

(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  
23. Januar 2014 (23.01.2014)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 2014/012637 A2**

- (51) Internationale Patentklassifikation:  
*H02P 6/18* (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2013/002049
- (22) Internationales Anmeldedatum:  
11. Juli 2013 (11.07.2013)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:  
10 2012 212 766.6 20. Juli 2012 (20.07.2012) DE
- (71) Anmelder: **BROSE FAHRZEUGTEILE GMBH & CO. KOMMANDITGESELLSCHAFT, WÜRZBURG** [DE/DE]; Ohmstraße 2a, 97076 Würzburg (DE).
- (72) Erfinder: **SCHWARZKOPF, Johannes**; Am Klöffling 13, 97828 Marktheidenfeld (DE).
- (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, 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, 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, PA, 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.

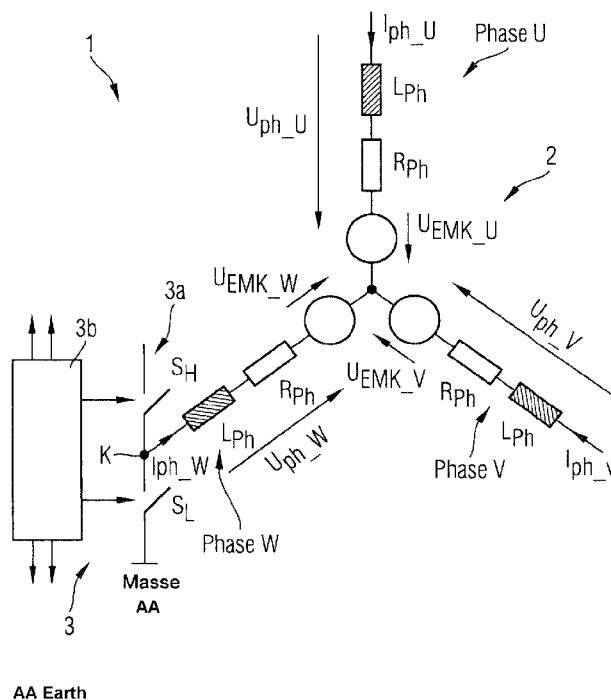
- (84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, 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).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD FOR DETERMINING THE ROTOR POSITION OF AN ELECTRONICALLY-COMMUTED MULTI-PHASE DIRECT CURRENT MOTOR

(54) Bezeichnung : VERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER ROTORLAGE EINES ELEKTRONISCH KOMMUTIERTEN MEHRPHASIGEN GLEICHSTROMMOTORS

Fig. 1



(57) Abstract: The invention relates to a generic method for determining the rotor position of an electronically-commuted multi-phase direct current motor, characterised in: (a) generation of a plurality of test voltage pulses in the winding system with a specified switch-on duration  $\Delta T$  by means of the commuting device in different phases distributed over 360°; (b) measurement of the current values of the current responses of the test voltage pulse on expiration of the switch-on period of the respective test voltage pulse; (c) approximation of the measured current values by means of a periodic approximation function from a superimposition of a preferably sinusoidal fundamental wave with an amplitude IEMK and the associated first harmonic with an amplitude Iind and as a factor of the phase of the test voltage pulse, wherein the sinusoidal fundamental wave follows the chronological progression of the counter EMF voltage of the stator and the first harmonic follows the chronological progression of the stator of the direct current motor; (d) determination of an amplitude ratio value IEMF/Iind of the fundamental wave and the first harmonic of the approximation function; (e) determination of the rotor position as the EMF angle from the argument of the first harmonic of the approximation function as a factor of the amplitude ratio IEMF/Iind, wherein the EMF angle indicates the phase offset of the sinusoidal progression of the counter EMF voltage of the stator relative to the approximation function and the inductivity angle indicates the phase offset of the sinusoidal progression of the inductivity of the stator relative to the approximation function.

(57) Zusammenfassung:

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2014/012637 A2

**Veröffentlicht:**

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

---

Die Erfindung betrifft ein gattungsgemäßes Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage eines elektronisch kommutierten mehrphasigen Gleichstrommotors, welches sich auszeichnet durch: (a) Erzeugen von mehreren Testspannungsimpulsen in dem Wicklungssystem mit vorgegebener Einschaltdauer  $\Delta T$  mittels der Kommutierungsvorrichtung in unterschiedlichen über  $360^\circ$  verteilten Phasenlagen; (b) Messung der Stromwerte der Stromantworten der Testspannungsimpulse mit Ablauf der Einschaltdauer der jeweiligen Testspannungsimpulse; (c) Approximation der gemessenen Stromwerte durch eine periodische Approximationsfunktion aus einer Überlagerung einer vorzugsweise sinusförmigen Grundwelle mit einer Amplitude  $I_{EMK}$  und der dazugehörigen ersten Oberwelle mit einer Amplitude  $U_{nd}$  in Abhängigkeit der Phasenlage der Testspannungsimpulse, wobei die sinusförmige Grundwelle den zeitlichen Verlauf der Gegen-EMK-Spannung des Stators und die erste Oberwelle den zeitlichen Verlauf der Induktivität des Stators des Gleichstrommotors nachbildet; (d) Bestimmung eines Amplitudenverhältniswertes  $I_{EMK}/I_{nd}$  der Grundwelle und der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion; (e) Bestimmung der Rotorlage als EMK-Winkel aus dem Argument der sinusförmigen Grundwelle der Approximationsfunktion und/oder als Induktivitäts-Winkel aus dem Argument der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion in Abhängigkeit des Amplituden-Verhältnisses  $I_{EMK}/I_{nd}$ , wobei der EMK-Winkel den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Gegen-EMK-Spannung des Stators gegenüber der Approximationsfunktion und der Induktivitäts-Winkel den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Induktivität des Stators gegenüber der Approximationsfunktion angibt.

Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage eines elektronisch kommutierten mehrphasigen Gleichstrommotors

GEBIET DER ERFINDUNG

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage eines elektronisch kommutierten mehrphasigen Gleichstrommotors mit Polzahl  $\geq 2$  und einem mehrsträngigen Wicklungssystem sowie einer Kommutierungsvorrichtung zur Erzeugung von Phasenspannungen in dem Wicklungssystem, wobei der Gleichstrommotor einen Rotor und einen Stator umfasst.

TECHNISCHER HINTERGRUND

Solche elektronisch kommutierten Gleichstrommotoren (BLDC-Motoren oder EC-Motoren) sind allgemein bekannt und umfassen als Rotor beispielsweise einen Permanentmagneten, der durch ein rotatorisch sich bewegendes Erregerfeld angetrieben wird. Dieses Erregerfeld wird beispielsweise von einem dreiphasigen in Stern- oder Dreieckschaltung aufgebauten Wicklungssystem erzeugt, indem dessen Wicklungsstränge mit blockförmigen oder sinusförmigen Stromverläufen bestromt werden, die zueinander phasenversetzt sind.

