

(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
4. Oktober 2012 (04.10.2012)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2012/131073 A2

- (51) Internationale Patentklassifikation: Nicht klassifiziert
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2012/055890
- (22) Internationales Anmeldedatum:
30. März 2012 (30.03.2012)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:
10 2011 006 631.4 1. April 2011 (01.04.2011) DE
- (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT** [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, 80333 München (DE).
- (72) Erfinder; und
- (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **BAERNKLAU, Hans** [DE/DE]; Bonnhoefferplatz 15, 01159 Dresden (DE). **BERNET, Steffen** [DE/DE]; Rissweg 25, 01324 Dresden (DE). **GENSOR, Albrecht** [DE/DE]; Koenigsteinstr. 2a, 01277 Dresden (DE). **WEBER, Jens** [DE/DE]; Kurt-Froehlich-Str. 15, 01219 Dresden (DE).
- (74) Gemeinsamer Vertreter: **SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT**; P.O. Box 22 16 34, 80506 München (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, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, 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, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, 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, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts (Regel 48 Absatz 2 Buchstabe g)

(54) Title: METHOD FOR PRODUCING AN OUTPUT VOLTAGE AND ASSEMBLY FOR PERFORMING THE METHOD

(54) Bezeichnung : VERFAHREN ZUR ERZEUGUNG EINER AUSGANGSSPANNUNG UND ANORDNUNG ZUR DURCHFÜHRUNG DES VERFAHRENS

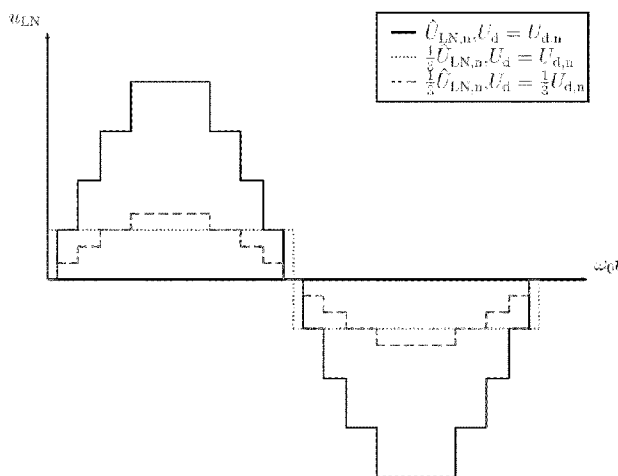


Figure 7

(57) Abstract: The invention, which relates to a method for producing an output voltage by means of an M2C and an assembly for performing the method, is based on the aim of specifying a solution by means of which the capacitor and semiconductor complexity and costs associated therewith are reduced at a given load current, the open-loop and closed-loop control complexity is simplified for the operating range of $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$, and the losses in the converter are reduced. Said aim is achieved by the method in that, in order to reduce the capacitor complexity in the converter, the input voltage (U_d) is controlled in an open-loop or closed-loop manner according to the angular frequency (ω_0) in the range between a lower angular frequency (ω_1), which is greater than or equal to the zero frequency (ω_0), and an angular frequency (ω_2) in such a way that the input voltage increases with increasing frequency.

(57) Zusammenfassung: Der Erfindung, welche ein Verfahren zur Erzeugung einer Ausgangsspannung mittels eines M2Cs und eine Anordnung zur Durchführung des Verfahrens betrifft, liegt die Aufgabe zugrunde, eine Lösung anzugeben mit welcher der Kondensator- und Halbleiteraufwand und hiermit verbundene

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



Kosten bei einem gegebenem Laststrom reduziert werden, eine Vereinfachung des Steuerungs- und Regelungsaufwandes für den Betriebsbereich von $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$ erreicht wird und die Verluste im Stromrichter verringert werden. Diese Aufgabe wird verfahrensseitig dadurch gelöst, dass die Eingangsspannung (U_d) in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz (ω_0) im Bereich zwischen einer unteren Kreisfrequenz (ω_1), welche gleich oder größer als die Nullfrequenz (ω_0) ist, und einer Kreisfrequenz (ω_2), zur Verringerung eines Kondensatoraufwands im Stromrichter, derart gesteuert oder geregelt wird, dass sie mit ansteigender Frequenz ansteigt.

**Verfahren zur Erzeugung einer Ausgangsspannung und Anordnung
zur Durchführung des Verfahrens**

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Erzeugung einer
frequenzveränderlichen Ausgangsspannung u_a mittels eines
10 Modulare Multilevel-Stromrichters (M2C), wobei der
Stromrichter durch Zu- und Abschalten von Submodulen eine
durch diskrete Spannungsstufen angenäherte sinusförmige
Wechselspannung mit einer ersten Kreisfrequenz ω_0 , welche
zwischen einer Nullfrequenz $\omega_{0,min}$ und einer zweiten
15 Kreisfrequenz $\omega_{0,max}$ liegt, aus einer Eingangsspannung U_d
erzeugt.

Die Erfindung betrifft auch eine Anordnung zur Durchführung
des Verfahrens zur Erzeugung einer frequenzveränderlichen
Ausgangsspannung u_a aus einer Eingangsspannung U_d mittels
20 eines Modulare Multilevel-Stromrichters (M2C), bei welchem
zur Erzeugung einer Ausgangsspannung Zweige, bestehend aus
je einer Reihenschaltung von mehreren Submodulen, angeordnet
sind.

25 Multilevel-Stromrichter können an ihren Ausgangsklemmen
Spannungen mit geringem Oberschwingungsgehalt, welche einem
gewünschten sinusförmigen Verlauf der Spannung sehr nahe
kommen, erzeugen.

Derzeit sind mehrere Multilevel-Topologien wie 3-Level-NPC,
30 Flying-Capacitor-Converter, Cascaded-H-Bridge-Converter wie
in Bin Wu, "High-Power Converters And AC Drives", John Wiley
& Sons Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2006 offenbart,

bekannt.

Eine relativ neue Topologie ist der Modulare Multilevel-Stromrichter (M2C, M²LC), wie er in R. Marquardt, A. Lesnicar, J. Hildinger, „Modulares Stromrichterkonzept für
5 Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen“, ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 2002 und in R. Marquardt, A. Lesnicar, „New Concept for High Voltage Modular Multilevel Converter“, Proc. of IEEE-Power Electronics Specialists Conference (PESC), Aachen, 2004 beschrieben ist.

- 10 Dieser ist derzeit Gegenstand von Anwendung und Forschung. Wesentliches Merkmal des M2Cs ist die Reihenschaltung von mehreren Zellen, den sogenannten Submodulen.

Für die Funktionsweise ist es notwendig, dass jede dieser Zellen einen Energiespeicher, welcher als Gleichspannungs-
15 kondensator realisiert werden kann, besitzt.

Beim Betrieb von Multilevel-Stromrichter nach dem Stand der Technik sind die nachfolgend aufgeführten Bedingungen zu beachten.

- Da die Energiespeicher nicht durch externe
20 Beschaltungsnetzwerke, wie z. B. durch potentialgetrennte Gleichrichter geladen oder entladen werden, ist der Zeitverlauf der gespeicherten Energie stark vom Betrieb des Umrichters und/oder der Last abhängig. So hängt die auslegungsrelevante Energieschwankung nach [R. Marquardt, ...
25 „Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen“, ...] beim sog. „kreisstromfreien Betrieb“ indirekt proportional von der Grundswingungsfrequenz des Laststromes ab.

- Mit Kreisströmen werden hier Stromkomponenten in den Zweigen
30 des Umrichters genannt, welche weder über den Anschluss am

DC-Zwischenkreis, noch über die Last fließen. Der „kreisstromfreie Betrieb“ zeichnet sich also dadurch aus, dass die Ströme in den Zweigen des Umrichters nur Komponenten enthalten, welche über den DC-Zwischenkreis und die Last fließen.

Demnach ist ein „kreisstromfreier Betrieb“ bei „kleinen“ Grundswingungsfrequenzen nicht, oder nur unter Einschränkungen möglich. Dies ist insbesondere beim Betrieb von elektrischen Maschinen zu beachten.

