



(10) **DE 10 2016 123 715 A1** 2018.06.07

(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2016 123 715.9**

(22) Anmeldetag: **07.12.2016**

(43) Offenlegungstag: **07.06.2018**

(51) Int Cl.: **H02P 6/18 (2016.01)**

H02P 25/22 (2006.01)

H02P 27/08 (2006.01)

(71) Anmelder:

**Airbus Defence and Space GmbH, 85521
Ottobrunn, DE; Airbus Operations GmbH, 21129
Hamburg, DE**

(72) Erfinder:

**Wangemann, Jörg, 39118 Magdeburg, DE; Schult,
Jens, 21129 Hamburg, DE; Rothkranz, Heiko,
24251 Osdorf, DE**

(74) Vertreter:

**LKGLOBAL | Lorenz & Kopf PartG mbB
Patentanwälte, 80333 München, DE**

(56) Ermittelter Stand der Technik:

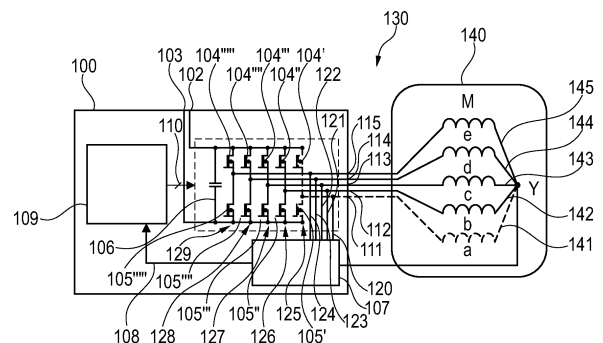
DE	10 2011 004 817	A1
DE	10 2012 013 652	A1
DE	10 2012 222 311	A1
US	2003 / 0 193 306	A1
US	2007 / 0 031 131	A1

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.

(54) Bezeichnung: **Ansteuervorrichtung für einen mehrphasigen Motor und Verfahren zum Ansteuern eines mehrphasigen Motors**

(57) Zusammenfassung: Es wird eine Ansteuervorrichtung (100) für einen mehrphasigen Motor (140, M) beschrieben, aufweisend fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) zum Anschluss jeweils einer Phase (141, 142, 143, 144, 145) des mehrphasigen Motors (140, M), einen High-Anschluss (102) für das Anlegen einer Versorgungsspannung (U_B), einen Low-Anschluss (103) für das Anlegen eines Bezugspotenzials der Versorgungsspannung (U_B), eine Steuereinrichtung (109), wobei die Steuereinrichtung (109) eingerichtet ist, in vier der fünf Phasenanschlüssen (111, 112, 113, 114, 115) ein pulswidenmoduliertes Spannungsmuster durch Verbinden der Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114) mit dem High-Anschluss (102) oder dem Low-Anschluss (103) einzuprägen, so dass sich in dem ersten Phasenanschluss (111) ein von dem Drehwinkel des mehrphasigen Motors (140, M) abhängiges Auswertesignal (401, 303, 304) ergibt und wobei die Steuereinrichtung (109) eingerichtet ist, aus dem Auswertesignal (401, 303, 304) den Drehwinkel und/oder eine Kommutationsbedingung des mehrphasigen Motors (140, M) zu bestimmen



Beschreibung

Gebiet der Erfindung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft das technische Gebiet der Luft- und Raumfahrt. Insbesondere betrifft die vorliegende Erfindung eine Ansteuervorrichtung für einen mehrphasigen Motor und ein Verfahren zum Ansteuern eines Motors.

Hintergrund der Erfindung

[0002] Bürstenlose Gleichstrommotoren sorgen für die Aufrechterhaltung einer Drehbewegung indem sie nach einem bestimmten zurückgelegten Drehwinkel für eine Umkehr der Stromrichtung sorgen. Diese Umkehr der Stromrichtung wird Kommutierung bezeichnet. Um rechtzeitig kommutieren zu können sind in Gleichstrommotoren Sensoren vorgesehen, beispielsweise ein Hall-Sensor, die es erlauben den aktuellen Drehwinkel auszuwerten. Es gibt aber auch Varianten, die ohne Sensoren auskommen und dabei die vorhandenen Phasen durch eine geschickte Ansteuerung nutzen, um mittels der durch Induktion hervorgerufene elektromotorische Kraft (EMK) die aktuelle Drehlage des Rotors in Relation zu dem feststehenden Stator zu bestimmen.

[0003] Bei bürstenlosen Gleichstrommotoren oder Synchronmotoren müssen das Rotorfeld und Statorfeld aneinander angepasst sein, d.h. die Felder müssen synchron sein und verändern sich somit auch mit der Drehzahl.

[0004] Weiter können Gleichstrommaschinen mit Stromwendern (Kommutator) und Bürsten von bürstenlosen Gleichstrommaschinen (Brushless DC Motor, BLDC) unterschieden werden, die wie eine Drehstrom-Synchronmaschine aufgebaut sind. Drehstrom-Synchronmaschinen können mittels Permanentmagneten oder elektrisch erregt sein. Bei elektrisch erregten Synchronmaschinen kann die Energieübertragung in den Rotor auch mit Schleifringen und Bürsten erfolgen.

[0005] Da der Kommutierungszeitpunkt bei sensorlosen Gleichstrommotoren in Abhängigkeit der Induktion und/oder der EMK bzw. des Rotorwinkels erfolgt, bedarf es eines besonderen Aufwandes, den Motor aus dem Stillstand anzufahren, langsam drehen zu lassen oder abzubremesen.

[0006] Der Artikel „Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends“ von José Carlos Gamazo-Real et. al., vom 19.07.2010, Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid, aus dem Journal sensors 2010, ISSN 1424-8220, beschäftigt sich mit der Positions- und Geschwindigkeitssteuerung von bürstenlosen Gleichstrommotoren.

[0007] Die Dissertation „Lagegeberlose Regelung für ein accelerometergestütztes, hochdynamisches Roboterantriebssystem mit permanenterregtem Synchronmotor“, von Josef Reill, Dr. Hut Verlag, ISBN 978-3-86853-495-5, Juni 2010, beschreibt in Kapitel 6 ein EMK (Elektromotorische Kraft / Electromotoric Force EMF)-Verfahren, das erst ab einer Mindestdrehzahl der Maschine eingesetzt wird, bei der die induzierte Spannung in ausreichender Amplitude vorliegt und in Kapitel 7 ein Testsignal-Verfahren.

[0008] Der Artikel „Position Self-Sensing Evaluation of Novel CW-IPMSMs With an HF Injection Method“, von Xiaocan Wang et. al. in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, September/October 2014, betrifft eine Synchronmaschine mit Permanentmagneten, die ein HF Injektionsverfahren nutzt.

[0009] Das Dokument <https://github.com/joewa/bldc-strip/blob/master/README.md> aus dem Juli 2016, beschreibt ein Projekt von Jörg Wangemann, Heiko Rothkranz et. al. zur elektronischen Geschwindigkeitssteuerung für einen bürstenlosen DC Motor (Brushless DC, BLDC).

[0010] Der Artikel „Fault Tolerant Capability of Five Phase BLDC Motor with Ten Step commutation“, von Cicily Antony T et. al. aus International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Special Issue 5, Dezember 2014 beschreibt eine zehnschrittige Kommutierungs-Logik für einen BLDC Motor, der fünf Phasen und einen Hall Sensor aufweist und vergleicht die Ergebnisse mit einem vierphasigen und dreiphasigen Motor.

[0011] Das Dokument <http://www.ti.com/lit/ml/sprt647/sprt647.pdf> aus dem Jahr 2013, USA, mit der Dokumentennummer SPRT647 beschreibt die InstaSPIN™-FOC (Field Oriented Control) Steuertechnologie von

Texas Instruments für Synchron- (z.B. BLDC) oder Asynchron- (z.B. AC Induktion) Motoren, die die FAST™ (Fluss/Flux, Winkel/Angle, Geschwindigkeit/Speed, Drehmoment/Torque) Technologie nutzt.

[0012] Der Artikel „A Comparison of Three Phase and Five Phase BLDC Motor“, von Kiran George et. al. aus International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 2, Special Issue 1, Dezember 2013, beschreibt die Welligkeit (Ripple) eines fünfphasigen BLDC Motor im Vergleich zu einem dreiphasigen.

[0013] Der Artikel „Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection“ von Ralph Kennel et. al. aus Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Volume 2, p. 1211 - 1217 vol.2, ISBN 0-7803-7817-2, 1. Juni 2003, schlägt ein spezielles Einbring-schema durch die Verwendung von vorbestimmten Einbring-Winkeln vor.

[0014] Der Artikel „Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed“, von Ralph Kennel et. al. aus IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Volume 1, p. 674 - 679 vol.1, ISBN 0-7803-7474-6, 5. November 2002, beschreibt einen sensorlosen Steueralgorithmus für SMPMS Maschinen (Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines), der eine hochfrequente Spannungseinbringung nutzt.

[0015] Der Artikel „Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm“, von Óscar López et al. , IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 5, MAY 2008, Seiten 1933 bis 1942 beschreibt die Nutzung von mehr als drei Phasen in Antriebseinrichtungen, insbesondere einen Ausdruck für die Berechnung eines Tastverhältnisses eines Zweiebenen-Wandlers.

Zusammenfassung der Erfindung

[0016] Es mag wünschenswert sein, einen effizienten Betrieb eines Gleichstrommotors zu ermöglichen.

[0017] Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird eine Ansteuervorrichtung für einen Motor, ein Motorsteuersystem, ein Verfahren zum Ansteuern eines Motors, ein Programmelement und ein computerlesbares Speichermedium beschrieben.

[0018] Die Erfindung wird von den Merkmalen der Gegenstände der unabhängigen Patentansprüche angegeben. Ausführungsbeispiele und weitere Aspekte der Erfindung werden von den Gegenständen der abhängigen Ansprüche und der folgenden Beschreibung angegeben.

[0019] Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung weist die Ansteuervorrichtung für einen mehrphasigen Motor fünf Phasenanschlüsse zum Anschluss jeweils einer Phase des mehrphasigen Motors auf, einen High-Anschluss für das Anlegen einer Versorgungsspannung und einen Low-Anschluss für das Anlegen eines Bezugspotenzials der Versorgungsspannung. In einem Beispiel kann ein Multilevel-Inverter zur Ansteuerung vorgesehen sein. Ferner können aber auch mehr als fünf Phasenanschlüsse vorhanden sein, beispielsweise sieben oder elf. Außerdem weist die Ansteuervorrichtung eine Steuereinrichtung, einen Prozessor oder einen Mikrocontroller (μC) auf, wobei die Steuereinrichtung eingerichtet ist, in vier der fünf Phasenanschlüsse ein pulsweitenmoduliertes (PWM) Spannungsmuster durch Verbinden der Phasenanschlüsse mit dem High-Anschluss oder dem Low-Anschluss einzuprägen, so dass sich in dem fünften Phasenanschluss ein von dem Drehwinkel des mehrphasigen Motors abhängiges Auswertesignal ergibt. Insbesondere ergibt sich ein Muster des Auswertesignals, das erkannt werden kann und aufgrund des erkannten Musters des Auswertesignals kann auf den im Wesentlichen im Moment des Erkennens vorhandenen Drehwinkel oder die Drehlage des Rotors des angeschlossenen Motors geschlossen werden. In einem Beispiel wird jeder Phasenanschluss entweder mit dem High-Anschluss oder mit dem Low-Anschluss verbunden, so dass mindestens einer von dem High-Anschluss und dem Low-Anschluss mit dem Phasenanschluss verbunden ist. Ein Phasenanschluss, der so betrieben werden kann, wird aktiv betrieben und wird als aktiver Phasenanschluss bezeichnet. Ein Phasenanschluss, in dem sich das Auswertesignal ergibt, ist weder mit dem High-Anschluss noch mit dem Low-Anschluss verbunden. Dieser Anschluss wird als passiver Phasenanschluss oder Messanschluss bezeichnet. Durch den Betrieb getrennt von einem Potenzial mag im Wesentlichen verhindert werden, dass in dem passiven Phasenanschluss ein Strom fließt. Die Steuereinrichtung ist ferner dazu eingerichtet, aus dem Auswertesignal und/oder dem Muster des Auswertesignals den Drehwinkel und/oder eine Kommutationsbedingung des mehrphasigen Motors zu bestimmen. Das Auswertesignal kann ein Spannungsverlauf, ein Verlauf einer Spannungsdifferenz ΔU oder ein Verlauf einer Vielzahl von Spannungsdifferenzen ΔU sein.

[0020] Die Reihenschaltung aus High-Schalter, Phasenanschluss und Low-Schalter mag als Brückenzeig oder Halbbrücke bezeichnet werden. Eine Vielzahl von Brückenzeigen mag eine Brückenschaltung bilden.

[0021] Die Kommutationsbedingung kann ein Winkelwert φ und/oder ein Zeitwert t sein. Dieser Wert mag festlegen, wann der Motor kommutiert werden muss, um eine Drehbewegung trotz anliegender Gleichspannung hervorzurufen und/oder aufrecht zu erhalten. Es kann sich bei der Kommutationsbedingung jedoch auch um einen Wert einer Spannungsdifferenz ΔU handeln, insbesondere, z.B. um einen Schwellwert, der aus der Spannungsdifferenz oder einer Vielzahl von Spannungsdifferenzen abgeleitet worden ist. Ein Überschreiten oder Unterschreiten eines aktuellen Spannungsdifferenzwertes des Schwellwertes oder einer Vielzahl von Spannungsdifferenzwerten aus denen über mathematische Verknüpfungen eine Kommutationsbedingung abgeleitet werden kann, kann während dem Betrieb eines Motors eine Kommutierung auslösen, also ein Schalten einer anderen Phase in einen passiven Zustand. Die Ansteuervorrichtung kann als Gleichspannungswandler, Inverter oder Motor Control Unit (MCU) ausgebildet sein.

[0022] Die Versorgungsspannung mag eine Gleichspannung sein und kann daher als Batteriespannung U_B bezeichnet werden. Es kann sich somit bei der Versorgungsspannung beispielsweise auch um eine Batterie handeln, von der der Pluspol mit dem High-Anschluss und der Minuspol mit dem Low-Anschluss verbunden wird.

[0023] Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Motorsteuersystem beschrieben, welches die erfindungsgemäße Ansteuervorrichtung und einen Motor mit zumindest fünf Phasen aufweist, wobei jeweils eine der fünf Phasenanschlüsse der Ansteuervorrichtung mit einer der zumindest fünf Phasen des Motors verbunden ist. Es können aber auch Ansteuervorrichtungen mit sieben Phasenanschlüssen oder elf Phasenanschlüssen für entsprechend ausgebildete Motoren bereitgestellt werden. In einem Beispiel mag die Anzahl der Phasen durch Primzahlen bestimmt sein. Oder in anderen Worten ausgedrückt mag die Anzahl möglicher Phasenanschlüsse durch die Bedingung gebildet werden, dass nach der Reduktion um die Anzahl 1, d.h. der Anzahl passiver Phasen, eine geradzahlige Anzahl von Phasenanschlüssen übrigbleibt, mit denen ein symmetrisch aufgebauter Spannungsteiler gebildet werden kann, also ein Spannungsteiler, der je Zweig die Parallelschaltung der gleichen Anzahl an Phasen aufweist. Es mag vermieden werden, dass die Anzahl der Phasenanschlüsse einem Vielfachen der Phasenanzahl einer geeigneten Ansteuervorrichtung mit weniger Phasenanschlüssen entspricht. So entspricht beispielsweise eine Ansteuervorrichtung für 6 Phasen einer Vervielfachung einer Ansteuervorrichtung mit 3 Phasen.

[0024] Für eine Umdrehung im elektrischen Sinne werden bei einem 3-phasigen Motor üblicherweise 6 Kommutationen, für einen fünfphasigen Motor 10 Kommutationen, für einen siebenphasigen Motor 14 Kommutationen und für einen 11 phasigen Motor 22 Kommutationen mittels der Ansteuervorrichtung durchgeführt. Der Zeitpunkt einer Kommutation kann mittels der ermittelten Kommutationsbedingung bestimmt werden. Die Kommutation oder Kommutierung findet an den Bereichsgrenzen eines Winkelbereichs statt. Sie beschreibt das Umschalten der passiven Phase.

[0025] Das Motorsteuersystem bildet eine Motorsteuerung samt Motor. Durch das Vorsehen von Phasenanschlüssen für die Phasenwicklungen eines Motors lassen sich unterschiedliche Typen und Bauformen von Motoren an die Ansteuervorrichtung anschließen. In einem Beispiel mag die Ansteuervorrichtung so ausgebildet sein, dass sie den angeschlossenen Motor erkennt, insbesondere mag sie die Anzahl der angeschlossenen Phasen erkennen und die Selbstinduktivität der einzelnen Motorphasen. Die Selbstinduktivität der im Rahmen dieses Textes betrachteten Motoren mag eine Rotorwinkelabhängigkeit aufweisen. Die Ansteuervorrichtung mag auch beispielsweise in einem Startintervall die Motorparameter des angeschlossenen Motors erkennen können, um diese zumindest teilweise an ein Steuerprogramm zur Motorsteuerung und/oder Motorregelung weitergeben zu können. In einem Beispiel mag das Startintervall 5 Schritte aufweisen. Auch eine Spannungsdifferenz ΔU , die angibt wann eine bestimmte Phase passiv geschaltet wird, mag ein für einen Motor typischer Parameter sein. In dem Beispiel eines 5-Phasenmotors mögen die einzelnen Messkurven der passiven Phasen um 36° ($(360^\circ/5)/2$) phasenverschoben sein. Z.B. lassen sich bei Stillstand des Motors 5 Stützstellen für einen einzigen Winkel auf 5 verschiedenen Spannungsdifferenzkurven bestimmen. Durch Berücksichtigung der Phasenverschiebung können mittels der Formeln für die Induktivität und die Spannungsdifferenzen ΔU_1 , ΔU_2 die Kurven der Spannungsdifferenzen konstruiert werden. Bei der Konstruktion können numerische Methoden, analytische Methoden und/oder Tabellen Lookup Methoden zum Einsatz kommen. Wenn die Spannungsdifferenzkurve und/oder die Spannungsdifferenzkurven gebildet worden sind, kann daraus ein Kommutierungsparameter abgeleitet werden.

[0026] Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Flugzeug mit der Ansteuervorrichtung angegeben.

[0027] Gemäß noch einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zum Ansteuern eines mehrphasigen Motors bereitgestellt. Dieses Verfahren weist das Anlegen einer Versorgungsspannung U_B an einem High-Anschluss der erfindungsgemäßen Ansteuervorrichtung auf. Außerdem wird ein Bezugspotenzial der Versorgungsspannung an einem Low-Anschluss der Ansteuervorrichtung angelegt. Bei dem Bezugspotenzial kann es sich um eine Erdpotenzial GND oder um einen Minusanschluss einer Batterie handeln. Es erfolgt ein Einprägen eines pulswidenmodulierten Spannungsmusters in vier der fünf Phasenanschlüsse der Ansteuervorrichtung durch das Verbinden der Phasenanschlüsse mit dem High-Anschluss oder dem Low-Anschluss. In einem fünften Phasenanschluss wird ein von dem Drehwinkel des mehrphasigen Motors abhängiges Auswertesignal erfasst und mit Hilfe dieses Auswertesignals wird ein Drehwinkel und/oder eine Kommutationsbedingung des mehrphasigen Motors bestimmt. Insbesondere mag ein Muster des Verlaufs des Auswertesignals erkannt werden und aus dem Muster die Position des Motors bestimmt werden. Als Kommutationsbedingung mag ein Schwellwert einer Spannungsdifferenz genutzt werden, bei deren Unterschreiten oder Überschreiten eine Kommutierung ausgeführt wird.