Die Kommutierung eines BLDC-Motors wird standardmäßig auf der Basis einer mikroprozessor- oder softwarebasierten Steuerung oder Regelung der einzelnen Phasenströme der Wicklungen des Wicklungssystems des BLDC-Motors durchgeführt, indem in bekannter Weise beispielsweise eine dreifache Halbbrücke aus Leistungsschaltern, beispielsweise MOSFETs, zur Erzeugung mehrerer in Phasenlage und Amplitude unterschiedlicher Ströme durch das Wicklungssystem benutzt wird. Die Leistungshalbleiter werden von einem Mikroprozessor angesteuert, dem zur Be-

stimmung der optimalen Kommutierungszeitpunkte die Rotorlage des Rotors bekannt sein muss. Die Ermittlung der Rotorposition kann sensorlos oder mit einer zusätzlichen Sensorik erfolgen.

Zur sensorlosen Ermittlung der Rotorposition des Rotors eines BLDC-Motors sind verschiedene Verfahren bekannt. Bei einer ersten Gruppe von Verfahren wird die aktuelle Rotorposition durch eine Auswertung der Nulldurchgänge der induzierten Gegenspannung (EMK) in den jeweils nicht bestromten Wicklungssträngen ermittelt, da ein in dem Wicklungssystem induzierter Spannungsvektor in eindeutiger Weise mit der Rotorposition zusammenhängt. Diese Auswertung setzt jedoch den Stillstand des Rotors voraus. Zwar lässt sich ein solches Verfahren auch bei sehr langsamer Drehung des Rotors anwenden, jedoch weist mit zunehmender Drehzahl die ermittelte Rotorlage immer größere Fehler auf.

Eine zweite Gruppe von Verfahren basiert auf der Variation der Induktivität des BLDC-Motors. Der Rotor als Permanentmagnet erzeugt eine magnetische Asymmetrie, da der magnetische Widerstand in Richtung von dessen Magnetisierung (d-Achse) größer ist als im Vergleich zu der Querrichtung (q-Achse). Daraus ergibt sich eine von der Rotorlage abhängige Induktivität des BLDC-Motors. Derjenige Wicklungsstrang des Stators, dessen magnetische Achse mit der d-Achse des Rotors zusammenfällt, weist eine minimale Induktivität auf und derjenige Wicklungsstrang, dessen magnetische Achse mit der q-Achse, d. h. um  $90^{\circ}$  verdreht, zusammenfällt, weist eine maximale Induktivität auf. Im unbestromten Zustand des BLDC-Motors besitzt der Südpol und der Nordpol des Rotors als Permanentmagnet die gleiche Wirkung, somit weist der Verlauf dieser variablen Induktivität gegenüber den elektrischen Größen die doppelte Pe-

riodizität auf. Diese  $180^{\circ}$ - Uneindeutigkeit muss für eine vollständige Lageinformation aufgelöst werden. Hierzu wird entsprechend der Richtung des Rotors ein Spannungssignal angelegt, so dass dadurch die Sättigung im Stator verringert oder verstärkt, d. h. die entsprechende Induktivität verkleinert oder vergrößert wird, so dass hieraus die Rotorlage bestimmt werden kann.

Dieser induktive Ansatz zur Bestimmung der Rotorposition ist beispielsweise aus der Druckschrift AT 395 487 B bekannt, bei dem die von Spannungsimpulsen erzeugten Stromimpulse und zugehörigen Spannungsimpulse detektiert und die sich hieraus ergebenden Induktivitäten bestimmt werden. Diese Induktivitätswerte werden einem sinusförmigen Verlauf entlang des Umfangs zugeordnet, um hieraus die aktuelle Position innerhalb des sinusförmigen Verlaufs zu ermitteln. Um die bei sich drehenden Rotor auftretende EMK-Spannung im Messergebnis kompensieren zu können, muss gemäß diesem bekannten Verfahren eine zweite Messung durchgeführt werden.

#### ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, mit welchem mit hoher Sicherheit die Rotorlage eines BLCD-Motors in allen Betriebszuständen bestimmt werden kann.

Erfindungsgemäß wird ein Verfahren mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 vorgeschlagen.

Demgemäß ist vorgesehen:

Ein Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage eines elektronisch kommutierten mehrphasigen Gleichstrommotors mit Polzahl  $\geq 2$  und einem mehrsträngigen Wicklungssystem sowie einer Kommutierungsvorrichtung zur Erzeugung von Phasenspannungen in dem Wicklungssystem, wobei der Gleichstrommotor einen Rotor und einen Stator umfasst. Das erfindungsgemäße Verfahren zeichnet sich dabei durch folgende Verfahrensschritte aus: (a) Erzeugen von mehreren Testspannungsimpulsen in dem Wicklungssystem mit vorgegebener Einschaltdauer  $\Delta T$  mittels der Kommutierungsvorrichtung in unterschiedlichen über  $360^\circ$  verteilten Phasenlagen; (b) Messung der Stromwerte der Stromantworten der Testspannungsimpulse mit Ablauf der Einschaltdauer der jeweiligen Testspannungsimpulse; (c) Approximation der gemessenen Stromwerte durch eine periodische Approximationsfunktion aus einer Überlagerung einer Grundwelle mit einer Amplitude  $I_{EMK}$  und der dazugehörigen ersten Oberwelle mit einer Amplitude  $I_{Ind}$  in Abhängigkeit der Phasenlage der Testspannungsimpulse, wobei die sinusförmige Grundwelle den zeitlichen Verlauf der Gegen-EMK-Spannung des Stators und die erste Oberwelle den zeitlichen Verlauf der Induktivität des Stators des Gleichstrommotors nachbildet; (d) Bestimmung eines Amplitudenverhältnisswertes  $I_{EMK}/I_{Ind}$  der Amplituden  $I_{EMK}$  und  $I_{Ind}$  der Grundwelle und der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion; (e) Bestimmung der Rotorlage als EMK-Winkel aus dem Argument der Grundwelle der Approximationsfunktion und/oder als Induktivitäts-Winkel aus dem Argument der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion in Abhängigkeit des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$ , wobei der EMK-Winkel den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Gegen-EMK-Spannung des Stators gegenüber der Approximationsfunktion und der Induktivitäts-Winkel den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Induktivität des Stators gegenüber der Approximationsfunktion angibt.

Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Erkenntnis besteht darin, dass die EMK unter anderem abhängig ist von der Geschwindigkeit und der Position des Rotors. Die Idee der vorliegenden Erfindung besteht nun darin, diese EMK nicht als Störgröße zu betrachten, sondern als Informationsgröße.

Bei diesem erfindungsgemäßen Verfahren wird daher in vorteilhafter Weise sowohl die EMK-Spannung als auch die aufgrund der magnetischen Asymmetrie des Rotors erzeugte variable Induktivität als Nutzsignal zur Bestimmung der Rotorlage des Rotors verwendet. Insbesondere bei Drehzahlen, bei welchen die Einflüsse EMK und der magnetischen Asymmetrie auf die gemessenen Stromwerte ungefähr gleich groß sind, steigt mit dem erfindungsgemäßen Verfahren die Zuverlässigkeit, die Rotorlage richtig zu bestimmen, als auch die Genauigkeit der bestimmten Rotorlage.

Es sei angemerkt, dass eine Auswertung des Einflusses der Induktivität einerseits und der EMK andererseits an sich bekannt sind. Jedoch wird bei solchen bekannten Lösungen immer nur einer der beiden Effekte betrachtet oder es wird versucht, den Einfluss des zweiten Effektes zu eliminieren oder zu minimieren. Bei der vorliegenden Erfindung tragen im Unterschied hierzu beide Effekte bei der Ermittlung der Position bei und werden infolgedessen ermittelt.

