

(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
15. Februar 2024 (15.02.2024)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2024/033337 A1

(51) Internationale Patentklassifikation:
H02P 21/04 (2006.01)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2023/071883

(22) Internationales Anmeldedatum:
08. August 2023 (08.08.2023)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
10 2022 208 335.0
10. August 2022 (10.08.2022) DE

(71) Anmelder: **BROSE FAHRZEUGTEILE SE & 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, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, SD,

(54) Title: METHOD FOR OPERATING AN ELECTRIC MACHINE

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUM BETREIBEN EINER ELEKTRISCHEN MASCHINE

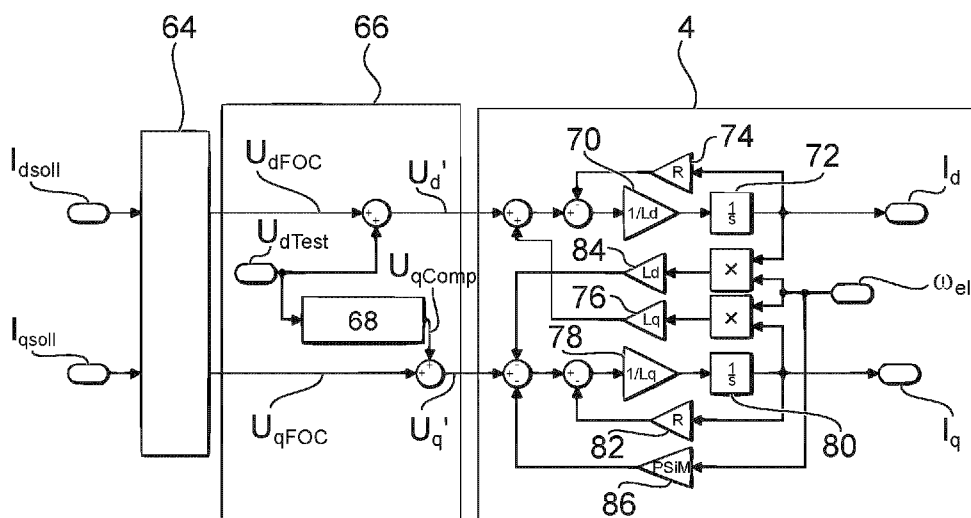


Fig. 5

(57) **Abstract:** The invention relates to a method for operating an electric machine (2), having a brushless electric motor (4) comprising a stator and comprising a rotor, and a closed-loop control unit (64) for sensorless field-oriented open-loop control and/or closed-loop control of the electric motor (4) in a d-q reference system which is fixed with respect to the rotor and with a d axis and with a q axis, wherein the electric motor (4) is subjected to open-loop and/or closed-loop control at the start of operation based on an estimated motor position, wherein a test signal (U_{dTest}) is produced in order to determine a deviation between an actual motor position and the estimated motor position, wherein the test signal (U_{dTest}) is fed into the d axis, wherein the test signal (U_{dTest}) is used as a basis for determining a compensation signal (U_{qComp}) in such a way that, when the compensation signal (U_{qComp}) is fed into the q axis, a change in torque of the electric motor (4) is reduced due to

SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

the test signal (U_{dTest}), and wherein the compensation signal (U_{qComp}) is fed into the q axis.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Betreiben einer elektrischen Maschine (2), aufweisend einen bürstenlosen Elektromotor (4) mit einem Stator und mit einem Rotor, und eine Regeleinheit (64) zur sensorlosen feldorientierten Steuerung und/oder Regelung des Elektromotors (4) in einem rotorfesten d-q-Referenzsystem mit einer d-Achse und mit einer q-Achse, wobei der Elektromotor (4) zu Beginn des Betriebs anhand einer geschätzten Motorposition gesteuert und/oder geregelt wird, wobei ein Testsignal (U_{dTest}) zur Bestimmung einer Abweichung zwischen einer tatsächlichen Motorposition und der geschätzten Motorposition erzeugt wird, wobei das Testsignal (U_{dTest}) in die d-Achse eingespeist wird, wobei anhand des Testsignals (U_{dTest}) ein Kompensationssignal (U_{qComp}) derart bestimmt wird, dass bei einer Einspeisung des Kompensationssignals (U_{qComp}) in die q-Achse eine Drehmomentänderung des Elektromotors (4) aufgrund des Testsignals (U_{dTest}) reduziert wird, und wobei das Kompensationssignal (U_{qComp}) in die q-Achse eingespeist wird.

5

Beschreibung

Verfahren zum Betreiben einer elektrischen Maschine

10

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Betreiben einer elektrischen Maschine, aufweisend einen bürstenlosen Elektromotor mit einem Stator und mit einem Rotor, und eine Regeleinheit zur sensorlosen feldorientierten Steuerung und/oder Regelung des Elektromotors in einem rotorfesten d/q-Koordinatensystem. Die Erfindung betrifft weiterhin eine elektrische Maschine zur Durchführung des Verfahrens, sowie eine Software auf einem Datenträger.

15

20

Elektromotorisch an- oder betriebene Verstellsysteme als Kraftfahrzeugkomponenten, wie beispielsweise Fensterheber, Sitzverstellungen, Tür- und Schiebedachantriebe oder Kühlerlüfterantriebe sowie Pumpen und Innenraumgebläse weisen typischerweise einen elektrischen Antrieb mit einem gesteuerten Elektromotor auf. Für solche elektromotorische Antriebe werden zunehmend häufig sogenannte bürstenlose Elektromotoren (bürstenloser Gleichstrommotor, BLDC-Motor) eingesetzt, bei denen die verschleißanfälligen Bürstenelemente eines starren (mechanischen) Kommutators durch eine elektronische Kommutierung des Motorstroms ersetzt sind.

25

30

Elektromotorische Antriebe für Kraftfahrzeuge werden in der Regel von einer (Hochvolt-)Batterie als fahrzeuginternem Energiespeicher gespeist, aus welchem der Elektromotor mit elektrischer Energie in Form eines Gleichstroms (Gleichspannung) versorgt wird. Zur Wandlung des Gleichstroms in den Motorstrom ist geeigneterweise ein Stromrichter (Wechselrichter, Inverter) zwischen der Batterie und dem Elektromotor verschaltet. Der Stromrichter weist eine Brückenschaltung auf, welche über einen elektrischen Zwischenkreis mit dem Gleichstrom oder Gleichspannung des Energiespeichers versorgt wird. Der Motorstrom wird durch

eine pulswertenmodulierte (PWM) Ansteuerung oder Regelung von Halbleiterschaltern der Brückenschaltung als ein mehrphasiger Ausgangsstrom erzeugt. Durch die Pulse der PWM-Signale werden die Halbleiterschalter getaktet zwischen einem leitenden und einem sperrenden Zustand umgeschaltet.

5

Die Brückenschaltung speist im Betrieb in die Statorspulen des Elektromotors den elektrischen Motorstrom (Drehstrom) ein, welcher in der Folge ein bezüglich des Stators rotierendes magnetisches Drehfeld erzeugt. Der Rotor des Elektromotors weist hierbei geeigneterweise eine Anzahl von Permanentmagneten auf, wobei
10 durch die Wechselwirkung der Permanentmagnete mit dem Drehfeld ein resultierendes Drehmoment erzeugt wird, welches den Rotor in Rotation versetzt.

Die Phasen des erzeugten Drehstroms und des zugehörigen Drehfeldes werden als (Motor-)Phasen bezeichnet. Im übertragenen Sinne werden hierunter auch die
15 jeweils einer solchen Phase zugeordneten Statorspulen (Phasenwicklung) mit den zugehörigen Verbindungsleitungen (Phasenende) verstanden. Die Phasen sind hierbei beispielsweise in einem Sternpunkt einer Sternschaltung miteinander verschaltet.

20 Für einen effizienten Betrieb ist es notwendig, dass die Phasen zum richtigen Zeitpunkt mit Strom versorgt werden. Hierzu ist beispielsweise eine Vektorregelung, auch feldorientierte Regelung (engl.: Field Oriented Control, FOC) genannt, möglich. Bei einer solchen feldorientierten Regelung oder FOC wird der Drehstrom als zwei orthogonale Komponenten identifiziert, die mit einem Stromraumvektor visualisiert werden können. Die eine Komponente (Direktkomponente) definiert den
25 magnetischen Fluss des Motors, die andere das Drehmoment (Quadraturstrom).

Die feldorientierte Regelung regelt den Drehstrom in einem d-q-Referenzsystem (Bezugssystem) des Elektromotors. Im Idealfall ist der Stromraumvektor in Bezug
30 auf den Rotor in Betrag und Richtung (Quadratur) fest, also unabhängig von der Rotation. Da der Strom-Raumvektor im d-q-Referenzsystem statisch ist, erfolgt die Stromregelung anhand von Gleichstromsignalen. Dies isoliert die Regler von den zeitlich variierenden Wicklungsströmen und -spannungen und eliminiert daher

die Begrenzung des Reglerfrequenzgangs und der Phasenverschiebung auf das Motordrehmoment und die Drehzahl.

Der Elektromotor weist hierbei eine zugeordnete Motorsteuerung auf, welche die
5 entsprechenden Stromkomponenten-Sollwerte aus den Fluss- und Drehmoment-Sollwerten, welche von einer Drehzahlregelung vorgegeben werden, bestimmt. Die Motor- oder Phasenströme werden hierbei in das d-q-Referenzsystem transformiert.

10 Um zu gewährleisten, dass die Phasen zum richtigen Zeitpunkt mit Strom versorgt werden ist eine genaue Bestimmung der relativen Position von Rotor und Stator notwendig.