[0028] In anderen Worten werden vier der fünf Phasenanschlüsse als aktive Anschlüsse betrieben und der fünfte Phasenanschluss wird als passiver Anschluss betrieben. Beispielsweise durch Induktion insbesondere durch Selbstinduktion entsteht in dem fünften Phasenanschluss ein Ausgangssignal in Abhängigkeit von der Steuersequenz für das Betreiben der aktiven Anschlüsse. Dieses Ausgangssignal kann eine charakteristische Form oder ein charakteristisches Muster aufweisen, die/das von einer Steuereinrichtung erkannt werden kann. Aus dem erkannten Muster, beispielsweise aus zwei zusammengehörenden Werten unterschiedlicher Spannungsdifferenzen, kann der Drehwinkel und/oder die Kommutationsbedingung für den Rotor eines Motors bestimmt werden. Insbesondere mögen die Phasenspulen einen Spannungsteiler bilden, dessen Impedanz im Wesentlichen von den Induktivitäten der Phasenwindungen abhängen mag.

[0029] Im Rahmen dieses Textes mag die Bezeichnung „erster Phasenanschluss“, „zweiter Phasenanschluss“, „dritter Phasenanschluss“, „vierter Phasenanschluss“ und „fünfter Phasenanschluss“ lediglich als eine Konvention zur Unterscheidung verschiedener Phasenanschlüsse genutzt werden. Die physikalischen Ausprägungen der Phasenanschlüsse mögen im Wesentlichen gleich sein, so dass jeder Phasenanschluss die Rolle des ersten Phasenanschlusses, des zweiten Phasenanschlusses, des dritten Phasenanschlusses, des vierten Phasenanschlusses oder des fünften Phasenanschlusses übernehmen kann.

[0030] Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Programmelement angegeben, welches einen Programmcode aufweist, der, wenn er von einem Prozessor und/oder von der Steuereinrichtung ausgeführt wird, das erfindungsgemäße Verfahren ausführt.

[0031] Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein computerlesbares Speichermedium angegeben, auf dem ein Programmcode gespeichert ist, der, wenn er von einem Prozessor und/oder der Steuereinrichtung ausgeführt wird, das erfindungsgemäße Verfahren ausführt.

[0032] Als ein computerlesbares Speichermedium mag eine Floppy Disc, eine Festplatte, ein USB (Universal Serial Bus) Speichergerät, ein RAM (Random Access Memory), ein ROM (Read Only Memory) oder ein EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory) genutzt werden. Als Speichermedium kann auch ein ASIC (application-specific integrated circuit) oder ein FPGA (field-programmable gate array) genutzt werden sowie eine SSD (Solid-State-Drive) Technologie oder ein Flash-basiertes Speichermedium. Ebenso kann als Speichermedium ein Web-Server oder eine Cloud genutzt werden. Als ein computerlesbares Speichermedium mag auch ein Kommunikationsnetz angesehen werden, wie zum Beispiel das Internet, welches das Herunterladen eines Programmcodes zulassen mag. Es kann eine funkbasierte Netzwerktechnologie und/oder eine kabelgebundene Netzwerktechnologie genutzt werden.

[0033] Die Ansteuervorrichtung kann für geschaltete Reluktanzmotoren (switched reluctance motor, SR-drive oder SRM) eingesetzt werden. Solche Reluktanzmotoren mögen eine unterschiedliche Anzahl ausgeprägter Zähne (Salience) an Rotor und Stator. Die Statorzähne sind mit Spulen bewickelt. Diese Spulen sind in einzelnen Phasen organisiert. Die Phasen und damit die Spulen werden abwechselnd ein- und ausgeschaltet. Die Zähne oder Pole mit den bestromten Wicklungen oder den bestomten Spulen, d.h. die aktiven Phasen, ziehen jeweils die nächstgelegenen Zähne des Rotors wie ein Elektromagnet an und werden abgeschaltet, wenn (oder kurz bevor) die Zähne des Rotors den sie anziehenden Statorzähnen gegenüberstehen. In dieser Position oder Drehlage wird die nächste Phase auf anderen Statorzähnen eingeschaltet, die andere Rotorzähne anzieht.

Der Umschaltzeitpunkt von der einen Phase auf die andere Phase kann auch Kommutationszeitpunkt oder Kommutationsbedingung bezeichnet werden. In einem Beispiel hat ein geschalteter Reluktanzmotor drei, fünf oder mehr Phasen, die an den Phasenanschlüssen der Ansteuervorrichtung angeschlossen werden können. Es kann aber auch eine Ansteuervorrichtung für einen Motor mit nur zwei oder einer Phase gebaut werden.

[0034] Um im richtigen Zeitpunkt umzuschalten oder zu kommutieren, kann die Maschine mit einem Rotorlagegeber versehen sein, beispielsweise einem Hall-Sensor. Die erfindungsgemäße Ansteuervorrichtung ermöglicht jedoch den Betrieb von geberlosen (sensorless oder self sensing) Motoren. Somit wird mit der Ansteuervorrichtung ein geberloses Steuerverfahren realisiert. Ein geberloses Steuerverfahren kann als Kommutationsbedingung den Statorstrom, die Spannung an passiv geschalteten Phasenanschlüssen oder das Drehmoment des Motors auswerten. Die Steuereinrichtung mag alternativ oder in Ergänzung als Kommutationsbedingung eine Spannungsdifferenz ΔU zwischen Phasenschaltzuständen auswerten. Reluktanzmotoren, die mit der Ansteuervorrichtung betrieben werden mögen sich durch hohe Robustheit und einen geringen Bauaufwand auszeichnen. Ähnlich wie eine Asynchronmaschine bildet ein Reluktanzmotor im unbestromten Zustand bei einer Drehung, beispielsweise durch einen äußeren Zwang, also eine manuelle Drehung des Rotors, im Wesentlichen kein Drehmoment aus. Eine Restmagnetisierung mag oft dennoch zu einem kleinen Rastmoment im stromlosen Zustand führen. Bei einer hohen Drehzahl, kann jedoch mit der Auswertung des Stromes durch die Phasenanschlüsse oder der Spannung an einem passiv geschalteten Phasenanschluss eine effiziente Festlegung des Kommutationszeitpunkts gelingen. Die Berücksichtigung der Spannungsdifferenz ΔU als Kommutationsbedingung bei dem DDIS Verfahren kann sowohl im Stillstand, im niedrigen Drehzahlbereich und im mittleren Drehzahlbereich eine sehr genaue Bestimmung des Kommutationszeitpunkts ermöglichen. Außerdem kann mittels des DDIS Verfahrens eine schnelle Drehlagenerkennung ermöglicht werden, die das ebenfalls zu einem schnellen Anlaufen der Drehbewegung des Motors in die gewünschte Richtung ermöglichen kann.

[0035] Allgemein mag eine Spannung in Abhängigkeit der Selbstinduktivität einer Spule bei einer Stromänderung induziert werden. In einem Beispiel mag eine erste Spannung U_1 , die durch alternierende aktive Phasenanschlüsse induziert werden mag, an einem Knotenpunkt des passiv geschalteten Phasenanschlusses gemessen werden, der örtlich zwischen den beiden aktiven Phasenanschlüssen liegen kann. Diese Spannung kann entweder zwischen einem Sternpunkt oder Y-Punkt eines Motors und Bezugspotenzial oder zwischen dem passiv geschalteten Phasenanschluss und dem Bezugspotenzial gemessen werden. Die Messung mag an zwei parallel geschalteten Phasenspulen erfolgen. Danach mag zwischen dem Phasenanschluss und dem Bezugspotenzial eine andere Kombination von parallelgeschalteten Spulen gebildet werden und es mag eine Spannung U_2 zwischen dem Phasenanschluss und dem Bezugspotenzial gemessen werden. Darauf mag die Polarität der aktiven Phasen so umgekehrt werden, dass die Spulen, welche an der Bestimmung von U_1 nicht beteiligt gewesen sind, zwischen den Phasenanschluss und das Bezugspotenzial geschaltet werden und eine dritte Spannung U_3 mag zwischen dem Phasenanschluss und dem Bezugspotenzial ermittelt werden. Insbesondere mag die Messung so durchgeführt werden, dass jeweils zwei Phasenanschlüsse mit Bezugspotenzial und/oder GND und zwei andere Phasenanschlüsse mit Versorgungsspannung verbunden sind. Anschließend mag die Polarität der aktiven Phasen weiter so umgekehrt werden, dass die Spulen, welche an der Bestimmung von U_2 nicht beteiligt gewesen sind, zwischen den Phasenanschluss und das Bezugspotenzial geschaltet werden und eine vierte Spannung U_4 mag zwischen dem Phasenanschluss und dem Bezugspotenzial ermittelt werden. Aus der Differenz zwischen U_1 und U_3 kann eine Spannungsdifferenz ΔU_1 oder ein Spannungsdelta ΔU_1 ermittelt werden. Aus der Differenz zwischen U_2 und U_4 kann eine Spannungsdifferenz ΔU_2 oder ein Spannungsdelta ΔU_2 ermittelt werden.

[0036] Der durch die magnetische Induktion eines bewegten Dauermagneten oder einer Spule in der passiven Phase hervorgerufene Effekt einer EMK mag gering sein oder mag sich beim Bilden der Spannungsdifferenz aufheben, so dass sich dieser Effekt gegenüber dem aufgrund der von der Stromänderung bei einer bipolaren Ansteuerung einer Brückenschaltung hervorgerufenen Effekt im Wesentlichen nicht bemerkbar macht. So mag in einem anderen Beispiel eine erste Spannung U_1 durch alternierendes Aktivieren der Phasenanschlüsse und insbesondere der damit in den einzelnen Brückenkreisen hervorgerufenen Stromänderungen be-

stimmt werden. Denn bei einem sich ändernden Strom i entsprechend $\frac{di}{dt}$ entsteht eine Induktionsspannung

$U = L \frac{di}{dt}$ (Selbstinduktivität). Die Spannung ist proportional zu der Größe der Induktivität und der Stromänderung. Die Induktivität kann sich bei einer Parallelschaltung von Phasenspulen als Gesamtinduktivität der Parallelschaltung ergeben. Dabei hängt die Größe der Induktivität L von der Bauform der Spule und dem sie durchdringenden Fluss ab. Bei einem Elektromotor entstehen durch die Phasenwicklungen Blindwiderstände

in der Form von Induktivitäten. Die Größe der sich ergebenden Induktivitäten hängt beispielsweise von der Anordnung des Stators zu dem Rotor ab, da durch diese Anordnung der Verlauf der magnetischen Flusslinien beeinflusst werden kann. Insbesondere beeinflussen Abstände zwischen den Metallkernen des Stators und/oder des Rotors die Größe der sich ergebenden Induktivität. Da die Abstände von den Drehwinkeln des Stators zu dem Rotor abhängen ist die Induktivität ebenfalls vom Drehwinkel abhängig. Diese Abstandsabhängigkeit äußert sich in sog. Saliencie Effekten und magnetischen Sättigungseffekten. Als einen Saliencie Effekt mag bezeichnet werden, dass wegen den Polwicklungen Vorsprünge auf dem Stator und/oder Rotor entstehen, die zu Änderungen des Abstandes und damit zu Änderungen der von den Kernen der Pole geführten magnetischen Flüsse führen kann. Bei dem dreiphasigen Motor existieren im Wesentlichen immer zwei aktive Phasen, aktive Spulen oder aktive Phasenanschlüsse, die unterschiedlich von dem magnetischen Fluss beeinflusst werden. Daher können sich in Abhängigkeit von dem Drehwinkel unterschiedliche Spannungsverläufe an den einzelnen aktiven Phasen ergeben.

[0037] Wenn ein Motor, insbesondere ein Elektromotor, gestartet werden soll oder sich langsam drehen soll, sollte bekannt sein, in welcher Lage der Rotor zu einem Stator ausgerichtet ist, um rechtzeitig die Stromrichtung umkehren oder kommutieren zu können und/oder um die richtige Kraft in Bezug auf Größe und Richtung auf den Rotor einwirken zu lassen. Bei einem Synchronmotor ist beispielsweise vorgesehen, dass das antreibende Magnetfeld der Drehung des Rotors um 90° vorausläuft, um den Rotor nachzuziehen und durch das Nachziehen den Motor anzutreiben.

[0038] Um die Kraft zu steuern, die ein bürstenloser Gleichstrommotor aufbringen kann, kann der bürstenlose Gleichstrommotor mit zumindest zwei Phasen betrieben werden, die mittels einer Brückenschaltung wechselseitig geschaltet werden. Das wechselseitige Schalten wird bipolarer PWM (Puls Weiten Modulation) Modus bezeichnet. Bei dieser Betriebsart kann ein Tastverhältnis zwischen der An- und der Aus-Zeit genutzt werden, um die aufgebrachte Kraft und Geschwindigkeit des Motors zu steuern.

[0039] Durch den alternierenden Betrieb der beiden aktiven Phasenanschlüsse, der vier aktiven Phasenanschlüsse oder der geradzahlgigen Anzahl von aktiven Phasenanschlüsse mit einem Tastverhältnis von 50% kann erreicht werden, dass im Mittel keine Spannung und kein Strom und somit auch kein Drehmoment in dem stillstehenden oder sich langsam drehenden Motor erzeugt wird. Der Drehzustand des Motors mag somit im Wesentlichen nicht beeinflusst werden. Trotzdem kann eine Spannungsdifferenz ΔU durch Induktion und Nutzung der Selbstinduktion erzeugt werden, aus der die aktuelle Motorposition und ein entsprechendes Kommutationsverhalten abgeleitet werden kann. Insbesondere können die zwei ΔU als eine Motoreigenschaft angesehen werden und die ermittelten Werte der Spannungsdifferenzen ΔU können als Schaltschwelle für ein Kommutierungsverfahren genutzt werden. Es kann in einem anderen Beispiel auch eine Lookup-Tabelle verwendet werden. Das Tastverhältnis eines 5-Phasen-Motors kann gemäß den Formeln für die Bestimmung eines Tastverhältnisses für Multilevel-Inverter bestimmt werden.

[0040] Mit 4 aktiven Phasen gibt es mehrere mögliche Schaltsequenzen S1, S2, S3, S4, um einen Bestimmten Spannungsvektor einzustellen. Die Schaltsequenz mag so gestaltet werden, dass die Schaltzustände S1 bis S4 möglichst dicht aufeinander folgend auftreten, um die benötigten ΔU zu ermitteln.

[0041] Beispielsweise mag sich der Betrieb eines Motors in ein Startintervall und ein Betriebsintervall aufteilen lassen. In dem Startintervall mag der Motor im Wesentlichen stillstehen oder sich nur langsam drehen. In dem Betriebsintervall mag sich der Motor drehen und ein Drehmoment aufbringen.

[0042] Da eine Phase des Motors mit einem Phasenanschluss verbunden wird, können die Begriffe „Phase“ und „Phasenanschluss“ gleichbedeutend verwendet werden.

[0043] Im Falle eines fünfphasigen Motors gibt es vier aktive Phasen und eine passive Phase. Zur Ansteuerung der Phasenanschlüsse können beliebige Zustände aus den einzelnen aktiven Phasen gebildet werden, die für unterschiedliche Stromänderungen in den aktiven Phasen sorgen mögen. Die i-te Zustandsdauer oder auch der i-te Zustand einer Ansteuersequenz, während der / während dem ein bestimmtes Spannungsmuster an die aktiven Phasen angelegt wird, mag mit $S[i]$ bezeichnet werden. Ein solcher Zustand kann eine Kombination aus High und Low Zuständen der einzelnen aktiven Phasen sein. Eine Bedingung für die Bildung eines Schaltzustands mag sein, dass immer die Hälfte der aktiven Phasen die gleiche Belegung ausgewählt aus einer High-Schaltung oder Low Schaltung aufweist, dass also jeder Zustand die gleiche Anzahl mit High verbundener Phasen und mit Low verbundener Phasen aufweist. Weiter kann jede der aktiven Phasen entweder nur mit dem High-Anschluss oder nur mit dem Low-Anschluss verbunden sein. Folglich beträgt die Anzahl h der möglichen Zustände mit denen der Motor angesteuert werden kann $h = 2^{(n-1)/2}$. So gibt es im Falle des

fünfphasigen ($n = 5$) Motors und/oder der fünfphasigen Ansteuervorrichtung für den fünfphasigen Motor vier ($h = 4$) mögliche Zustände, nämlich S1, S2, S3 und S4. Im Betrieb können neben den für die Messung relevanten symmetrischen Zuständen auch unsymmetrische Zustände auftreten, beispielsweise, wenn 3 Phasen der 4 aktiven Phasen mit Bezugspotenzial (GND) und eine mit dem Versorgungspotenzial (+) verbunden ist. Allgemein entspricht im symmetrischen Fall die Anzahl möglicher Zustände der Anzahl wie viele unterschiedliche Spannungsteiler sich bilden lassen, die Parallelschaltungen von Phasen aufweisen, so dass die gleiche Anzahl an Phasen mit High verbunden ist wie mit Low.

[0044] Ein mit dem High-Anschluss verbundener Phasenanschluss einer aktiven Phase mag als H bezeichnet werden. Ein mit dem Low-Anschluss verbundener Phasenanschluss einer aktiven Phase mag als L bezeichnet werden. Eine passiv geschalteter Phasenanschluss mag O bezeichnet werden. Die Reihenfolge der Zustandsbezeichnungen der einzelnen aktiven Phasen mag der Phasennummer i entsprechen. So kann ein erster Zustand S1 oder ein erstes Spannungsmuster S1, in dem der erste Phasenanschluss passiv geschaltet ist, der zweite Phasenanschluss aktiv und mit dem High-Anschluss verbunden ist, der dritte Phasenanschluss aktiv und mit dem High-Anschluss verbunden ist, der vierte Phasenanschluss aktiv und mit dem Low-Anschluss verbunden ist und der fünfte Phasenanschluss aktiv und mit dem Low-Anschluss verbunden ist als S1 = O, H, H, L, L abgekürzt werden. Weitere Zustandsmuster können S2 = O, L, H, H, L, S3 = O, L, L, H, H, und S4 = O, H, L, L, H sein. Dies mögen alle Permutationen von Parallelschaltungen von vier Spulen als Spannungsteiler sein. Die Zustandsdauer, also die Zeit, wie lange ein Zustand an den Phasenanschlüssen anliegt, richtet sich nach der Schrittdauer des PWM Spannungsmusters, das damit realisiert werden soll. Mittels der PWM kann sich eine Gleichspannung oder Betriebsspannung U_B in eine Wechselspannung wandeln lassen, die eine Stromänderung hervorruft, die wiederum durch die Selbstinduktion der Phasenwindungen eine Spannung erzeugt. Diese erzeugte Spannung hängt von der Selbstinduktivität der Phasenwicklungen ab, wobei die Selbstinduktivität mit der Drehlage des Rotors im Zusammenhang steht. Die Zustände S1, S2, S3, S4 werden sequentiell durchlaufen und wiederholen sich periodisch bis ein anderer Phasenanschluss passiv geschaltet wird, beispielsweise, weil eine Kommutierung erfolgt. Im Betrieb können beim sequentiellen Durchlaufen der Zustände S1, S2, S3, S4 auch beliebige Zwischenzustände auftreten. Die Schrittdauer für einen Zustand S1, S2, S3, S4 mag hinreichend lange für eine Spannungsmessung gewählt sein, beispielsweise einige Mikrosekunden. Die Schaltsequenz S1, S2, S3, S4 und die Zeitdauern ergeben sich aus dem gewünschten Spannungsvektor und können mehrdeutig sein.

[0045] Es sei angemerkt, dass mittels zweier aktiver Phasen durch das alternierende umschalten zwischen H und L in der passiven Phase ein Spannungsverlauf erzeugt werden kann, der zur Bestimmung der Position genutzt werden kann. Insbesondere kann ein Spannungsmuster erzeugt werden, das einer Drehlage zugeordnet werden kann. So kann im Falle einer dreiphasigen Ansteuervorrichtung mittels zweier aktiver Phasen nur eine Kurve einer Spannungsdifferenz ΔU in der passiven Phase erzeugt werden. Sollen zur Erhöhung der Bestimmungsgenauigkeit zwei Kurven genutzt werden, so kann eine weitere passive Phase genutzt werden, um diese zweite Kurve und damit eine künstliche Phasenverschiebung herbeizuführen. Bei der Erzeugung der zwei Kurven mit einem dreiphasigen Anschluss werden jedoch die beiden Kurven zeitlich hintereinander erzeugt, da bei drei Phasen im Wesentlichen nur eine passive Phase vorhanden ist. Der Begriff „zeitlich hintereinander“ mag dabei im Wesentlichen angeben, dass bei der Erzeugung von zwei Kurven auch zumindest nacheinander zwei Phasen passiv geschaltet werden müssen, während die „gleichzeitige“ Erzeugung bedeuten mag, dass die beiden Spannungskurven erzeugt werden können, während eine einzige Phase passiv geschaltet ist.