- 10 Insbesondere muss bei Motor- oder Generatoranwendungen ein sehr schnelles Anfahren der Maschine auf die Auslegungsfrequenz f_N realisiert werden, um den Energieeintrag in die Submodul-Kondensatoren zu beschränken. Somit kommt es zu weiteren Einschränkungen des Anwendungsbereichs auf Grund der Eigenschaften des angetriebenen mechanischen Systems.

Begrenzung der Arbeitsfrequenz f_0 des Umrichters auf $f_{0,Min} < f_0 < f_{0,Max}$. Bei Maschinenanwendungen bedeutet dies „hartes“ Anfahren der Maschine aus dem Stillstand.

- 20 Eine Möglichkeit zur Realisierung des schnellen Anfahrens ist, die Arbeitsfrequenz des Umrichters auf $0 < f_{0,Min} \leq f_0 \leq f_{0,Max}$ zu begrenzen. Insbesondere bedeutet dies bei Asynchronmaschinen „hartes“ Anfahren aus dem Stillstand auf

$$f_{Mech} = \frac{f_{0,Min}}{p} * (1 - s_x)$$

- 25 Hierbei stellt p die Polpaarzahl, f_{Mech} die mechanische Drehzahl der Maschine und s_x den Schlupf dar.

Somit ist kein stationärer Betrieb bei Frequenzen $f_0 < f_{0,Min}$ möglich, also kein Gleichstrombremsen und kein Sanftanlauf

aus dem Stillstand. Beachtet werden muss das ein nachgeschaltetes mechanisches System nicht durch eventuell auftretende Drehmomentstöße beschädigt wird.

Eine weitere Möglichkeit zur Reduzierung der
5 Energieschwankungen ist eine Anpassung der Amplitude des Laststromes in Abhängigkeit der Frequenz f_0 , $\hat{I}_L = g(f_0)$, mit dem Ziel, den Energieeintrag in die Submodulkondensatoren zu beschränken. Somit kommt es zu einer Reduktion der Leistung des M2Cs, bei Antrieben entspricht dies einer Reduktion des
10 Drehmoments. Bei Netzanwendungen entspricht dies einer Reduktion der zu übertragenen Leistung.

Weiterhin muss die Beeinflussung des Energieeintrages in die Submodulkondensatoren durch zusätzliche Stromkomponenten im Umrichter beachtet werden, welche nicht über den DC-
15 Anschluss, bzw. die Last fließen. Häufige Folgen dieser Beeinflussung sind zusätzliche Leit- und Schaltverluste in den Halbleiterbauelementen, zusätzliche Verluste innerhalb des Umrichters an den ohmschen Widerständen, Erhöhung der Siliziumfläche der Halbleiterbauelemente sowie eine
20 Verringerung des Wirkungsgrades.

Eine Beeinflussung des Energieeintrags in die Kondensatoren der Submodule durch Variation der Differenz aus der Summe der Klemmenspannung der Submodule oberhalb der Anschlussklemmen der Last oder des Netzes und der Summe der
25 Klemmenspannung der Submodule unterhalb. Diese Variation entspricht einer Modulation der Gleichtaktspannung.

Diese Maßnahme ist nicht bei allen Systemen möglich. Falls möglich, so ist die Modulation der mittleren Spannungsaussteuerung durch technische Anforderungen der
30 Anwendung oft eingeschränkt. Beispiele hierfür sind Isolationsanforderungen. Durch die Modulation der mittleren

Spannungsaussteuerung der Submodule kommt es zu einer Änderung der Schaltverluste.

Durch geeignete Kombinationen der Beeinflussung des Energieeintrages durch Kreisströme und Variation der Gleichtaktspannung ist ein Betrieb des Stromrichters nach [Korn, Winkelkemper, „Low output frequ...“] auch bei $f_0 \ll f_N$ möglich. Insbesondere ist mit dem genannten Verfahren ein Betrieb bei $f_0 = 0$ Hz möglich.

Ausführungen hierfür finden sich in A. J. Korn, M.

Winkelkemper, and P. Steimer, "Low output frequency operation of the modular multi-level converter", in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, Sept. 2010, pp. 3993 3997.

Eine weitere Möglichkeit ist auch die Auslegung der Submodulkondensatoren auf eine minimale Dauerbetriebsfrequenz $f_{0,\min}$. Eine Überdimensionierung bzgl. der Nennfrequenz f_N , erhöht die Kosten. Außerdem erhöht die zusätzlich gespeicherte Energie im Umrichter den Aufwand zur Erfüllung von Sicherheitsanforderungen.

Zusammenfassend gilt:

- Der Betrieb eines Moduleren-Multilevel-Stromrichters (M2C) für $f_0 < f_N$ bei Nennstrom des Umrichters führt zu steigendem Aufwand an Kondensatoren und/oder Leistungshalbleitern und/oder zusätzlichen Anforderungen an die Last, beispielsweise die Isolation des Sternpunktes einer Maschine betreffend.
- Der Betrieb für $f_0 < f_N$ bei reduziertem Strom schränkt die Kenndaten des Umrichters deutlich ein, so dass mögliche Anwendungsgebiete drastisch reduziert werden. So ist beispielsweise ein 4-Quadranten-Antrieb, in dem

im gesamten Bereich für das Drehmoment der Maschine
 $M = M_N$ gefordert wird, nicht möglich.

Der Erfindung liegt somit die Aufgabe zugrunde, ein
Verfahren zur Erzeugung einer Ausgangsspannung und eine
5 Anordnung zur Durchführung des Verfahrens anzugeben, womit
der Kondensator- und Halbleiternaufwand und hiermit
verbundene Kosten bei einem gegebenem Laststrom reduziert
werden, eine Vereinfachung des Steuerungs- und
Regelungsaufwandes für den Betriebsbereich von
10 $\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$ erreicht wird und die Verluste im Stromrichter
verringert werden.

Weiterhin geht es um eine Erschließung zusätzlicher
Anwendungsbereiche des Umrichters, beispielsweise für einen
Dauerbetrieb bei kleinen Frequenzen oder dem Betrieb einer
15 elektrischen Maschine mit konstantem Drehmoment über einen
weiten Drehzahlbereich ohne die zuvor genannten Maßnahmen.

Gemäß der Erfindung wird die Aufgabe bei einem Verfahren der
eingangs genannten Art dadurch gelöst, dass die
Eingangsspannung U_d in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz ω_0
20 im Bereich zwischen einer Kreisfrequenz ω_1 , welche gleich
oder größer als die Nullfrequenz ω_0 ist, und einer
Kreisfrequenz ω_2 , zur Verringerung eines Kondensatoraufwands
im Stromrichter, derart gesteuert oder geregelt wird, dass
sie mit ansteigender Frequenz ansteigt.

25 Hierbei ist $\omega = 2\pi f$, insbesondere gilt $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Dabei liegt die Kreisfrequenz ω_0 , welche die
Grundschwingungs- oder Arbeitsfrequenz des Stromrichters
abbildet, im Bereich zwischen der unteren Begrenzung des
Frequenzbereichs $\omega_{0,min}$ und der zweiten Kreisfrequenz $\omega_{0,max}$,
30 welche die obere Begrenzung des Frequenzbereichs markiert.

Betrachtet wird der Betrag der Kreisfrequenz.

Die Minimalfrequenz $\omega_{0,min}$ stellt somit die kleinste realisierbare Frequenz beim Betrieb des Stromrichters dar und ist größer oder gleich 0.

$$0 \leq \omega_{0,min} \leq \omega_0 \leq \omega_{0,max}$$

- 5 Bei der Steuerung- oder Regelung der DC-Spannung U_d am Anschlusspunkt des Umrichters in Abhängigkeit der Grundswingungskreisfrequenz ω_0 erfolgt diese Steuerung oder Regelung zwischen der unteren Minimalfrequenz ω_1 und der zweiten Kreisfrequenz ω_2 .

$$\omega_1 \leq \omega_0 \leq \omega_2$$

- 10 Erfindungsgemäß ist eine Variation der DC-Spannung U_d am Gleichspannungszwischenkreis vorgesehen in Abhängigkeit der Grundswingungskreisfrequenz ω_0 oder der Grundswingungsfrequenz f_0 des Stromrichters unter Beachtung der Laststromamplitude $\hat{I}_L$ und/oder der Klemmenspannung.
- 15 Mittels dieser Variation der DC Spannung U_d wird der Energieeintrag in die Submodulkondensatoren des M2Cs erfindungsgemäß beeinflusst.

