

SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH** **711 454 B1**

(51) Int. Cl.: **H02M** **1/084** (2006.01)
H02M **7/797** (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-lichtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 01237/15

(22) Anmeldedatum: 27.08.2015

(43) Anmeldung veröffentlicht: 28.02.2017

(24) Patent erteilt: 31.07.2019

(45) Patentschrift veröffentlicht: 31.07.2019

(73) Inhaber:
ETH Zürich ETH Transfer, HG E 47–49, Rämistrasse 101
8092 Zürich ETH-Zentrum (CH)

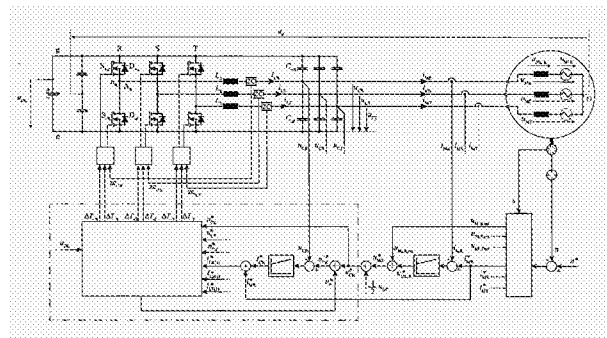
(72) Erfinder:
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)
Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH)
Maurus Kaufmann, 5703 Seon (CH)
Arda Tüysüz, 8050 Zürich (CH)
Dominik Neumayr, 8003 Zürich (CH)

(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach
8032 Zürich (CH)

(54) **Steuerverfahren zur Minimierung der EM-Störaussendung und Verluste mehrphasiger AC/DC-Konverter mit TCM-Betrieb der Brückenzeigwe.**

(57) Das erfindungsgemässe Verfahren dient zur Regelung eines Wechselrichters zum Austausch elektrischer Energie mit einem AC-System, wobei der Wechselrichter mehrere Brückenzeigwe aufweist und jeder Brückenzeigwe einen Mittelpunkt (AR) aufweist, der über einen oberen Schalter (S+R) mit einer positiven Gleichspannungsschiene (p) und über einen unteren Schalter (S–R) mit einer negativen Gleichspannungsschiene (n) verbunden werden kann, und im Betrieb des Wechselrichters jeweils vom Mittelpunkt (AR) eines Brückenzeigwe ein Brückenzeigweistrom (iLR, iLS, iLT) durch eine Filterinduktivität (LR, LS, LT) eines Ausgangsfilters zum AC-System fliesst. Dabei wird im Betrieb des Wechselrichters zur Beeinflussung von Schaltfrequenzen der Brückenzeigwe mindestens eines variiert von:

- Amplituden der Brückenzeigweistrome (iLR, iLS, iLT) bezüglich eines jeweils vorgegebenen Mittelwertes; und
- Nullspannung des vom Wechselrichter gespeisten AC-Systems.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft das Gebiet der elektronischen Leistungsumrichter.

Stand der Technik

[0002] Zur Drehzahlregelung von Dreiphasenmotoren (im Weiteren einfach als Motoren bezeichnet) werden heute Dreiphasen-Pulswechselrichter (nachfolgend einfach als Wechselrichter bezeichnet) eingesetzt, welche eine speisende DC-Spannung in ein symmetrisches dreiphasiges Spannungssystem mit vorgebar Frequenz und Amplitude umformen und im einfachsten Fall durch drei zwischen der positiven und negativen Gleichspannungsschiene liegende Brückenarme gebildet werden. Jeder Brückenarm besteht bei Zweipunktausführung aus einer Serienschaltung von zwei Transistoren mit antiparallelen Freilaufdioden, wobei die an die Eingangsklemmen des Motors gelegten Ausgänge zwischen den Transistoren der Brückenarme abgegriffen werden und ein Ausgang durch Durchschalten jeweils eines der beiden Transistoren mit der positiven oder negativen Gleichspannungsschiene verbunden werden kann.

[0003] Um eine hohe Isolationsbeanspruchung der Motorwicklungen oder das Auftreten von Lagerströmen, welche die Laufbahnen der Lager schädigen, zu vermeiden, wird vorteilhaft zwischen Wechselrichter und Motor ein LC-Tiefpassfilter eingefügt. Die Motorspannung weist dann nicht einen pulsfrequent diskontinuierlichen, sondern einen kontinuierlichen Verlauf mit einer nur kleinen schaltfrequenten Schwankung auf. Für die Realisierung des Tiefpassfilters werden von den Ausgängen der Brückenarme abweigend Filterinduktivitäten angeordnet, und deren zweite Enden an die zugeordneten Motorklemmen gelegt. Weiter werden am Motoreingang Filterkondensatoren in Stern- oder Dreieckschaltung angeordnet. Soll auch die Gleichtaktkomponente der Phasenausgangsspannungen der Brückenarme – welche z.B. zum Auftreten von Lagerströmen führt – gefiltert werden, werden die Filterkondensatoren ausgehend von den Motorklemmen gegen die positive oder negative DC-Spannungsschiene geschaltet. Im Sinne einer möglichst niederinduktiven Rückführung schaltfrequenter Stromanteile ist eine symmetrische Anordnung der Filterkondensatoren vorteilhaft, wobei von jeder Motorklemme je ein Kondensator gleicher Kapazität gegen die positive als auch gegen die negative DC-Spannungsschiene gelegt wird. Die Verbindung der Filterkondensatoren mit den DC-Spannungsschienen bringt weiter den Vorteil einer Entkopplung der Strombildung in den Filterinduktivitäten der Phasen (die Stromsumme ist nicht mehr zu Null gezwungen), weiter kann ein relativ kleiner Induktivitätswert der Filterinduktivitäten bzw. ein hoher Stromrippel gewählt werden, da die nachfolgenden Filterkondensatoren jedenfalls für einen kleinen Rippel der Motorklemmenspannung sorgen.