[0046] Mittels vier aktiven Phasen können jedoch bereits zwei Spannungsdifferenzkurven gleichzeitig erzeugt werden, also während der Zeit, während welcher nur genau eine Phase passiv geschaltet ist. Beispielsweise können die Spannungsdifferenzen ΔU_1 und ΔU_2 durch die Kombination von Schaltzuständen erzeugt werden, während dem Zeitintervall, in welchem nur genau eine Phase passiv geschaltet ist. Es ist folglich keine Phasenumschaltung zur Erzeugung zweier phasenversetzter Spannungsdifferenzkurven nötig. Phasenumschaltungen können jedoch genutzt werden, um die Genauigkeit der Ergebnisse zu erhöhen. Beispielsweise kann eine erste Spannungsdifferenz ΔU_1 aus den Spannungswerten generiert werden, welche in der passiven Phase hervorgerufen werden, während die Zustände S1 und S3 anliegen, und eine zweite Spannungsdifferenz ΔU_2 kann aus den Spannungswerten generiert werden, welche in der passiven Phase hervorgerufen werden, während die Zustände S2 und S4 anliegen. Bei den Zuständen S1 und S3 bzw. S2 und S4 handelt es sich um Zustände, die durch Zustände getrennt sind, die nicht an der Bildung der Spannungsdifferenz ΔU_1 bzw. ΔU_2 beteiligt sind. Die passive Phase kann durch diese Art der Ansteuerung mit den Schaltungssequenzen als Winkelgeber in der Art eines Resolver genutzt werden, um den Drehwinkel zu bestimmen.

[0047] In anderen Worten mag aus den aktiven Phasen ein Spannungsteiler zwischen einem Knotenpunkt Y, einer Versorgungsspannung U_B und einem Bezugspotenzial gebildet werden. Der Spannungsteiler mag dabei

so aufgebaut werden, dass zwischen der Versorgungsspannung U_B und dem Knotenpunkt Y und zwischen dem Knotenpunkt Y und dem Bezugspotenzial die gleiche Anzahl an aktiven Phasen in einer Parallelschaltung zusammen geschaltet sind, nachdem eine Phase passiv geschaltet ist. Im Falle eines 5-Phasenmotors bilden jeweils zwei parallel geschaltete Phasen den Spannungsteiler. Im Falle eines 7 Phasenmotors bilden jeweils drei parallel geschaltete Phasen den Spannungsteiler. Im Falle eines 11 Phasenmotors bilden jeweils fünf parallel geschaltete Phasen den Spannungsteiler. Die Anzahl der möglichen Kombinationen des Spannungsteilers mag die Anzahl möglicher Schaltzustände angeben. So lassen sich im Falle des 5-Phasenmotors mit einer passiven Phase 4 Zustände einstellen. Allgemein geht es um die Frage, wieviel Möglichkeiten es gibt einen Spannungsteiler mit der Anzahl der aktiven Phasen zu bilden, so dass die gleiche Anzahl an Phasen mit H verbunden ist, die auch mit L verbunden ist. Die Anzahl der Zustände beträgt also $2^{(n-1)/2}$. Bei einem 5-Phasenmotor lassen sich somit die Schaltzustände S1 ... S4 bilden, bei einem 7 Phasenmotor lassen sich die Schaltzustände S1 ... S8 bilden und bei einem 11 Phasenmotor lassen sich die Schaltzustände S1 ... S32 bilden.

[0048] Die Zuordnung der Zustände kann beliebig erfolgen. In einem Beispiel des 5-Phasenmotors mag eine aktive Phase im Mittel bei insgesamt 4 Taktschritten jeweils über 2 Taktschritte eine H Einstellung bzw. eine L Einstellung der Phase einnehmen. So mag sich in einem Spezialfall das Verhältnis von Zeitdauern für die jeweiligen Zustände S1 + S3 bzw. S2+S4 zu der Gesamtdauer S1+S2+S3+S4 als Tastverhältnis d ergeben. Um jedoch einen gewünschten Spannungsvektor einzustellen können auch andere Schaltzustände auftreten.

[0049] Wenn S1, S2, S3 und S4 jeweils gleich lang sind ergibt sich ein Tastverhältnis von $d = 50\%$. Ein Tastverhältnis von 50% mag jedoch im Wesentlichen kein Drehmoment in den Rotor einprägen und im Wesentlichen zu keiner Veränderung einer Drehbewegung des Motors führen, so dass die Drehbewegung eines still stehenden Motors oder eines sich langsam drehenden Motors im Wesentlichen nicht beeinflusst wird. Deshalb mag ein Tastverhältnis von 50% als ein ausgeglichenes (balanced) Tastverhältnis bezeichnet werden. Jedoch kann trotz des balanced Tastverhältnisses in dem passiven Phasenanschluss eine Spannungsdifferenz ΔU_1 und/oder ΔU_2 bestimmt werden. Jede dieser Spannungsdifferenzen mag eine Aussage über die Verhältnisse der Induktivitäten der Spulen der Phasen des Motors im Verhältnis zu einem Stator zulassen. Die Induktivitäten mögen wiederum von der Ausrichtung oder Drehlage des Rotors zu dem Stator des Motors abhängen. Somit mag aus der gemessenen Spannungsdifferenz ΔU ein Drehwinkel des Rotors ableitbar sein. In Zusammenschau der beiden Spannungsdifferenzen mag sich die Drehlage im Wesentlichen eindeutig bestimmen lassen. Da mit diesem Verfahren die Induktivität über Spannungsdeltas gemessen wird, also Spannungsdifferenzen ΔU , mag das Verfahren als Direct Delta Inductance Sensing (DDIS) bezeichnet werden. Die Ermittlung kann im Wesentlichen in jedem der Kommutationszyklen eingefügt oder induziert werden. Dadurch mag ein normaler Kommutierungsvorgang im Wesentlichen nur gering beeinflusst werden. Das DDIS Verfahren kann also wegen des erzeugten Tastverhältnisses von 50% und des Verzichts auf die Erzeugung eines Drehmoments sowohl während eines Stillstand des Motors als auch während der Drehung und Kommutierung eines Motors eingesetzt werden.

[0050] Insbesondere mögen die ermittelten ΔU als Kommutierungsbedingung für ein Kommutierungsverfahren genutzt werden. Dazu mögen die ΔU gespeichert und an das Kommutierungsverfahren übergeben werden. Diese ΔU mögen von der Bauart eines Motors abhängen, der an der Ansteuervorrichtung angeschlossen ist. So kann eine automatische Anpassung eines Kommutierungsverfahrens an die ermittelten Motorparameter erfolgen.

[0051] Durch die Messung einer Spannungsdifferenz kann eine komplexe Strommessung vermieden werden

nachdem die Formel $u = L \frac{di}{dt}$ angibt, dass die Spannung vom Stromverlauf abhängt. Es kann auf eine einfache Spannungssensorik zurückgegriffen werden und es müssen keine komplexen Stromsensoren zum Messen der Induktivitäten eingesetzt werden. Bei Stromsensoren müsste der Stromanstieg ausgewertet werden, jedoch kann über eine Spannungsmessung der Effekt direkt und mit einer höheren Genauigkeit gemessen werden. Einfache Digital-Analog-Converter (DAC) und Widerstände können genutzt werden, um eine Spannungsmessung durchzuführen. Insbesondere kann über die Induktionsformel der Einfluss der Drehlage auf die Induktivität L bestimmt werden. Die Induktivität L mag wiederum von einem Drehwinkel abhängen. Die Kurven der Spannungsdifferenzen ΔU_1 und ΔU_2 verschiedener Spannungsteilerschaltungen können somit eine Aussage über die Drehlage erlauben. Durch die Bildung einer Spannungsdifferenz mag sich ein durch eine EMK während der Drehung des Rotors durch die Permanentmagnete des Rotors in den Phasenwindungen gebildeter Anteil der gemessenen absoluten Spannung U_1, U_2, U_3, U_4 eliminieren lassen. Die EMK kann durch das Umpolen der Phasenwindungen in den verschiedenen Schaltzuständen eliminiert werden, da die Spannungen, die zu der Bildung von ΔU geführt haben, in entgegengesetzter Polung ermittelt werden, so dass die

in allen Phasenspulen im Wesentlichen gleich wirkende EMK im Wesentlichen entfernt wird. Auf diese Art und Weise können Kurven von Verläufen von Spannungsdifferenzwerten gut mit gespeicherten Kurven verglichen werden und die aktuelle Drehlage kann mit einer hohen Genauigkeit ermittelt werden.

[0052] Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung weist die Ansteuervorrichtung weiter eine Vielzahl von Brückenzeigen auf, wobei jeder Brückenweig mit einem der fünf Phasenanschlüsse verbunden ist, um das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster in die vier der fünf Phasenanschlüsse einzuprägen.

[0053] Da in jeweils einem der Brückenzeige ein High-Schalter und ein Low-Schalter angeordnet ist, lässt sich der Zustand in jeder der Phase unabhängig mittels der Steuereinrichtung steuern. Durch die Unterschiedlichen Schaltzustände, die mittels der High-Schalter und der Low-Schalter eingestellt werden können kann einerseits ein Wechselstrom erzeugt werden, der die Anwendung des Induktionsgesetzes ermöglicht. Andererseits kann auch eine EMK eliminiert werden, die entstehen kann, falls das DDIS Verfahren während einer Motordrehung eingesetzt wird, beispielsweise in einer kurzen Injektionsphase während des Kommutierungsverfahrens. In anderen Worten kann während eines Kommutierungsverfahrens auf das DDIS Verfahren umgeschaltet werden, falls nicht das DDIS Verfahren selbst als Kommutierungsverfahren eingesetzt wird.

[0054] Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung weist jeder der Brückenzeige eine Reihenschaltung eines High-Schalters und eines Low-Schalters auf. Ein High-Schalter eines jeden der Brückenzeige ist mit dem High-Anschluss verbunden und ein Low-Schalter eines jeden der Brückenzeige ist mit dem Low-Anschluss verbunden. Die High- und Low-Schalter sind so in den Brückenzeigen oder in den Halbbrücken angeordnet, dass jeder der fünf Phasenanschlüsse zwischen dem High-Schalter und dem Low-Schalter des jeweiligen Brückenzeigs verbunden ist.

[0055] Diese Art der Verschaltung der als Halbbrücken erlaubt das aktiv Schalten und/oder das Passiv Schalten einzelner Phasen.

[0056] Gemäß noch einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung ist die Steuereinrichtung so eingerichtet ist, dass sie das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster so in die vier aktiven Phasenanschlüsse der fünf vorhandenen Phasenanschlüsse einprägt, dass eine Hälfte der vier aktiven Phasenanschlüsse mit dem High-Anschluss verbunden ist und eine andere Hälfte der vier aktiven Phasenanschlüsse mit dem Low-Anschluss verbunden ist.

[0057] Durch dieses Beschaltungsmuster kann erreicht werden, dass eine einzelne Phase über zwei Taktschritte High ist und über zwei Taktschritte Low ist. Außerdem kann erreicht werden, dass pro Schaltzustand oder Beschaltungsmuster immer unterschiedliche Phasenspulen eine Parallelschaltung eines Teils eines Spannungsteilers bilden, über die gemessen wird. Pro Taktschritt können jedoch unterschiedliche Belegungszustände anliegen. Es kann außerdem in einem Beispiel erreicht werden, dass sich pro Taktschritt der Zustand in zwei Phasen ändert, also beispielsweise von High auf Low und/oder von Low auf High geschaltet wird, um zusammengehörende Schaltmuster zu trennen, die zu demselben Spannungsteiler gehören. Auf diese Art und Weise kann erreicht werden, dass zwei Schaltzustände deren Messergebnis für die Bildung einer Spannungsdifferenz ΔU genutzt werden nicht in zeitlicher Näher zueinander liegen und durch einen anderen Schaltzustand getrennt sind. Auf diese Art und Weise kann die Anzahl der Schaltvorgänge gering gehalten werden, wodurch auch Schaltverluste gering gehalten werden. In einem weiteren Beispiel mag das Beschaltungsmuster so gewählt sein, dass sich nur Zustände in Phasen ändern, die durch mindestens einen Schaltzustand beabstandet sind. So muss weniger oft geschaltet werden, wenn von dem Zustand S1 auf S2 geschaltet wird.

[0058] Gemäß noch einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung wird das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster während einer vorgebbaren ersten Zeitdauer periodisch mit einer vorgebbaren Schrittdauer durchlaufen. Dieses pulsweitenmodulierte Spannungsmuster ist so eingerichtet, dass das Verbinden der Phasenanschlüsse mit dem High-Anschluss oder dem Low-Anschluss je Phasenanschluss im Wesentlichen über zwei Schrittdauern des pulsweitenmodulierten Spannungsmusters aufrechterhalten bleibt.

[0059] Auf diese Art und Weise mag sichergestellt werden, dass sich zwei zusammengehörige Phasenzustände zu möglichst weit auseinanderliegenden Zeitpunkten ändern. Als zusammengehörige Phasenzustände mögen zwei Phasenzustände bezeichnet werden, aus deren Differenz eine Spannungskurve oder ein Auswertesignal gebildet wird. Zusammengehörige Phasenzustände mögen dadurch gekennzeichnet sein, dass zunächst eine Hälfte der aktiven Spulen eine Parallelschaltung des Teils eines Spannungsteilers bildet, der zwischen einem Knotenpunkt und einem Bezugspotenzial liegt und danach genau diese Hälfte der Spulen mit dem High-Anschluss also mit der Versorgungsspannung verbunden sind.

[0060] Es sind jedoch auch Zwischenzustände möglich, um eine Richtungsvorgabe eines Spannungsvektors zu berücksichtigen. So dass das Verbinden der Phasenanschlüsse mit dem High-Anschluss oder dem Low-Anschluss je Phasenanschluss über zwei Schrittdauern des pulsweitenmodulierten Spannungsmusters nicht immer eingehalten werden kann.

[0061] Die Spannungsdifferenz ΔU mag aus zwei zu unterschiedlichen Zeitpunkten mit unterschiedlichen Spannungsteilerkonfigurationen gemessene Spannungen zwischen einem Knotenpunkt des Motors und einem Bezugspotenzial ermittelt werden. Durch den Bezug auf das Bezugspotenzial lässt sich die Spannungsdifferenz normieren. Es lassen sich so Vergleichskurven in einem Ruhestand erstellen, die die Ermittlung des Drehwinkels ermöglichen, da sämtliche Kurven normiert sind.

[0062] Im Falle von 5 Phasen werden zwei ΔU , im Fall von 7 Phasen werden $3\Delta U$ und im Falle von 11 Phasen werden 5 ΔU bestimmt, wobei die ΔU jeweils aus zwei Spannungsmessungen ermittelt werden.

[0063] Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung weist das Auswertesignal zumindest zwei sinusförmige Spannungsverläufe mit einem Phasenversatz von 90° auf.

[0064] Der Phasenversatz mag sich aufgrund der Geometrie des Motors ergeben. Außerdem mag der Phasenversatz eine genaue Winkelbestimmung erlauben. Der Phasenversatz von 90° entspricht in etwa der Art Signal, die man auch von einem Resolver oder Winkelsensor erhalten würde.

[0065] Gemäß einem anderen Aspekt der vorliegenden Erfindung weist das Auswertesignal einen ersten sinusförmigen Spannungsverlauf aus einer Spannungsdifferenz zwischen zwei zeitlich unterbrochenen oder zwei zeitlich nicht direkt aufeinander folgenden Schrittdauern des eingepprägten pulsweitenmodulierten Spannungsmusters auf.

[0066] Es kann mit dem sinusförmigen Spannungsverlauf der Spannungsdifferenz in den aktiven Phasen ein Spannungsvektor erzeugt werden, bei dem zwei der aktiven Phasen mit dem High-Anschluss verbunden sind und zwei der aktiven Phasen mit dem Low-Anschluss. In anderen Worten wechseln die Zustände schrittweise im Takt der PWM Modulation durch. Bei Anliegen eines jeden Zustands kann ein Spannungssignal in der passiven Phase ermittelt werden. Zwei Spannungssignale, die von jeweils einem anderen Zustand unterbrochen sind, können zu einem Differenzsignal zusammengefasst werden. So können zwei Kurvenverläufe von zwei Differenzsignalen ermittelt werden. Für die Vergleichbarkeit können die Differenzsignale auf die Batteriespannung oder Versorgungsspannung bezogen werden. Die Zustände können so gewählt sein, dass sich ein Spannungsteiler mit parallel geschalteten Phasen und somit mit parallel geschalteten Phasenwindungen der Motorspulen ergibt. Die Spannungsdifferenz mag aus entgegengesetzt gepolten Parallelschaltungen der Phasenwindungen gebildet werden. In den beiden Schaltzuständen, aus deren Auswertesignal die Spannungsdifferenz gebildet wird, mag der identisch aufgebaute Spannungsteiler zwischen der Versorgungsspannung und dem Bezugspotenzial umgepolt werden, so dass zu unterschiedlichen Zeitpunkten unterschiedliche Anschlüsse des Spannungsteilers mit der Versorgungsspannung bzw. mit dem Bezugspotenzial verbunden sind.

[0067] Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung kann das Auswertesignale einen zweiten sinusförmigen Spannungsverlauf aus einer Spannungsdifferenz zwischen zwei weiteren nicht zusammenhängenden Schrittdauern des eingepprägten pulsweitenmodulierten Spannungsmusters aufweisen. Bei den zwei weiteren nicht zusammenhängenden Schrittdauern handelt es sich um andere Schrittdauern des pulsweitenmodulierten Spannungsmusters, als die dem ersten sinusförmigen Spannungsverlauf zugrundeliegenden Schrittdauern.

[0068] Durch diese unzusammenhängende Wahl der Schrittdauern oder Schaltzustände kann für den Phasenversatz zwischen den Kurven der Spannungsdifferenzen gesorgt werden, der für eine genaue Lagebestimmung genutzt werden kann. In anderen Worten werden zumindest zwei unterschiedlich aufgebaute Spannungsteiler umgeschaltet oder umgepolt. Auf diese Art und Weise können während genau einer einzigen Phase mehrere Spannungsdifferenzkurven gebildet werden. Im Falle eines fünfphasigen Motors werden zwei Spannungsdifferenzkurven gebildet. Im Falle von 7 Phasen lassen sich beispielsweise 3 Spannungsdifferenzkurven bilden und im Falle von 11 Phasen 5 Spannungsdifferenzkurven gebildet werden können, die andere Phasenverschiebungen als 90° zueinander aufweisen können.

[0069] Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung kann die Steuereinrichtung aus dem ersten sinusförmigen Spannungsverlauf und dem zweiten sinusförmigen Spannungsverlauf den Drehwinkel des mehrphasigen Motors ermitteln.

[0070] Zum Ermitteln der Spannungsverläufe können die mit dem High-Anschluss verbundenen Phasen als eine Parallelschaltung ihrer Induktivitäten aufgefasst werden. Die Parallelschaltung der Induktivitäten oder Phasenwicklung kann umgepolt werden, um eine EMK zu eliminieren. Werden die Verläufe der Spannungen, insbesondere die Verläufe der Spannungsdifferenzen, auf eine Versorgungsspannung normiert, können sie mit vorhandenen Kurven verglichen werden. Aus den vorhandenen Kurven kann dann ein Drehwinkel oder eine Drehlage eines Rotors ermittelt werden. Bei dieser Ermittlung wird ein Spannungsmuster, das dem gemessenen Spannungsmuster der Spannungsdifferenzkurven entspricht erkannt. Das ermittelte ΔU_1 wird auf der ΔU_1 -Kurve und das ΔU_2 wird auf der ΔU_2 Kurve gesucht. Der Schnittpunkt dieser Beiden Werte mit der zugehörigen Drehwinkelachse ergibt die zugehörige Drehlage. Alternativ kann auf eine Tabelle der Drehwinkelagen zurückgegriffen werden.