- Eine zusätzliche Modulation der Gleichtaktspannung und eine Energieverschiebung durch zusätzliche Stromkomponenten sind
- 20 optional möglich. Die Variation der DC Spannung U_d im Zwischenkreis bedingt eine Schaltung, welche eine variable Spannung U_d bereitstellen kann. Eine Auswahl derartiger Schaltungen ist im Ausführungsbeispiel weiter unten angegeben.

- 25 Die Erfindung betrifft auch ein Verfahren zur Erzeugung einer Spannung U_d im DC-Zwischenkreis aus einer frequenzveränderlichen Eingangsspannung u_a mittels des

Modularen Multilevel-Stromrichters (M2C).

In einer Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, dass das Zu- und Abschalten mindestens eines Submoduls stufenweise erfolgt.

- 5 In einer anderen Ausgestaltung ist vorgesehen, dass das Zu- und Abschalten mindestens eines Submoduls durch PWM-Modulation gesteuert erfolgt.

Eine Form der Steuerung der Submodule besteht darin ein oder mehrere Module mittels eines PWM-Steuersignals (Puls-Weiten-
10 Modulation) anzusteuern.

In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, dass die Spannung U_d in Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω_0 monoton ansteigt.

- 15 In einer besonderen Ausführung der Erfindung ist vorgesehen, dass die Spannung U_d in Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω_0 zumindest in einem Intervall linear ansteigt.

In einer Ausführungsform der Erfindung ist vorgesehen, dass die Eingangsspannung U_d in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz ω_0 zumindest in einem Intervall nichtlinear
20 ansteigt.

- Gemäß der Erfindung kann der Spannungsverlauf der Spannung U_d in Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω_0 monoton ansteigen. Somit liegt nicht zwingend eine lineare Abhängigkeit zwischen U_d und ω_0 vor, die Spannung U_d behält in
25 Abhängigkeit von ω_0 entweder ihren Wert bei oder wird größer.

Der Spannungsverlauf kann aber auch zumindest in einem zu betrachtenden Intervall einen linearen Anstieg aufweisen.

In einer Ausführungsvariante der Erfindung ist vorgesehen, dass die Eingangsspannung U_d in zusätzlicher Abhängigkeit von einem Laststrom und/oder einer Klemmenspannung oder Lastspannung des M2Cs und/oder einem Drehmoment einer mit
5 der Ausgangsspannung u_a angesteuerten Maschine gesteuert oder geregelt wird.

Neben der Abhängigkeit der Eingangsspannung U_d von der Kreisfrequenz sind weitere Abhängigkeiten möglich, beispielsweise von einem Laststrom oder einer
10 Klemmenspannung einer anzusteuern Maschine. Auch besteht die Möglichkeit ein gefordertes Drehmoment der Maschine bei der Erzeugung der Spannung U_d zu beachten.

In einer Variante der Erfindung ist vorgesehen, dass die Eingangsspannung U_d in zusätzlicher Abhängigkeit von einer
15 Modulation der Gleichtaktspannung der Last gesteuert oder geregelt wird.

In einer anderen Realisierung der Erfindung ist vorgesehen, dass die Eingangsspannung U_d in zusätzlicher Abhängigkeit von einer Energieverschiebung zwischen Energiespeichern des
20 Stromrichters durch zusätzliche Stromkomponenten in den Zweigströmen des Stromrichters gesteuert wird.

Die Spannung im DC-Zwischenkreis U_d wird auch als Eingangsspannung bezeichnet.

Gemäß der Erfindung wird die Aufgabe bei einer Anordnung der
25 eingangs genannten Art dadurch gelöst, dass dem Stromrichter, zur Verringerung eines Kondensatoraufwands im Stromrichter, eingangsseitig Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d vorgeschaltet sind.

Diese Variation der Eingangsspannung U_d kann dadurch

erfolgen, dass dem Stromrichter eingangsseitig ein oder mehrere Mittel zur Variation der Eingangsspannung oder DC-Zwischenkreisspannung U_d vorgeschaltet sind.

In einer Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, dass
5 das Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d aus einem stellbarem Transformator und einem Gleichrichter besteht.

Eine der einfachsten Formen ist die Nutzung von Diodengleichrichtern. Eine andere Möglichkeit besteht in der Verwendung zweier M2Cs oder anderer Stromrichter mit
10 Spannungszwischenkreis oder Stromrichter mit Stromzwischenkreis. Diese fungieren als Gleich- oder Wechselrichter.

In einer anderen Ausgestaltung ist vorgesehen, dass das Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d aus einem
15 Stromrichter mit Stromzwischenkreis besteht.

In einer besonderen Ausführungsform ist vorgesehen, dass das Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d aus einem netzseitigen Stromrichter und einem DC/DC-Wandler besteht.

In einer Weiterbildung der Erfindung ist vorgesehen, dass
20 das Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d aus einem Stromrichter mit Spannungszwischenkreis besteht.

In einer anderen Ausgestaltungsform ist vorgesehen, dass der Stromrichter mit Spannungszwischenkreis, aus einem 2-Level-Umrichter, 3-Level-NPC, 3-Level-Flying-Capacitor oder
25 beliebigen Multilevel Flyingxxx Capacitorxxx Voltage Source Converter oder einem Active Neutral Point Clamped Multilevel Converter (ANPC) besteht.

Nachfolgend werden einige Stand der Technik Literaturstellen angegeben:

- Bin Wu, "High-Power Converters And AC Drives", John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2006
- M. Hagiwara, H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters", Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2008, PESC 2008, IEEE, page 154-161
- R. Marquardt, A. Lesnicar, J. Hildinger, „Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen“, ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 2002
- R. Marquardt, A. Lesnicar, "New Concept for High Voltage - Modular Multilevel Converter", Proc. of IEEE-Power Electronics Specialists Conference (PESC), Aachen, 2004
- A. J. Korn, M. Winkelkemper, and P. Steimer, "Low output frequency operation of the modular multi-level converter", in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, Sept. 2010, pp. 3993-3997.

Die Erfindung soll nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels näher erläutert werden. In den zugehörigen Zeichnungen zeigt

Fig. 1 eine schaltungstechnische Realisierung eines Submoduls eines M2Cs aus dem Stand der Technik,

Fig. 2 einen möglichen Schaltungsaufbau des M2Cs mit N Submodulen pro Zweig aus dem Stand der Technik,

Fig. 3a eine Darstellung der prinzipiellen Abhängigkeit der Spannung U_d von ω_0 ,

Fig. 3b eine Darstellung der prinzipiellen Abhängigkeit der Spannung $\hat{U}_{LN}$ von ω_0 ,

- Fig. 4 ein Schaltungsbeispiel zur Variation der Spannung U_d . (Last: Motor/Generator (Asynchronmaschine, Synchronmaschine,...)/Drehstromnetz) -
Schaltungskombination aus (evtl. stufig)
5 stellbarem Transformator, Diodengleichrichter und M2C,
- Fig. 5 ein weiteres Schaltungsbeispiel zur Variation der Spannung U_d mit einer Schaltungskombination aus CSR (current-source-rectifier) und M2C,
- 10 Fig. 6 ein drittes Schaltungsbeispiel zur Variation der Spannung U_d mit einer Schaltungskombination, bestehend aus einem netzseitigen Stromrichter NSR, einem DC/DC Wandler und einem M2C und
- Fig. 7 ein Schematische Darstellung der Ausgangsspannung des Umrichters (Leiter-Sternpunktspannung) in
15 Abhängigkeit der Spannung U_d ; es erfolgt keine PWM-Modulation der Submodule

Für den M2C sind verschieden Regelungs- und Steuerungs-
20 verfahren, wie beispielsweise in M. Hagiwara, H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters", Power Electronics Specialists Conference (PESC) 2008, PESC 2008, IEEE, page 154-161 beschrieben, bekannt, welche Auswirkung auf die Energieschwankungen in den
25 Submodulkondensatoren haben. Neben den implementierten Steuer- bzw. Regelungsverfahren hat auch die Betriebsart des Stromrichters eine entscheidende Auswirkung auf die Energieschwankung. Aus diesem Grund werden die wesentlichen Abhängigkeiten der Energieschwankungen exemplarisch für ein
30 Verfahren erläutert, sowie der Einfluss der Spannung U_d gezeigt.