Die Rotorposition (Rotorlage) für die Positionsbestimmung wird beispielsweise mittels
15 zusätzlicher Drehsensoren, wie zum Beispiel einem Hallsensor, ermittelt. Derartige Drehsensoren oder Geber sind jedoch kostenintensiv, weshalb eine Positionsbestimmung bevorzugterweise sensorlos erfolgen sollte.

Die sensorlose Positionsbestimmung beruht beispielsweise auf der Erfassung von
20 induzierten Strom- und/oder Spannungssignalen aufgrund der gegenelektromotorischen Kraft (Gegen-EMK, back-EMF), welche die rotierenden Permanentmagnete in den Phasenwicklungen induziert. Die induzierten Gegen-EMK-Signale sind proportional zu der Rotordrehzahl, wodurch nachteiligerweise bei niedrigen Drehzahlen oder beim Stillstand des Elektromotors nur wenige oder keine Informationen
25 zur Positionsbestimmung für die Motorsteuerung bereitstehen. Insbesondere wird das Signal-zu-Rausch-Verhältnis bei niedrigen Drehzahlen reduziert. Eine derartige Einschränkung besteht auch für flussbasierte sensorlose Messverfahren.

Dadurch ist in der Regel eine Positionsbestimmung oder Positionserkennung unterhalb einer Schwelldrehzahl nicht möglich, wodurch ein sicherer und zuverlässiger
30 Betrieb des Elektromotors, insbesondere während eines Anfahrens aus dem Stillstand oder während eines Betriebs mit niedriger Drehzahl, nachteilig erschwert ist.

Hierbei ist es beispielsweise möglich nahe dem (Motor-)Stillstand die Rotorposition zu schätzen, und den Elektromotor anhand der Schätzung anzusteuern. Um eine Abweichung zwischen der geschätzten Position und der tatsächlichen Position zu bestimmen, und diese in der Folge auszuregeln, wird beispielsweise ein
5 Testsignal oder Testpuls in die vermutete d-Achse eingespeist. Dieses Testsignal kann jedoch zu einer Drehmomentwelligkeit des Elektromotors führen, wodurch dadurch bedingte, ungewünschte, akustische Beeinträchtigungen auftreten können.

10 Diese akustischen Beeinträchtigungen sind in der Regel lediglich kurzzeitig während des Anlaufens oder bei niedrigen Motordrehzahlen des Elektromotors vorhanden, so dass diese häufig in Kauf genommen werden. Alternativ wird der akustische Einfluss des Testsignals durch mechanische Maßnahmen reduziert. Dies ist jedoch mit zusätzlichen Kosten verbunden.

15 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein besonders geeignetes Verfahren zum Betreiben einer elektrischen Maschine anzugeben. Insbesondere soll eine zuverlässige sensorlose Steuerung und/oder Regelung des Motorbetriebs auch bei geringen Drehzahlen ermöglicht werden. Weiterhin soll ein möglichst geräuschr-
20 duzierter Motorbetrieb ermöglicht werden. Der Erfindung liegt weiterhin die Aufgabe zugrunde, eine besonders geeignete elektrische Maschine sowie eine besonders geeignete Software auf einem Datenträger anzugeben.

25 Die im Hinblick auf das Verfahren angeführten Vorteile und Ausgestaltungen sind sinngemäß auch auf die elektrische Maschine und/oder die Software übertragbar und umgekehrt. Die Konjunktion „und/oder“ ist hier und im Folgenden derart zu verstehen, dass die mittels dieser Konjunktion verknüpften Merkmale sowohl gemeinsam als auch als Alternativen zueinander ausgebildet sein können.

30 Das erfindungsgemäße Verfahren ist zum Betrieb einer elektrischen Maschine vorgesehen, sowie dafür geeignet und ausgestaltet. Sofern nachfolgend Verfahrensschritte beschrieben werden, ergeben sich vorteilhafte Ausgestaltungen für

die elektrische Maschine insbesondere dadurch, dass dieses ausgebildet ist, einen oder mehrere dieser Verfahrensschritte auszuführen.

Verfahrensgemäß ist hierbei eine Regeleinheit zur Erzeugung einer Steuergröße für einen Elektromotor der elektrischen Maschine vorgesehen. Der Elektromotor ist hierbei insbesondere als ein bürstenloser Elektromotor mit einer mehrphasigen, insbesondere mindestens dreiphasigen, Drehfeldwicklung ausgeführt. Die Regeleinheit erzeugt die Steuergröße für die Motoransteuerung anhand eines Strom-Istwerts (Eingangsströme U, V, W) und eines Positions-Istwerts (Rotorposition).

Unter dem Strom-Istwert sind hierbei insbesondere die Eingangsströme für die Motorphasen zu verstehen, wobei der Positions-Istwert insbesondere eine mechanische Position oder eine elektrische Position des Rotors des Elektromotors angibt. Die mechanische Position (mechanischer Winkel) beschreibt hierbei insbesondere die absolute mechanische Lage des Rotors zum Stator, wobei die elektrische Position (elektrischer Winkel) insbesondere den für die Kommutierung des Motorstroms maßgebenden Lagewert beschreibt. Die elektrische Position gibt hierbei insbesondere die Phasenlage eines Stromvektors zur Kommutierung des Elektromotors an. Vorzugsweise entspricht der Positions-Istwert der elektrischen Rotorposition.

Der Motorbetrieb des Elektromotors wird durch eine feldorientierte Regelung (FOC) der Regeleinheit gesteuert und/oder geregelt. Hierbei wird ein Motor- oder Phasenstrom des Elektromotors als Strom-Istwert mittels einer Stromregelung in einem d-q-Referenzsystem (d/q-Koordinatensystem) mit einer Gleichspannungskomponente entlang einer d-Achse und einem Quadraturstrom entlang einer q-Achse geregelt. Die elektrische Maschine beziehungsweise der Elektromotor ist sensorlos ausgeführt, dies bedeutet, dass kein Positionssensor zur direkten oder unmittelbaren Erfassung der Rotorposition vorgesehen ist. Der Positions-Istwert wird daher sensorlos beispielsweise anhand einer Gegen-EMK des Elektromotors bestimmt.

Zu Beginn des Betriebs, also beispielsweise in einem Stillstand des Elektromotors, bei welchem insbesondere noch keine ausreichende Gegen-EMK zur Bestimmung

des Positions-Istwerts vorliegt, wird der Elektromotor verfahrensgemäß anhand einer geschätzten Motorposition gesteuert und/oder geregelt. Mit anderen Worten wird anfänglich ein geschätzter Positions-Istwert für die FOC verwendet. Unter „Schätzung“ oder „schätzen“ ist hier und im Folgenden eine genäherte Bestimmung der Motorposition beziehungsweise des Positions-Istwerts durch Auswertung der Gegen-EMK, beispielsweise durch Augenschein, vorcharakterisierten Messungen, hinterlegten Tabellen oder Kennlinien, oder mittels statistisch-mathematischer Methoden, zu verstehen. Der geschätzte Positions-Istwert kann hierbei auch ein hinterlegter Startwert sein.

Zur Überprüfung und Anpassung der Positions-Schätzung wird ein Testsignal oder Testpuls erzeugt, mittels welchem eine Abweichung zwischen einer tatsächlichen Motorposition (tatsächlicher Positions-Istwert) und der geschätzten Motorposition (geschätzter Positions-Istwert) erzeugt wird. Dieses Testsignal wird in die (geschätzte) d-Achse des Elektromotors eingespeist.

Erfindungsgemäß wird zusätzlich zu dem Testsignal ein Kompensationssignal erzeugt, und in die (geschätzte) q-Achse des Elektromotors eingespeist. Das Kompensationssignal wird hierbei anhand des Testsignals derart bestimmt, dass bei einer Einspeisung des Kompensationssignals in die q-Achse eine Drehmomentänderung des Elektromotors aufgrund des Testsignals reduziert oder kompensiert wird. Dadurch wird die Drehmomentwelligkeit durch das Testsignal über ein weiteres Ansteuersignal (Kompensationssignal) kompensiert. In der Folge wird die Akustik des Elektromotors, insbesondere beim Anlaufen, verbessert. Dadurch ist ein besonders geeignetes Verfahren zum Betrieb einer elektrischen Maschine realisiert.

Entgegen einer herkömmlichen Ansteuerung wird bei der Erfindung nicht lediglich die Gleichspannungskomponente, sondern auch die Quadraturkomponente angesteuert. Diese Werte beziehungsweise eine Motorantwort auf diese Werte sind beispielsweise über den Phasenstrom gut messbar.

Vorzugsweise wird die Drehmomentänderung des Elektromotors aufgrund des Testsignals durch das Kompensationssignal möglichst vollständig reduziert, so dass ein besonders laufruhiger Start der elektrischen Maschine ermöglicht ist. Dadurch wird ein Nutzerkomfort, insbesondere bei einer Anwendung der elektrischen Maschine als Verstellantrieb in einem Fahrzeuginnenraum eines Kraftfahrzeug, verbessert.