[0071] Gemäß noch einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung wird nach einer vorgebbaren ersten Zeitdauer ein anderer als der erste Phasenanschluss zum Bestimmen des Auswertesignals genutzt.

[0072] Durch das Umschalten der passiven Phase kann die Drehung des Motors und die mit der Drehung verbundene Kommutierung fortgesetzt werden. Mit einer Messung der Spannungsdifferenzen während einer anderen Drehlage oder während eines anderen Kommutierungszustandes lässt sich eine Verifizierung einer zuvor bestimmten Drehlage erreichen. Es mag durch eine Mittelwertbildung auch möglich sein, die Genauigkeit der Drehlagenbestimmung zu erhöhen.

[0073] Es können auch nacheinander mehrere Phasenanschlüsse zum Bestimmen des Auswertesignals genutzt werden, z.B. alle 5 Phasenanschlüsse nacheinander.

[0074] Gemäß noch einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung weist die Ansteuervorrichtung zumindest zwei weitere Phasenanschlüsse zum Anschluss jeweils einer weiteren Phase des mehrphasigen Motors auf. Beispielsweise kann eine Ansteuervorrichtung mit sieben Phasen und/oder mit elf Phasen geschaffen werden.

[0075] Die erhöhte Anzahl an Phasen kann zu einer genaueren Bestimmung des Drehwinkels beitragen.

[0076] Beispielsweise ist die Steuereinrichtung dazu eingerichtet, die Spannungsdifferenzen, die anliegende Versorgungsspannung, die Lage des Rotors und/oder die Kommutationsbedingung für die Rotation des an den Phasenanschlüssen angeschlossenen Motors zu speichern und/oder einem Kommutationsverfahren zur Verfügung zu stellen.

[0077] Die Speicherung kann beispielsweise dadurch erfolgen, dass einer Variablen ein Wert zugewiesen wird. Durch die Speicherung und/oder die Weitergabe eines charakteristischen Parameters für/an ein Kommutationsverfahren, kann das Kommutationsverfahren an die individuellen Motorparameter des gerade angeschlossenen Motors angepasst werden. Durch diese automatische Anpassung kann im Wesentlichen ohne manuelle Eingabe dieselbe Ansteuervorrichtung für verschiedene Motoren genutzt werden. Es ist auch ein Motortausch möglich, ohne die Motorparameter in dem Kommutationsverfahren manuell eingeben zu müssen. So kann beispielsweise ein in einem Startintervall oder einem Bestimmungsintervall bestimmter Wert für eine Kommutationsbedingung, eine Spannungsdifferenz ΔU , ΔU_1 , ΔU_2 und/oder ein Kommutierungsparameter, der in einem Startintervall durch ein entsprechendes Verfahren ermittelt worden ist, an ein Kommutierungsverfahren übergeben werden. Beispielsweise kann ein erstes Verfahren gut für eine langsame Drehphase eines Motors geeignet sein und ein anderes Verfahren für eine Schnelldrehphase. Über die Variablen und zugeordnete Speicherzellen können Parameter zwischen den unterschiedlichen Steuerverfahren für den Motor oder unterschiedlichen Kommutationsverfahren ausgetauscht werden.

[0078] Beispielsweise mag die Steuereinrichtung dazu eingerichtet sein, ab einer vorgebbaren Motordrehzahl zu einem vorgebbaren Kommutationsverfahren umzuschalten. So kann beispielsweise das DDIS Verfahren mit einem phasenstromabhängigen Kommutierungsverfahren kombiniert werden.

[0079] Die Steuereinrichtung kann über die Messung der passiven Phase die Drehzahl eines an die Ansteuervorrichtung angeschlossenen Motors ermitteln. Wenn diese Drehzahl die Vorgabe einer minimal benötigten Drehzahl für ein vorgebbares Kommutationsverfahren überschreitet, kann auf dieses Kommutationsverfahren umgeschaltet werden. So kann ein Kommutationsverfahren, welches an eine geringe Drehzahl angepasst ist und ein Kommutationsverfahren kombiniert werden, welches an eine hohe Drehzahl angepasst ist. Ähnliches gilt, wenn von einem hohen Drehzahlbereich zu einem geringen Drehzahlbereich übergegangen wird. Das DDIS Verfahren mag gut für niedrige Drehzahlen geeignet sein. Ein Verfahren, das jedoch die EMK bzw. den

Phasenstrom zur Drehlagenbestimmung nutzt mag bei niedrigen Drehzahlen wegen der geringen EMK bzw. dem geringen Einfluss der EMK auf den Strom sehr ungenau sein und keine gute Bestimmung eines Kommutationszeitpunkts ermöglichen. Bei dem Verfahren, das den Phasenstrom nutzt, wird im Wesentlichen sogar keine Kommutierung eingesetzt, weil der Übergang bzw. die Drehung des Sollspannungsvektors fließend ist und stetig während der Drehung verändert wird, beispielsweise bei einem FOC Verfahren. Bei solch einem FOC Verfahren wird auch keine Phase passiv geschaltet, so dass 5 aktive Phasen vorhanden sind. Hierbei dreht sich der Spannungsvektor pro PWM Schritt weiter. Bei einer hohen Drehzahl, kann jedoch mit der Auswertung der EMK eine effiziente Festlegung des Kommutationszeitpunkts gelingen. So kann in einem Beispiel ein DDIS Verfahren mit einem Verfahren kombiniert werden, bei dem das Drehmoment zur Kommutierung genutzt wird.

[0080] Es soll angemerkt werden, dass unterschiedliche Aspekte der Erfindung mit Bezug auf unterschiedliche Gegenstände beschrieben wurden. Insbesondere wurden einige Aspekte mit Bezug auf Vorrichtungsansprüche beschrieben, wohingegen andere Aspekte in Bezug auf Verfahrensansprüche beschrieben wurden. Ein Fachmann kann jedoch der vorangehenden Beschreibung und der folgenden Beschreibung entnehmen, dass, außer es wird anders beschrieben, zusätzlich zu jeder Kombination von Merkmalen, die zu einer Kategorie von Gegenständen gehört, auch jede Kombination zwischen Merkmalen als von diesem Text offenbart angesehen wird, die sich auf unterschiedliche Kategorien von Gegenständen bezieht. Insbesondere sollen Kombinationen zwischen Merkmalen von Vorrichtungsansprüchen und Merkmalen von Verfahrensansprüchen offenbart sein.

Figurenliste

[0081] Im Folgenden werden weitere exemplarische Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung mit Verweis auf die Figuren beschrieben.

Fig. 1 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer Ansteuervorrichtung für einen Motor gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 2 zeigt ein Rotorkoordinatensystem in Bezug zu einem Statorkoordinatensystem eines Elektromotors gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 3 zeigt den Verlauf von zwei Spannungsdifferenzen in einem passiven Phasenanschluss bei Drehung des Rotors gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4 zeigt den Verlauf einer absoluten Spannung in einer passiven Phase mit zugehörigen Schaltzuständen gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 5 zeigt einen Ausschnitt aus **Fig. 4** gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 6 zeigt Ausschnitt aus **Fig. 4** bei dem der Rotor gegenüber **Fig. 5** um 90° weiter gedreht Rotor ist gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 7 zeigt den Ablauf der 10-Schritt-Kommutierung gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Fig. 8 zeigt ein Flussdiagramm für ein Verfahren zum Ansteuern eines Motors gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung.

Detaillierte Beschreibung von Ausführungsbeispielen

[0082] Die Darstellungen in den Figuren sind schematisch und nicht maßstäblich. In der folgenden Beschreibung der **Fig. 1** bis **Fig. 8** werden die gleichen Bezugsziffern für gleiche oder sich entsprechende Elemente verwendet.

[0083] **Fig. 1** zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer Ansteuervorrichtung **100** für einen Motor **140**, M gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Der Motor **140** weist fünf Phasen **141**, **142**, **143**, **144**, **145** mit entsprechenden Phasenwicklungen a, b, c, d, e auf. Die fünf Phasen **141**, **142**, **143**, **144**, **145** sind an einem gemeinsamen Sternpunkt Y miteinander verbunden. Der Sternpunkt Y kann, wie in **Fig. 1** angedeutet, durch eine Sternleitung **150** aus dem Motorgehäuse herausgeführt sein. Die Verbindung **150** ist jedoch oftmals nicht vorhanden. Die Phasen **141**, **142**, **143**, **144**, **145** sind mit entsprechenden Phasenanschlüssen **111**, **112**, **113**, **114**, **115** der Ansteuervorrichtung **100** verbunden. Der Sternpunkt Y ist auch über jeden der Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115** erreichbar.

[0084] Die Steuervorrichtung **100** weist außerdem einen High-Anschluss **102** und einen Low-Anschluss **103** für das Anlegen einer Batteriespannung U_B (nicht in **Fig. 1** gezeigt) auf. Der High-Anschluss **102** ist mit einem ersten High-Schalter **104'**, einem zweiten High-Schalter **104''**, einem dritten High-Schalter **104'''**, einem vierten High-Schalter **104''''** und einem fünften High-Schalter **104'''''** verbunden. Ein Anschluss der High-Schalter **104'**, **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''**, der jeweils dem Anschluss des High-Schalters **104'**, **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''** gegenüberliegt, der mit dem High-Anschluss **102** verbunden ist, ist mit jeweils einem der Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115** verbunden. Mit diesem Anschluss wird die Serienschaltung des High-Schalters und des Low-Schalters des jeweiligen Brückenzeigs **125**, **126**, **127**, **128**, **129** hergestellt. Der erste High-Schalter **104'** ist folglich mit dem ersten Phasenanschluss **111** verbunden, der zweite High-Schalter **104''** ist mit dem zweiten Phasenanschluss **112** verbunden, der dritte High-Schalter **104'''** ist mit dem dritten Phasenanschluss **113** verbunden, der vierte High-Schalter **104''''** ist mit dem vierten Phasenanschluss **114** und der fünfte High-Schalter **104'''''** ist mit dem fünften Phasenanschluss **115** verbunden. Außerdem ist der erste High-Schalter **104'** mit einem ersten Low-Schalter **105'** verbunden, der zweite High-Schalter **104''** ist mit einem zweiten Low-Schalter **105''** verbunden, der dritte High-Schalter **104'''** ist mit einem dritten Low-Schalter **105'''**, der vierte High-Schalter **104''''** ist mit einem vierten Low-Schalter **105''''** und der fünfte High-Schalter **104'''''** ist mit einem fünften Low-Schalter **105'''''** verbunden. An den jeweiligen Verbindungspunkten, an denen der jeweilige High-Schalter mit dem zugehörigen Low-Schalter verbunden ist, ist auch der Phasenanschluss **111**, **112**, **113**, **114**, **115** und ein Messanschluss **120**, **121**, **122**, **123**, **124** verbunden. Der Messanschluss **120**, **121**, **122**, **123**, **124** kann dazu genutzt werden Spannungen zu messen, welche in den Phasen induziert werden, und die gemessenen Spannungen an die Steuereinrichtung **109** zurückzuführen. Die fünf Low-Schalter **105'**, **105''**, **105'''**, **105''''**, **105'''''** sind mit einem Anschluss **103** für das Bezugspotenzial der Versorgungsspannung U_B verbunden. Dieses Bezugspotenzial **103** kann beispielsweise ein Erdpotential, GND oder ein Masseanschluss **103** sein. Parallel zu den High- und/oder Low-Schaltern, d.h. parallel zu den Brückenzeigs **125**, **126**, **127**, **128**, **129** oder den Halbbrücken **125**, **126**, **127**, **128**, **129** ist ein Kondensator **106** angeordnet. Dieser dient der Glättung der von den Brückenzeigs **125**, **126**, **127**, **128**, **129** generierten PWM-Signale.

[0085] Die fünf Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115** sind mit fünf Abtastanschlüssen **120**, **121**, **122**, **123**, **124** oder fünf Messanschlüssen **120**, **121**, **122**, **123**, **124** verbunden. Diese führen zu einer Auswerteeinrichtung **107**. Die Auswerteeinrichtung **107** ist über eine Anschlussleitung **108** oder Feedbackleitung **108** mit einer Steuereinrichtung **109** verbunden. Die Steuereinrichtung **109** ist über die Schaltanschlüsse **110** mit den High-Schaltern **104'**, **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''** und Low-Schaltern **105'**, **105''**, **105'''**, **105''''**, **105'''''** verbunden. Jeder der Schalter hat eine eigene physikalische Verbindung **110** zu der Steuereinrichtung. Die Steuerleitung **110** kann alternativ auch als ein Bus ausgeführt sein, so dass jeder Schalter eine logische Verbindung zu der Steuereinrichtung **109** aufweist. Die Steuereinrichtung **109** ist zum Ansteuern der Brückenzeigs mit den Schaltern **104'**, **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''**, **105'**, **105''**, **105'''**, **105''''**, **105'''''** verbunden. Die Kombination aus High-Schaltern **104'**, **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''** und Low-Schaltern **105'**, **105''**, **105'''**, **105''''**, **105'''''** bilden fünf Brückenzeigs **125**, **126**, **127**, **128**, **129**. Jeder der Brückenzeigs ist somit mit einem der Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113** verbunden. Die Schalter **104'**, **104''**, **104'''**, **105'**, **105''**, **105'''** können mittels Transistoren oder elektronischen Schaltern realisiert sein.

[0086] Die Steuereinrichtung **109** oder der Prozessor **109** ist so eingerichtet, dass sowohl der High-Schalter eines jeden der Brückenzeigs als auch der Low-Schalter eines der Brückenzeigs in einer vorgebbaren Sequenz angesteuert werden kann, wobei die Ansteuerung derart erfolgt, dass einer der Phasenanschlüsse passiv geschaltet ist. Ein passiv geschalteter Phasenanschluss **111** bedeutet, dass dieser Phasenanschluss **111** mittels High-Schalter **104'** und Low-Schalter **105'** jeweils von den Versorgungsanschlüssen getrennt ist, d.h. von den Anschlüssen der Versorgungsspannung **102** und des Bezugspotenzials **103** getrennt ist.

[0087] Im Beispiel der **Fig. 1** ist der erste Phasenanschluss **111** passiv geschaltet, der zu einer Phasenspule a der Phase **141** des Motors **140** gehört. Der passiv geschaltete Phasenanschluss ist durch eine gestrichelte Linie in **Fig. 1** dargestellt. Durch Ausschalten der Schalter **104'** und **105'** kann der Abtasteingang **121**, der zu der passiv geschalteten Phase **111**, **141** gehört, genutzt werden, um eine in der Phasenspule a induzierte Spannung zu messen. Insbesondere wird mittels der passiv geschalteten Phase a die Selbstinduktion der Parallelschaltung zweier aktiver Phasenspulen zwischen dem Knotenpunkt Y und dem Bezugspotenzial **103** gemessen. Dieser Sachverhalt der passiv geschalteten Phasenspule a ist in Tabelle 1 durch ein O dargestellt. Aktiv geschaltete Phasenspulen sind je nach ihrem Schaltzustand als L oder H gekennzeichnet. H bedeutet, dass die entsprechende Phasenspule, Phase und/oder der Phasenanschluss ist über den entsprechenden High-Schalter **104'**, **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''** mit dem Versorgungsspannungsanschluss **102** ist und damit auch mit der Versorgungsspannung U_B verbunden ist. L bedeutet, dass die entsprechende Phasenspule, Phase und/oder der Phasenanschluss über den entsprechenden Low-Schalter **105'**, **105''**, **105'''**, **105''''**, **105'''''** mit dem Bezugspotenzialanschluss **103** verbunden ist und damit auch mit dem Bezugspotenzial verbunden ist.

Tabelle 1

	T1			
	S1	S2	S3	S4
a	O	O	O	O
b	H	L	L	H
c	H	H	L	L
d	L	H	H	L
e	L	L	H	H

[0088] Abwechselnd kann mittels der Steuereinrichtung **109** jeweils eine der Phasen **141, 142, 143, 144, 145** bzw. eine der Phasenspulen a, b, c, d, e passiv geschaltet werden. Die Phasen werden in Abhängigkeit des Drehwinkels passiv geschaltet. Die Winkelvorgabe für die Kommutationswinkel lautet dabei, dass die Winkel bis zum nächsten Schritt jeweils $360^\circ/10$, d.h. 36° betragen. Bei **5** Phasen wird eine 10-Schritt Kommutierung durchgeführt. Bei einer 3-phasigen Maschine mit einer 6-Schritt-Kommutierung beträgt der Abstand der Kommutationswinkel $60^\circ = 360^\circ/6$. Die Schalter **104'', 104''', 104'''', 104'''''**, **105'', 105''', 105'''', 105'''''** welche zu den aktiven Spulen gehören, werden mittels der Steuereinrichtung **109** periodisch betätigt, um ein Wechselsignal, insbesondere ein PWM (Pulsweitenmoduliert) Signal zu erzeugen. Die Betätigung der Schalter erfolgt so, dass innerhalb eines aktiven Brückenzeiges der High-Schalter und der Low-Schalter gegenläufig geschaltet werden, so dass innerhalb eines aktiven Brückenzeigs immer nur genau einer der zwei Schalter geschaltet ist und eine Verbindung herstellt. Nur im Fall, dass ein Phasenanschluss **111, 112, 113, 114, 115** passiv ist, sind sowohl der zugehörige High-Schalter als auch der zugehörige Low-Schalter ausgeschaltet, geöffnet und nicht beteiligt.

[0089] Der Motor **140, M** wird in einem 10-Schritt Kommutationsmodus verwendet. Die vier aktiven Motorphasenanschlüsse **112, 113, 114, 115** und die zugehörigen aktiven Phasenspulen b, c, d, e werden genutzt, um einen Spannungsvektor zu erzeugen. Es entstehen induzierte Spannungen durch die von der PWM hervorgerufenen Stromänderung und die Selbstinduktivität der beteiligten Spulen. Die induzierten Spannungen werden gemessen, wenn zumindest zwei aktive Phasen mit U_B verbunden sind, d.h. wenn zumindest zwei Phasen in den High-Zustand (H) geschaltet sind und die beiden anderen Phasen mit GND verbunden sind, sich also in dem Low-Zustand (L) befinden.

[0090] Statt einer passiven Phase und vier aktiven Phasen könnten auch nur zwei der vier aktiven Phasen genutzt werden, um den Winkel zu bestimmen. Es würde dann jedoch nicht die volle Effizienz des Motors erreicht, da nur ein Teil des Motors genutzt wird, nämlich zwei aktive und drei passive Phasen, und da die Signale in den drei passiven Phasen im Wesentlichen gleich sind. In einem Beispiel können mit präziser Messtechnik jedoch auch geringe Unterschiede in den drei passiven Phasen festgestellt werden und die festgestellten Unterschiede können zur weiteren Motorcharakterisierung benutzt werden und um die magnetische Verkopplung zu beschreiben.

[0091] Durch die Einstellung der Schalter in den jeweiligen Zuständen entstehen Parallelschaltungen der angeschlossenen Phasen. Es wird ein Spannungsteiler gebildet, dessen Mittelpunkt der Sternpunkt Y oder Knotenpunkt Y ist.

[0092] Wird beispielsweise der Zustand S1 aus Tabelle 1 betrachtet so sind die High-Schalter **104'', 104'''** im Zustand H und die Low-Schalter **105'''', 105'''''** im Zustand L. Folglich sind die Spulen b, c Spulen, die H geschaltet sind, und die Spulen e, d Spulen, die L geschaltet sind. Die Spulen b, c und e, d sind parallelgeschaltet und erzeugen einen Spannungsteiler für die Versorgungsspannung U_B . Im Beispiel bedeutet das, dass im Zustand S1 die Spulen b, c parallelgeschaltet und die Spulen d, e. Durch das Variieren der Zustände unter der Voraussetzung, dass von Zustand zu Zustand zwei Schalter betätigt werden müssen, lassen sich vier Zustände durchlaufen S1, S2, S3, S4. Die Auswahl der Zustände erfolgt dabei so, dass sich von Zustand zu Zustand immer die Schaltzustände von genau zwei Spulen ändern, so dass immer die Hälfte der Anzahl der aktiven Phasenspulen mit H verbunden ist und die andere Hälfte mit L. Durch diese Schaltung lassen sich Umpolungen des Spannungsteilers erreichen.