Der Aufbau einer in einer Reihenschaltung angeordneten Zelle oder eines sogenannten Submoduls eines M2Cs ist in der Figur 1 dargestellt, wobei auch andere Schaltungsvarianten möglich sind.

- 5 In der Figur 2 ist der Schaltungsaufbau eines M2Cs beispielsweise zur Erzeugung eines dreiphasigen Spannungssystems an den Klemmen U, V, W gegeben. Die Aussagen gelten jedoch für beliebige Phasenanzahlen $m, m \in \{1, 2, 3, \dots\}$. Für die Funktionsweise wichtig sind die
- 10 Zweigdrosseln L_z , um einen Energieausgleich der Submodule des Umrichters im Moment des Schaltens einer Zelle zu vermeiden. Dabei können die Zweigdrosseln einer Phase (U, V, W) magnetisch verkoppelt sein. Eventuelle Widerstände sind in Figur 2 nicht eingezeichnet. Die Spannung U_d wird
- 15 beispielsweise durch einen netzseitigen Stromrichter (passive-front-end (PFE) oder active-front-end (AFE)) bereitgestellt und kann durch Kondensatoren im Gleichspannungszwischenkreis geglättet sein.

Bekannte Kombinationen des M2Cs sind

- 20 • M2C mit Diodenbrücke (PFE)
- M2C mit M2C (AFE)
- M2C mit 3L-NPC-VSC als AFE,

auch andere Varianten sind möglich. Besonders vorteilhaft an der Schaltung des M2C sind folgende Eigenschaften

- 25 • Hohe Verfügbarkeit durch Redundanz
- Streng modularer Aufbau
- Oberschwingungsarme Ausgangsspannung, Qualität der Ausgangsspannung kann durch Anzahl der Submodule erhöht

werden

- Einfaches Anpassen an verschiedene Leistungen und Spannungen
- Beherrschung kurzzeitiger Netzausfälle
- 5 • Sicherer Start aus spannungslosem Zustand („black start“)
- Netzanwendungen: Inselnetzbetrieb möglich
- Netzanwendungen: Geringer, bzw. kein Filteraufwand
- 10 • Maschinenanwendungen: Bel. Maschinentypen (Asynchron-, Synchron-,...) möglich
- Filterloser Betrieb bei Standardmotoren
- DC Bus Konfigurationen möglich
- Standardtransformator oder transformatorlos möglich.

Die wesentlichen Nachteile der Schaltung sind nachfolgend
15 zusammengefasst:

- Hoher Aufwand an kapazitiven Energiespeichern
- Hoher Aufwand zur Steuerung und / oder Regelung
- Abhängigkeit der Energieschwankung in den Energiespeichern von Laststrom und Grundswingungsfrequenz f_0
20 der Last, sowie der Betriebsart des Stromrichters
- Bei niedrigen Ausgangsfrequenzen
 - Erhöhter Aufwand an Kondensatoren
 - Ggf. erhöhte Sternpunktspannung
 - 25 - Ggf. Zusatzstromkomponente im Zweigstrom (Erhöhte Verluste)

- Große Verzerrung der Ausgangsspannung.

Ein bekannter Nachteil aus dem Stand der Technik beim sogenannten kreisstromfreien Betrieb besteht darin, dass beim M2C die Energieschwankung in den Kondensatoren der Submodule von der Amplitude $\hat{I}_L$ und der Grundswingungsfrequenz f_0 des Laststromes abhängig ist.

Ohne geeignete Zusatzmaßnahmen ist somit bei $\hat{I}_L = \textit{konstant}$, $U_d = \textit{konstant}$ bei einer Verringerung der Grundswingungsfrequenz f_0 mit einer Zunahme der Energieschwankung in den Submodulkondensatoren zu rechnen.

Dieses technische Problem wird durch die Erfindung gelöst.

Im Folgenden werden stark vereinfachte Betrachtungen am M2C durchgeführt. Zur Beschreibung des realen Betriebsverhaltens sind diese unzureichend, sie genügen aber für den Kern der Erfindungsmeldung. Ziel der Ausführungen ist, den Einfluss der variablen Spannung U_d am Beispiel einer Betriebsart zu zeigen.

Es wird von einem symmetrischen Aufbau des Umrichters ausgegangen, zugehörige Komponenten wie Zweigdrosseln L_z bzw. Submodule (SM) haben identische Parameter. Der Aufbau des Umrichters mit N Submodulen pro Zweig ist in der Figur 2 dargestellt. In dem verwendeten Modell sind die Zweigdrosseln einer Phase nicht magnetisch verkoppelt. Die Argumentationen bzgl. der Energieschwankungen an einem M2C mit magnetisch verkoppelten Zweigdrosseln sind ähnlich und werden daher nicht separat angegeben.

In der Literatur sind verschiedene Verfahren zur Regelung eines M2Cs bekannt. Für diese Beschreibung wird auf keines davon Bezug genommen. Es genügen einfache physikalische Betrachtungen für den stationären Betrieb. Diese beziehen

sich lediglich auf die Grundschiwingung. Eine Beeinflussung der Gleichtaktspannung durch Modulation der Submodule erfolgt nicht, ferner werden keine zusätzlichen Zweigstromkomponenten eingeprägt. Ferner werden die

5 Spannungsabfälle an den Zweidrosseln L_z vernachlässigt.

Als Betriebsart wird der stationäre symmetrische Betrieb betrachtet. Dieser ist dadurch gekennzeichnet, dass alle 6 Zweige ähnliche Summenspannungen der Module realisieren müssen, welche allerdings zeitlich versetzt sind. Bei

10 symmetrischem Betrieb des Umrichters müssen die oberen und unteren Module einer Phase im zeitlichen Mittel jeweils die Spannung

$$u_{dSM} = \frac{u_d}{2N} \quad 1$$

an den Klemmen realisieren. Für die Erzeugung eines

15 Drehfeldes an den Klemmen U, V, W ist weiterhin eine sinusförmige Modulation der Form

$$u_{sinSM} = \pm \frac{\hat{U}_{LN}}{N} \sin(\omega_0 t + \varphi_x) \quad 2$$

nötig. Damit folgen die an den Klemmen der Submodule zu realisierenden Spannungen zu

$$\begin{aligned} u_{K1,1} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} - \hat{U}_{LN} \sin(\omega_0 t + \varphi_u) \right) \\ u_{K1,2} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} + \hat{U}_{LN} \sin(\omega_0 t + \varphi_u) \right) \\ u_{K1,3} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} - \hat{U}_{LN} \sin(\omega_0 t + \varphi_u - \frac{2}{3}\pi) \right) \\ u_{K1,4} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} + \hat{U}_{LN} \sin(\omega_0 t + \varphi_u - \frac{2}{3}\pi) \right) \\ u_{K1,5} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} - \hat{U}_{LN} \sin(\omega_0 t + \varphi_u + \frac{2}{3}\pi) \right) \\ u_{K1,6} &= \frac{1}{N} \left(\frac{u_d}{2} + \hat{U}_{LN} \sin(\omega_0 t + \varphi_u + \frac{2}{3}\pi) \right) \end{aligned}$$

3 bis 8

wobei Spannungsabfälle an den Zweigdrosseln und evtl. vorhandenen Widerständen vernachlässigt werden.