In einer zweckmäßigen Weiterbildung wird eine Motorantwort auf das Testsignal und das Kompensationssignal, beispielsweise in Form eines Stroms in der q-Achse, erfasst und zur Bestimmung einer Motorposition verwendet. Das Testsignal dient der Überprüfung der Positions-Schätzung. Der Strom in der q-Richtung ist abhängig von der Abweichung zur geschätzten Motorposition, wenn kein Fehler zwischen der geschätzten und realen Position vorliegt, also wenn es keine Abweichung zwischen der tatsächlichen Motorposition und der geschätzten Motorposition gibt, wird beispielsweise kein Strom in den Statorwicklungen des Elektromotors erzeugt. Der induzierte Strom kann als Motorantwort beispielsweise mittels eines Strommessers, insbesondere mittels eines Shunt-Widerstandes, erfasst werden. Durch das Testsignal ist somit eine Steuerung und/oder Regelung der geschätzten Motorposition auch bei niedrigen Motordrehzahlen ermöglicht, wobei das Kompensationssignal sicherstellt, dass hierbei keine Drehmomentwelligkeiten auftreten. Die geschätzte Motorposition ist somit iterativ oder sukzessiv an die tatsächliche Motorposition anpassbar. Das Verfahren wird vorzugsweise durchgeführt, bis ein weiteres sensorloses Verfahren (insbesondere auf Basis einer EMK-Auswertung) die Positionsbestimmung zuverlässig übernimmt. Die geschätzte Drehzahl kann hierbei als Wechsel- oder Umschaltkriterium zwischen den Verfahren dienen.

Die Erfindung geht hierbei von der nachstehenden Formel für das Drehmoment des Elektromotors aus:

$$M = \frac{3}{2} * p * (\Psi * i_q + (L_d - L_q) * i_d * i_q),$$

wobei p die Polpaarzahl des Elektromotors, Ψ der magnetische Fluss, i_q und i_d der Strom entlang der q- beziehungsweise d-Achse, und L_d und L_q die Induktivitäts-
werte des Stators (also der Statorspulen/der Statorwicklung) entlang der q- beziehungsweise d-Achse ist.

5

Im Betriebspunkt gilt hierbei

$$\begin{aligned}\frac{\delta M}{\delta i_d} &= \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_q \\ \frac{\delta M}{\delta i_q} &= \frac{3}{2} p (\Psi + (L_d - L_q) i_d)\end{aligned}$$

10

Um die störenden Einflüsse des Testsignals, also die Drehmomentwelligkeit, zu reduzieren, ist es daher notwendig, dass die Drehmomentänderung ΔM bei einer Änderung der Ströme Δi_q und Δi_d Null ist:

15

$$\Delta M = \frac{\delta M}{\delta i_d} \Delta i_d + \frac{\delta M}{\delta i_q} \Delta i_q = 0$$

$$0 = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_q \Delta i_d + \frac{3}{2} p (\Psi + (L_d - L_q) i_d) \Delta i_q$$

Somit ergibt sich das Verhältnis zwischen den Stromänderungen $\Delta i_q / \Delta i_d$ als

20

$$\frac{\Delta i_q}{\Delta i_d} = - \frac{(L_d - L_q) i_q}{\Psi + (L_d - L_q) i_d} = k$$

wobei k ein Kompensationsfaktor ist.

25

Für die FOC werden typischerweise die korrespondierenden Spannungen u_d und u_q geregelt. Die Ströme i_d und i_q sind hierbei von u_d und u_q abhängig, so dass sich mit einem Laplace-Transformationsansatz folgende Gleichung ergibt:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{F_N(s)} \begin{bmatrix} F_{dd}(s) & F_{qd}(s) \\ F_{dq}(s) & F_{qq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix}$$

30

wobei s der Laplace-Transformationsparameter, F_N ein Normierungsfaktor und F_{dd} , F_{qd} , F_{dq} , F_{qq} die Transfermatrixkomponenten sind.

Für die Randbedingung

$$\Delta M = 0$$

ergibt sich

$$k * F_{dd}(s) * \Delta u_d + k * F_{qd}(s) * \Delta u_q = F_{dq}(s) * \Delta u_d + F_{qq}(s) * \Delta u_q$$

$$(k * F_{qd}(s) - F_{qq}(s)) * \Delta u_q = (F_{dq}(s) - k * F_{dd}(s)) * \Delta u_d$$

$$\Delta u_q = \frac{F_{dq}(s) - k * F_{dd}(s)}{k * F_{qd}(s) - F_{qq}(s)} \Delta u_d$$

Der Normierungsfaktor F_N und die Transfermatrixkomponenten F_{dd} , F_{qd} , F_{dq} , F_{qq} sind anhand eines Motormodells identifizierbar. Welches Motormodell hierbei verwendet wird, ist dabei zunächst nebensächlich. Für unterschiedliche Elektromotoren werden unter Umständen unterschiedliche Motormodelle verwendet. Beispielsweise wird hierbei ein d-q-Motormodell verwendet, wie es nachfolgend in der Figurenbeschreibung (Fig. 5) näher erläutert ist. Bei einem solchen Motormodell ergibt sich

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L_q L_d s^2 + R_s (L_d + L_q) s + R_s^2 + \omega_{el}^2 L_q L_d} \begin{bmatrix} R_s + L_q s & \omega_{el} L_q \\ -\omega_{el} L_d & R_s + L_d s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix}$$

$$k * (R_s + L_q s) * \Delta u_d + k * \omega_{el} L_q * \Delta u_q = \omega_{el} L_d * \Delta u_d - (R_s + L_d s) * \Delta u_q$$

In einer geeigneten Ausführung wird das Kompensationssignal Δu_q anhand der Formel

$$\Delta u_q = \frac{\omega_{el} L_d - k * (R_s + L_q s)}{k * \omega_{el} L_q + (R_s + L_d s)} \Delta u_d$$

bestimmt. Hierbei sind Δu_d das Testsignal, ω_{el} die (Dreh-)Frequenz des Rotors, L_d und L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der d- beziehungsweise q-Achse, R_s der ohmsche Widerstand des Stators (der Statorspulen/Statorwicklung), s der Laplace-Transformationsparameter, und k der Kompensationsfaktor.

5

In einer zweckmäßigen Weiterbildung wird zur Reduzierung des Rechenaufwands eine vereinfachte Berechnung des Kompensationssignals Δu_q verwendet.

10

Für kleine Rotor-Frequenzen ($\omega_{el} \sim 0$ kHz), wie sie beispielsweise beim Anlaufen aus dem Stillstand vorliegen, kann die vorstehende Formel mit

$$\Delta u_q \cong \frac{-k * (R_s + L_q s)}{(R_s + L_d s)} \Delta u_d$$

angenähert werden. Kann zudem R_s vernachlässigt werden ergibt sich:

15

$$\Delta u_q \cong \frac{-k * L_q}{L_d} \Delta u_d$$

Kann R_s nicht aber ω_{el} vernachlässigt werden ergibt sich:

20

$$\Delta u_q \cong \frac{\omega_{el} L_d - k * L_q s}{k * \omega_{el} L_q + L_d s} \Delta u_d$$

wobei Δu_q das Kompensationssignal, Δu_d das Testsignal, ω_{el} die Frequenz des Rotors, L_d und L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der d- beziehungsweise q-Achse, s der Laplace-Transformationsparameter, und k der Kompensationsfaktor ist.

25

In einer vorteilhaften Ausführung wird der Kompensationsfaktor k anhand der Formel

30

$$\frac{\Delta i_q}{\Delta i_d} = -\frac{(L_d - L_q) i_q}{\Psi + (L_d - L_q) i_d} = k$$

bestimmt. Zur Vereinfachung der Berechnung und damit zur Reduzierung des Rechenaufwands kann eine vereinfachte Proportionalitätsberechnung verwendet werden. Die vorstehende Proportionalitätsberechnung kann für große magnetische Flüsse $\Psi \gg (L_d - L_q)i_d$ mit

$$k \cong -\frac{(L_d - L_q)}{\Psi} i_q$$

angenähert werden.

Für eine besonders ressourcensparende und rechenaufwandreduzierte Bestimmung des Kompensationssignals können die vereinfachten Berechnungen des Kompensationssignals Δu_q und der Proportionalitätsberechnung kombiniert werden. In einer geeigneten Ausgestaltung gilt für $\Psi \gg (L_d - L_q)i_d$ bei einer gleichzeitigen Vernachlässigung des Einflusses von R_s und ω_{el} :

$$\Delta u_q \cong \frac{(L_d - L_q) * L_q}{\Psi * L_d} \Delta u_d$$

wobei Δu_q das Kompensationssignal, Δu_d das Testsignal, Ψ der magnetische Fluss, und L_d/L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der d-/q-Achse ist.

In einer bevorzugten Weiterbildung wird als Testsignal eine Sinusspannung mit einer konstanten Frequenz verwendet. Bei der Berechnung des Kompensationssignals kann somit der Laplace-Transformationsparameter s durch $j\omega_{ud}$ ersetzt werden, wobei j die imaginäre Einheit, und ω_{ud} die Frequenz des Testsignals ist. Es ergibt sich somit

$$\Delta u_q = \frac{\omega_{el}L_d - k * (R_s + L_qj\omega_{ud})}{k * \omega_{el}L_q + (R_s + L_dj\omega_{ud})} \Delta u_d$$

Wie zuvor können zur Reduzierung des Berechnungsaufwands die Vereinfachungen $\Psi \gg (L_d - L_q)i_d$ und/oder die Vernachlässigungen von R_s und ω_{el} Anwendung finden.

Ist das Testsignal eine Sinusspannung, so ist auch das Kompensationssignal eine Sinusspannung. Der Amplituden- und Phasenwert kann hierbei beispielsweise auch in einer Tabelle hinterlegt sein und genutzt werden. Diese Werte können
5 über die dargestellten Gleichungen ermittelt werden. Alternativ können sie aber auch empirisch (z.B. mit Hilfe einer Akustikmessung) ermittelt werden. Die Tabellenwerte können beispielsweise in Abhängigkeit der Temperatur, der geschätzten Drehzahl oder der geschätzten Last erstellt und genutzt werden.