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen ergeben sich aus den weiteren Unteransprüchen sowie aus der Beschreibung unter Bezugnahme auf die Figuren der Zeichnung.

In einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird bei einem großen Wert  $A$  des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$  mit

$A \geq a_1 \gg 1$  der EMK-Winkel als Rotorlage des Rotors bestimmt. Dieses große Amplitudenverhältnis bedeutet eine große Drehzahl des Gleichstrommotors, bei welcher der Einfluss der EMK-Spannung dominiert und deshalb der Einfluss der durch die magnetische Asymmetrie des Rotors bewirkte variierende Induktivität des Motors vernachlässigbar ist. In einfacher und direkter Weise kann aus dem Argument der Grundwelle die Rotorlage des Rotors bestimmt werden.

In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung wird bei einem kleinen Wert  $A$  des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$  mit  $A \leq a_2 \ll 1$  der Induktivitäts-Winkel als Richtung des Rotors mit einer  $180^\circ$ -Uneindeutigkeit bestimmt. Dieser kleine Wert des Amplitudenverhältnisses tritt bei Stillstand oder bei langsamer Drehung des Rotors auf, so dass keine EMK-Spannung oder nur mit einem geringen Wert auftritt, so dass die entsprechende Amplitude der Grundwelle der Approximationsfunktion vernachlässigt werden kann und daher in einfacher Weise aus dem Argument von der ersten Oberwelle die Richtung des Rotors bestimmbar ist. Zur Beseitigung der  $180^\circ$ -Uneindeutigkeit ist in bekannter Weise eine weitere Messung durchzuführen, indem entsprechend der Richtung des Rotors ein Spannungssignal angelegt wird, so dass dadurch die Sättigung im Stator verringert oder verstärkt, d. h. die entsprechende Induktivität verkleinert oder vergrößert wird, so dass hieraus die Rotorlage bestimmt werden kann.

Eine hohe Robustheit des erfindungsgemäßen Verfahrens wird in einer besonders bevorzugten Weiterbildung der Erfindung erreicht, wenn bei einem Wert  $A$  des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$  mit  $a_2 < A < a_1$ , wobei  $a_2 \ll 1$  und  $a_1 \gg 1$  ist, die Rotorlage des Rotors aus dem EMK-Winkel und/oder dem Induktivitäts-Winkel bestimmt wird. Ein solches Amplitudenverhältnis

entspricht Betriebszuständen des Motors, bei dem sowohl die EMK-Spannung als auch die durch magnetische Asymmetrie des Rotors bewirkte variierende Induktivität des Motors relevanten Einfluss auf die gemessenen Stromwerte haben.

Dabei ist es gemäß einer Ausgestaltung vorteilhaft, wenn aus den gewichteten Werten des EMK-Winkels und dem Induktivitätswinkel ein Wert für die Rotorlage des Rotors bestimmt wird, wobei die Gewichtung in Abhängigkeit der Werte des EMK-Winkels und des Induktivitätswinkels erfolgt. Die Gewichtung kann auch in einem festen Verhältnis erfolgen. Damit wird für den gesuchten Winkel des Rotors eine hohe Genauigkeit erreicht.

Ferner ist es besonders vorteilhaft, wenn weiterbildungsgemäß die motorspezifische Phasendifferenz zwischen dem EMK-Winkel und dem Induktivitätswinkel bestimmt und der Wert der Phasendifferenz zur Plausibilisierung der aus dem EMK-Winkel und/oder dem Induktivitätswinkel bestimmten Werte für die Rotorlage des Rotors verwendet wird. Diese Phasendifferenz zwischen EMK-Winkel und dem Induktivitätswinkel ist für jeden Motor ein konstanter Wert und kann ermittelt werden und beträgt in der Regel entweder  $+\pi/4$  oder  $-\pi/4$ . Dieser Wert dient dann als Indikator für den Messfehler hinsichtlich des EMK-Winkels und/oder des Induktivitätswinkels.

Gemäß einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung wird bei einem Wert  $A$  des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$  mit  $a_2 < A < a_1$ , wobei  $a_2 \ll 1$  und  $a_1 \gg 1$  ist, der Wert des absoluten Minimums der Approximationsfunktion als Rotorlage des Rotors verwendet, falls die motorspezifische Phasendifferenz zwischen dem EMK-Winkel und dem Induktivitätswinkel als  $+\pi/4$  ermittelt wird. Dagegen wird weiterbildungsgemäß bei einer Pha-

sendifferenz von  $-\pi/4$  der Wert des absoluten Minimums der Approximationsfunktion als Rotorlage des Rotors verwendet. Damit ist neben einer analytischen auch eine schnelle graphische Auswertung der Approximationsfunktion möglich.

In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird der Induktivitäts-Winkel in der ersten Oberwelle Approximationsfunktion durch eine Verknüpfung in Form einer Differenzbildung zwischen dem EMK-Winkel und dem Induktivitäts-Winkel mit einem motor-spezifisch ermittelten Differenzwert ersetzt. Mit einer solchen erweiterten Approximationsfunktion wird ein besseres Approximationsverhalten erreicht, mit der Folge einer höheren und zuverlässigeren Bestimmung der Rotorposition des Rotors.

In einfacher und direkter Weise ergibt sich weiterbildungsgemäß aus dieser erweiterten Approximationsfunktion der die Rotorposition des Rotors darstellende EMK-Winkel aus dem Argument der Grundwelle und dem Argument der ersten Oberwelle.

In einer besonders bevorzugten Ausgestaltung wird die Approximationsfunktion aus einer Überlagerung einer sinusförmigen Grundwelle mit der Amplitude und der dazugehörigen ersten Oberwelle mit einer Amplitude in Abhängigkeit der Phasenlage  $\alpha_s$  der Testspannungsimpulse gebildet wird. Vorzugsweise wird die Sinus-Funktion gewählt. Die Approximationsfunktion kann aber auch davon abweichen. Z.B. wenn die EMK oder die Varianz der Induktivität nicht sinusförmig ist.

Die obigen Ausgestaltungen und Weiterbildungen lassen sich, sofern sinnvoll, beliebig miteinander kombinieren. Weitere mögliche Ausgestaltungen, Weiterbildungen und Implementierungen der Erfindung umfassen auch nicht explizit genannte Kom-

binationen von zuvor oder im Folgenden bezüglich der Ausführungsbeispiele beschriebenen Merkmale der Erfindung. Insbesondere wird dabei der Fachmann auch Einzelaspekte als Verbesserungen oder Ergänzungen zu der jeweiligen Grundform der vorliegenden Erfindung hinzufügen.

#### INHALTSANGABE DER ZEICHNUNG

Die vorliegende Erfindung wird nachfolgend anhand der in den schematischen Figuren der Zeichnungen angegebenen Ausführungsbeispiele näher erläutert. Es zeigen dabei:

- Figur 1 ein Schaltbild mit dem Ersatzschaltbild des Wicklungssystems eines BLCD-Motors sowie mit einer Halbbrücke und einer Kommutierungsvorrichtung zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens,
- Figur 2 ein Schaltbild eines Zwischenkreises zur Spannungsversorgung des Wicklungssystems des BLCD-Motors nach Figur 1,
- Figur 3 ein Spannungsraumzeigerdiagramm zur Darstellung von Testspannungsimpulsen gemäß des erfindungsgemäßen Verfahrens, und
- Figur 4 ein Diagramm mit den der Approximationsfunktion und deren Grundwelle sowie der ersten Oberwelle entsprechenden Stromverläufen in Abhängigkeit des Rotorwinkels.