[0093] Ein Verfahren, welches das Prinzip der Induktivitätsvarianzmessung über ΔU nutzt wird im Rahmen dieses Textes DDIS Verfahren genannt. Gemäß dem Direct Delta Inductance Sensing Verfahren (DDIS) wird

davon ausgegangen, dass der Winkel des Rotors zum Stator die Induktivitäten der Rotorspulen a, b, c, d, e bzw. der Phasen a, b, c, d, e beeinflusst. Abhängig von der Ausführung des Motors ist die Ursache für diesen Effekt eine Reluktanzänderung bedingt durch rotorwinkelabhängige Geometrie des Magnetkreises aus Sicht der jeweiligen Motorphasen oder Sättigungserscheinungen im Magnetmaterial oder aus beidem. Die Induktivität der Spulen a, b, c, d, e ergibt sich nach der Formel:

$$L_i(\varphi) = L_P + L_S \cos \left[2\varphi + \frac{2\pi}{m}(i-1) \right];$$

mit der Phasenzahl $m = 5$ und

$i = 1, 2, 3, 4, 5$ entsprechend den Phasenwicklungen a, b, c, d, e.

[0094] Dabei ist

$$L_P = \frac{L_Q + L_D}{2}$$

die rotorlageunabhängige Komponente und

$$L_S = L_Q - L_D$$

die rotorlageabhängige Komponente der Phaseninduktivität.

[0095] Für den Fall, dass $L_S \neq 0$, sich also von dem Wert **0** unterscheidet, wird die Spannung an dem Y-Punkt oder an dem passiven Wandlerausgang **111, 112, 113, 114, 115** oder dem passiven Phasenanschluss **111, 112, 113, 114, 115** von $U_B/2$ abweichen, während der Motor sich in z.B. in einem der Zustände S1-S4 befindet. In dem PWM-Modus gibt es vier alternierende Schaltzustände S1, S2, S3, S4. Diese vier Schaltzustände S1, S2, S3, S4 treten in jedem Kommutationszyklus T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 , insbesondere in jedem der Kommutationszyklen T_1-T_{10} , mindestens einmal oder mehrmals auf. Ein Kommutationszyklus T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 bezeichnet hierbei die Zeitdauer, für welche die zumindest eine Phase passiv geschaltet ist. Die Zustände $T_6, T_7, T_8, T_9, T_{10}$ entsprechen im Wesentlichen den Zuständen T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 weisen jedoch eine andere Polarität und/oder entsprechen einer Halbdrehung.

[0096] Während in dem 3 phasigen Fall festgelegt ist, welche Anschlüsse mit Versorgungsspannung und welche mit Bezugspotenzial verbunden sind, um einen Spannungsteiler zu bilden, können in dem 5 phasigen Fall mehrere Kombinationen auftreten. Es könnte nur einer der 4 aktiven Phasen mit Versorgungspotenzial und die 3 anderen mit Bezugspotenzial verbunden sein.

[0097] Die Kommutationszyklen T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 können neben Kommutationsintervalle, die während der Ausführung eines Kommutierungsverfahrens auftreten, auch Intervalle während eines Startintervalls und/oder Erkennungsintervalls sein. Ein Startintervall bezeichnet dabei ein Intervall, in welchem im Wesentlichen kein Drehmoment im Rotor erzeugt wird. Ein Betriebsintervall oder Kommutationsintervalls bezeichnet ein Intervall während einer Betriebsphase des Rotors, in dem zwar ein Drehmoment erzeugt wird, dieses aber kurzzeitig von einer DDIS Phase mit einem Tastverhältnis von 50% unterbrochen wird. Es ist somit auch möglich ein Induktionsintervall zu nutzen, das im Wesentlichen ein Startintervall in ein Betriebsintervall einfügt oder induziert. Ein Drehmoment wird erzeugt, wenn im Wesentlichen ein Tastverhältnis zwischen den einzelnen Zuständen von d ungleich 50% gewählt wird. Ein Drehmoment wird vermieden, wenn im Wesentlichen ein Tastverhältnis zwischen den einzelnen Zuständen von d gleich 50% gewählt wird.

[0098] Statt einem Tastverhältnis, das im Wesentlichen für die Zustandsbeschreibung einer Halbbrücke oder von zwei gegensinnig betriebene Halbbrücken genutzt wird, mag im mehrphasigen Fall durch das Einstellen eines Zustands ein Spannungsvektor in dem Koordinatensystem **202** mit den Achsen a 202' und b 202" erzeugt werden. Dieser Spannungsvektor kann durch 5 Tastverhältnisse (duty cycle) a,b,c,d,e des Koordinatensystems **201** abgebildet werden.

[0099] Für das Erreichen einer Direct Delta Inductance Sensing (DDIS) Zyklusses werden Spannungsdifferenzen aus zumindest zwei Messungen von umgepolten Spannungsteilern der parallel geschalteten Spulen b,

c, d, e gebildet. Es wird in einem ersten Zustand S1 mittels Low-Schalter 105''', 105'''' die Parallelschaltung von zwei aktiven Phasen e, d zwischen der passiven Phase a, 141 oder dem Knotenpunkt Y und dem Bezugspotenzial gebildet. Entsprechend bildet sich im Zustand S1 eine Parallelschaltung der beiden aktiven Phasenspulen d, e zwischen dem Versorgungsanschluss **102** und der passiven Phase a, 141 oder dem Knotenpunkt Y. In einem weiteren Zustand S3, der zu dem Spannungsteiler aus Zustand S1 gehört, wird mittels Low-Schalter **105''**, 105''' die Parallelschaltung von den zugehörigen restlichen aktiven Phasen b, c zwischen der passiven Phase a oder dem Knotenpunkt Y und Bezugspotenzial gebildet. Im Zustand S3 wird eine Parallelschaltung der Phasenspulen d, e zwischen dem Versorgungsanschluss **102** und der passiven Phase **141** oder dem Knotenpunkt Y gebildet. In anderen Worten werden die Schalter **104'**, 104'', 104''', 104''''', 104''''', 105', 105'', 105''', 105''''', 105'''''' so angesteuert, dass alle aktiven Phasenspulen an der Bildung eines Spannungsteilers zwischen dem High-Anschluss **102** und dem Low-Anschluss **103** beteiligt sind. Der Spannungsteiler weist eine passive Phase auf, wobei die Anzahl der Phasenspulen a, b, c, d, die in einem Schaltzustand S1, S3 zwischen dem High-Anschluss **102** und der passiven Phase oder dem Knotenpunkt Y angeschlossen sind, gleich der Anzahl der Phasenspulen a, b, c, d ist, die zwischen dem Low-Anschluss **103** und der passiven Phase oder dem Knotenpunkt Y angeschlossen sind. Entsprechend mögen die Schaltzustände S2, S4 aus Kombinationen der Spulenpaare c, d, und der Spulenpaare b, e gebildet werden.

[0100] Die Phasenspulen a, b, c, d, e und/oder Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115**, die in einem Schaltzustand zwischen den Knotenpunkt Y und den Low-Anschluss **103** geschaltet sind, mögen als Low-geschaltet bezeichnet werden. Die Phasenspulen a, b, c, d, e und/oder Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115**, die in einem Schaltzustand zwischen den Knotenpunkt Y und den High-Anschluss **102** geschaltet sind, mögen als High-geschaltet bezeichnet werden. In jedem Schaltzustand wird eine Induktivitätsbeziehung zwischen den Phasenspulen a, b, c, d, e in Form einer Spannung gemessen, je nachdem welche Phase gerade passiv ist.

[0101] Aus dem Parallelschalten der Low-Spulen b, c ergibt sich bei Anlegen einer Wechselspannung, einer Stromänderung und/oder beim Erzeugen einer PWM eine Gesamtinduktivität aus den Selbstinduktivitäten der an der Parallelschaltung beteiligten Phasenspulen. Beispielsweise ist in dem Beispiel des Zustandes S1 aus Tabelle 1 die sich im Schaltzustand S1 für die Parallelschaltung der High-Spulen b, c ergebende High-geschaltete Gesamtinduktivität L_{H1} der direkt mit dem High Anschluss verbundenen Induktivitäten:

$$L_{H1} = \frac{L_b L_c}{L_b + L_c} = \frac{L_2 L_3}{L_2 + L_3}$$

[0102] Die sich für die Parallelschaltung der Low-Spulen d, e, ergebende Low-geschaltete Gesamtinduktivität L_{L1} beträgt im Schaltzustand S1:

$$L_{L1} = \frac{L_d L_e}{L_d + L_e} = \frac{L_4 L_5}{L_4 + L_5}$$

[0103] Auf ähnliche Art und Weise ergibt sich im Zustand S2 für die Parallelschaltung der High-Spulen c, d die High-geschaltete Gesamtinduktivität L_{H2} der direkt mit dem High Anschluss verbundenen Induktivitäten:

$$L_{H2} = \frac{L_c L_d}{L_c + L_d} = \frac{L_3 L_4}{L_3 + L_4}$$

[0104] Die sich für die Parallelschaltung der Low-Spulen b, e, ergebende Low-geschaltete Gesamtinduktivität L_{L2} beträgt im Schaltzustand S2:

$$L_{L2} = \frac{L_b L_e}{L_b + L_b} = \frac{L_2 L_5}{L_2 + L_5}$$

[0105] L_{H1} ist die Gesamtinduktivität der Low-geschalteten Parallelschaltung im Zustand S3. L_{H2} ist die Gesamtinduktivität der Low-geschalteten Parallelschaltung im Zustand S4. In jedem der Zustände S1, S2, S3, S4

lässt sich in der passiv geschalteten Phase eine induzierte Spannung oder eine von der Selbstinduktion des Low-geschalteten Parallelschaltung verursachte Spannung U_1 , U_2 , U_3 und U_4 ermitteln.

[0106] Die Spannungsunterschiede zwischen U_1 und U_3 ist ΔU_1 oder ΔU_{1a} , ΔU_{1b} , ΔU_{1c} , ΔU_{1d} , ΔU_{1e} , bzw. ist ΔU_{2a} , ΔU_{2b} , ΔU_{2c} , ΔU_{2d} , ΔU_{2e} je nach dem in welcher passiven Phase a, b, c, d, e oder an welchem zugehörigen Messeingang **120**, **121**, **122**, **123**, **124** gemessen wurde. ΔU_1 wird nachfolgend der Formel berechnet

$$U_1 = \frac{L_{L1}}{L_{H1} + L_{L1}} U_B$$

$$U_3 = \frac{L_{H1}}{L_{H1} + L_{L1}} U_B$$

$$\Delta U_1 = U_1 - U_3 = \frac{L_{L1} - L_{H1}}{L_{H1} + L_{L1}} U_B$$

[0107] ΔU_2 wird nachfolgend der Formel berechnet

$$U_2 = \frac{L_{L2}}{L_{H2} + L_{L2}} U_B$$

$$U_4 = \frac{L_{H2}}{L_{H2} + L_{L2}} U_B$$

$$\Delta U_2 = U_2 - U_4 = \frac{L_{L2} - L_{H2}}{L_{H2} + L_{L2}} U_B$$

[0108] Die Tabelle 1 zeigt hierbei die Kommutationszeitdauer $T1 = S1 + S2 + S3 + S4$ während eines Messzyklus, beispielsweise ohne Drehmoment. Im Betrieb können andere Zwischenzustände zusätzlich zu den Zuständen S1, S2, S3, S4 auftreten, um das benötigte Drehmoment zu erzeugen. Während der Dauer T1 ist die Phase a passiv geschaltet, was durch ein O dargestellt ist, und die Phasen b, c werden im Schaltzustand S1 High-geschaltet und die Phasen d, e werden Low-geschaltet, d.h. mit dem High-Anschluss bzw. Low-Anschluss verbunden. Im darauffolgenden Schaltzustand S2 ist die Phase b und e Low-geschaltet bzw. die Phase c, d High-geschaltet. Im darauffolgenden Schaltzustand S3, der zu S1 gehört, ist die Phase b und c Low-geschaltet bzw. die Phase d, e High-geschaltet. Im darauffolgenden Schaltzustand S4, der zu S2 gehört, ist die Phase c und d Low-geschaltet bzw. die Phase b, e High-geschaltet. Diese Schaltphasen dauert so lange an und werden alternierend ausgeführt, bis zum Kommutationszeitpunkt an der Grenze von T1 zu T2 für die Zeitdauer T2 auf eine neue Konstellation umgeschaltet wird, bei der die Phase b passiv geschaltet ist und Kombinationen der Phasen a, c, d, e durchgeschaltet werden. Nach einem dritten Kommutationszeitpunkt an der Grenze zwischen T2 und T3 wird während der Zeitdauer T3 die Phase c, 113 passiv geschaltet und zwischen den Phasen a, b, d, e hin- und hergeschaltet. So dann wird an der Grenze zwischen T3 und T4 während der Zeitdauer T4 die Phase d, 114 passiv geschaltet und an der Grenze zwischen T4 und T5 für die Dauer T5 die Phase e, 115 passiv geschaltet. Der Vorgang wiederholt sich dann beginnend mit S1 periodisch.

[0109] Um ein Anlaufen eines stehenden Motors M, 140, ein Ansteuern eines sich mit niedriger Drehzahl drehenden Motors M, 140 oder ein Bremsen eines Motors M, 140 beeinflussen zu können, wird die aktuelle Lage des Motors M bzw. ein Motorparameter durch eine Ansteuersequenz der aktiven Schalter 104", 104'", 104''', 104'''' 105", 105'", 105''', 105'''' ermittelt, wobei im Wesentlichen durch die Wahl des Tastverhältnisses bzw. Spannungsvektors auf ein Einprägen eines Drehmomentes verzichtet wird. So ist es beispielsweise möglich, mittels der Steuereinrichtung **109**, wenn die Versorgungsspannung U_B zwischen den Versorgungsanschlüssen **102**, **103** anliegt, die Schalter 104", 104'", 104''', 104'''' 105", 105'", 105''', 105'''' der aktiven Brückenzweige **126**, **127**, **128**, **129** derart anzusteuern, dass während einer ersten Zeitdauer T_1 der erste Phasenanschluss

111, a passiv geschaltet wird. Während dieser Zeitdauer T_1 wird die Parallelschaltung des zweiten **112**, b und dritten Phasenanschlusses **113**, c und die Parallelschaltung des vierten **114**, d und fünften Phasenanschlusses **115**, e eingestellt. Dieser wird alternierend mit der Parallelschaltung des dritten **113**, c und vierten Phasenanschlusses **114**, d und der Parallelschaltung des zweiten **112**, b und fünften Phasenanschlusses **115**, e in einem vorgebbaren Tastverhältnis mit dem High-Anschluss **102** und dem Low-Anschluss **103** verbunden, wobei es zwischen dem Verbinden auch zu Umpolungen der gebildeten Spannungsteiler kommt.

[0110] In anderen Worten mag das bedeuten, dass, während einer der Anschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115** passiv geschaltet ist, in diesem Anschluss, eine Spannung induziert wird. Außerdem sind die Phasen **141**, **142**, **143**, **144**, **145** so angeordnet, dass es zwischen den Motorphasen im Wesentlichen keine magnetische und/oder transformatorische Kopplung gibt, bzw. diese nicht relevant ist. Das mag bedeuten, dass eine Stromänderung in einer Motorphase **141**, **142**, **143**, **144**, **145** nicht durch eine magnetische Kopplung zu einer Spannungsänderung in einer anderen Motorphase führt. Im Wesentlichen beeinflusst nur die Lage des Rotors zu dem Stator den magnetischen Fluss durch die Phasenwicklungen und damit die Impedanz der Phasen, die durch die Spannungsdifferenz gemessen werden kann.

[0111] Ein drehender Motor kann zwei Arten von Induktionen hervorrufen. Eine EMK und eine Impedanzänderung, insbesondere eine Änderung der Induktivität und/oder Induktanz. Die Spannungsänderung aufgrund von EMK oder aufgrund von transformatorischen Wirkung, also dem Durchsetzen der Spulen von Magnetfeldern gegenseitig, wird im Wesentlichen durch magnetische Isolierung vermieden. Während diese Wirkungen im Wesentlichen vermieden werden, wird die Änderung der Selbstinduktivität über eine Messung der Spannungsdifferenz ΔU_1 und/oder ΔU_2 ermittelt und ausgewertet. Da die Spannung (EMK), die durch die Bewegung des Rotors hervorgerufen wird, im Wesentlichen vermieden oder eliminiert wird, wird die Spannung ausgewertet, die durch Impedanzänderung oder Induktion hervorgerufen wird. Um diese letztere Spannung zu messen, werden die aktiv geschalteten Brückenarme **126**, **127**, **128**, **129** mittels eines PWM Verfahrens alternierend angeregt, um eine Stromänderung hervorzurufen. Diese alternierende Anregung wird erreicht, die zugehörigen aktiven Phasenanschlüsse **112**, **113**, **114**, **115** alternierend mit dem High-Anschluss **102** und dem Low-Anschluss **103** verbunden werden, an denen eine Gleichspannung angeschlossen ist. Durch das alternierende Ein- und Ausschalten der Schalter wird die Gleichspannung zerhackt und in der passiven Phase wird eine Spannung induziert oder eingeprägt, die eine Aussage über die relative Lage des Rotors zu dem Stator erlaubt.

[0112] Die Zeitdauer T_1 , während welcher der erste Phasenanschluss **111** passiv und die vier anderen Phasenanschlüsse aktiv geschaltet sind, entspricht einer Kommutationsdauer. Die Kommutationsdauer ist die Zeit T_1 , bis Polwicklungen a, b, c, d, e umgeschaltet werden müssen, um eine Drehbewegung aufrechtzuerhalten. Diese Zeiten entsprechen im Wesentlichen Winkeln, die bei jeweils 36° liegen. Bei 7 Phasen liegen die Winkel bei $360^\circ/7$ oder bei $360^\circ/14$. Bei 11 Phasen liegen die Winkel bei $360^\circ/11$ oder bei $360^\circ/22$. Nach dem durchlaufen des der Zeitdauer T_1 zugeordneten Winkels übernimmt für eine Zeit T_2 die zweite Phasenanschluss **112** die Rolle des passiven Phasenanschlusses, dann für die Zeitdauer T_3 der dritte Phasenanschluss **113**, dann für die Zeitdauer T_4 der vierte Phasenanschluss **114** und dann für die Zeitdauer T_5 der fünfte Phasenanschluss **115**. Die Summe der Zeitdauern T_1 , T_2 , T_3 , T_4 und T_5 entspricht der Zeit für eine halbe Umdrehung eines zu dem Motor M, 140 gehörenden Elektromotors.

[0113] Während der Zeitdauer T_1 , T_2 , T_3 , T_4 und T_5 , welche zwischen dem Umschalten der passiven Phasenanschlüsse liegen, werden die jeweils aktiv geschalteten Phasen alternierend betrieben. Während dieses alternierenden aktiven Betriebs sind im Falle eines 5 phasigen Motors zuerst zwei der High-Schalter **104''**, **104'''**, **104''''**, **104'''''** geschlossen und verbinden die zugehörigen Phasenanschlüsse **112**, **113**, **114**, **115** mit dem High-Anschluss **102**. Die zu den geschlossenen High-Schaltern gehörenden Low-Schalter **105''**, **105'''**, **105''''**, **105'''''** der Brückenarme verhalten sich genau umgekehrt zu den High-Schalter dieser Brückenarme und sind geöffnet. So wird ein Spannungsteiler mit parallel geschalteten Spulen erzeugt. Die Dauer, für welche der erste und zweite aktive High-Schalter geschlossen ist beträgt S_1 , die Dauer, für welche der zweite und dritte aktive High-Schalter geschlossen ist beträgt S_2 , die Dauer, für welche der dritte und vierte aktive High-Schalter geschlossen ist beträgt S_3 , die Dauer, für welche der vierte und erste aktive High-Schalter geschlossen ist beträgt S_4 . Danach wiederholt sich der Vorgang periodisch während der entsprechenden Zeitdauer T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 .