10 Die erfindungsgemäße elektrische Maschine ist beispielsweise als ein Verstellantrieb in einem Kraftfahrzeug ausgeführt. Die elektrische Maschine weist hierbei einen bürstenlosen Elektromotor mit einem Stator und mit einem Rotor auf. Die elektrische Maschine weist weiterhin eine Regeleinheit zur sensorlosen feldorientierten Steuerung und/oder Regelung des Elektromotors auf. Die Regeleinheit ist
15 beispielsweise mit einem Controller (das heißt einer Steuereinheit) gekoppelt oder in diese integriert.

Der Controller ist hierbei allgemein – programm- und/oder schaltungstechnisch – zur Durchführung des vorstehend beschriebenen erfindungsgemäßen Verfahrens
20 eingerichtet. Der Controller ist somit konkret dazu eingerichtet, eine anfängliche Motorposition zu schätzen, ein Testsignal zu erzeugen und in die geschätzte d-Achse einzuspeisen, und anhand des Testsignals ein Kompensationssignal zu bestimmen und in die q-Achse einzuspeisen.

25 In einer bevorzugten Ausgestaltungsform ist der Controller zumindest im Kern durch einen Mikrocontroller mit einem Prozessor und einem Datenspeicher gebildet, in dem die Funktionalität zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens in Form einer Betriebssoftware (Firmware) programmtechnisch implementiert ist, so dass das Verfahren – gegebenenfalls in Interaktion mit einem Vorrichtungsnutzer – bei Ausführung der Betriebssoftware in dem Mikrocontroller automatisch
30 durchgeführt wird. Der Controller kann im Rahmen der Erfindung alternativ aber auch durch ein nicht-programmierbares elektronisches Bauteil, wie zum Beispiel einem anwendungsspezifischen integrierten Schaltkreis (ASIC) oder durch einem

FPGA (Field Programmable Gate Array), gebildet sein, in dem die Funktionalität zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens mit schaltungstechnischen Mitteln implementiert ist.

- 5 Ein zusätzlicher oder weiterer Aspekt der Erfindung sieht eine Software auf einem Medium oder Datenträger zur Durchführung oder Ausführung des vorstehend beschriebenen Verfahrens vor. Dies bedeutet, dass die Software auf einem Datenträger hinterlegt ist, und zur Ausführung des vorstehend beschriebenen Verfahrens vorgesehen, sowie dafür geeignet und ausgestaltet ist. Die Software ist insbesondere ein Computerprogrammprodukt, umfassend Befehle, welche bei der
10 Ausführung des Programms durch einen Computer diesen veranlassen, das vorstehend beschriebene auszuführen.

- Dadurch ist eine besonders geeignete Software für den Betrieb einer elektrischen Maschine realisiert, mit welcher die Funktionalität zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens programmtechnisch implementiert wird. Die Software ist somit insbesondere eine Betriebssoftware (Firmware), wobei der Datenträger beispielsweise ein Datenspeicher des Controllers ist.

- 20 Nachfolgend sind Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand einer Zeichnung näher erläutert. Darin zeigen:

- Fig. 1 eine elektrische Maschine mit einer Stromquelle und mit einem Elektromotor sowie mit einem dazwischen verschalteten Stromrichter,
25 Fig. 2 drei Phasenwicklungen eines dreiphasigen Elektromotors der Maschine in Sternschaltung,
Fig. 3 ein Brückenmodul einer Brückenschaltung des Stromrichters zur Ansteuerung einer Phasenwicklung des Elektromotors,
Fig. 4 ein Ersatzschaltbild für die Stromquelle, und
30 Fig. 5 ein Blockdiagramm für eine feldorientierte Regelung des Elektromotors.

Die Erfindung ist im Nachfolgenden beispielhaft anhand eines Antriebs mit B6-Schaltung erläutert. Die Erfindung kann jedoch auch auf andere Anordnungen angewendet werden.

- 5 Einander entsprechende Teile und Größen sind in allen Figuren stets mit den gleichen Bezugszeichen versehen.

Die Fig. 1 zeigt eine elektrische Maschine 2 für einen elektromotorischen Antrieb eines nicht näher dargestellten Fahrzeugs, beispielsweise eines Kraftfahrzeugs
10 oder eines elektrisch angetriebenen oder antreibbaren Fahrrads (E-Bike). Die Maschine 2 umfasst hierbei einen dreiphasigen bürstenlosen Elektromotor 4, welcher mittels eines Stromrichters (Umrichter, Wechselrichter) 6 an eine Stromquelle (Spannungsversorgung) 8 angeschlossen ist. Die Stromquelle 8 umfasst in diesem Ausführungsbeispiel einen fahrzeuginternen Energiespeicher in Form einer
15 (Kraftfahrzeug-)Batterie 10, sowie einen damit verbundenen (Gleichspannungs-)Zwischenkreis 12, welcher sich zumindest teilweise in den Stromrichter 6 erstreckt.

Der Zwischenkreis 12 ist im Wesentlichen durch eine Hinleitung 12a und eine
20 Rückleitung 12b gebildet, mittels welchen der Stromrichter 6 an die Batterie 10 angeschlossen ist. Die Leitungen 12a und 12b sind zumindest teilweise in den Stromrichter 6 geführt, in welchen zwischen diesen ein Zwischenkreiskondensator 14 sowie eine Brückenschaltung 16 verschaltet sind.

25 Im Betrieb der Maschine 2 wird ein der Brückenschaltung 16 zugeführter Eingangsstrom I_E in einen dreiphasigen Ausgangsstrom (Motorstrom, Drehstrom) I_U , I_V , I_W für die drei Phasen U, V, W des Elektromotors 4 gewandelt. Die nachfolgend auch als Phasenströme bezeichneten Ausgangsströme I_U , I_V , I_W werden an die entsprechenden Phasen(-wicklungen) U, V, W (Fig. 2) eines nicht näher darge-
30 stellten Stators geführt.

In der Fig. 2 ist eine Sternschaltung 18 der drei Phasenwicklungen U, V, W dargestellt. Die Phasenwicklungen U, V und W sind mit jeweils einem (Phasen-

)Ende 22, 24, 26 an ein jeweiliges Brückenmodul 20 (Fig. 3) der Brückenschaltung 16 geführt, und mit dem jeweils gegenüberliegenden Ende in einem Sternpunkt 28 als gemeinsamen Verbindungsanschluss miteinander verschaltet. In der Darstellung der Fig. 2 sind die Phasenwicklungen U, V und W jeweils mittels eines Ersatzschaltbildes in Form einer Induktivität 30 und eines ohmschen Widerstandes 32 sowie einem jeweiligen Spannungsabfall 34, 36, 38 gezeigt. Die jeweils über die Phasenwicklung U, V, W abfallende Spannung 34, 36, 38 ist schematisch durch Pfeile repräsentiert und ergibt sich aus der Summe der Spannungsabfälle über der Induktivität 30 und dem ohmschen Widerstand 32 sowie der induzierten Spannung 40. Die durch eine Bewegung eines Rotors des Elektromotors 4 induzierte Spannung 40 (elektromagnetische Kraft, EMK, EMF) ist in der Fig. 2 anhand eines Kreises dargestellt.

Die Ansteuerung der Sternschaltung 18 erfolgt mittels der Brückenschaltung 16. Die Brückenschaltung 16 ist mit den Brückenmodulen 20 insbesondere als eine B6-Schaltung ausgeführt. In dieser Ausgestaltungsform wird im Betrieb an jede der Phasenwicklungen U, V, W in hoher Schaltfrequenz getaktet zwischen einem hohen (Gleich-)Spannungsniveau der Zuleitung 12a und einem niedrigen Spannungsniveau der Rückleitung 12b umgeschaltet. Das hohe Spannungsniveau ist hierbei insbesondere eine Zwischenkreisspannung U_{zk} des Zwischenkreises 12, wobei das niedrige Spannungsniveau vorzugsweise ein Erdpotential U_G ist. Diese getaktete Ansteuerung ist als eine – in Fig. 1 mittels Pfeilen dargestellte – PWM-Ansteuerung durch einen Controller 42 ausgeführt, mit welcher eine Steuerung und/oder Regelung der Drehzahl, der Leistung sowie der Drehrichtung des Elektromotors 4 möglich ist.

Die Brückenmodule 20 umfassen jeweils zwei Halbleiterschalter 44 und 46, welche in der Fig. 2 lediglich schematisch und beispielhaft für die Phase W dargestellt sind. Das Brückenmodul 20 ist einerseits mit einem Potentialanschluss 48 an die Zuleitung 12a und somit an die Zwischenkreisspannung U_{zk} angeschlossen. Andererseits ist das Brückenmodul 20 mit einem zweiten Potentialanschluss 50 an die Rückleitung 12b und somit an das Erdpotential U_G kontaktiert. Über die Halbleiterschalter 44, 46 ist das jeweilige Phasenende 22, 24, 26 der Phase U, V, W

entweder mit der Zwischenkreisspannung U_{zk} oder mit dem Erdpotential U_G verbindbar. Wird der Halbleiterschalter 44 geschlossen (leitend) und der Halbleiterschalter 46 geöffnet (nichtleitend, sperrend), so ist das Phasenende 22, 24, 26 mit dem Potential der Zwischenkreisspannung U_{zk} verbunden. Entsprechend ist bei
5 einem Öffnen des Halbleiterschalters 44 und einem Schließen des Halbleiterschalters 46 die Phase U, V, W mit dem Erdpotential U_G kontaktiert. Dadurch ist es mittels der PWM-Ansteuerung möglich, jede Phasenwicklung U, V, W mit zwei unterschiedlichen Spannungsniveaus zu beaufschlagen.