Die beiliegenden Zeichnungen sollen ein weiteres Verständnis der Ausführungsformen der Erfindung vermitteln. Sie veranschaulichen Ausführungsformen und dienen im Zusammenhang mit

der Beschreibung der Erklärung von Prinzipien und Konzepten der Erfindung. Andere Ausführungsformen und viele der genannten Vorteile ergeben sich im Hinblick auf die Zeichnungen. Die Elemente der Zeichnungen sind nicht notwendigerweise maßstabsgetreu zueinander gezeigt.

In den Figuren der Zeichnung sind gleiche, funktionsgleiche und gleich wirkende Elemente, Merkmale und Komponenten - sofern nichts Anderes ausführt ist - jeweils mit denselben Bezugszeichen versehen.

#### BESCHREIBUNG VON AUSFÜHRUNGSBEISPIELEN

Figur 1 zeigt ein Schaltbild mit dem Ersatzschaltbild des Wicklungssystems eines BLCD-Motors sowie mit einer Halbbrücke und einer Kommutierungsvorrichtung zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Verfahrens.

Gemäß Figur 1 wird ein 3-phasiger bürstenloser Gleichstrommotor (BLDC-Motor) 1 mit Polzahl 2, dargestellt als Wicklungssystem 2 mit in Sternschaltung geschalteten U- V- und W-Phasen von einer Kommutierungsvorrichtung 3 angetrieben. Jede der Phasen U, V und W wird von einer Halbbrücke angesteuert, wobei nur eine Halbbrücke 3a der Phase W in Figur 1 dargestellt ist. Diese Halbbrücken der Phasen U, V und W bilden zusammen mit einer Steuereinheit, beispielsweise einem Mikroprozessor 3b die Kommutierungsvorrichtung 3.

Jeder der Phasen U, V und W umfasst eine Wicklungsinduktivität  $L_{Ph}$ , einen Wicklungswiderstand  $R_{Ph}$  sowie eine die Gegen-EMK darstellende Spannungsquelle  $U_{EMK\_U}$ ,  $U_{EMK\_V}$  bzw.  $U_{EMK\_W}$ .

Die Halbbrücke 3a für die Phase W und damit die Halbbrücken für die anderen Phasen U und V bestehen in bekannter Weise aus MOSFETs als Transistorschalter  $S_H$  und  $S_L$  und weisen jeweils Freilaufdioden (nicht dargestellt) auf. Die Phase W wird entsprechend der Darstellung nach Figur 1 an einen Phasenkontakt K der Halbbrücke 3a angeschlossen, entsprechend auch die anderen Phasen V und W an Phasenkontakte der zugehörigen Halbbrücken.

Die Halbbrücke 3a als auch die weiteren Halbbrücken werden an eine Zwischenkreisspannung  $U_Z$  angeschlossen, so dass der Highside-MOSFET  $S_H$  auf dem Potential der Zwischenkreisspannung  $U_Z$  und der Lowside-MOSFET  $S_L$  auf dem Bezugspotential Ground liegt.

Die Zwischenkreisspannung  $U_Z$  wird mittels einer an eine Batteriespannung  $U_{bat}$  angeschlossenen Zwischenkreisschaltung gemäß Figur 2 erzeugt, die in einem Längszweig einen Versorgungswiderstand  $R_{sup}$ , eine Zwischenkreisinduktivität  $L_Z$  und in einem parallelen, auf einem Bezugspotential Ground liegenden Längszweig einen Shuntwiderstand  $R_s$  aufweist. Ein Zwischenkreiskondensator  $C_z$  verbindet die beiden Längszweige.

In Abhängigkeit der Schaltzustände der Transistorschalter der Halbbrücken wird jede Phase U, V und W entweder an das Potential der Zwischenkreisspannung  $U_Z$  oder auf das Bezugspotential Ground gelegt, so dass dadurch eine Phasenspannung  $U_{Ph_U}$ ,  $U_{Ph_V}$  bzw.  $U_{Ph_W}$  erzeugt wird, die zu einem Phasenstrom  $I_{Ph_U}$ ,  $I_{Ph_V}$  bzw.  $I_{Ph_W}$  führt.

Die Halbbrücke 3a der Phase U sowie die entsprechenden Halbbrücken der Phasen V und W können unabhängig voneinander folgende Zustände einnehmen:

- Zustand High:  
Der Highside-MOSFET  $S_H$  ist aktiv. Die Zwischenkreisspannung liegt an der Phase U, V bzw. W.
- Zustand Low:  
Der Lowside-MOSFET  $S_L$  ist aktiv. Das Bezugspotential GND liegt an der Phase U, V bzw. W.
- Zustand Tristate:  
Beide MOSFETs  $S_H$  und  $S_L$  sind inaktiv. Aufgrund der Wicklungsinduktivitäten  $L_{Ph}$  kann Strom durch die Freilaufdi-oden der MOSFETs fließen. In den Phasen U, V, W wird die EMK-Spannung  $U_{EMK_U}$ ,  $U_{EMK_V}$  bzw.  $U_{EMK_W}$  erzeugt.

Zur Bestimmung der Rotorposition des Rotors des BLDC-Motors 1 wird dessen unterschiedliche Induktivität in Richtung der d-Achse und der hierzu senkrecht stehenden q-Achse des Rotors verwendet, wobei diese variable Induktivität ihre Ursache in der magnetischen Asymmetrie des als Stabmagneten ausgebildeten Rotors des BLDC-Motors 1 hat.

Wenn sich der Rotor in dem Stator des BLDC-Motors 1 dreht, wird eine Gegen-EMK-Spannung  $U_{EMK}$  in den Phasen U, V bzw. W erzeugt. Die Varianz der Induktivität weist die doppelte Frequenz des Verlaufs der Gegen-EMK-Spannung  $U_{EMK}$  auf. Die zur Bestimmung der Rotorlage durchgeführte Messung und Auswertung berücksichtigt neben der variablen Induktivität auch die Gegen-EMK-Spannung  $U_{EMK}$ . Hierzu werden Testspannungsimpulse in dem Wicklungssystem 2 des BLDC-Motors 1 erzeugt, deren Stromantworten als Stromwerte gemessen und zur Bestimmung der Rotorlage des Rotors des BLDC-Motors 1 ausgewertet werden.

Diese Testspannungsimpulse werden durch entsprechende Ansteuerung der Halbbrücke 3a der Phase W sowie der Halbbrücken der Phasen U und V der Kommutierungsvorrichtung 3 erzeugt.

Für die Halbbrücken existieren 12 Ansteuermöglichkeiten, durch die Strom in das Wicklungssystem 2 des BLDC-Motors 1 getrieben werden können. Die 12 Ansteuermöglichkeiten führen zu Spannungsvektoren, deren Richtungen in dem Wicklungssystem 2 des BLDC-Motors 1 sind um jeweils  $30^\circ$  gedreht und in folgender Tabelle aufgeführt.