Betrachtet wird eine Last an den Klemmen U, V, W, welche sinusförmige Ströme

5

$$\begin{aligned}i_{L1} &= \hat{I}_L \sin(\omega_0 t + \varphi_{iL}) \\i_{L2} &= \hat{I}_L \sin(\omega_0 t + \varphi_{iL} - \frac{2}{3}\pi) \\i_{L3} &= \hat{I}_L \sin(\omega_0 t + \varphi_{iL} + \frac{2}{3}\pi)\end{aligned}$$

9

zieht. Die Aufteilung der Lastströme auf die Zweige 1 bis 6 wird als gleichmäßig vorausgesetzt. Für die Ströme in den

10 Zweigen folgt damit

$$\begin{aligned}i_{z1} &= \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_{L1} \\i_{z2} &= \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_{L1} \\i_{z3} &= \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_{L2} \\i_{z4} &= \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_{L2} \\i_{z5} &= \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_{L3} \\i_{z6} &= \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_{L3}\end{aligned}$$

10 bis 15

wobei i_d der Strom am DC-Anschluss ist. Auf Grund des stationären Betriebes ist $\frac{di_d}{dt} = 0$ für den Spannungsabfall über den Drosseln L_d folgt somit $u_{Ld} = 0$.

Auch kann bei praktischen Anwendungen der Spannungsabfall an den Widerständen R_d häufig vernachlässigt werden, so dass im Folgenden von $u_d = U_d$ ausgegangen wird.

Im zeitlichen Mittel wird an jedem der j Submodule eines Zweiges i , ($i \in \{1, 2, \dots, 6\}$, $j \in \{1, 2, \dots, N\}$) die Leistung

$$p_{SM,ij} = u_{KL,ij} i_{SM,i} = u_{KL,ij} i_{zi} \quad 16$$

umgesetzt. Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich auf Module des Zweiges 1, sie gelten ähnlich für die Module der übrigen Zweige 2 und 3. An den Modulen des Zweiges 1 werden die Leistungen

$$p_{SM,1j} = \frac{1}{N} \left(\frac{1}{6} U_d i_d - \frac{1}{4} \hat{U}_{LN} \hat{I}_L \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) - \frac{1}{3} \hat{U}_{LN} i_d \sin(\omega_0 t + \varphi_U) + \frac{1}{4} U_d \hat{I}_L \sin(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \frac{1}{4} \hat{U}_{LN} \hat{I}_L \cos(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) \right) \quad 17$$

umgesetzt.

Damit die Energie über eine Periode im Energiespeicher des Submoduls konstant bleibt, muss

$$i_d = \frac{3}{2} \frac{\hat{U}_{LN}}{U_d} \hat{I}_L \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \quad 18$$

gelten. Mit dieser Bedingung wird Gleichung 17 zu

$$p_{SM,1j} = \frac{\hat{I}_L}{4N} \left(-2 \frac{\hat{U}_{LN}^2}{U_d} \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \sin(\omega_0 t + \varphi_U) + U_d \sin(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \hat{U}_{LN} \cos(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) \right) \quad 19$$

Um die Diskussion weiter zu vereinfachen wird von einer induktiven Last ausgegangen, d. h. $\varphi_U = \varphi_{iL} + \frac{\pi}{2}$, die folgenden

Schlußfolgerungen treffen aber auch auf allgemeine Lastfälle zu.

Der Stromwinkel φ_{iL} wird zu $\varphi_{iL} = 0$ festgelegt. Damit folgt nach Gleichung 19

$$p_{SM,1j} = \frac{\hat{I}_L}{4N} \left(U_d \sin(\omega_0 t) - \hat{U}_{LN} \sin(2\omega_0 t) \right) \quad 20$$

Der Zusammenhang beschreibt den periodischen Energieeintrag in ein Submodul. Dieser ist direkt proportional zum Laststrom $\hat{I}_L$ und führt zu einer periodischen Änderung des Energieinhaltes im Energiespeicher des Submodules. Der Energieinhalt kann durch Integration von Gleichung 20 bestimmt werden,

$$W_{SM,1j} = -\frac{U_d \hat{I}_L}{4N\omega_0} \left(\cos(\omega_0 t) - \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_{LN}}{U_d} \cos(2\omega_0 t) \right) + W_{ij0} \quad 21$$

mit der im Mittel gespeicherten Energie W_{ij0} an dem stationären Arbeitsregime. Der zeitabhängige Anteil des Energieinhaltes ist direkt proportional zum Laststrom und indirekt proportional zur Kreisfrequenz ω_0 .

Im Sonderfall $\hat{U}_{LN} \ll \frac{U_d}{2}$ kann Gleichung 21 zu

$$W_{SM,1j} \approx -\frac{U_d \hat{I}_L}{4N\omega_0} \cos(\omega_0 t) + W_{ij0} \quad 22$$

vereinfacht werden. In diesem Fall ist die Amplitude der Energieänderung direkt proportional zur Spannung U_d . Dies motiviert, die Spannung U_d nicht konstant, sondern variabel zu gestalten. Dabei kann U_d nicht beliebig variiert werden. Durch den Aufbau des M2Cs ist die maximal realisierbare Leiter-Sternpunktspannung ohne Beeinflussung der

Gleichtaktspannung durch Modulation auf

$$0 \leq |\hat{U}_{LN}| \leq \frac{1}{2} U_d \quad 23$$

beschränkt. Diese Gleichung kann auch anders interpretiert

5 werden. Bei geforderter Spannung $\hat{U}_{LN}$ muss

$$U_d \geq 2\hat{U}_{LN} \quad 24$$

gelten.

Es bleibt festzuhalten, dass durch Variation der Spannung U_d die Energieschwankung in den Energiespeichern geeignet

10 beeinflusst werden kann. Neben der Reduktion des Stromes $\hat{I}_L$ stellt dies also eine weitere Möglichkeit zur Begrenzung der Energieschwankung in den Energiespeichern bei variabler Kreisfrequenz ω_0 dar. Jedoch ist insbesondere bei Maschinenanwendungen die Reduktion des Stromes $\hat{I}_L$ auf Grund
15 des damit reduzierten Drehmomentes meist nur eingeschränkt möglich.

Erfindungsgemäß wird die Spannung U_d variabel gestaltet gemäß $U_d = U_d(\omega_0)$. Durch geeignete Wahl von $U_d(\omega_0)$ kann die Energieschwankung in den Modulen der Anwendung entsprechend
20 beeinflusst werden.

Als Ansatz wird eine lineare Abhängigkeit der DC-Spannung von der Kreisfrequenz ω_0

$$U_d(\omega_0) = U_{d,n} \frac{\omega_0}{\omega_N} \quad 25$$

betrachtet, wobei auch andere Ansätze möglich sind. Dieser

25 lineare Zusammenhang ist in der Praxis nicht für beliebige Kreisfrequenzen ω_0 realisierbar, so dass als

Gültigkeitsbereich

$$\text{für } \omega_2 = \omega_N \quad \omega_1 < \omega_0 < \omega_2 \quad 26$$

betrachtet werden muss. Die Zusammenhänge sind in der Figur 3a skizziert. Als Last an den Klemmen U, V, W wird ein Motor betrachtet. Um die Betrachtungen zu vereinfachen, wird von U/f-Steuerung der Maschine ausgegangen. Die Abhängigkeit der Leiter-Sternpunktspannung kann mit

$$\hat{U}_{LN}(\omega_0) = \hat{U}_{LN,n} \frac{\omega_0}{\omega_N} \quad 27$$

angenähert beschrieben werden. Der Verlauf ist in der Figur 3b skizziert. Zur Bestimmung der Energieschwankung in den Energiespeichern der Submodule des Zweiges 1 ist die Integration von Gleichung 19 nötig

$$w_{SM,1j} = \frac{U_d \hat{I}_L}{4N\omega_0} \left(-\cos(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \frac{1}{4} \hat{u}_{LN} \sin(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) + \frac{1}{2} \hat{u}_{LN}^2 \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \cos(\omega_0 t + \varphi_U) \right) + W_{ij0}, \quad 28$$

wobei die Amplitude $\hat{U}_{LN}$ durch die bezogene Größe $\hat{u}_{LN}$

$$\hat{u}_{LN} = 2 \frac{\hat{U}_{LN}}{U_d} \quad 29$$

ausgedrückt wird. Einsetzen von Gleichung 25 und 27) in Gleichung 28 liefert

$$w_{SM,1j} = \frac{U_{dn} \hat{I}_L}{4N\omega_N} \left(-\cos(\omega_0 t + \varphi_{iL}) + \frac{1}{4} \hat{u}_{LN,n} \sin(2\omega_0 t + \varphi_U + \varphi_{iL}) + \frac{1}{2} \hat{u}_{LN,n}^2 \cos(\varphi_U - \varphi_{iL}) \cos(\omega_0 t + \varphi_U) \right) + W_{ij0}, \quad 30$$

mit $\hat{u}_{LN,n} = 2 \frac{\hat{U}_{LN,n}}{U_{d,n}}$.