10 In der Fig. 3 ist ein einzelnes Brückenmodul 20 vereinfacht dargestellt. In diesem Ausführungsbeispiel sind die Halbleiterschalter 44 und 46 als MOSFETs (metal-oxide semiconductor field-effect transistor) realisiert, die jeweils mittels der PWM-Ansteuerung zwischen einem durchgeschalteten Zustand auf und einem sperrenden Zustand getaktet umschalten. Hierzu sind die jeweiligen Gateanschlüsse an
15 entsprechende Steuerspannungseingänge 52, 54 geführt, mittels welcher die Signale der PWM-Ansteuerung des Controllers 42 übertragen werden.

Die Fig. 4 zeigt ein Ersatzschaltbild für die Stromquelle 8. Im Betrieb erzeugt die Batterie 10 eine Batterieleistung P_{Bat} (Fig. 5), eine Batteriespannung U_{Bat} sowie einen entsprechenden Batteriestrom I_{Bat} zum Betrieb des Stromrichters 6. In der
20 Fig. 4 ist der Innenwiderstand der Batterie 10 als ein ohmscher Widerstand 56 und eine Eigeninduktivität der Batterie 10 als eine Induktivität 58 dargestellt. In der Rückleitung 12b ist ein Shuntwiderstand 60 geschaltet.

25 Abhängig von den Schaltzuständen der (Leistungs-)Halbleiterschalter 44, 46 fließt der Phasenstrom I_U , I_V , I_W über den Shuntwiderstand 60. Der Spannungsabfall über dem Shuntwiderstand 60 wird verstärkt und ausgewertet. Mit Messungen und dem Kenntnisstand der Schaltzustände der Halbleiterschalter 44, 46 werden die Phasenströme I_U , I_V , I_W von dem Controller 42 rekonstruiert. Es können auch andere Messmethoden zur Ermittlung der Motorströme verwendet werden (z. B. direkte Phasenstrommessung). Zusammen mit den gemessenen und/oder berechneten Phasenspannungen (U_U , U_V , U_W) stehen dem Controller 42 die Phasenspannungen (U_U , U_V , U_W) und die Phasenströme I_U , I_V , I_W zur Verfügung.
30

In dem Ausführungsbeispiel der Fig. 1 wird der Motorstrom mittels eines Strommessers 62, beispielsweise mittels des Shuntwiderstands 60, erfasst und dem Controller 42 geführt. Der Controller 42 bestimmt anhand von Motorgrößen, insbesondere anhand der erfassten Phasenströmen I_u , I_v , I_w und berechneten Phasenspannungen U_u , U_v , U_w , sowie anhand anderer Größen (z. B. Motorwiderstand, Motorinduktivität, Tastverhältnis der PWM-Spannung) eine Rotationsgröße θ , ω , also die Motorposition (Rotorposition) θ und/oder die (Rotor-)Drehzahl ω , berechnet oder geschätzt. Insbesondere wird hierbei eine elektrische Motorposition θ_{el} beziehungsweise eine elektrische Frequenz/Drehzahl ω_{el} berechnet oder geschätzt.

Die Fig. 5 zeigt hierbei ein Blockdiagramm für einen verfahrensgemäßen Betrieb der elektrischen Maschine 2. Die Steuerung und/oder Regelung des Elektromotors 4 erfolgt hierbei in einem d-q-Referenzsystem mit einer d-Achse und einer q-Achse.

Verfahrensgemäß werden einer Regeleinheit 64 des Controllers 42 ein Strom-Sollwert I_{dsoll} und I_{qsoll} für den Soll-Strom entlang der d- und q-Achse vorgegeben. Die Regeleinheit 64 bestimmt durch eine feldorientierte Regelung entsprechende Stell-signale U_{dFOC} und U_{qFOC} für die Spannung zur Ansteuerung des Elektromotors 4.

Zu Beginn des Betriebs, also beispielsweise bei einem Anlaufen aus dem Stillstand des Elektromotors 4, ist die Gegen-EMK nicht ausreichend um eine ausreichende Spannung 40 zu erzeugen, so dass die gemessenen Stromsignale des Strommessers 62 nicht ausreichend zur Bestimmung der Motorposition θ_{el} sind. In der Folge sind die Soll-Stromwerte I_{dsoll} und I_{qsoll} für die Regeleinheit 64 nicht anhand der gemessenen Stromsignale bestimmbar. Zu Beginn des Verfahrens beziehungsweise des Betriebs wird daher die Motorposition θ_{el} von dem Controller geschätzt, und hieraus die Soll-Stromwerte I_{dsoll} und I_{qsoll} für die Regeleinheit 64 bestimmt.

Zur Überprüfung und Anpassung der Positions-Schätzung wird von einer Kompensationseinheit 66 ein Testsignal oder Testpuls U_{dTest} erzeugt, mittels welchem eine Abweichung zwischen einer tatsächlichen Motorposition und der geschätzten Motorposition bestimmbar ist. Dieses Testsignal U_{dTest} wird in die d-Achse des Elektromotors 4 eingespeist, insbesondere wird das Testsignal U_{dTest} mit dem Stellsignal U_{dFOC} addiert.

Zusätzlich zu dem Testsignal U_{dTest} erzeugt die Kompensationseinheit 66 ein Kompensationssignal U_{qComp} , welches in die q-Achse des Elektromotors 4 eingespeist wird. Insbesondere wird das Kompensationssignal U_{qComp} mit dem Stellsignal U_{qFOC} addiert. Das Kompensationssignal U_{qComp} wird hierbei anhand des Testsignals U_{dTest} durch eine Berechnung 68 derart bestimmt, dass bei einer Einspeisung des Kompensationssignals U_{qComp} in die q-Achse eine Drehmomentänderung des Elektromotors 4 aufgrund des Testsignals U_{dTest} reduziert oder kompensiert wird.

Die mit dem Testsignal U_{dTest} und dem Kompensationssignal U_{qComp} modifizierten Stellsignale U_d' , U_q' werden durch eine nicht näher gezeigten PWM-Treiber in die korrespondierenden PWM-Signale zur Ansteuerung der Brückenschaltung 16 gewandelt.

Vorzugsweise wird die Drehmomentänderung des Elektromotors 4 aufgrund des Testsignals U_{dTest} durch das Kompensationssignal U_{qComp} möglichst vollständig reduziert, so dass ein besonders laufruhiger Start der elektrischen Maschine 2 ermöglicht ist.

Die Berechnung 68 zur Bestimmung des Kompensationssignals U_{qComp} basiert hierbei auf einem Motormodel für den Elektromotor 4. Vorzugsweise basiert die Berechnung 68 auf dem in der Fig. 5 dargestellten d-q-Motormodel des Elektromotors 4 für die motorseitige Wandlung der modifizierten Stellsignale U_d' , U_q' in die Motorströme I_q und I_d .

Nachfolgend ist das d-q-Motormodel anhand der Fig. 5 näher erläutert.

Das d-Model zur Wandlung des modifizierten Stellsignals U_d' in den Motorstrom I_d umfasst zum einen Spulenanteil und einen ohmschen Anteil sowie einen Reaktanzanteil.

- 5 Der Spulenanteil ist durch eine Verstärkung 70 mit dem Faktor $1/L_d$, wobei L_d der Induktivitätswert der Induktivität 30 entlang der d-Achse ist, und durch einen Integrator 72 modelliert.

- Der ohmsche Anteil entspricht dem Spannungsverlust aufgrund des ohmschen Widerstands 32. Der ohmsche Anteil ist als negative Rückkopplung mit einer Verstärkung 74 mit dem Faktor R ausgeführt, wobei R der ohmsche Widerstand 32 des Elektromotors 4 beziehungsweise des Stators ist.

- Der Reaktanz- oder Blindwiderstandsanteil entspricht dem aufgrund der Rotordrehung induzierten Anteil aufgrund des Motorstroms I_q . Für den Reaktanzanteil wird von dem Controller ein Wert für die Motordrehzahl beziehungsweise Rotorfrequenz ω_{el} bestimmt, beispielsweise geschätzt. Die Motordrehzahl ω_{el} wird mit dem durch das nachfolgend erläuterte q-Model bestimmten Motorstrom I_q und über eine Verstärkung 76 mit dem Faktor L_q multipliziert, wobei L_q der Induktivitätswert der Induktivität 30 entlang der q-Achse ist. Der Reaktanzanteil wird hierbei auf den Stellwert U_d' addiert.

- Das q-Model zur Wandlung des modifizierten Stellsignals U_q' in den Motorstrom I_q umfasst zum einen Spulenanteil und einen ohmschen Anteil sowie einen Reaktanzanteil und einen induzierten Anteil.

Der Spulenanteil ist durch eine Verstärkung 78 mit dem Faktor $1/L_q$ und durch einen Integrator 80 modelliert.

- 30 Der ohmsche Anteil ist als negative Rückkopplung mit einer Verstärkung 82 mit dem Widerstandswert R ausgeführt.

Für den Reaktanz- oder Blindwiderstandsanteil wird die Motordrehzahl ω_{el} mit dem durch das d-Model bestimmten Motorstrom I_d und über eine Verstärkung 84 mit dem Faktor L_d multipliziert. Der Reaktanzanteil wird von dem Stellwert U_q' abgezogen.

5

Der induzierte Anteil ist als Produkt der Motordrehzahl ω_{el} mit dem magnetischen Fluss Ψ modelliert, wobei das Produkt als eine Verstärkung 86 mit dem Faktor Ψ_{SiM} ausgeführt ist, und wobei Ψ_{SiM} dem magnetischen Fluss Ψ entspricht. Der induzierte Anteil wird von dem Stellwert U_q' abgezogen.