Nr.	Phase U	Phase V	Phase W	$\alpha_s$ [ $^\circ$ ]
0	Low	High	High	0
1	Low	Tristate	High	$\sim 30$
2	Low	Low	High	60
3	Tristate	Low	High	$\sim 90$
4	High	Low	High	120
5	High	Low	Tristate	$\sim 150$
6	High	Low	Low	180
7	High	Tristate	Low	$\sim 210$
8	High	High	Low	240
9	Tristate	High	Low	$\sim 270$
10	Low	High	Low	300
11	Low	High	Tristate	$\sim 330$

Diese Spannungsvektoren sind von 0 bis 11 durchnummeriert, wobei der Spannungsvektor mit der Nr. 0 einen Vektor in Richtung der Phase U definiert. Die weiteren Spannungsvektoren mit den Nr. 1 bis 11 sind gegenüber dem Spannungsvektor mit der Nr. 0 um den Winkel  $\alpha_s$  gedreht.

Als Testspannungsvektoren werden entsprechend dem Ansteuerschema in der Tabelle die Spannungsvektoren mit der Nr. 0 sowie mit den geradzahligen Werten der Nummern erzeugt und als Testspannungsvektoren  $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$  und  $V_{10}$  bezeichnet, die in dem Raumzeigerdiagramm gemäß Figur 3 dargestellt sind.

Die in der Tabelle aufgeführten Spannungsvektoren mit der Nr. 1, 3, 5, 7, 9 und 11 werden von einer Phase erzeugt, deren Halbbrücke den Zustand Tristate aufweist. Aufgrund der induzierten Spannung bzw. des dadurch erzeugten Freilaufstromes kann die Richtung dieser Spannungsvektoren von der theoretischen Richtung abweichen, daher sind als Winkel  $\alpha_s$  dieser Spannungsvektoren in der Tabelle nur ungefähre Winkelwerte angegeben.

Mittels der Kommutierungsvorrichtung 3 werden entsprechend dem Ansteuerschema der Tabelle die Testspannungsimpulse  $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$  und  $V_{10}$  in dem Wicklungssystem 2 des BLDC-Motors 1 mit einer vorgegebenen Einschaltdauer  $\Delta T$  erzeugt.

In Abhängigkeit der Testspannungsimpulse  $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$  und  $V_{10}$  werden die Stromantworten als Stromwerte  $I_0$ ,  $I_2$ ,  $I_4$ ,  $I_6$ ,  $I_8$  und  $I_{10}$  gemessen und stellen die Änderung  $\Delta I(\alpha_s)$  des Zwischenkreisstromes  $I_z$  mit  $\alpha_s = 0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $240^\circ$  und  $300^\circ$  nach der Einschaltdauer  $\Delta T$  dar. Die Abhängigkeit des Stromwertes  $\Delta I(\alpha_s)$  von den Testspannungsimpulsen  $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$  und  $V_{10}$  wird durch den Winkel  $\alpha_s$  gekennzeichnet. Im Folgenden wird für die Bezeichnung  $\Delta I(\alpha_s)$  die Bezeichnung  $I(\alpha_s)$  verwendet.

Aufgrund der  $n=6$  Testspannungspulse  $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$  und  $V_{10}$  sind 6 Stromwerte  $I(\alpha_s)$ , mit  $\alpha_s = 0^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $240^\circ$  und  $300^\circ$  ermittelt worden und sind als Messwerte  $I_0$ ,  $I_2$ ,  $I_4$ ,  $I_6$ ,  $I_8$

und  $I_{10}$  in dem Diagramm gemäß Figur 4 in Abhängigkeit des Winkels  $\alpha_{rs}$  zwischen dem Spannungsvektor des Stators und der Rotorposition des Rotors des BLDC-Motors 1 eingetragen. Die Höhe dieser Messwerte ist hauptsächlich von der variablen Induktivität und der induzierten Gegen-EMK-Spannung abhängig.

Diese Messwerte werden nun mittels einer periodischen Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$ , die sich aus Sinus-Funktionen zusammensetzt, approximiert, wobei sich die EMK-Spannung in einer Grundwelle spiegelt und der Einfluss der variablen Induktivität mit der doppelten Frequenz der Grundwelle approximiert wird. Mit einer Näherung der Messwerte durch einen Gleichanteil  $I_0$ , eine Grundwelle und eine erste Oberwelle ergibt sich folgende Approximationsfunktion:

$$I(\alpha_s) = I_0 + I_{EMK} * \sin(\alpha_s - \alpha_{EMK}) + I_{Ind} * \sin(2 * (\alpha_s - \alpha_{Ind})) \quad (1)$$

mit

$$I_{EMK} \geq 0 ;$$

$$I_{Ind} \geq 0 ;$$

$$0 \leq \alpha_{EMK} \leq 2\pi$$

$$0 \leq \alpha_{Ind} \leq 2\pi ,$$

wobei  $I_0$  einem Gleichanteil entspricht,  $\alpha_s$  der Winkel zwischen dem Testspannungsvektor  $V_0$  und den jeweils anderen Testspannungsvektoren  $V_2, V_4, V_6, V_8$  und  $V_{10}$ ,  $I_{EMK}$  und  $I_{Ind}$  die Maximalamplituden der Gegen-EMK-Spannung bzw. der variablen Induktivität sind und  $\alpha_{EMK}$  sowie  $\alpha_{Ind}$  den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Gegen-EMK-Spannung bzw. Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Induktivität des Stators gegenüber der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  angeben und im

Folgenden als EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  bzw. Induktivitätswinkel  $\alpha_{Ind}$  bezeichnet werden.

Das Diagramm gemäß Figur 4 zeigt den Verlauf der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  als Kurve  $K_1$  sowie den gegenüber der Kurve  $K_1$  um den Winkel  $\alpha_{EMK}$  verschobenen sinusförmigen Verlauf der Gegen-EMK-Spannung als Grundwelle, die mit  $K_2$  bezeichnet ist und den gegenüber der Kurve  $K_1$  um den Winkel  $\alpha_{Ind}$  verschobenen Verlauf der die Induktivität nachbildenden ersten Oberwelle, die mit  $K_3$  bezeichnet ist. Der Gleichanteil  $I_0$  ist in Figur 4 nicht dargestellt.

Aufgrund der doppelten Frequenz der variablen Induktivität gegenüber dem Verlauf der Gegen-EMK-Spannung nimmt  $\alpha_{Ind}$  bei einer Erhöhung oder Erniedrigung um den Wert  $\pi$  jeweils den gleichen Wert an. Daher zeigt  $\alpha_{Ind}$  nur die Richtung der d-Achse des Rotors des BLDC-Motors 1 an, das Vorzeichen ist aber zunächst nicht eindeutig ( $180^\circ$ - Uneindeutigkeit).

Die Auswertung der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  erfolgt nun in Abhängigkeit von unterschiedlichen Betriebszuständen des BLDC-Motors 1, die sich in unterschiedlichen Amplituden  $I_{EMK}$  und  $I_{Ind}$  der Grundwelle bzw. der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  spiegeln. Daher wird das Amplitudenverhältniswertes  $I_{EMK}/I_{Ind}$  der Amplituden  $I_{EMK}$  und  $I_{Ind}$  betrachtet.