[0114] Die Periodendauer einer PWM Periode beträgt $S_1 + S_2 + S_3 + S_4 + S_X$. Wobei S_X beliebige andere Zustände oder Zwischenzustände beschreibt. Dies gilt insbesondere für den Spezialfall, dass S_1 und S_2 gleich lange sind. In den anderen Fällen wird der Spannungsvektor so gewählt, dass im zugehörigen Messzyklus kein Drehmoment erzeugt wird. Das Tastverhältnis wird mit einem Spannungsvektor im Koordinatensystem **202** eingestellt, wobei sich aber Mehrdeutigkeiten für S_1 - S_4 - S_X ergeben können, d.h. für S_1 bis S_4 und für S_4 bis S_X . Der Spannungsvektor ist normiert. Dies gilt neben der 5 phasigen Anordnung auch für 7 und 11 Phasen.

[0115] Unabhängig von der Tatsache, wie das Tastverhältnis eingestellt wird, wird bei der Wahl eines Tastverhältnisses von $d = 50\%$ zwar in der passiven Phase und dem zugehörigen passiven Phasenanschluss eine Spannung induziert, jedoch wird kein Drehmoment erzeugt. Daher kann die Wahl eines Tastverhältnisses von 50% dazu genutzt werden, einen Motorparameter zu bestimmen, ohne auf die Drehbewegung des Motors Einfluss zu nehmen. Während S1 kann in dem passiven Phasenanschluss die Spannung U_1 ermittelt werden, während S2 kann in dem passiven Phasenanschluss die Spannung U_2 ermittelt werden, während S3 kann in dem passiven Phasenanschluss die Spannung U_3 ermittelt werden und während S4 kann in dem passiven Phasenanschluss die Spannung U_4 ermittelt werden. Mit diesen Werten werden die zwei Spannungsdifferenzen ΔU_1 und ΔU_2 bestimmt.

[0116] Aus den beiden Spannungsdifferenzen ΔU_1 und ΔU_2 lässt sich bereits während der Zeitdauer T1 ein Winkel ermitteln, in dem momentan ein Rotor im Verhältnis zu einem Stator des Motors M angeordnet ist.

[0117] Um das Prinzip der Winkellagenermittlung zu verdeutlichen zeigt beispielsweise **Fig. 2** das Rotorkoordinatensystem **201** in Bezug zu einem Statorkoordinatensystem **202** gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Das Rotorkoordinatensystem **201** bewegt sich mit einem Rotor des Motors M in Bezug auf das Statorkoordinatensystem **202**. Die Abszisse α , **202'** und die Ordinate β , **202''** sind in einem rechten Winkel zueinander angeordnet und sind auf einen Stator des Motors M bezogen und somit feststehend. Das Statorkoordinatensystem **202** kann zur Darstellung eines erzeugten gesamten Spannungsvektors mit zwei Koordinaten a, b genutzt werden, wobei der gesamte Spannungsvektor durch Einstellen der Vektorkomponenten a, b, c, d, e im Koordinatensystem **201** erzeugt worden ist. Das Koordinatensystem **201** zeigt fünf Vektoren a, **201'**, b, **201''**, c, **201'''**, d, **201''''** und e, **201'''''**. Die Vektoren entsprechen der Ausrichtung von Magnetfeldern und/oder der Spannungskomponenten, die durch die Phasenwindungen a, **141**, b, **142**, c, **143**, d, **144** und e, **145** des Motors M erzeugt werden. Die Vektoren **201'**, **201''**, **201'''**, **201''''**, **201'''''** entsprechen somit einer räumlichen Anordnung der Phasenwicklungen a, b, c, d, e. Die Phasenwicklungen a, b, c, d, e und die zugehörigen Vektoren ihrer Magnetfelder sind in einem Winkel von 72° zueinander orientiert.

[0118] In einem Beispiel können in einem Kommutierungszyklus **401**, T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 nach **Fig. 7** nur die Zustände S1 und S3 abwechselnd durchlaufen werden. Obwohl in **Fig. 7** nur die beiden Zustände S1 und S3 durchlaufen werden, kann **Fig. 7** auch zur Veranschaulichung für ein Beispiel genutzt werden, indem in jedem Kommutierungszyklus T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 alle Zustände S1 bis S4 durchlaufen werden.

[0119] In anderen Worten soll ein Spannungsvektor mit einer bestimmten Richtung und Amplitude eingestellt werden. Bei dem Einstellen des Spannungsvektors können auch Zwischenzustände auftreten. Ein Spannungsvektor wird gemäß **Fig. 2** in dem zweidimensionalen Koordinatensystem **202** zur einfachen Darstellung mit den Komponenten α und β beschrieben. Der Spannungsvektor setzt sich jedoch aus Komponenten a, b, c, d, e des Koordinatensystems **201** zusammen.

[0120] Aufgrund der Tatsache, dass ein Motor M, mit fünf Phasen a, b, c, d, e, entsprechende Spulen aufweist, wird jede Spule elektrisch nach einer halben Umdrehung kommutiert. Somit ergibt sich für den fünfphasigen Motor M ein zehnstufiger Kommutationsbetrieb mit 10 Kommutierungen. Die jeweils vier aktiven Motorphasen, also die Phasen a, b, c, d, e, die mit den aktiven Brückenzeigen **125**, **126**, **127**, **128**, **129** verbunden sind, werden betrieben, indem eine bipolare PWM (Pulsweitenmodulation) benutzt wird. Aufgrund der Verschaltung der fünf Phasen **141**, **142**, **143**, **144**, **145** an dem Y-Punkt oder Sternpunkt kommt es dazu, dass, wenn die Brückenschalter entsprechend gegeneinander betrieben werden, immer vier Phasen **141**, **142**, **143**, **144**, **145** oder Phasenwicklungen a, b, c, d, e aktiv sind, während eine der Phasen passiv geschaltet ist. Während eines ersten Schaltzustandes S1 sind zwei High-Schalter von zwei aktiven Brückenzeigen und zwei Low-Schalter der anderen aktiven Brückenzeige eingeschaltet. Während des ersten Schaltzustandes S1 kann ein Stromkreis von dem High-Anschluss **102**, über die beiden eingeschalteten High-Schalter **104''**, **104'''**, die Phasenanschlüsse **112**, **113** der Motorphasen b, c, den Y-Knoten, die Phasenanschlüsse **114**, **115** der Motorphasen d, e, über die Low-Schalter **105''''**, **105'''''** zu dem Low Anschluss **103** gebildet werden. Bei im Wesentlichen gleicher Bauart der vier aktiven Phasenspulen b, c, d, e, beispielsweise b, c, d und e, wird ein induktiver Spannungsteiler gebildet, bei dem jeweils zwei High-Phasen b, c und zwei Low-Phasen d, e parallelgeschaltet sind. Der Y-Knoten liegt auf einem Potenzial von $U_B/2$ für den Fall, der in **Fig. 1** vorausgesetzt wird, dass die Induktivitäten und/oder Impedanzen der Spulen der Phasen ausgeglichen sind.

[0121] Das Motorsteuersystem **130** wird von der Ansteuervorrichtung **100** oder MCU (Motor Control Unit) **100** mit der Steuereinrichtung **109**, dem Mikrocontroller **109** oder dem Prozessor **109** und der Abtasteinrichtung **107** oder Messeinrichtung **107** samt Motor M, **140** gebildet.

[0122] Fig. 3 zeigt den Verlauf von zwei Spannungsdifferenzen in einem passiven Phasenanschluss in Abhängigkeit des Rotorwinkels, z.B. bei erzwungener oder manueller Drehung des Rotors, gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Die Fig. 3 zeigt einen Verlauf von zwei Spannungsdifferenzen ΔU_1 und ΔU_2 bezogen auf die Versorgungsspannung U_B ($\Delta U_1/U_B$, $\Delta U_2/U_B$) gemessen in der passiv geschalteten Phase a, 141 und/oder im Sternpunkt Y gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. In Fig. 3 sind im Diagramm 300 die zwei Kurven 303, 304 der Verhältnisse von den Spannungsdifferenzen bezogen auf die Versorgungsspannung dargestellt. Der Verlauf der Differenzspannung ΔU_1 ist als das normierte Verhältnis $\Delta U_1/U_B$ in der Kurve 303 dargestellt. Der Verlauf der Differenzspannung ΔU_2 ist als das normierte Verhältnis $\Delta U_2/U_B$ in der Kurve 304 dargestellt.

[0123] Die Kurven 303, 304 sind entstanden, indem die Schaltmuster S1, S2, S3, S4 mit einem Tastverhältnis von $d = 50\%$ periodisch an einen 5-Phasenmotor angelegt worden sind, so dass in den Motor durch den Strom kein Drehmoment eingeprägt worden ist. Insbesondere mag ein Spannungsvektor so erzeugt werden, dass kein Drehmoment eingeprägt wird und sich der Motor nicht aufgrund der Anlegung eines Schaltmusters dreht. Der Motor wurde jedoch mechanisch gedreht, um Messwerte für alle Winkelwerte einer mechanischen Umdrehung zu erhalten. Dabei wurde ein äußerer Zwang eingeprägt, d.h. es wurde mechanisch ein Drehmoment eingeprägt. Die aktiven Phasen sind im Rhythmus S1, S2, S3 und S4 alternierend geschaltet worden, während der Rotor mechanisch gedreht worden ist. Die mechanische Drehung ist notwendig, da das Tastverhältnis 50% gewählt ist und somit durch die aktiven Phasen kein Drehmoment eingeprägt wird. Die Winkelwerte φ des Rotors von 0 bis 2π sind auf der Abszisse 301 dargestellt. Die Verhältnisse der Spannungsdifferenzen $\Delta U/U_B$ sind an der Ordinate 302 im Bereich von - 0,15 bis + 0,15 angetragen. Die Verläufe der Spannungsdifferenzen 303, 304 gibt ein eindeutiges Muster, mit dem eindeutig auf einen Winkel geschlossen werden kann. Die Spannungsdifferenzkurven 303, 304 können in einem Speicher hinterlegt sein. Sie können aber auch durch Auswerten der Formeln der Induktivität der Spulen a, b, c, d, e und der Spannungsdifferenzen numerisch oder analytisch bestimmt werden. Dabei können die Kurven ermittelt werden, indem eine Start- oder Motorerkenntnissequenz durchgeführt. Eine solche Startsequenz mag so gestaltet sein, dass trotz dem Durchlaufen einer Sequenz S1, S2, S3, S4 kein Drehmoment erzeugt wird. Beispielsweise können hintereinander jede der 5 Phasen passiv geschaltet werden und die Sequenz S1, S2, S3, S4 durchlaufen werden, so dass 5 Stützstellen jeweils auf der Kurve ΔU_1 303 bzw. ΔU_2 304 bestimmt werden können. Die Stützstellen werden jeweils bei einem festen Winkel bestimmt, da sich der Motor wegen des fehlenden Drehmoments nicht dreht. Diese Stützstellen können dann als auf jeweils einer Kurve 303, 304 liegend angenommen werden und durch numerische Auswertung der Formeln für die Induktivität und die Spannungsdifferenz können die Kurvenverläufe 303, 304 konstruiert werden.

[0124] Nachdem die vier Schaltzustände S1, S2, S3 und S4 durchlaufen worden sind, stehen die durch die Selbstinduktion der Spulen und der Bildung des Spannungsteilers die Spannungen U_1 , U_2 , U_3 und U_4 fest. Durch die Beschaltung nach Tabelle 1, gehören die Spannungen U_1 und U_3 zu demselben Spannungsteiler, der die selben Parallelschaltungen von Phasen aufweist und der lediglich in den Schaltzuständen S1, S3 umgepolt betrieben wird. Ebenso gehören die Spannungen U_2 und U_4 zu demselben Spannungsteiler, der dieselben Parallelschaltungen von Phasen aufweist und lediglich in den Schaltzuständen S2, S4 umgepolt betrieben wird. Der Aufbau der Spannungsteiler, welche für die Bildung von ΔU_1 und ΔU_2 beteiligt sind unterscheidet sich. Durch diese Konfiguration kann die drehwinkelabhängige Spannungsdifferenz ΔU_1 und ΔU_2 in Abhängigkeit von dem Drehwinkel bestimmt werden. Die Spannungsdifferenzen ΔU_1 und ΔU_2 sind nur messbar, wenn die an der Bildung der Spannungsteiler beteiligten Phasen alternierend angesteuert werden, um einen Wechselstrom zu erzeugen, der eine Spannung in Abhängigkeit der winkelabhängigen Induktivität ergibt, insbesondere der winkelabhängigen Gesamtinduktivität der Parallelschaltung.

[0125] Aus der ermittelten Kurve lässt sich während des Betriebs die Drehlage eines Rotors ermitteln und an ein Kommutierungsverfahren übergeben. Als Kommutierungsbedingung werden zwei ΔU Werte bestimmt, die als Schwellwert genutzt werden, um beim Überschreiten der Schwellwerte eine Kommutierung auszuführen. Diese Kommutierungsbedingungen werden während der Motor drehmomentfrei ist ermittelt und während der Bewegung des Motors überwacht, um rechtzeitig kommutieren zu können. Zur Ermittlung der Kurven 303, 304 oder zur Überwachung der Kommutierungsbedingung kann eine Lookup Tabelle der Kurven 303, 304 im Speicher der Steuerung 109 hinterlegt sein. In jedem Kommutierungsschritt können jedoch andere ΔU als Kommutierungsbedingung relevant sein, d.h. jeweils 5 ΔU pro Halbdrehung. Nach einer Halbdrehung wiederholen sich die Werte.

[0126] Ebenfalls lassen sich Motorparameter mit den Spannungsdifferenzkurven bestimmen. Die Motorparameter können an das Kommutierungsverfahren übergeben werden. Um aus dem Diagramm 300 die Drehlage zu entnehmen wird während zumindest einem Durchlauf der Sequenz S1, S2, S3, S4 das aktuelle normierte

Verhältnis $\Delta U^1/U_B$ und $\Delta U^2/U_B$ erkannt und der zu beiden Werten gehörende Winkel an der Abszisse **301** abgelesen. In anderen Worten wird ein Spannungsmuster so erkannt, dass die aktuell gemessenen Werte Verhältnis $\Delta U/U_B$ und $\Delta U^2/U_B$ genau einem Winkel zuordenbar sind. Dieser Winkel, der sich beiden Werten zuordnen lässt, gibt die aktuelle Drehlage des Rotors an. Diese Bestimmung kann bei Stillstand in einem Startintervall oder auch während eines Betriebsintervalls durchgeführt werden. Die minimale Zeit für eine Bestimmung beträgt die Summe der Dauern für S1, S2, S3, S4 z.B. $T_1 = S_1 + S_2 + S_3 + S_4$. Dazu sollten jedoch die Kurven **303**, **304** bereits im Speicher vorhanden sein, um Ungenauigkeiten zu vermeiden. In einem Beispiel kann T_1 die Kommutationszeit sein und eine Dauer aufweisen, die einem Vielfachen der minimalen Dauer von $S_1 + S_2 + S_3 + S_4$ entspricht. Die Werte der Kurven **303**, **304** können als Kurven gespeichert sein oder als Tabellen, um die Winkelerkennung zu ermöglichen. Die Erkennung des Spannungsmusters und die Bestimmung des zugehörigen Winkels kann entweder optisch, durch optischen Vergleich der Kurven, und/oder numerisch erfolgen, indem die Messwerte auf den Kurven optisch gesucht werden und/oder indem Werte der Tabelle abgefragt werden. Zur Erhöhung der Genauigkeit können Mittelwerte aus mehreren Messungen gebildet werden und/oder es können weitere passive Phasen mit einbezogen werden. Beispielsweise können die Zeiten T_2 , T_3 , T_4 , T_5 Zeitdauern angeben, während denen die zugehörige Phase b, c, d, e passiv geschaltet ist.

[0127] Die Kurven **303**, **304** sind sinusähnlich und weisen einen Phasenversatz von etwa 90° auf. Die Amplitude der Kurve **303** ist wegen der gewählten Kombination der Phasenspulen zu Spannungsteilern höher, als die Kurve **304**. Diese erhöhte Amplitude ergibt sich durch das Anwenden der Formeln für die Induktivität und die Spannungsdifferenzen. Zur Ermittlung der Kurve **303** wird abwechselnd die Spannung über der Parallelschaltung der Phasenspulen d, e und b, c ausgewertet. Zur Ermittlung der Kurve **304** wird abwechselnd die Spannung über der Parallelschaltung der Phasenspulen b, e und c, d ausgewertet.

[0128] Der Motor M, 140 wird zur Erstellung der Kurven **303**, **304** in einem 10-Schritt Kommutationsmodus betrieben. Die vier aktiven Motorphasen werden betrieben, um einen Spannungsvektor zu bilden. Mittels der Koordinatensysteme **202** a, b kann ein zusammengesetzter Spannungsvektor der Komponenten b, c, d, e, $201''$, $201'''$, $201''''$, $201'''''$ in T_1 gebildet werden. Dieser Spannungsvektor bewirkt einen Stromvektor der wiederum, je nach Rotorposition ein Moment in eine bestimmte Richtung bewirkt. Die Spannung wird zumindest in Schaltzuständen gemessen, in denen zwei Phasen mit Versorgungsspannung und die beiden anderen Spannungen mit Bezugspotenzial verbunden sind. Dadurch ergeben sich vier Zustände S1, S2, S3, S4 für die fünfphasige Maschine. Zumindest eine Messung der Zustände zu zwei unterschiedlichen Zeitpunkten wird genutzt um einen DDIS-Zyklus zu durchlaufen. Die Tabelle 1 zeigt die Schaltzustände zu denen Spannungsmessungen durchgeführt worden sind in welchen die Phase a passiv ist. Die Verhältnisse $\Delta U^1/U_B$ und $\Delta U^2/U_B$ werden an dem Knotenpunkt Y und/oder an der Phase a gemessen. Die Phasenmessung kann durchgeführt werden, wenn die einzelnen Phasen untereinander magnetisch isoliert sind, so dass es zu keinen Kopplungen der Magnetfelder der Spulen untereinander kommt.

[0129] Die passive Phase, in der sich der Kurvenverlauf des Diagramms **300** ergibt kann als Winkelgeber (Resolver) genutzt werden, um den Drehwinkel zu bestimmen. Der Strom durch die aktiven Phasen kann unterschiedlich groß sein. Bei einem 3-Phasen-Motor ist der Strom durch die aktiven Phasen im Wesentlichen immer identisch, da sich keine weitere Verzeigungsmöglichkeit für den Strom ergibt, als durch die beiden aktiven Phasen in Reihenschaltung. Beim 5-Phasen-Motor kann es wegen der Parallelschaltung von zumindest zwei aktiven Phasen zur Bildung eines Spannungsteilerzweiges zu einer unsymmetrischen Stromaufteilung in der Parallelschaltung kommen. Der Strom kann sich bei einer Parallelschaltung der Phasenzweige unsymmetrisch auf die Phasenzeile verteilen, Diese Stromaufteilung kann gezielt durch die Wahl des Spannungsvektors herbeigeführt werden oder sich durch den gerade anliegenden Spannungsvektor ergeben.

[0130] Fig. 4 zeigt den Verlauf **401** einer absoluten Spannung in einer passiven Phase a in einer Simulation mit einem zugehörigen Schaltdiagramm **402** der Schaltzustände gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Die Schaltzustände sind in Abhängigkeit einer Zeit t an der Abszisse **403**, **404** angetragen. Die Spannungswerte $U_{1,2,3,4}$ sind an der Ordinate **406** angetragen und reichen von 0 bis 12. In Diagramm **402** sind die vier Schaltdiagramme der aktiven Phasen b, c, d, e und insbesondere deren High-Schalter und Low-Schalter in Form von phasenverschobenen Rechteckkurven dargestellt. Die Rechteckkurven schalten zwischen dem Zustand H und L hin und her und sind derart gegenseitig phasenverschoben, dass sich periodisch die Zustände S1, S2, S3, S4 ergeben. Jede der Rechteckkurven bildet für sich eine PWM, insbesondere eine bipolare PWM, und erzeugt eine Stromänderung in der zugehörigen Phase. Der Zustand H bedeutet, dass die zugehörige Phase mittels High-Schalter mit Versorgungsspannung U_B verbunden ist und der Zustand L bedeutet, dass die zugehörige Phase mittels Low-Schalter mit Bezugspotenzial verbunden ist. An der Ordinate **405** sind die Schaltzustände H, L angegeben, mit denen die Schalter der Ansteuervorrichtung **100** angesteuert werden können.

