12-2018
			JP 2019508008 A	22-03-2019
			US 2019115847 A1	18-04-2019
			WO 2017153096 A1	14-09-2017
-----				
EP 1760870	A2	07-03-2007	DE 102005042324 A1	15-03-2007
			EP 1760870 A2	07-03-2007
			US 2007053213 A1	08-03-2007
-----				
WO 2017153366	A1	14-09-2017	FR 3048830 A1	15-09-2017
			WO 2017153366 A1	14-09-2017
-----				