Im Falle von  $I_{EMK} \gg I_{Ind}$  dreht sich der BLDC-Motors 1 sehr schnell, so dass dadurch der Einfluss der Gegen-EMK-Spannung auf die gemessenen Stromwerte sehr groß und gegenüber der variablen Induktivität dominierend ist. Damit gilt für den Wert  $A$  des Amplitudenverhältniswertes  $I_{EMK}/I_{Ind}$ :  $A \geq a_1$  mit  $a_1 \gg 1$ , wobei  $a_1$  als Konstante motorspezifisch gewählt wird.

Damit kann in der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  der Anteil der ersten Oberwelle vernachlässigt werden und der Rotorwinkel des Rotors des BLDC-Motors 1 direkt aus dem Wert des EML-Winkels  $\alpha_{EMK}$  bestimmt werden.

Im Falle von  $I_{EMK} \ll I_{Ind}$  befindet sich der BLDC-Motors 1 im Stillstand oder dessen Rotor dreht sich sehr langsam. Daher ist der Einfluss der Gegen-EMK-Spannung auf die gemessenen Stromwerte vernachlässigbar. Damit gilt für den Wert A des Amplitudenverhältniswertes  $I_{EMK}/I_{Ind}$ :  $A \leq a_2$  mit  $a_2 \ll 1$ , wobei  $a_2$  als Konstante motorspezifisch gewählt wird.

Damit kann in der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  der Anteil der Grundwelle vernachlässigt werden und die Ausrichtung des Rotors der BLDC-Motors 1 bis auf die  $180^\circ$ - Uneindeutigkeit aus dem Wert des Induktivitäts-Winkels  $\alpha_{Ind}$  bestimmt werden. Die  $180^\circ$ - Entscheidung muss mittels einer weiteren Messung entschieden werden, indem beispielsweise entsprechend der Richtung des Rotors ein Spannungssignal angelegt wird, so dass dadurch die Sättigung im Stator verringert oder verstärkt, d. h. die entsprechende Induktivität verkleinert oder vergrößert wird, so dass hieraus die Rotorlage bestimmt werden kann.

Dreht sich der BLDC-Motors 1 mit einer Geschwindigkeit, bei der sowohl die Gegen-EMK-Spannung als auch die variable Induktivität wesentliche Anteile der gemessenen Stromwerte darstellen, so gilt für den Wert A des Amplitudenverhältniswertes  $I_{EMK}/I_{Ind}$ :  $a_2 < A < a_1$ , wobei  $a_2 \ll 1$  und  $a_1 \gg 1$  ist und diese Konstanten  $a_1$  und  $a_2$  motorspezifisch gewählt werden.

Aus der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  können damit der EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und der Induktivitätswinkel  $\alpha_{Ind}$  bestimmt und ausgewertet werden, d. h. die Rotorlage des Rotors wird aus dem

EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{Ind}$  bzw.  $\alpha_{Ind} + \pi$  wegen der  $180^0$ -Uneindeutigkeit bestimmt. Die  $180^0$ -Entscheidung kann mittels des EMK-Winkels  $\alpha_{EMK}$  getroffen werden.

Durch Gewichtung dieser beiden Werte lässt sich die Rotorlage des Rotors des BLDC-Motors 1 bestimmen, wobei die Gewichtung in Abhängigkeit der Werte des EMK-Winkels  $\alpha_{EMK}$  und des Induktivitäts-Winkels  $\alpha_{Ind}$  erfolgt. Die Gewichtung kann auch in einem festen Verhältnis durchgeführt werden.

Eine weitere Verwendung der beiden Werte für den EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und den Induktivitätswinkel  $\alpha_{Ind}$  ergibt sich aus der Anwendung einer bekannten Beziehung zwischen diesen beiden Größen, die motorspezifisch, also für jeden Motor einen konstanten Wert aufweist gemäß folgender Formel:

$$\alpha_{EMK\_Ind} = \alpha_{EMK} - \alpha_{Ind} \quad (2)$$

wobei  $\alpha_{EMK}$  den EMK-Winkel und  $\alpha_{Ind}$  den Induktivitätswinkel darstellt. Der Wert dieses Winkels  $\alpha_{EMK\_Ind}$  beträgt häufig  $\pi/4$ .

Mit dieser Beziehung (2) kann eine Plausibilisierung der beiden Werte für den EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und den Induktivitätswinkel  $\alpha_{Ind}$  durchgeführt werden, indem der Wert  $\alpha_{EMK\_Ind}$  als Indikator für einen Messfehler dient. Weicht der Wert  $\alpha_{EMK\_Ind}$  zu stark von der Differenz der beiden Werte aus dem EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und den Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{Ind}$  ab, so werden die Messungen, aus denen die Werte für den EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und den Induktivitätswinkel  $\alpha_{Ind}$  bestimmt wurde, abgelehnt.

Ein weiteres Auswerteverfahren ergibt sich unter Verwendung der Beziehung (2). Falls dieser Winkel  $\alpha_{EMK\_Ind}$  einen Wert von

$+\pi/4$  aufweist, so ist bei einem Minimum der die Grundwelle der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  nachbildende Gegen-EMK-Spannung auch ein Minimum der die variable Induktivität nachbildende erste Oberwelle der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  vorhanden. Beide Anteile haben die Tendenz, dieses Minimum zu verstärken, so dass es als absolutes Minimum der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  bestimmbar ist. In dem Diagramm gemäß Figur 4 ist dieses absolute Minimum mit  $M_1$  bezeichnet. Dieses Minimum  $M_1$  entspricht als Winkel der Rotorposition des Rotors des BLDC-Motors 1.

Falls dieser Winkel  $\alpha_{EMK\_Ind}$  einen Wert von  $-\pi/4$  (bzw.  $3\pi/4$ ) aufweist, so muss anstelle des Minimums das absolute Maximum der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  zur Bestimmung der Rotorlage des Rotors des BLDC-Motors 1 ermittelt werden.

Schließlich kann die Beziehung (2) auch zur Erweiterung der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  gemäß (1) herangezogen werden, indem der Induktivität-Winkel  $\alpha_{Ind}$  ersetzt wird durch

$$\alpha_{Ind} = \alpha_{EMK} - \alpha_{EMK\_Ind}.$$

Damit ergibt sich die erweiterte Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  mit einem bekannten Wert für den Winkel  $\alpha_{EMK\_Ind}$  gemäß folgender Formel:

$$I(\alpha_s) = I_0 + I_{EMK} * \sin(\alpha_s - \alpha_{EMK}) + I_{Ind} * \sin(2 * (\alpha_s - (\alpha_{EMK} - \alpha_{EMK\_Ind}))) \quad (3)$$

wobei die Bedeutung der Größen denjenigen der Formel (1) und der Beziehung (2) entspricht.

Mit dieser erweiterten Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  gemäß der Beziehung (3) wird wieder eine Approximation der gemessenen

Stromwerte  $I_0$ ,  $I_2$ ,  $I_4$ ,  $I_6$ ,  $I_8$  und  $I_{10}$  durchgeführt und der EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  bestimmt, der die Rotorposition des Rotors des BLDC-Motors 1 angibt.