[0131] Der **Fig. 4** ist zu entnehmen, dass Diagramm **402** mit dem Zustand S4 beginnt, in dem die Phase b den Steuerimpuls H, die Phase c den Steuerimpuls L, die Phase d den Steuerimpuls L und die Phase e den Steuerimpuls H erhält. Es schließt sich der Zustand S1 an, in dem die Phase b den Steuerimpuls H, die Phase c den Steuerimpuls H, die Phase d den Steuerimpuls L und die Phase e den Steuerimpuls L erhält. Es schließt sich der Schaltzustand S1, S2 und S3 an. Es ist zu erkennen, dass eine aktive Phase im Mittel über zwei Taktzustände konstant gehalten wird. Nach Durchlauf der Zustände S4, S1, S2, S3 wiederholt sich die Sequenz in der Reihenfolge S4, S1, S2, S3 periodisch. Während die Steuerimpulse **402** von der Steuereinrichtung **109** periodisch erzeugt werden, wird der Rotor gleichmäßig mechanisch gedreht. Die Drehung wird mechanisch erzwungen. Das Tastverhältnis der Steuersequenz **402** ist so gewählt, dass von der zugeführten elektrischen Leistung kein Drehmoment erzeugt wird, weshalb die mechanische Drehung für eine Bewegung nötig ist.

[0132] In der Kurve **401** ist der Spannungsverlauf dargestellt, der sich bei dem angelegten Ansteuermuster gemäß der Steuerkurven **402** in der passiv geschalteten Phase a ergibt. Die angelegte Steuersequenz **402** ist so eingerichtet, dass sich ein modulierter Spannungsvektor ergibt, der Null ist. Wird ein Spannungsvektor ungleich Null mit einem entsprechenden PWM Muster angewendet, gibt es mehrere Schaltzustände als S1, S2, S3, S4 und es kann sogar zu Zwischenzuständen kommen. Bei einem Zwischenzustand kann z.B. beim Herbeiführen eines Schaltungsmusters ein Zustand entstehen, bei dem z.B. 3 Phasenanschlüsse der 4 aktiven Phasenanschlüsse auf H und nur einer auf L geschaltet ist oder bei dem 3 Phasenanschlüsse auf L und nur einer auf H geschaltet ist.

[0133] In dem Zeitbereich von 0,0025s bis 0,0029s der Zeitachse **404** ist ein Bereich A gekennzeichnet. Dieser führt zu dem Teilabschnitt **410** des Spannungsverlaufs **401** in dem Diagramm **401**. In diesem Bereich sind die von den Schaltzuständen S1 und S3 hervorgerufenen Spannungen U_1 und U_3 etwa gleich groß. Somit ist in dem Bereich **410** die Spannungsdifferenzkurve $\Delta U_1/U_B$, **303** gleich null und hat einen Nulldurchgang. Dieser Nulldurchgang **410** ist auch in **Fig. 3** der Kurve **303** eingezeichnet und ist vom Drehwinkel abhängig.

[0134] In dem Zeitbereich von 0,0032 bis 0,0036 der Zeitachse **404** ist ein Bereich B gekennzeichnet. Der Bereich B ist gegenüber dem Bereich A um 90° phasenverschoben. Dieser Bereich B führt zu dem Teilabschnitt **411** des Spannungsverlaufs **401** in dem Diagramm **401**. In diesem Bereich B sind die von den Schaltzuständen S2 und S4 hervorgerufenen Spannungen U_2 und U_4 etwa gleich groß. Somit ist in dem Bereich **411** die Spannungsdifferenzkurve $\Delta U_2/U_B$, **304** gleich null und hat einen Nulldurchgang. Dieser Nulldurchgang **411** ist auch in **Fig. 3** in der Kurve **304** eingezeichnet und ist etwas 90° phasenverschoben. Durch die Phasenverschiebung werden die Spannungsmuster, die aufgefunden werden sollen, um die Winkel zu bestimmen, sehr klar voneinander getrennt, weshalb durch diese Phasenverschiebung eine gute Erkennung der Drehwinkel möglich ist. Die 90° Phasenverschiebung ergibt sich durch die Ansteuerung, wie beispielsweise der **Fig. 2** zu entnehmen ist. So ist beispielsweise im Zustand S1 die Phase b und c an und es ergibt sich ein Vektor parallel zur Achse β . Die gute Erkennbarkeit der Winkel mit den gewählten Kurven **303**, **304** liegt vor allem daran, dass man zwei Kurven zur Verfügung hat und es immer eine Kurve mit einem hohem Anstieg je Winkel gibt, wie bei einem Resolver.

[0135] **Fig. 5** zeigt den Ausschnitt A aus **Fig. 4** in der Nähe des Nulldurchgangs der Spannungsdifferenzkurve $\Delta U_1/U_B$, **303** gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. In dieser vergrößerten Darstellung sind die Schaltzustände S1, S2, S3, S4 und die sich ergebenden Spannungen U_1 , U_2 , U_3 , U_4 zu erkennen. Im Bereich des Nulldurchgangs **410** ist U_1 und U_3 etwa gleich groß, so dass sich eine Spannungsdifferenz $\Delta U_1/U_B = 0$ ergibt.

[0136] **Fig. 6** zeigt einen gegenüber **Fig. 5** um 90° phasenverschobenen Ausschnitt aus **Fig. 4** gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Insbesondere zeigt **Fig. 6** einen Ausschnitt aus **Fig. 4** bei dem der Rotor gegenüber **Fig. 5** um 90° weitergedreht ist. **Fig. 6** zeigt den Ausschnitt B aus **Fig. 4** in der Nähe des Nulldurchgangs der Spannungsdifferenzkurve $\Delta U_2/U_B$, **304**. In dieser vergrößerten Darstellung sind die sich periodisch wiederholenden Schaltzustände S1, S2, S3, S4 und die sich ergebenden Spannungen U_1 , U_2 , U_3 , U_4 zu erkennen. Im Bereich des Nulldurchgangs **411** ist U_2 und U_4 etwa gleich groß, so dass sich eine Spannungsdifferenz $\Delta U_2/U_B = 0$ ergibt.

[0137] **Fig. 7** zeigt den Ablauf verschiedener Schaltzustände gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Es ist ein Zeitdiagramm **700a**, **700b**, **700c**, **700d**, **700e** pro Phase a, b, c, d, e angegeben. Die Abszisse **703** eines jeden der Diagramme gibt den Zeitbereich an, der von 0,0000 s bis 0,0030 s reicht. Obwohl in **Fig. 7** nur die beiden Zustände S1 und S3 durchlaufen werden, kann **Fig. 7** auch zur Veranschaulichung für ein Beispiel genutzt werden, indem in jedem Kommutierungszyklus T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 alle Zustände S1 bis S4 durchlaufen werden.

[0138] In Diagramm **700a** ist die Ansteuerung der Phase a dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Spannungsverlauf **701a** die regelmäßig alternierenden Wechsel zwischen H und L aufweist, um eine PWM zu erzeugen. Diese PWM ist durch die Kommutationsintervalle T1 unterbrochen. Während dieser Kommutierungsintervalle ist die Phase a passiv geschaltet. Die Passivschaltung ist zu erkennen, da der Strom durch diese Phase a, der durch die Stromkurve 702a angegeben ist, während T1 auf den Wert Null sinkt. Während der Zeit T1 lässt sich der induzierte absolute Spannungsverlauf **401** in der passiven Phase a messen, aus dem die Verläufe der Spannungsdifferenz-Verhältnisse $\Delta U_1/U_B$ und $\Delta U_2/U_B$ bestimmt werden können. Am Ende des Zeitintervalls T1, an der Kommutierungsgrenze, wird die Phase a benötigt, um den Motor weiter anzutreiben. Sie trägt zum Strom bei. Die Phase a wird aktiv geschaltet und es schließt sich das Intervall T2 an, wie der dem Diagramm **700c** zu entnehmen ist.

[0139] Zum weiteren Bestimmen des Drehwinkels wird die nächste Phasenspule, im Beispiel der **Fig. 7** die Phase c passiv geschaltet. Es ist in Diagramm **700c** zu erkennen, dass der Spannungsverlauf **701c** die regelmäßig alternierenden Wechsel zwischen H und L aufweist, um eine PWM zu erzeugen. An den Intervallgrenzen kann es zu Phasenverschiebung beim Betrieb der einzelnen High-Schalter oder Low-Schalter gegenüber dem vorausgehenden Intervall kommen. Um ein Drehmoment zu erzeugen wird ein Vektor erzeugt indem das passende Muster errechnet wird. Es werden jedoch immer alle aktiven Phasen genutzt, beispielsweise durch das Muster S1 - S4. Diese PWM ist durch die Kommutationsintervalle T2 unterbrochen. Während dieser Kommutierungsintervalle T2 ist die Phase c passiv geschaltet. Die Passivschaltung ist zu erkennen, da der Strom in der Phase c, der durch die Stromkurve **702c** angegeben ist, während T2 auf den Wert Null sinkt. Während der Zeit T2 lässt sich der induzierte absolute Spannungsverlauf in der passiven Phase c messen, aus dem die Verläufe der Spannungsdifferenz-Verhältnisse $\Delta U_1/U_B$ und $\Delta U_2/U_B$ bestimmt werden können. Am Ende des Zeitintervalls T2, an der Kommutierungsgrenze, wird die Phase c benötigt, um den Motor weiter anzutreiben. Die Phase c wird aktiv geschaltet und es schließt sich das Intervall T3 an, während dem die Phase e passiv geschaltet wird.

[0140] Zum weiteren Bestimmen des Drehwinkels wird die nächste Phasenspule, im Beispiel der **Fig. 7** die Phase e passiv geschaltet. Es ist in Diagramm **700b** zu erkennen, dass der Spannungsverlauf **701e** die regelmäßig alternierenden Wechsel zwischen H und L aufweist, um eine PWM zu erzeugen. Diese PWM ist durch die Kommutationsintervalle T3 unterbrochen. Während dieser Kommutierungsintervalle T3 ist die Phase e passiv geschaltet. Die Passivschaltung ist zu erkennen, da der Strom in der Phase e, der durch die Stromkurve 702e angegeben ist, während T3 auf den Null sinkt. Während der Zeit T3 lässt sich der induzierte absolute Spannungsverlauf in der passiven Phase e messen, aus dem die Verläufe der Spannungsdifferenzen Verhältnisse $\Delta U_1/U_B$ und $\Delta U_2/U_B$ bestimmt werden können. Am Ende des Zeitintervalls T3, an der Kommutierungsgrenze, wird die Phase e benötigt, um den Motor weiter anzutreiben. Die Phase e wird aktiv geschaltet und es schließt sich das Intervall T4 an, während dem die Phase b passiv geschaltet wird.

[0141] Zum weiteren Bestimmen des Drehwinkels wird die nächste Phasenspule, im Beispiel der **Fig. 7** die Phase b passiv geschaltet. Es ist in Diagramm **700b** zu erkennen, dass der Spannungsverlauf **701b** die regelmäßig alternierenden Wechsel zwischen H und L aufweist, um eine PWM zu erzeugen. Diese PWM ist durch die Kommutationsintervalle T4 unterbrochen. Während dieser Kommutierungsintervalle T4 ist die Phase b passiv geschaltet.

[0142] Die Passivschaltung ist zu erkennen, da der Strom in der Phase b, der durch die Stromkurve 702b angegeben ist, während T4 auf den Wert Null sinkt. Während der Zeit T4 lässt sich der induzierte absolute Spannungsverlauf in der passiven Phase b messen, aus dem die Verläufe der Spannungsdifferenzen Verhältnisse $\Delta U_1/U_B$ und $\Delta U_2/U_B$ bestimmt werden können. Am Ende des Zeitintervalls T4, an der Kommutierungsgrenze, wird die Phase b benötigt, um den Motor weiter anzutreiben. Die Phase b wird aktiv geschaltet und es schließt sich das Intervall T5 an, während dem die Phase d passiv geschaltet wird.

[0143] Zum weiteren Bestimmen des Drehwinkels wird die nächste Phasenspule, im Beispiel der **Fig. 7** die Phase d passiv geschaltet. Es ist in Diagramm **700d** zu erkennen, dass der Spannungsverlauf **701d** die regelmäßig alternierenden Wechsel zwischen H und L aufweist, um eine PWM zu erzeugen. Diese PWM ist durch die Kommutationsintervalle T5 unterbrochen. Während dieser Kommutierungsintervalle T5 ist die Phase d passiv geschaltet. Die Passivschaltung ist zu erkennen, da der Strom in der Phase d, der durch die Stromkurve 702d angegeben ist, während T5 auf den Wert Null sinkt. Während der Zeit T5 lässt sich der induzierte absolute Spannungsverlauf in der passiven Phase d messen, aus dem die Verläufe der Spannungsdifferenzen Verhältnisse $\Delta U_1/U_B$ und $\Delta U_2/U_B$ bestimmt werden können. Am Ende des Zeitintervalls T5, an der Kommutierungsgrenze, wird die Phase d benötigt, um den Motor weiter anzutreiben. Die Phase d wird aktiv geschaltet und es schließt sich erneut das Intervall T1 an, während dem die Phase a passiv geschaltet wird.

[0144] Nach einem Durchlauf der Sequenz T1, T2, T3, T4, T5 ist eine halbe elektrische Drehung vollführt, also ein Drehwinkel von 180° überstrichen. Der ganze Ablauf wiederholt sich periodisch. Lediglich die Zeitdauern T1, T2, T3, T4, T5 können in Abhängigkeit von der Drehzahl des Motors länger oder kürzer sein Sie sind also drehzahlabhängig.

[0145] Fig. 8 zeigt ein Flussdiagramm für ein Verfahren zum Ansteuern eines Motors gemäß einem exemplarischen Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung. Das Verfahren zum Ansteuern eines mehrphasigen Motors **140**, M beginnt in dem Startzustand S800.

[0146] Im Zustand S801 wird eine Versorgungsspannung U_B an einem High-Anschluss **102** einer Ansteuervorrichtung **100** angelegt. Im Zustand S802 wird ein Bezugspotenzial der Versorgungsspannung U_B an einen Low-Anschluss **103** einer Ansteuervorrichtung **100** angelegt.

[0147] Im Zustand S803 wird ein pulsweitenmoduliertes Spannungsmuster **402**, **701a**, **701b**, **701c**, **701d**, **701e** in vier der fünf Phasenanschlüsse **111**, **112**, **113**, **114**, **115** der Ansteuervorrichtung **100** durch Verbinden der Phasenanschlüsse **115**, **112**, **113**, **114** mit dem High-Anschluss **102** oder dem Low-Anschluss **103** eingeprägt.

[0148] Im Zustand S804 wird ein von dem Drehwinkel des mehrphasigen Motors **140**, M abhängiges Auswertesignals in einem fünften Phasenanschluss **111** erfasst. Außerdem wird ein Drehwinkel und/oder einer Kommutationsbedingung des mehrphasigen Motors **140**, M aus dem Auswertesignals bestimmt.

[0149] Das Verfahren endet in dem Endzustand S 805.

[0150] Ergänzend ist darauf hinzuweisen, dass „umfassend“ und „aufweisend“ keine anderen Elemente oder Schritte ausschließt und „eine“ oder „ein“ keine Vielzahl ausschließt. Ferner sei darauf hingewiesen, dass Merkmale oder Schritte, die mit Verweis auf eines der obigen Ausführungsbeispiele beschrieben worden sind, auch in Kombination mit anderen Merkmalen oder Schritten anderer oben beschriebener Ausführungsbeispiele verwendet werden können. Bezugszeichen in den Ansprüchen sind nicht als Einschränkung anzusehen.

ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

Zitierte Nicht-Patentliteratur

- „Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends“ von José Carlos Gamazo-Real et. al., vom 19.07.2010, Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid, aus dem Journal sensors 2010, ISSN 1424-8220 [0006]
- „Lagegeberlose Regelung für ein accelerometergestütztes, hochdynamisches Roboterantriebssystem mit permanenterregtem Synchronmotor“, von Josef Reill, Dr. Hut Verlag, ISBN 978-3-86853-495-5, Juni 2010 [0007]
- „Position Self-Sensing Evaluation of Novel CW-IPMSMs With an HF Injection Method“, von Xiaocan Wang et. al. in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 5, September/October 2014 [0008]
- Dokument <https://github.com/joewa/bldc-strip/blob/master/README.md> aus dem Juli 2016, beschreibt ein Projekt von Jörg Wangemann, Heiko Rothkranz et. al. [0009]
- „Fault Tolerant Capability of Five Phase BLDC Motor with Ten Step commutation“, von Cicily Antony T et. al. aus International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Special Issue 5, Dezember 2014 [0010]
- „A Comparison of Three Phase and Five Phase BLDC Motor“, von Kiran George et. al. aus International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 2, Special Issue 1, Dezember 2013 [0012]
- „Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection“ von Ralph Kennel et. al. aus Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Volume 2, p. 1211 - 1217 vol.2, ISBN 0-7803-7817-2, 1. Juni 2003 [0013]
- „Sensorless position control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed“, von Ralph Kennel et. al. aus IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Volume 1, p. 674 - 679 vol.1, ISBN 0-7803-7474-6, 5. November 2002 [0014]
- „Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm“, von Óscar López et al. , IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 5, MAY 2008 [0015]

Patentansprüche

1. Ansteuervorrichtung (100) für einen mehrphasigen Motor (140, M), aufweisend:
 fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) zum Anschluss jeweils einer Phase (141, 142, 143, 144, 145) des mehrphasigen Motors (140, M);
 einen High-Anschluss (102) für das Anlegen einer Versorgungsspannung (U_B);
 einen Low-Anschluss (103) für das Anlegen eines Bezugspotenzials der Versorgungsspannung (U_B);
 eine Steuereinrichtung (109);
 wobei die Steuereinrichtung (109) eingerichtet ist, in vier der fünf Phasenanschlüssen (111, 112, 113, 114, 115) ein pulsweitenmoduliertes Spannungsmuster durch Verbinden der Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114) mit dem High-Anschluss (102) oder dem Low-Anschluss (103) einzuprägen, so dass sich in dem ersten Phasenanschluss (111) ein von dem Drehwinkel des mehrphasigen Motors (140, M) abhängiges Auswertesignal (401, 303, 304) ergibt; und
 wobei die Steuereinrichtung (109) eingerichtet ist, aus dem Auswertesignal (401, 303, 304) den Drehwinkel und/oder eine Kommutationsbedingung des mehrphasigen Motors (140, M) zu bestimmen.

2. Ansteuervorrichtung (100) nach Anspruch 1, weiter aufweisend eine Vielzahl von Brückenzeigen (125, 126, 127, 128, 129), wobei jeder Brückenzeig (125, 126, 127, 128, 129) mit genau einem der fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) verbunden ist, um das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster in die vier der fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) einzuprägen.

3. Ansteuervorrichtung (100) nach Anspruch 2, wobei jeder der Brückenzeige (125, 126, 127, 128, 129) eine Reihenschaltung eines High-Schalters (104', 104'', 104''', 104''''', 104''''') und eines Low-Schalters (105', 105'', 105''', 105''''', 105''''') aufweist;
 wobei der High-Schalter (104', 104'', 104''', 104''''', 104''''') eines jeden der Brückenzeige (125, 126, 127, 128, 129) mit dem High-Anschluss (102) verbunden ist;
 wobei der Low-Schalter (105', 105'', 105''', 105''''', 105''''') eines jeden der Brückenzeige (125, 126, 127, 128, 129) mit dem Low-Anschluss (103) verbunden ist;
 wobei jeder der fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) zwischen dem High-Schalter (104', 104'', 104''', 104''''', 104''''') und dem Low-Schalter (105', 105'', 105''', 105''''', 105''''') des jeweiligen Brückenzeigs (125, 126, 127, 128, 129) verbunden ist.

4. Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die Steuereinrichtung (109) eingerichtet ist, das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster so in die vier der fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) einzuprägen, dass eine Hälfte der vier Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) mit dem High-Anschluss (102) verbunden ist und eine andere Hälfte der vier Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) mit dem Low-Anschluss (103) verbunden ist.

5. Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster während einer vorgebbaren ersten Zeitdauer (T_1) periodisch mit einer vorgebbaren Schrittdauer durchlaufen wird;
 wobei das pulsweitenmodulierte Spannungsmuster so eingerichtet ist, dass das Verbinden der Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114) mit dem High-Anschluss (102) oder dem Low-Anschluss (103) je Phasenanschluss im Wesentlichen über zwei Schrittdauern des pulsweitenmodulierten Spannungsmusters aufrechterhalten bleibt.

6. Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei das Auswertesignal zwei sinusförmige Spannungsverläufe (303, 304) mit einem Phasenversatz von 90° aufweist.

7. Ansteuervorrichtung (100) nach Anspruch 5 oder 6, wobei des Auswertesignals einen ersten sinusförmigen Spannungsverlauf (303) aus einer Spannungsdifferenz zwischen zwei zeitlich unterbrochenen Schrittdauern (S_1 , S_3) des eingepprägten pulsweitenmodulierten Spannungsmusters (402) aufweist.

8. Ansteuervorrichtung (100) nach Anspruch 7, wobei des Auswertesignals einen zweiten sinusförmigen Spannungsverlauf (304) aus einer Spannungsdifferenz zwischen zwei weiteren nicht zusammenhängenden Schrittdauern (S_2 , S_4) des eingepprägten pulsweitenmodulierten Spannungsmusters aufweist;
 wobei die zwei weiteren nicht zusammenhängenden Schrittdauern (S_2 , S_4) andere Schrittdauern des pulsweitenmodulierten Spannungsmusters (402) aufweisen, als die dem ersten sinusförmigen Spannungsverlauf zugrundeliegenden Schrittdauern (S_1 , S_3).

9. Ansteuervorrichtung (100) nach Anspruch 7 oder 8, wobei die Steuereinrichtung (109) eingerichtet ist, aus dem ersten sinusförmigen Spannungsverlauf (303) und dem zweiten sinusförmigen Spannungsverlauf (304) den Drehwinkel (301) des mehrphasigen Motors (140, M) zu ermitteln.

10. Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 9, wobei nach einer vorgebbaren ersten Zeitdauer (T1) ein anderer als der erste Phasenanschluss (111) zum Bestimmen des Auswertesignals genutzt wird.

11. Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 10, weiter aufweisend:
zumindest zwei weitere Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) zum Anschluss jeweils einer weiteren Phase (141, 142, 143, 144, 145) des mehrphasigen Motors (140, M).

12. Motorsteuersystem (130), aufweisend:
die Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 11;
einen Motor mit zumindest fünf Phasen (141, 142, 143, 144, 145);
wobei jeweils eine der fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) der Ansteuervorrichtung (100) mit einer der zumindest fünf Phasen (141, 142, 143, 144, 145) verbunden ist.

13. Verfahren zum Ansteuern eines mehrphasigen Motors (140, M), aufweisend:
Anlegen einer Versorgungsspannung (U_B) an einem High-Anschluss (102) einer Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 11;
Anlegen eines Bezugspotenzials der Versorgungsspannung (U_B) an einem Low-Anschluss (103) einer Ansteuervorrichtung (100) nach einem der Ansprüche 1 bis 11;
Einprägen eines pulswidenmoduliertes Spannungsmusters (402) in vier der fünf Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114, 115) der Ansteuervorrichtung (100) durch Verbinden der Phasenanschlüsse (111, 112, 113, 114) mit dem High-Anschluss (102) oder dem Low-Anschluss (103);
Erfassen eines von dem Drehwinkel des mehrphasigen Motors (140, M) abhängigen Auswertesignals (401, 303, 304) in einem fünften Phasenanschluss (115); und
Bestimmen eines Drehwinkels und/oder einer Kommutationsbedingung des mehrphasigen Motors (140, M) aus dem Auswertesignal (401, 303, 304).

Es folgen 3 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

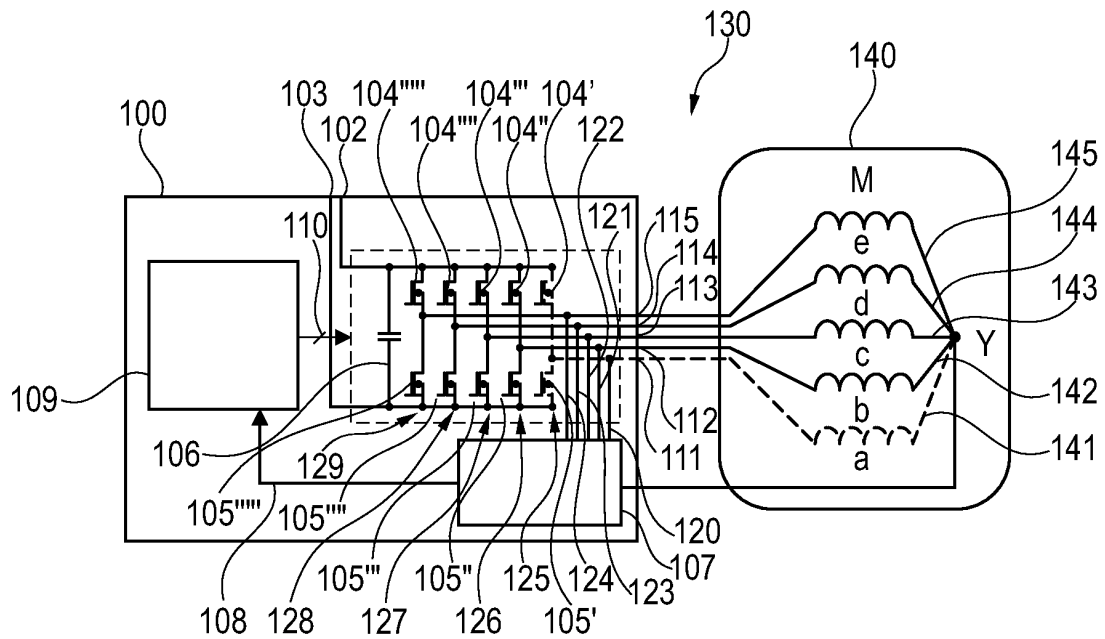


Fig. 1

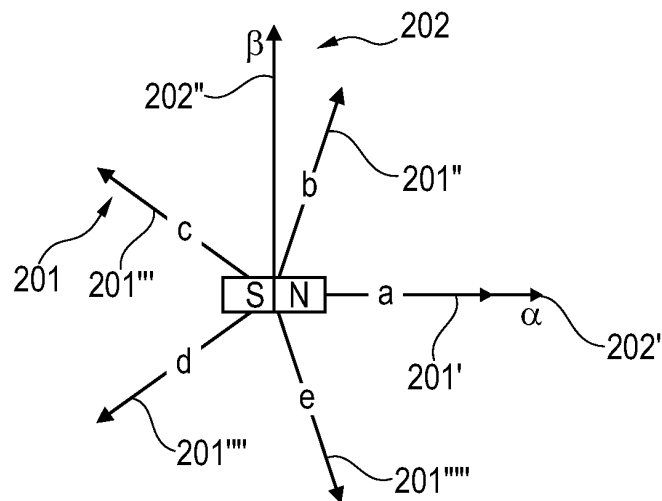


Fig. 2

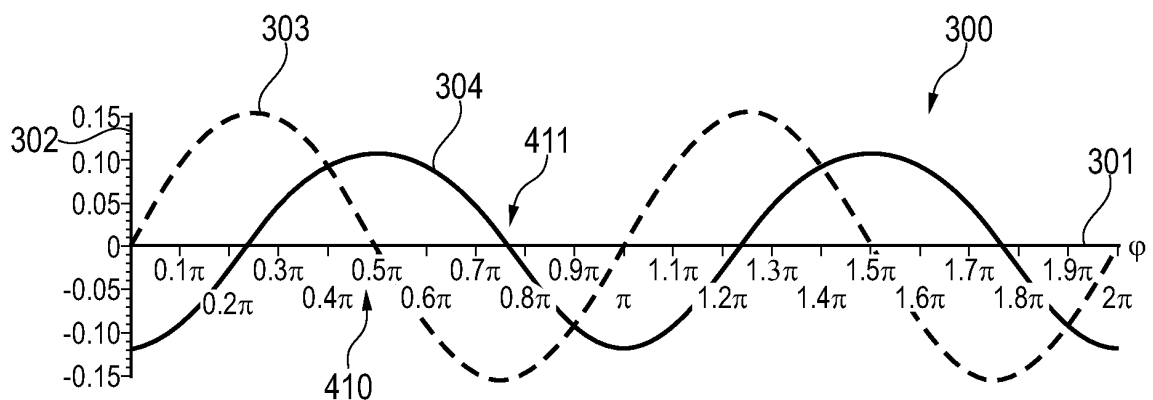


Fig. 3

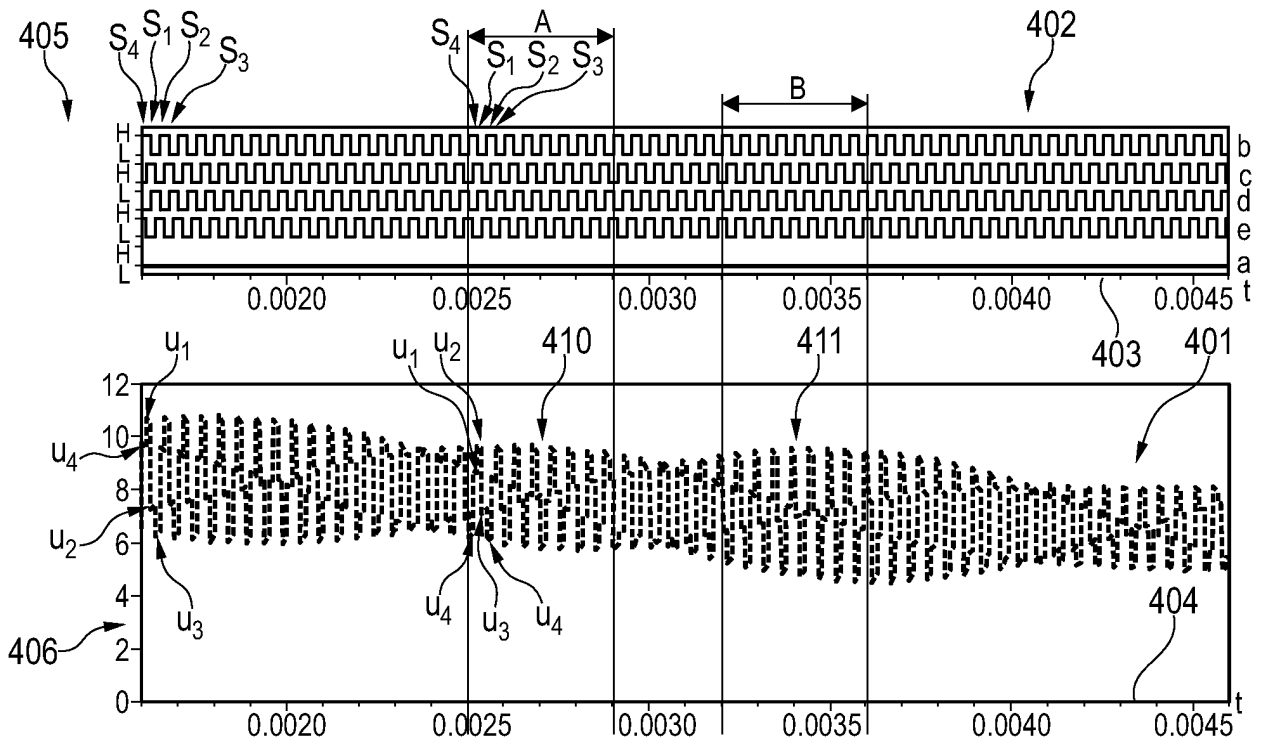


Fig. 4

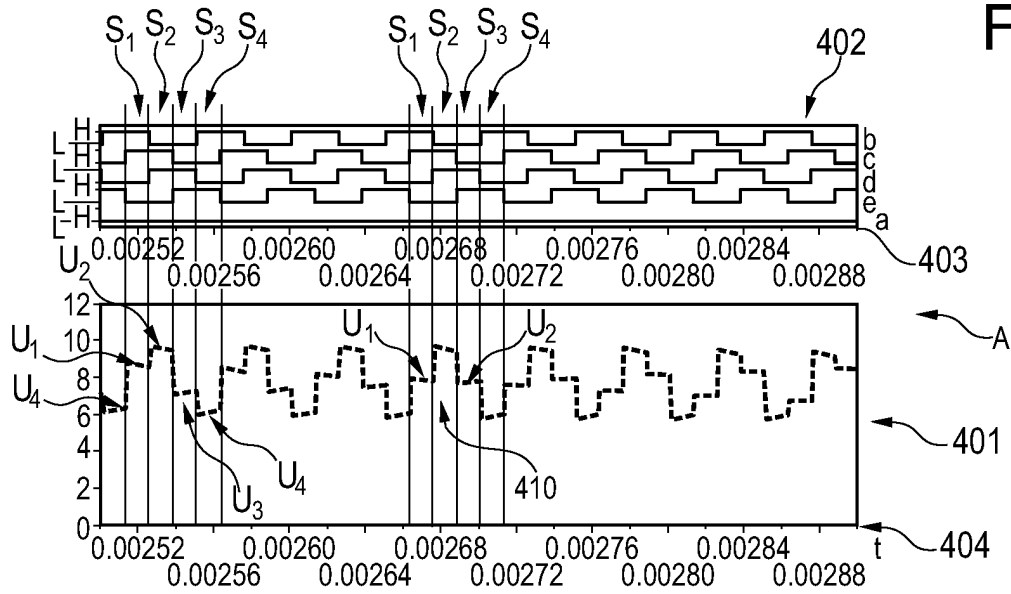


Fig. 5

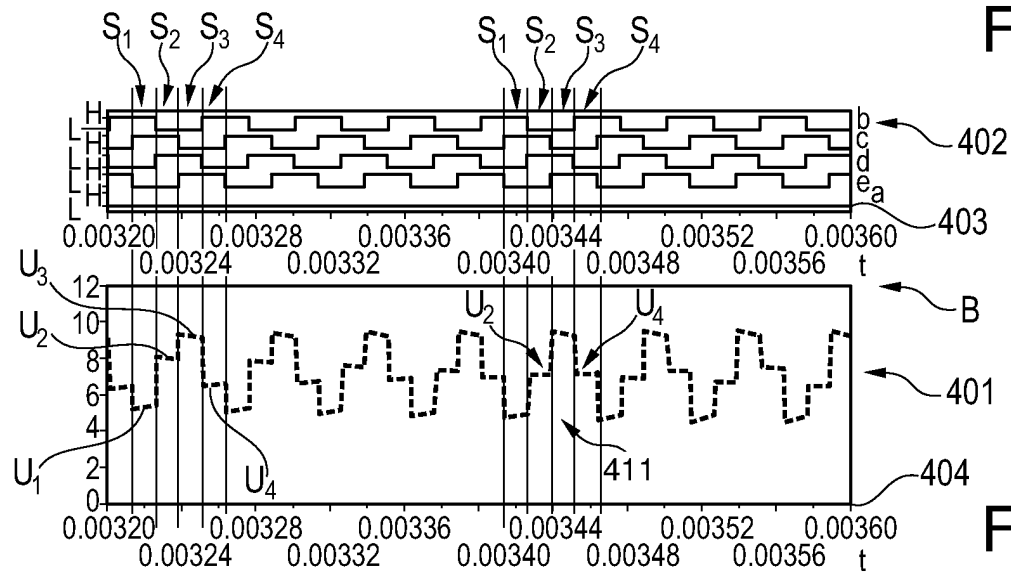


Fig. 6

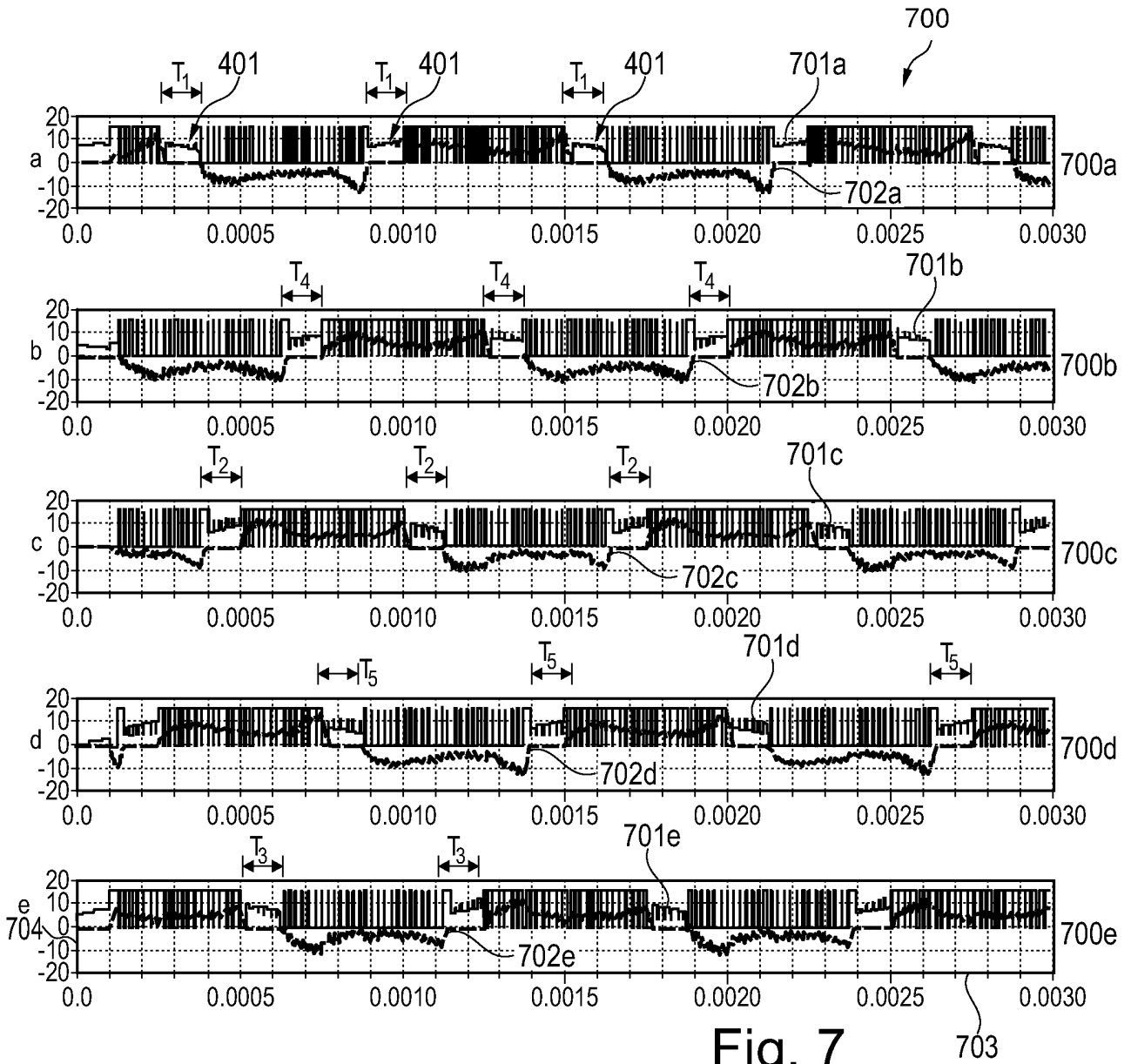


Fig. 7

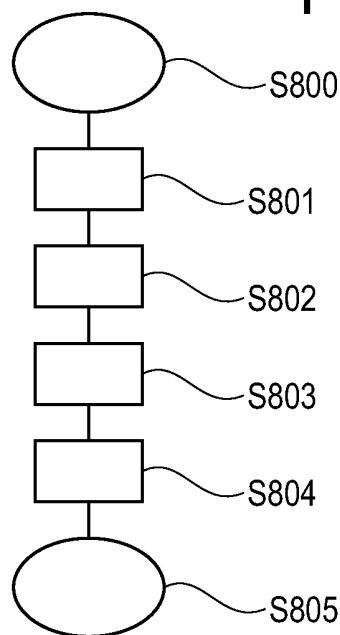


Fig. 8