Daraus folgt, dass die Amplitude der Energieschwankung in den Submodulen für Kreisfrequenzen ω_0

$$\omega_1 < \omega_0 < \omega_2$$

bei $\hat{I}_L$, φ_U , φ_{iL} gleich konstant unabhängig von der Kreisfrequenz ω_0 ist.

- 5 Nachfolgend werden Schaltungsbeispiele zur Variation der Spannung U_d vorgestellt. In den vorangegangenen Betrachtungen wurde der Effekt einer variablen Spannung U_d beschrieben. In den Figuren 4, 5 und 6 sind exemplarisch einige Schaltungsprinzipien skizziert, welche eine variable
- 10 Spannung U_d ermöglichen. Es wird kein Anspruch auf Vollständigkeit erhoben. Eine Diskussion von Vor-/Nachteilen der Realisierungsmöglichkeiten erfolgt nicht.

Wird die Spannung U_d über einen Diodengleichrichter bereitgestellt, so kann eine variable Spannung U_d durch

15 Änderung der Eingangsspannung des Gleichrichters erfolgen. Dies ist in Figur 4 dargestellt.

Ein Schaltungsbeispiel zur Variation der Spannung U_d , welches auch ohne einen Transformator betrieben werden kann, ist in der Figur 5 gezeigt. Die variable Spannung U_d wird in diesem

20 Fall über einen *current-source-rectifier* (CSR) mit ein-, bzw. ein- und ausschaltbaren Halbleitern realisiert.

Auch sind Schaltungskombinationen nach Figur 6 möglich. Hierbei wird die Gleichspannung des netzseitigen Stromrichters (NSR) über einen DC/DC-Wandler nochmals

25 angepasst.²

Bei Multilevel-Umrichtern ist bekannt, dass die Qualität der Ausgangsspannung mit abnehmenden Aussteuergrad abnimmt. Zur Illustration wird auf Figur 7 verwiesen (durchgezogene,

gestrichelte und punktierte Linien).

Eine Verbesserung der Spannungsqualität kann durch unterschiedliche Spannungslevel der einzelnen Stufen, den Submodulen, erreicht werden. Diese unterschiedlichen Spannungslevel der Stufen können durch unterschiedliche Spannungen in den Submodulkondensatoren realisiert werden. Unter Modularitätspunkten ist dieser Lösungsansatz eher ungünstig.

Eine weitere Möglichkeit zur Erhöhung der Spannungsqualität ist das Anpassen der mittleren Submodulspannung an die Spannung U_d über Änderung der in den Energiespeichern der Submodule gespeicherten Energie.

Das Anpassen der mittleren Spannung entspricht einer veränderten „Stufenhöhe“ der Ausgangsspannung. In Figur 7 wird der sich einstellende Ausgangsspannungsverlauf bei angepasster Submodulkondensatorspannung durch die gestrichelte Linie skizziert.

Die Reduktion der Energieschwankung führt zur Minimierung des Submodulkondensatoraufwands, einer Vereinfachung der Steuerung und Regelung des M2Cs, einer Verringerung der Gesamtverluste, zur Vermeidung hoher Aussteuerungen der Gleichtaktspannung und/oder zusätzlicher Zweigstromkomponenten (Kreisströme) sowie zu einer Erweiterung der Anwendungsgebiete des M2Cs beispielsweise für einen Dauerbetrieb bei kleinen Frequenzen.

Zusätzlicher Vorteil ist die Anpassung der Kondensatorspannung an die variable Spannung U_d . Dies ermöglicht eine höhere Qualität der Ausgangsspannung bei geringerer Ausgangsspannungsamplitude mit den bereits vorhandenen Submodulen. Zusätzliche Redundanzen sind möglich, aber nicht notwendig.

5

Abkürzungen

	f_0	Grundschwingungsfrequenz des Laststroms oder Arbeitsfrequenz des Stromrichters
	f_N	Nennfrequenz des Umrichters
10	i_d	Strom, welcher über den DC-Zwischenkreis fließt
	$\hat{I}_L$	Laststrom (Amplitude)
	i_1, i_2	Kreisströme im Umrichter, d. h. Stromkomponenten welche weder über die DC-Quelle noch über die Last fließen
15	m	Phasenanzahl des Umrichters
	M	Drehmoment
	M_N	Nenn-Drehmoment
	N	Anzahl der Submodule pro Zweig
	U_d	DC-Spannung am Anschlusspunkt des Stromrichters
20	$\hat{U}_{LL}$	Verkettete Lastspannung (Amplitude)
	$\hat{U}_{LN}$	Leiter-Sternpunktspannung (Amplitude)
	u_x	Gleichtaktspannung
	p	Polpaarzahl
25	Zweig	Reihenschaltung von N Submodulen, einer Drossel sowie evtl. Widerstände. Zur Speisung einer dreiphasigen Last sind $2 \cdot 3 = 6$ Zweige notwendig.
	u_a	Ausgangsspannung des Stromrichters oder Klemmenspannung
	ω	beliebige Kreisfrequenz

30

5

Patentansprüche

1. Verfahren zur Erzeugung einer frequenzveränderlichen
10 Ausgangsspannung u_a mittels eines Modularen Multilevel-
Stromrichters (M2C), wobei der Stromrichter durch Zu-
und Abschalten von Submodulen eine durch diskrete
Spannungsstufen angenäherte sinusförmige
Wechselspannung mit einer ersten Kreisfrequenz ω_0 ,
15 welche zwischen einer Nullfrequenz $\omega_{0,min}$ und einer
zweiten Kreisfrequenz $\omega_{0,max}$ liegt, aus einer
Eingangsspannung U_d erzeugt, dadurch
gekennzeichnet, dass die Eingangsspannung U_d in
Abhängigkeit von der Kreisfrequenz ω_0 im Bereich
20 zwischen einer unteren Kreisfrequenz ω_1 , welche gleich
oder größer als die Nullfrequenz ω_0 ist, und einer
Kreisfrequenz ω_2 , zur Verringerung eines
Kondensatoraufwands im Stromrichter, derart gesteuert
oder geregelt wird, dass sie mit ansteigender Frequenz
25 ansteigt.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch
gekennzeichnet, dass das Zu- und Abschalten
mindestens eines Submoduls stufenweise erfolgt.
- 30
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch
gekennzeichnet, dass das Zu- und Abschalten
mindestens eines Submoduls durch PWM-Modulation

gesteuert erfolgt.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannung U_d in
5 Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω_0 monoton ansteigt.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannung U_d in
Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω_0 zumindest in einem
10 Intervall linear ansteigt.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangsspannung U_d in
Abhängigkeit von der Kreisfrequenz ω_0 zumindest in
15 einem Intervall nichtlinear ansteigt.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangsspannung U_d in
zusätzlicher Abhängigkeit von einem Laststrom und/oder
20 einer Klemmenspannung oder Lastspannung des M2Cs
und/oder einem Drehmoment einer mit der
Ausgangsspannung u_a angesteuerten Maschine gesteuert
oder geregelt wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangsspannung U_d in
zusätzlicher Abhängigkeit von einer Modulation der
Gleichtaktspannung der Last gesteuert oder geregelt
wird.