10

Beispielsweise wird das Kompensationssignal U_{qComp} durch die Berechnung 68 anhand der Formel

$$\Delta u_q = \frac{\omega_{el} L_d - k * (R_s + L_q s)}{k * \omega_{el} L_q + (R_s + L_d s)} \Delta u_d$$

15

bestimmt. Hierbei sind Δu_q das Kompensationssignal U_{qComp} , Δu_d das Testsignal U_{dTest} , ω_{el} die Motordrehzahl, L_d und L_q der Induktivitätswert der Induktivität 30 entlang der d- beziehungsweise q-Achse, R_s der Widerstandswert des ohmschen Widerstands 32, s der Laplace-Transformationsparameter, und k ein Kompensationsfaktor.

20

Zur Reduzierung des Rechenaufwands kann auch eine vereinfachte Berechnung 68 verwendet werden, bei welcher mindestens eine Näherung vorgenommen ist.

25

Für kleine Rotor-Frequenzen ($\omega_{el} \sim 0$ kHz), wie sie beispielsweise beim Anlaufen aus dem Stillstand vorliegen, kann die vorstehende Formel mit

$$\Delta u_q \cong \frac{-k * (R_s + L_q s)}{(R_s + L_d s)} \Delta u_d$$

30

angenähert werden. Kann zudem R_s vernachlässigt werden ergibt sich:

$$\Delta u_q \cong \frac{-k * L_q}{L_d} \Delta u_d$$

Kann R_s nicht aber ω_{el} vernachlässigt werden ergibt sich:

$$\Delta u_q \cong \frac{\omega_{el} L_d - k * L_q s}{k * \omega_{el} L_q + L_d s} \Delta u_d$$

wobei Δu_q das Kompensationssignal U_{qComp} , Δu_d das Testsignal U_{dTest} , ω_{el} die Motordrehzahl, L_d und L_q der Induktivitätswert der Induktivität 30 entlang der d- beziehungsweise q-Achse, s der Laplace-Transformationsparameter, und k der Kompensationsfaktor ist.

Der Kompensationsfaktor k ist insbesondere anhand der Formel

$$\frac{\Delta i_q}{\Delta i_d} = - \frac{(L_d - L_q) i_q}{\Psi + (L_d - L_q) i_d} = k$$

bestimmt, wobei Ψ der magnetische Fluss, i_q und i_d die Motorstrom I_q und I_d , und Δi_q und Δi_d die resultierende Stromänderungen durch das Testsignal U_{dTest} und das Kompensationssignal U_{qComp} entlang der d- und q-Achse ist. Zur Vereinfachung der Berechnung 68 und damit zur Reduzierung des Rechenaufwands kann eine vereinfachte Proportionalitätsberechnung verwendet werden. Die vorstehende Proportionalitätsberechnung kann für große magnetische Flüsse $\Psi \gg (L_d - L_q) i_d$ mit

$$k \cong - \frac{(L_d - L_q)}{\Psi} i_q$$

angenähert werden.

Für eine besonders ressourcensparende und rechenaufwandreduzierte Bestimmung des Kompensationssignals können die vorstehenden Näherungen miteinander kombiniert werden. So gilt für $\Psi \gg (L_d - L_q) i_d$ bei einer gleichzeitigen Vernachlässigung des Einflusses von R_s und ω_{el} :

$$\Delta u_q \cong \frac{(L_d - L_q) * L_q}{\Psi * L_d} \Delta u_d$$

wobei Δu_q das Kompensationssignal U_{qComp} , Δu_d das Testsignal U_{dTest} , Ψ der magnetische Fluss, und L_d/L_q der Induktivitätswert der Induktivität 30 entlang der d-/q-Achse ist.

Als Testsignal U_{dTest} kann beispielsweise eine Sinusspannung mit einer konstanten Frequenz verwendet werden. Bei der Berechnung 68 kann somit der Laplace-Transformationsparameter s durch $j\omega_{ud}$ ersetzt werden, wobei j die imaginäre Einheit, und ω_{ud} die Frequenz des Testsignals ist. Es ergibt sich somit

$$\Delta u_q = \frac{\omega_{el} L_d - k * (R_s + L_q j \omega_{ud})}{k * \omega_{el} L_q + (R_s + L_d j \omega_{ud})} \Delta u_d$$

Zur Reduzierung des Berechnungsaufwands können hierbei auch die Vereinfachungen $\Psi \gg (L_d - L_q) i_d$ und/oder die Vernachlässigungen von R_s und ω_{el} Anwendung finden.

Die Motorantwort auf das Testsignal U_{dTest} und das Kompensationssignal U_{qComp} , also die Motorströme I_q und I_d , werden durch die Strommessung 62 erfasst und zur Bestimmung der Motorposition beziehungsweise zur Bestimmung der Abweichung zwischen der geschätzten und tatsächlichen Motorposition verwendet. Diese Abweichung wird mit dem Controller 42 derart geregelt, dass sie möglichst gering ist, so dass die geschätzte und tatsächliche Motorposition möglichst übereinstimmen.

Die beanspruchte Erfindung ist nicht auf die vorstehend beschriebenen Ausführungsbeispiele beschränkt. Vielmehr können auch andere Varianten der Erfindung von dem Fachmann hieraus im Rahmen der offenbarten Ansprüche abgeleitet werden, ohne den Gegenstand der beanspruchten Erfindung zu verlassen. Insbesondere sind ferner alle im Zusammenhang mit den verschiedenen Ausführungsbeispielen beschriebenen Einzelmerkmale im Rahmen der offenbarten Ansprüche

auch auf andere Weise kombinierbar, ohne den Gegenstand der beanspruchten Erfindung zu verlassen.

Bezugszeichenliste

	2	Maschine
	4	Elektromotor
5	6	Stromrichter
	8	Stromquelle
	10	Batterie
	12	Zwischenkreis
	12a	Hinleitung
10	12b	Rückleitung
	14	Zwischenkreiskondensator
	16	Brückenschaltung
	18	Sternschaltung
	20	Brückenmodul
15	22, 24, 26	Phasenende
	28	Sternpunkt
	30	Induktivität
	32	Widerstand
	34, 36, 38	Spannungsabfall
20	40	Spannung
	42	Controller
	44, 46	Halbleiterschalter
	48, 50	Potentialanschluss
	52, 54	Steuerspannungseingang
25	56	Widerstand
	58	Induktivität
	60	Shuntwiderstand
	62	Strommesser
	64	Regeleinheit
30	66	Kompensationseinheit
	70	Verstärkung
	72	Integrator
	74, 76, 78	Verstärkung

80 Integrator
 82, 84, 86 Verstärkung

5 U, V, W Phase/Phasenwicklung
 I_u, I_v, I_w Phasenstrom/Ausgangsstrom
 I_E Eingangsstrom
 U_{ZK} Zwischenkreisspannung
 U_G Erdpotential
 10 I_{Bat} Batteriestrom
 U_{Bat} Batteriespannung
 ω_{el} (elektrische) Frequenz/Motordrehzahl
 I_{dsoll}, I_{qsoll} Strom-Sollwert
 U_{dFOC}, U_{qFOC} Stellsignal
 15 U_{dTest} Testsignal
 U_{qComp} Kompensationssignal
 I_q, I_d Motorstrom
 U_d', U_q' Stellsignal

Ansprüche

1. Verfahren zum Betreiben einer elektrischen Maschine (2), aufweisend einen
bürstenlosen Elektromotor (4) mit einem Stator und mit einem Rotor, und
5 eine Regeleinheit (64) zur sensorlosen feldorientierten Steuerung und/oder
Regelung des Elektromotors (4) in einem rotorfesten d-q-Referenzsystem mit
einer d-Achse und mit einer q-Achse,
- wobei der Elektromotor (4) zu Beginn des Betriebs anhand einer ge-
schätzten Motorposition gesteuert und/oder geregelt wird,
 - 10 - wobei ein Testsignal (U_{dTest}) zur Bestimmung einer Abweichung zwischen
einer tatsächlichen Motorposition und der geschätzten Motorposition er-
zeugt wird,
 - wobei das Testsignal (U_{dTest}) in die d-Achse eingespeist wird,
 - wobei anhand des Testsignals (U_{dTest}) ein Kompensationssignal (U_{qComp})
15 derart bestimmt wird, dass bei einer Einspeisung des Kompensationssig-
nals (U_{qComp}) in die q-Achse eine Drehmomentänderung des Elektromotors
(4) aufgrund des Testsignals (U_{dTest}) reduziert wird, und
 - wobei das Kompensationssignal (U_{qComp}) in die q-Achse eingespeist wird.
- 20 2. Verfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
dass die Drehmomentänderung des Elektromotors (4) aufgrund des Testsig-
nals (U_{dTest}) durch das Kompensationssignal (U_{qComp}) vollständig reduziert
wird.
- 25 3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
dass eine Motorantwort auf das Testsignal (U_{dTest}) und das Kompensations-
signal (U_{qComp}) erfasst und zur Bestimmung einer Motorposition verwendet
30 wird.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet,
dass das Kompensationssignal (U_{qComp}) anhand der Formel

$$\Delta u_q = \frac{\omega_{el} L_d - k * (R_s + L_q s)}{k * \omega_{el} L_q + (R_s + L_d s)} \Delta u_d$$

bestimmt wird, wobei

- Δu_q das Kompensationssignal (U_{qComp}) ist,
- Δu_d das Testsignal (U_{dTest}) ist,
- ω_{el} die Frequenz des Rotors ist,
- L_d der Induktivitätswert des Stators entlang der d-Achse ist,
- L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der q-Achse ist,
- R_s der ohmsche Widerstand des Stators ist,
- s der Laplace-Transformationsparameter ist, und
- k ein Kompensationsfaktor ist.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
das Kompensationssignal (U_{qComp}) anhand der Formel

$$\Delta u_q \cong \frac{-k * (R_s + L_q s)}{(R_s + L_d s)} \Delta u_d$$

bestimmt wird, wobei

- Δu_q das Kompensationssignal (U_{qComp}) ist,
- Δu_d das Testsignal (U_{dTest}) ist,
- R_s der ohmsche Widerstand des Stators ist,
- L_d der Induktivitätswert des Stators entlang der d-Achse ist,
- L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der q-Achse ist,
- s der Laplace-Transformationsparameter ist, und
- k ein Kompensationsfaktor ist.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
das Kompensationssignal (U_{qComp}) anhand der Formel

$$\Delta u_q \cong \frac{(L_d - L_q) * L_q}{\Psi * L_d} \Delta u_d$$

bestimmt wird, wobei

- Δu_q das Kompensationssignal (U_{qComp}) ist,
- Δu_d das Testsignal (U_{dTest}) ist,
- Ψ der magnetische Fluss ist,
- L_d der Induktivitätswert des Stators entlang der d-Achse ist, und
- L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der q-Achse ist.

7. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 6,
dadurch gekennzeichnet,

dass der Kompensationsfaktor k anhand der Formel

$$\frac{\Delta i_q}{\Delta i_d} = - \frac{(L_d - L_q) i_q}{\Psi + (L_d - L_q) i_d} = k$$

bestimmt wird, wobei

- i_q der Motorstrom entlang der q-Achse ist,
- i_d der Motorstrom entlang der d-Achse ist,
- Δi_q die resultierende Stromänderung durch das Kompensationssignal entlang der q-Achse ist,
- Δi_d die resultierende Stromänderung durch das Testsignal entlang der d-Achse ist,
- Ψ der magnetische Fluss ist,
- L_d der Induktivitätswert des Stators entlang der d-Achse ist, und
- L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der q-Achse ist.

8. Verfahren nach einem der Ansprüche 4 bis 7,
dadurch gekennzeichnet,

dass der Kompensationsfaktor k anhand der Formel

$$k \cong - \frac{(L_d - L_q)}{\Psi} i_q$$

bestimmt wird, wobei

- i_q der Motorstrom entlang der q-Achse ist,
- Ψ der magnetische Fluss ist,
- L_d der Induktivitätswert des Stators entlang der d-Achse ist, und
- L_q der Induktivitätswert des Stators entlang der q-Achse ist.

9. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8,
dadurch gekennzeichnet,
dass als Testsignal (U_{dTest}) eine Sinusspannung mit einer konstanten Frequenz verwendet wird.

5

10. Elektrische Maschine (2), aufweisend
- einen bürstenlosen Elektromotor (4) mit einem Rotor und mit einem Stator,
 - eine Regeleinheit (64) zur sensorlosen feldorientierten Steuerung und/oder Regelung des Elektromotors (4), und
 - einen Controller (42) zur Durchführung eines Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 9.

10

11. Software auf einem Datenträger zur Durchführung eines Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 9, wenn die Software auf einem Computer abläuft.

15

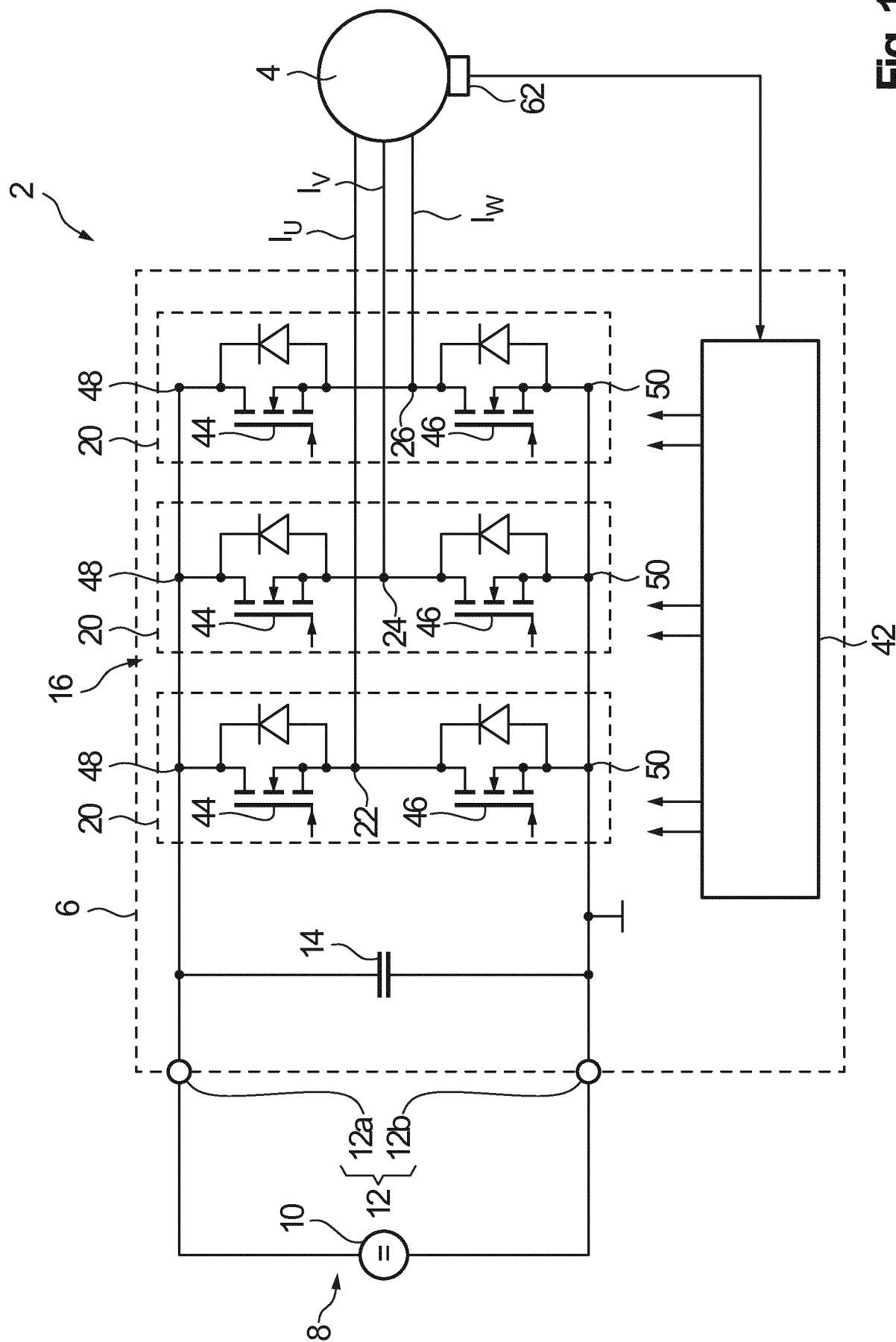
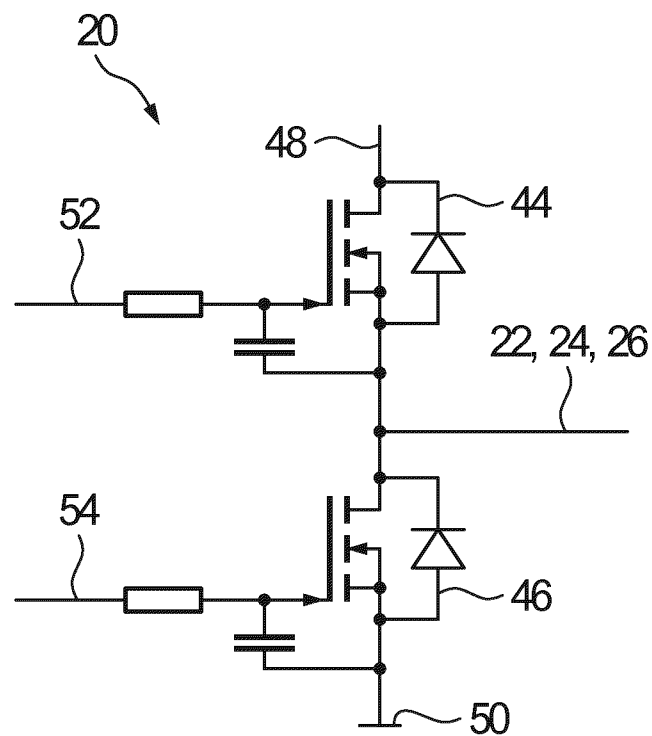
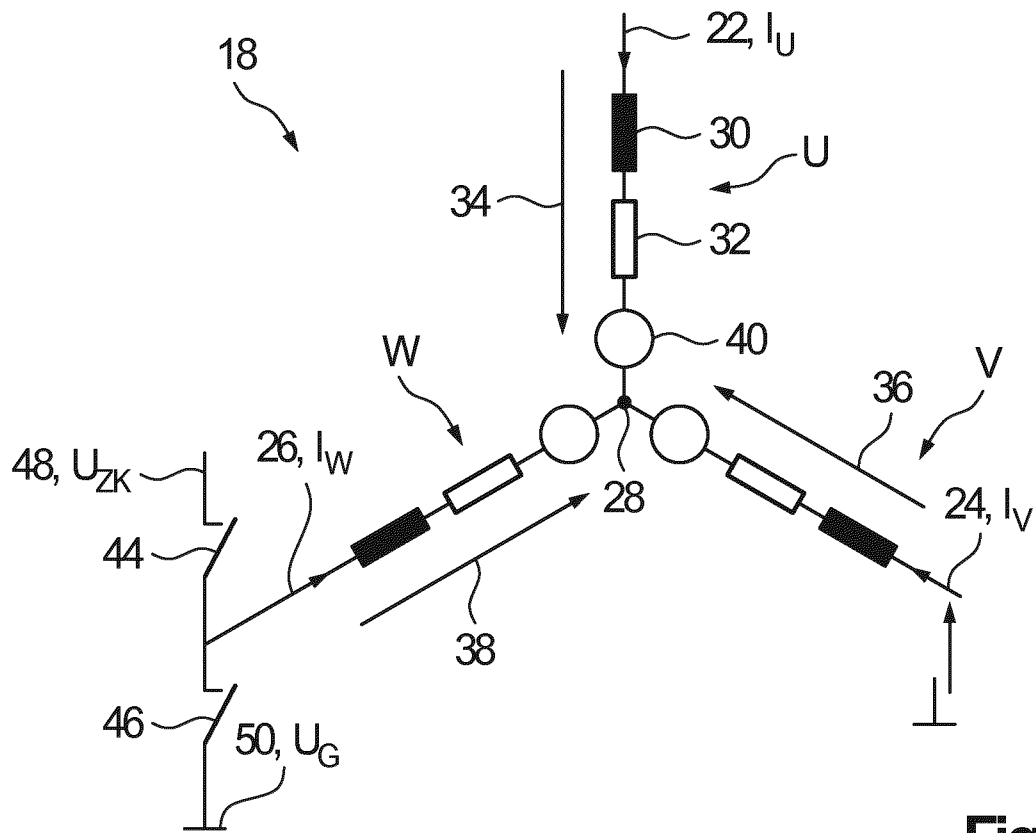