Obwohl die vorliegende Erfindung anhand bevorzugter Ausführungsbeispiele vorstehend vollständig beschrieben wurde, ist sie darauf nicht beschränkt, sondern auf vielfältige Art und Weise modifizierbar.

Bei dem oben beschriebenen Mess- und Auswerteverfahren werden die Stromantworten von mehreren Testspannungsimpulsen gemessen und ausgewertet, wobei während der Erzeugung der Testspannungsimpulse in dem Wicklungssystem des BLDC-Motors 1 und der Messung der Stromwerte die Zwischenkreisspannung konstant ist. Falls dies nicht zutrifft, müssen Spannungsschwankungen im Zwischenkreis 4 bei der Auswertung der gemessenen Stromwerte berücksichtigt werden.

In dem oben dargestellten Ausführungsbeispiel werden  $n=6$  Testspannungsimpulse erzeugt, um hieraus mit 6 Stromwerten die Stromantworten dieser Testspannungsimpulse zu messen. Es können natürlich auch weniger als 6 oder mehr, insbesondere alle gemäß der obigen Tabelle aufgeführten 12 Spannungsvektoren (einschließlich derjenigen die mit einem Tristate-Zustand der zugehörigen Halbbrücken) zur Erzeugung der Testspannungsimpulse verwendet werden.

Ferner werden in dem oben dargestellten Ausführungsbeispiel die Stromantworten auf die Testspannungsimpulse als Stromwerte des Zwischenkreises 4, also als Zwischenkreisströme gemessen. Darüber hinaus ist es auch möglich, anstelle der Zwischenkreisströme die Phasenströme zu messen. Dann ergeben sich bei den Testspannungsimpulsen jeweils drei Messwerte für

die Phasenströme  $I_{ph\_u}$ ,  $I_{ph\_v}$  und  $I_{ph\_w}$ , wobei nur zwei Messwerte unabhängig sind. Es ist möglich, die derart erhaltenen Messwerte auf die Zwischenkreisströme umzurechnen oder entsprechend die Gleichungen (1) und (3) zu erweitern.

Ferner ist das beschriebene Verfahren davon unabhängig, ob das dreiphasige Wicklungssystem des BLDC-Motors 1 in einer Stern- oder Dreieckskonfiguration geschaltet ist.

Schließlich ist es natürlich auch möglich das beschriebene Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage eines elektronisch kommutierten mehrphasigen Gleichstrommotors auch für eine Polzahl mit mehr als 2 Polen und mit einem Wicklungssystem des BLDC-Motors mit mehr als drei Wicklungssträngen durchzuführen.

Wenngleich in den vorstehenden Ausführungsbeispielen die Erfindung immer anhand von 6 Pulsen dargestellt wurde, sei angemerkt, dass dies lediglich eine (z.B. bevorzugte) Variante darstellt. Es versteht sich von selbst, dass die Erfindung auch im Falle von mehr oder weniger Pulsen funktioniert.

## BEZUGSZEICHENLISTE

- 1 Gleichstrommotor
- 2 Wicklungssystem des Gleichstrommotors 1
- 3 Kommutierungsvorrichtung
- 3a Halbbrücke
- 3b Steuereinheit, Mikroprozessor
- 4 Zwischenkreis

## PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Bestimmung der Rotorlage eines elektronisch kommutierten mehrphasigen Gleichstrommotors (1) mit Polzahl  $\geq 2$  und einem mehrsträngigen Wicklungssystem (2) sowie einer Kommutierungsvorrichtung (3) zur Erzeugung von Phasenspannungen ( $U_{ph\_u}$ ,  $U_{ph\_v}$ ,  $U_{ph\_w}$ ) in dem Wicklungssystem (2), wobei der Gleichstrommotor (1) einen Rotor und einen Stator umfasst, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:

- (a) Erzeugen von mehreren Testspannungsimpulsen ( $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$ ,  $V_{10}$ ) in dem Wicklungssystem (2) mit vorgegebener Einschaltdauer  $\Delta T$  mittels der Kommutierungsvorrichtung (3) in unterschiedlichen, über  $360^\circ$  verteilte Phasenlagen;
- (b) Messung der Stromwerte ( $I_0$ ,  $I_2$ ,  $I_4$ ,  $I_6$ ,  $I_8$ ,  $I_{10}$ ) der Stromantworten der Testspannungsimpulse ( $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$ ,  $V_{10}$ ) mit Ablauf der Einschaltdauer  $\Delta T$  der jeweiligen Testspannungsimpulse ( $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$ ,  $V_{10}$ );
- (c) Approximation der gemessenen Stromwerte ( $I_0$ ,  $I_2$ ,  $I_4$ ,  $I_6$ ,  $I_8$ ,  $I_{10}$ ) durch eine periodische Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  aus einer Überlagerung einer Grundwelle mit einer Amplitude  $I_{EMK}$  und der dazugehörigen ersten Oberwelle mit einer Amplitude  $I_{Ind}$  in Abhängigkeit der Phasenlage  $\alpha_s$  der Testspannungsimpulse ( $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$ ,  $V_{10}$ ), wobei die Grundwelle den zeitlichen Verlauf der Gegen-EMK-Spannung des Stators und die erste Oberwelle den zeitlichen Verlauf der Induktivität des Stators des Gleichstrommotors (1) nachbildet;
- (d) Bestimmung eines Amplitudenverhältniswertes  $I_{EMK}/I_{Ind}$  der Amplituden  $I_{EMK}$  und  $I_{Ind}$  der Grundwelle und der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$ ;
- (e) Bestimmung der Rotorlage als EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  aus dem Argument der Grundwelle der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$

und/oder als Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  aus dem Argument der ersten Oberwelle der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  in Abhängigkeit des Amplitudenverhältnisses  $I_{\text{EMK}}/I_{\text{Ind}}$ , wobei der EMK-Winkel  $\alpha_{\text{EMK}}$  den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Gegen-EMK-Spannung des Stators gegenüber der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  und der Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  den Phasenversatz des sinusförmigen Verlaufs der Induktivität des Stators gegenüber der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  angibt.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem großen Wert A des Amplitudenverhältnisses  $I_{\text{EMK}}/I_{\text{Ind}}$  mit  $A \geq a_1 \gg 1$  der EMK-Winkel  $\alpha_{\text{EMK}}$  als Rotorlage des Rotors bestimmt wird.
3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem kleinen Wert A des Amplitudenverhältnisses  $I_{\text{EMK}}/I_{\text{Ind}}$  mit  $A \leq a_2 \ll 1$  der Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  als Richtung des Rotors mit einer  $180^\circ$ -Uneindeutigkeit bestimmt wird.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem Wert A des Amplitudenverhältnisses  $I_{\text{EMK}}/I_{\text{Ind}}$  mit  $a_2 < A < a_1$ , wobei  $a_2 \ll 1$  und  $a_1 \gg 1$  ist, die Rotorlage des Rotors aus dem EMK-Winkel  $\alpha_{\text{EMK}}$  und/oder dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  bestimmt wird.
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass aus den gewichteten Werten des EMK-Winkels  $\alpha_{\text{EMK}}$  und dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  ein Wert für die Rotorlage des Rotors

bestimmt wird, wobei die Gewichtung in Abhängigkeit des Werte des EMK-Winkels  $\alpha_{EMK}$  und des Induktivitäts-Winkels  $\alpha_{Ind}$  erfolgt.

6. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass die motorspezifische Phasendifferenz  $\alpha_{EMK\_Ind}$  zwischen dem EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{Ind}$  bestimmt wird und der Wert der Phasendifferenz  $\alpha_{EMK\_Ind}$  zur Plausibilisierung der aus dem EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und/oder dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{Ind}$  bestimmten Werte für die Rotorlage des Rotors verwendet wird.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem Wert A des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$  mit  $a_2 < A < a_1$ , wobei  $a_2 \ll 1$  und  $a_1 \gg 1$  ist, der Wert des absoluten Minimums ( $M_1$ ) der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  als Rotorlage des Rotors verwendet wird, falls die motorspezifische Phasendifferenz  $\alpha_{EMK\_Ind}$  zwischen dem EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{Ind}$  als  $+\pi/4$  ermittelt wird.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem Wert A des Amplitudenverhältnisses  $I_{EMK}/I_{Ind}$  mit  $a_2 < A < a_1$ , wobei  $a_2 \ll 1$  und  $a_1 \gg 1$  ist, die Rotorlage des Rotors als den Wert des absoluten Minimums der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  verwendet wird, falls die motorspezifische Phasendifferenz  $\alpha_{EMK\_Ind}$  zwischen dem EMK-Winkel  $\alpha_{EMK}$  und dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{Ind}$  als  $-\pi/4$  ermittelt wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

dass der Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  in der Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  durch eine Verknüpfung in Form einer Differenzbildung zwischen dem EMK-Winkel  $\alpha_{\text{EMK}}$  und dem Induktivitäts-Winkel  $\alpha_{\text{Ind}}$  mit einem motorspezifisch ermittelten Differenzwert  $\alpha_{\text{EMK\_Ind}}$  ersetzt wird.

10. Verfahren nach Anspruch 9,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass der EMK-Winkel  $\alpha_{\text{EMK}}$  aus dem Argument der Grundwelle und dem Argument der ersten Oberwelle als Rotorposition bestimmt wird.

11. Verfahren nach einem der vorherigen Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Approximationsfunktion  $I(\alpha_s)$  aus einer Überlagerung einer sinusförmigen Grundwelle mit der Amplitude  $I_{\text{EMK}}$  und der dazugehörigen ersten Oberwelle mit einer Amplitude  $I_{\text{Ind}}$  in Abhängigkeit der Phasenlage  $\alpha_s$  der Testspannungsimpulse ( $V_0$ ,  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$ ,  $V_8$ ,  $V_{10}$ ) gebildet wird.

Fig. 1

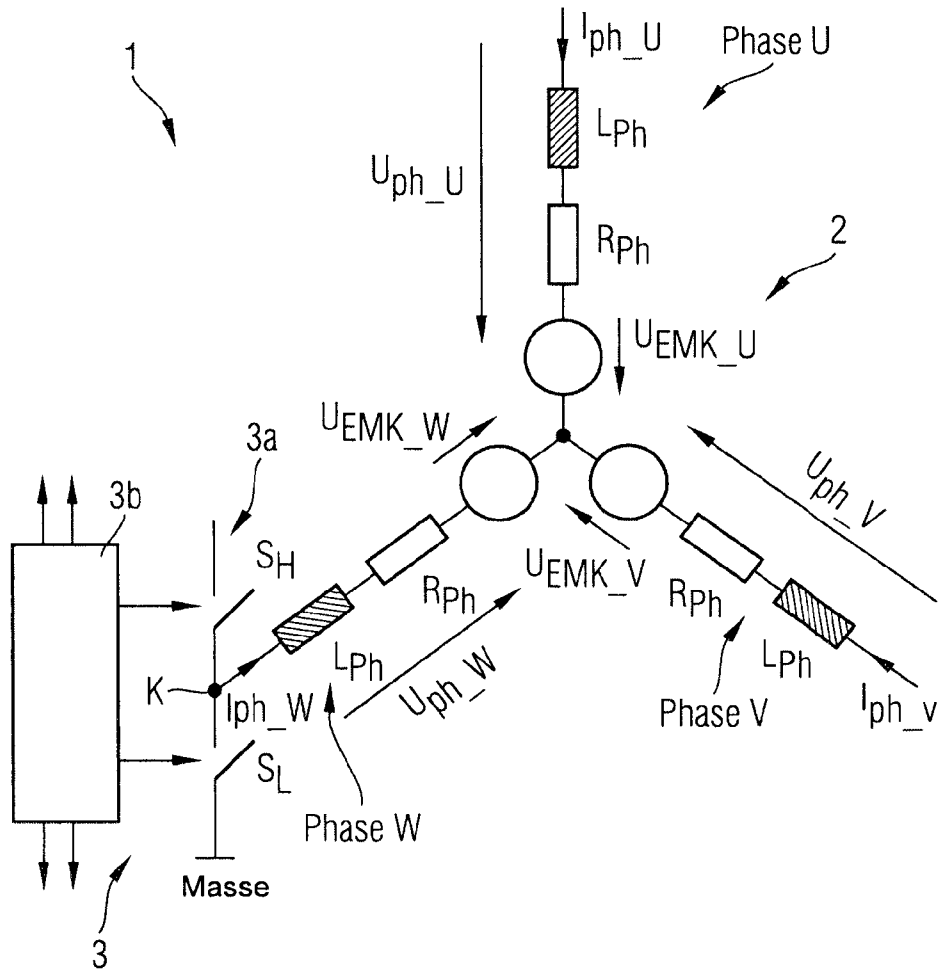


Fig. 2

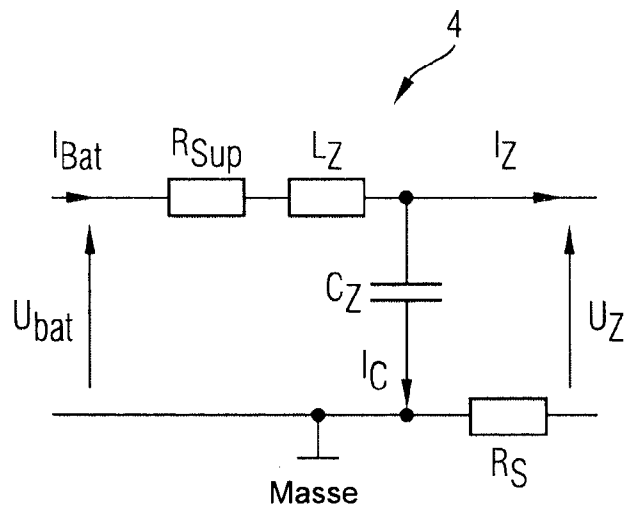


Fig. 3

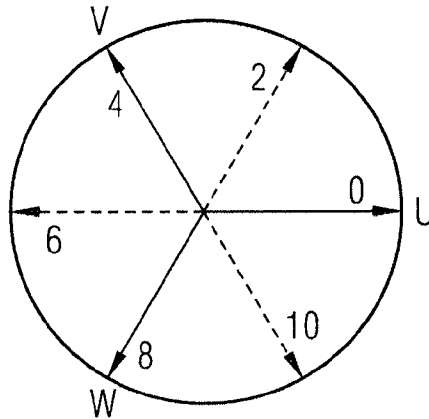


Fig. 4