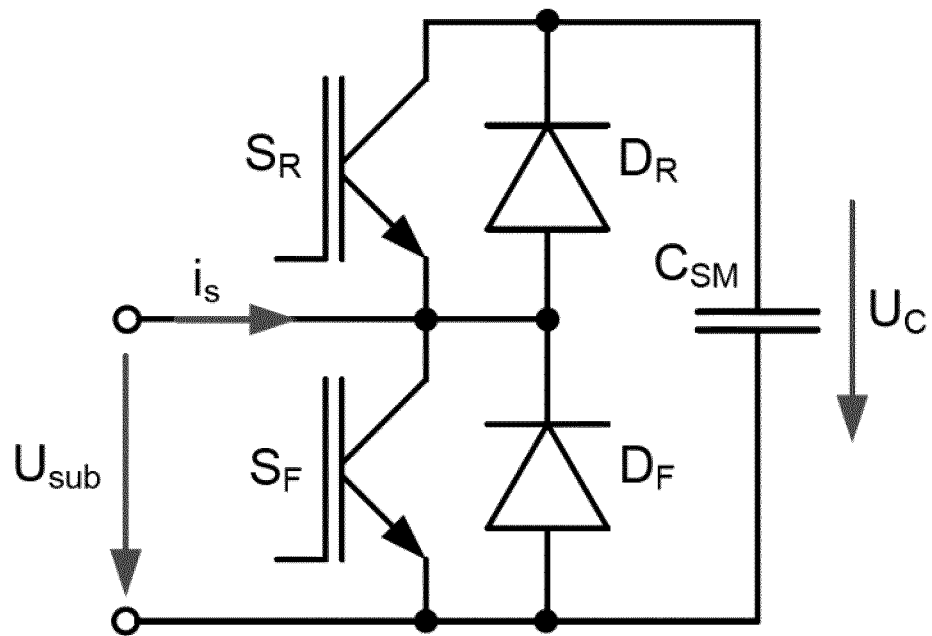
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass die Eingangsspannung U_d in
zusätzlicher Abhängigkeit von einer Energieverschiebung

zwischen Energiespeichern des Stromrichters durch zusätzliche Stromkomponenten in den Zweigströmen des Stromrichters gesteuert wird.

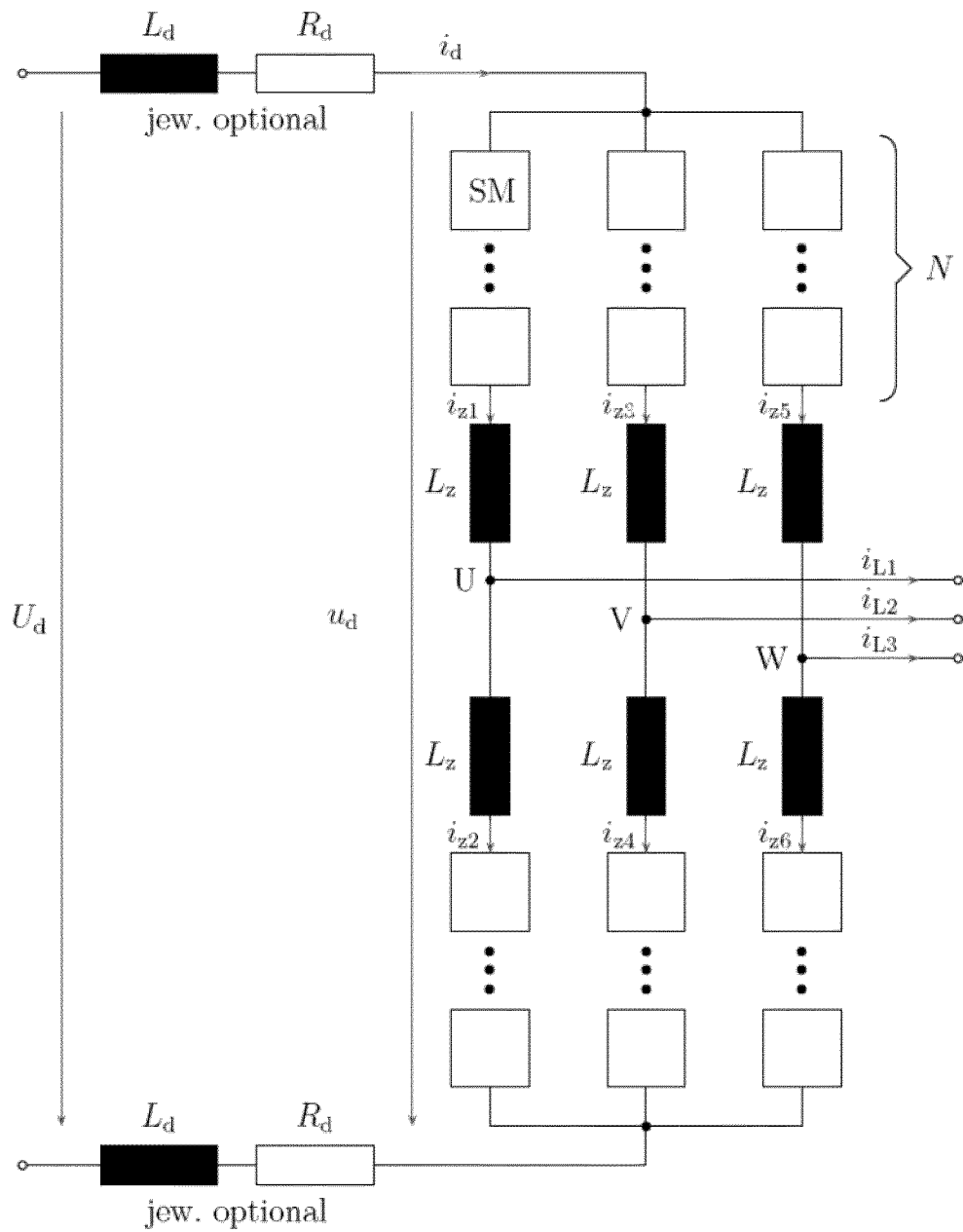
- 5 10. Anordnung zur Durchführung des Verfahrens nach
 Anspruch 1 zur Erzeugung einer frequenzveränderlichen
 Ausgangsspannung u_a aus einer Eingangsspannung U_d
 mittels eines modular aufgebauten Multilevel-
 Stromrichters (M2C), bei welcher für jede zu erzeugende
10 Ausgangsspannung ein Zweig, bestehend aus einer
 Reihenschaltung von mehreren Submodulen, angeordnet
 ist, dadurch gekennzeichnet, dass dem
 Stromrichter, zur Verringerung eines
 Kondensatoraufwands im Stromrichter, eingangsseitig
15 Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d
 vorgeschaltet sind.
11. Anordnung nach Anspruch 10, dadurch
 gekennzeichnet, dass das Mittel zur Variation
20 der Eingangsspannung U_d aus einem stellbarem
 Transformator und einem Gleichrichter besteht.
12. Anordnung nach Anspruch 10, dadurch
 gekennzeichnet, dass das Mittel zur Variation
25 der Eingangsspannung U_d aus einem Stromrichter mit
 Stromzwischenkreis besteht.
13. Anordnung nach Anspruch 10, dadurch
 gekennzeichnet, dass das Mittel zur Variation
30 der Eingangsspannung U_d aus einem netzseitigen
 Stromrichter und einem DC/DC-Wandler besteht.
14. Anordnung nach Anspruch 10, dadurch

gekennzeichnet, dass das Mittel zur Variation der Eingangsspannung U_d aus einem Stromrichter mit Spannungszwischenkreis besteht.

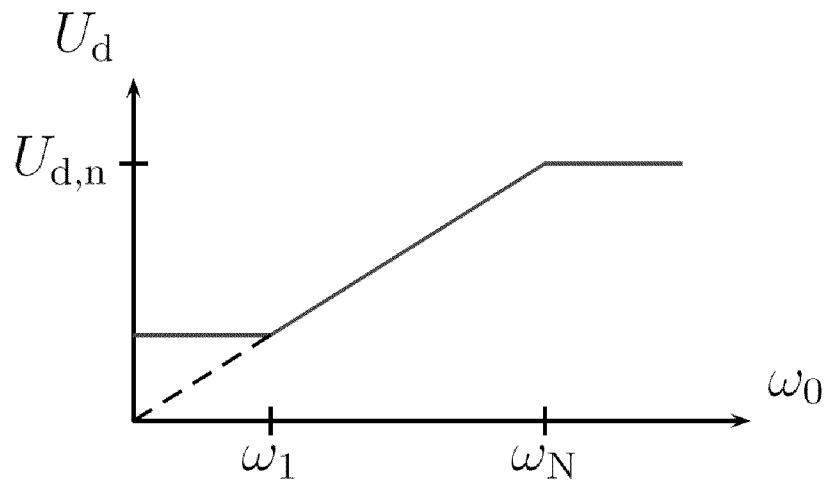
- 5 15. Anordnung nach Anspruch 14, dadurch
gekennzeichnet, dass der Stromrichter mit
Spannungszwischenkreis, aus einem 2-Level-Umrichter, 3-
Level-NPC, 3-Level-Flying-Capacitor oder Multilevel
Flying Capacitor Voltage Source Converter oder Active
10 Neutral Point Clamped Multilevel Converter (ANPC)
besteht.