Fig. 1



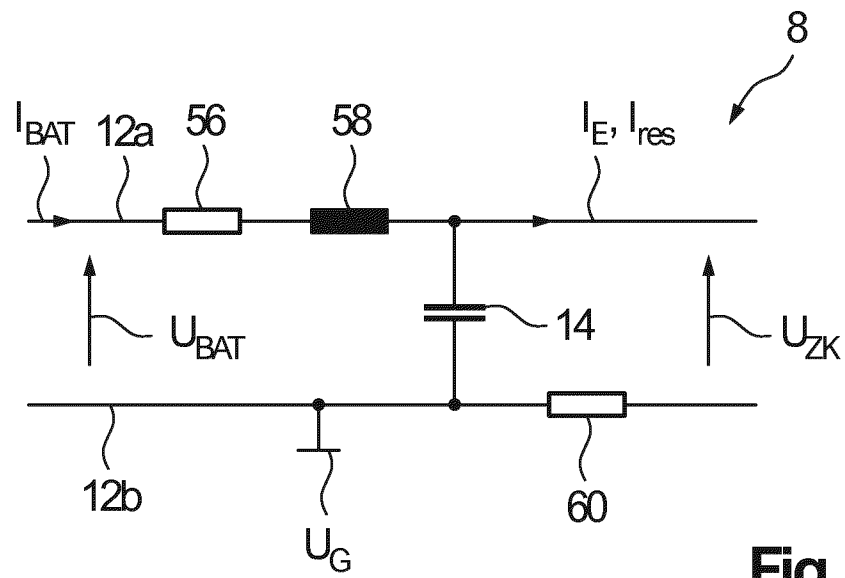


Fig. 4

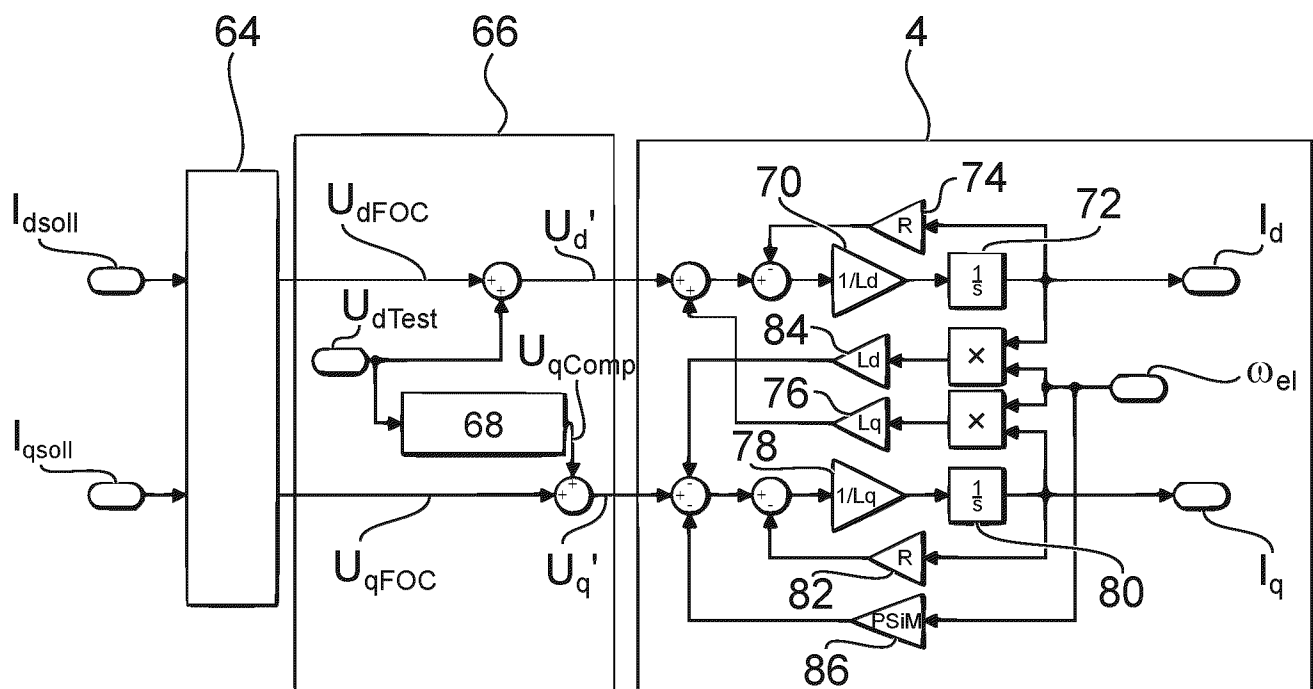


Fig. 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/EP2023/071883

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02P 21/04**(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2015084575 A1 (MAGEE DAVID PATRICK [US]) 26 March 2015 (2015-03-26) paragraph [0054] - paragraph [0055]; figures 2-4	1-11
A	EP 3288175 A1 (LAKEVIEW INNOVATION LTD [CH]) 28 February 2018 (2018-02-28) paragraph [0002] - paragraph [0007]; figure 1	1-11
A	US 10784805 B1 (BOJOI RADU [IT] ET AL) 22 September 2020 (2020-09-22) abstract; figure 6	1-11



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

11 October 2023

Date of mailing of the international search report

19 October 2023

Name and mailing address of the ISA/EP

European Patent Office
p.b. 5818, Patentlaan 2, 2280 HV Rijswijk
Netherlands

Telephone No. (+31-70)340-2040

Facsimile No. (+31-70)340-3016

Authorized officer

Hascher, Thierry

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/EP2023/071883

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
US	2015084575	A1	26 March 2015	US	2015084575	A1	26 March 2015
				US	2015084576	A1	26 March 2015
EP	3288175	A1	28 February 2018	CH	712829	A1	28 February 2018
				CN	107769634	A	06 March 2018
				EP	3288175	A1	28 February 2018
				JP	2018033302	A	01 March 2018
				KR	20180021660	A	05 March 2018
				US	2018054148	A1	22 February 2018
US	10784805	B1	22 September 2020	CN	113489277	A	08 October 2021
				US	10784805	B1	22 September 2020

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES INV. H02P21/04 ADD.		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC		
B. RECHERCHIERTE GEBIETE		
Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) H02P		
Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) EPO-Internal, WPI Data		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	US 2015/084575 A1 (MAGEE DAVID PATRICK [US]) 26. März 2015 (2015-03-26) Absatz [0054] – Absatz [0055]; Abbildungen 2–4 -----	1–11
A	EP 3 288 175 A1 (LAKEVIEW INNOVATION LTD [CH]) 28. Februar 2018 (2018-02-28) Absatz [0002] – Absatz [0007]; Abbildung 1 -----	1–11
A	US 10 784 805 B1 (BOJOI RADU [IT] ET AL) 22. September 2020 (2020-09-22) Zusammenfassung; Abbildung 6 -----	1–11
☐ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen ☒ Siehe Anhang Patentfamilie		
* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen : "A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist "E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist "L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt) "O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht "P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist "T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist "X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche 11. Oktober 2023		Absendedatum des internationalen Recherchenberichts 19/10/2023
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bediensteter Hascher, Thierry

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2023/071883

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 2015084575 A1	26-03-2015	US 2015084575 A1	26-03-2015
		US 2015084576 A1	26-03-2015
EP 3288175 A1	28-02-2018	CH 712829 A1	28-02-2018
		CN 107769634 A	06-03-2018
		EP 3288175 A1	28-02-2018
		JP 2018033302 A	01-03-2018
		KR 20180021660 A	05-03-2018
		US 2018054148 A1	22-02-2018
US 10784805 B1	22-09-2020	CN 113489277 A	08-10-2021
		US 10784805 B1	22-09-2020