Figur 1

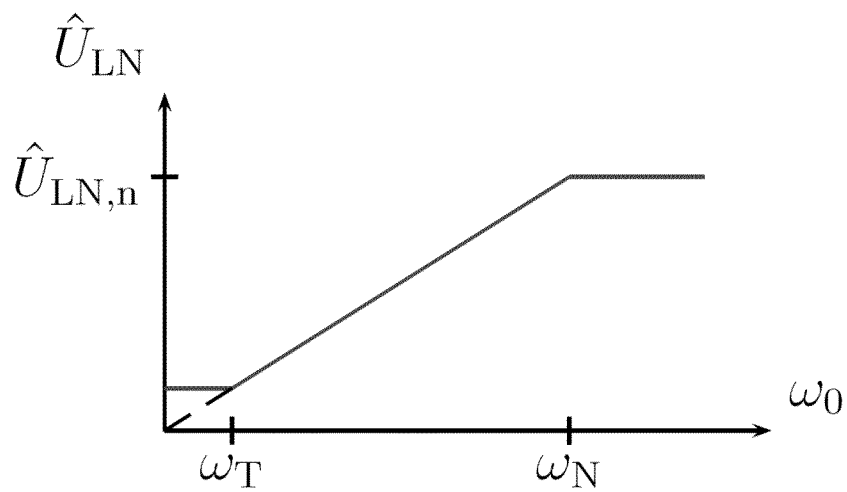


Figur 2



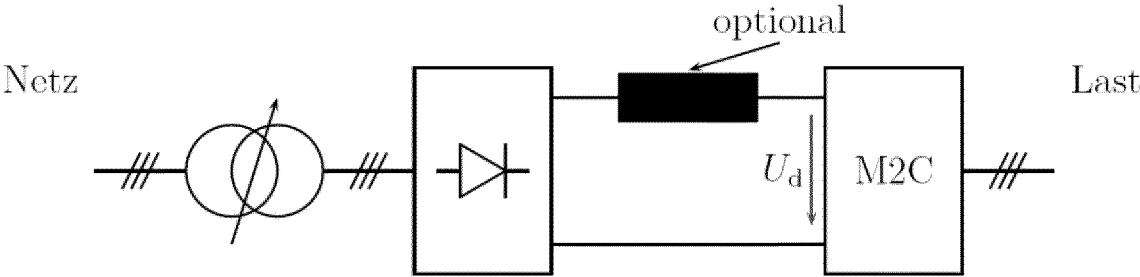
(a) Variable Spannung $U_d = f(\omega_0)$

Figur 3a

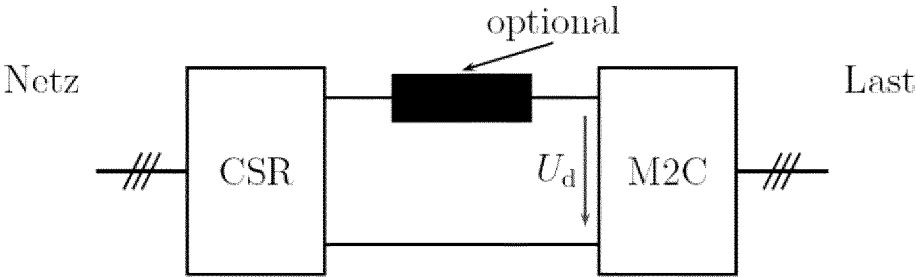


(b) U/f -Steuerung: $\hat{U}_{LN} = f(\omega_0)$

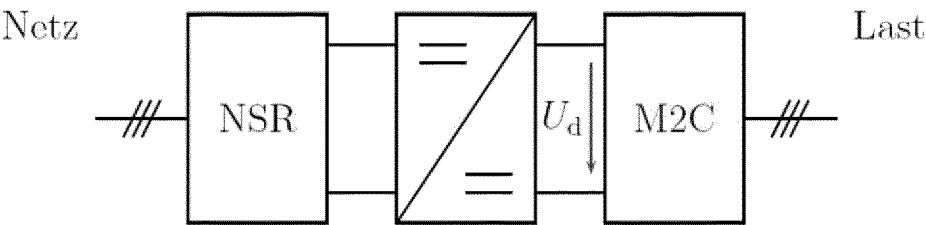
Figur 3b



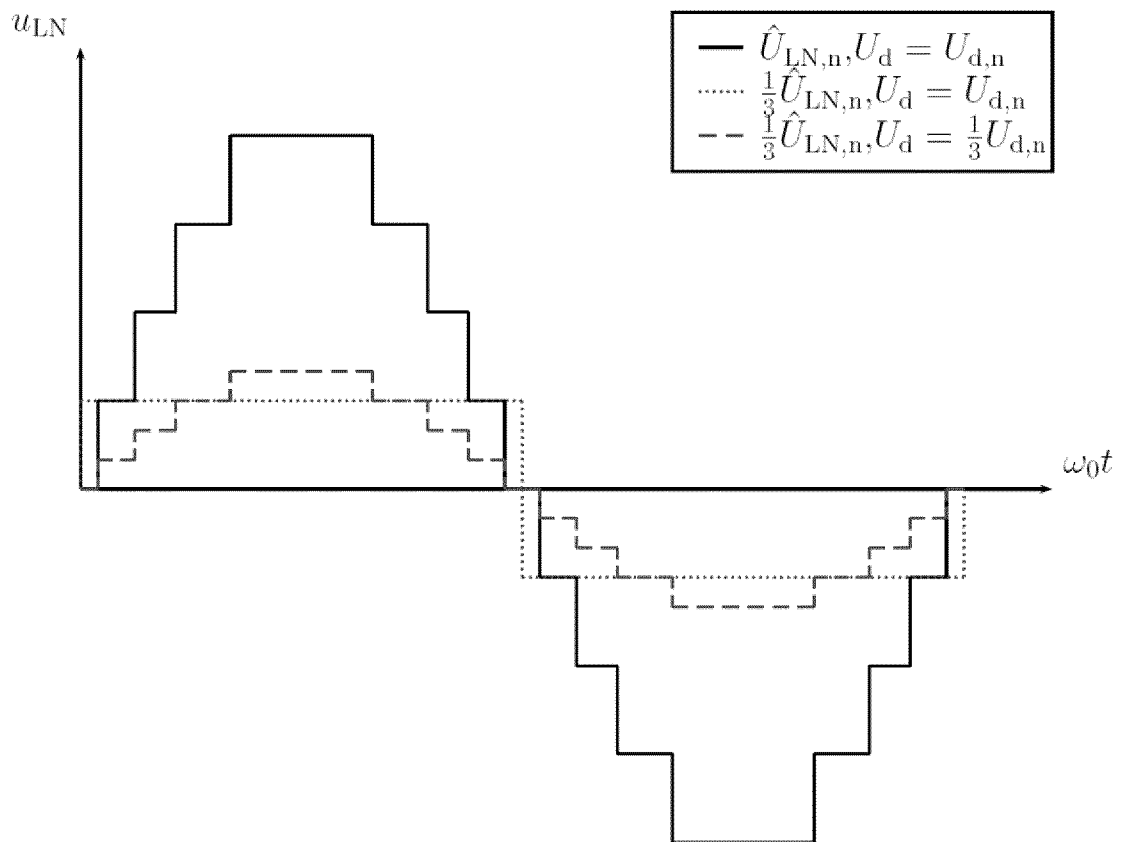
Figur 4



Figur 5



Figur 6



Figur 7