[0004] Um Schaltverluste der Brückenarme weitgehend zu vermeiden, ist es nun vorteilhaft, die Amplitude des Rippels der Ströme in den Filterinduktivitäten etwas höher als den zu bildenden niederfrequenten Stromanteil, d.h. den lokalen Mittelwert über eine Pulsperiode, zu wählen und somit sowohl beim Ausschalten wie auch beim Einschalten eines Leistungstransistors des zugeordneten Brückenarmes ein spannungsloses Schalten (Zero Voltage Switching) sicherzustellen. Diese Betriebsweise wird in der Literatur als Triangular-Current-Mode(TCM)-Betrieb bezeichnet (z.B. in «Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier», C. Margut et al., IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 2, pp. 873–882, 2014) und ist z.B. auch in der US 4 947 309 (1990) beschrieben.

[0005] Für die weiteren Ausführungen wird bezüglich einer Schaltungstopologie auf die Fig. 1 verwiesen und bezüglich eines zeitlichen Verlaufs eines Brückenarmstromes i_L (Stromverlauf in der Filterinduktivität einer Phase) auf die Fig. 2. Es sei angenommen, dass über einen Schaltzyklus ein positiver lokaler Mittelwert des Stromes in einer Filterinduktivität L zu bilden ist. Hierfür wird durch Einschalten eines oberen Transistors S_+ eines zugehörigen Brückenarmes mit Mittelpunkt oder Anschlusspunkt AR ein Strom i_L in Richtung des Filterausgangs fließend aufgebaut, wobei die Differenz einer DC-Spannung u_{DC} und einer gegen die negative DC-Spannungsschiene n gemessenen Spannung u_C einer zugehörigen, gegen n geschalteten Filterkapazität C_- (wie oben erwähnt ist i.A. auch ein Filterkondensator gegen die positive DC-Spannungsschiene p geschaltet, über welchem die Differenz von u_{DC} und u_C auftritt) als stromerhöhend wirkt. (Anzumerken ist, dass die Spannung u_C i.A. aus einem Gleichanteil in Höhe der halben DC-Spannung, $\frac{1}{2}u_{DC}$, und einen, diesem Gleichanteil überlagerten Wechselanteil u_M zusammengesetzt ist, womit z.B. die Bildung einer symmetrischen Wechselspannung mit gleichen positiven und negativen Spitzenwerten mit einer maximalen Höhe gleich der halben DC-Spannung, d.h. eine symmetrische Aussteuerbarkeit, gegeben ist.) Bei Abschalten von S_+ in einem Zeitpunkt t_{S+off} bzw. bei einem Stromwert i_{LS+off} , auch Ausschaltstrom genannt, übernimmt die parasitäre Ausgangskapazität CS_+ von S_+ den Strom und wirkt damit im Sinne eines spannungslosen Schaltens als Entlastungskapazität. Neben der Aufladung von CS_+ durch i_L wird die parasitäre Ausgangskapazität CS_- des im Brückenarm gegenüberliegenden Transistors S_- entladen (i_L teilt sich zwischen CS_+ und CS_- auf, letztlich erfolgt die Umladung also in Form einer Schwingung zwischen L und der Parallelschaltung von CS_+ und CS_-) bis schliesslich die Spannung an CS_- im Zeitpunkt t_{D-on} bzw. bei einem Stromwert i_{LD-on} den Wert Null und an CS_+ den Wert u_{DC} erreicht, womit die antiparallele Freilaufdiode D_- von S_- zu leiten beginnt und der Strom i_L gegen die Spannung u_C des Filterkondensators C_- abgebaut wird. S_- kann damit spannungslos eingeschaltet werden. Befindet sich nun S_- im Einschaltzustand, kann i_L nach vollständigem Abbau auf Null im Zeitpunkt t_{iL0} seine Richtung kehren, d.h., sich in negativer Richtung bzw. über S_- aufbauen. Wird dann S_- , ausgehend vom durch einen Stromnulldetektor ZC erfassten Auftreten des Nulldurchganges von i_L hin zu negativen Werten für ein Zeitintervall DT_- im Einschaltzustand belassen und im Zeitpunkt t_{S-off} bzw. bei einem Stromwert i_{LS-off} abgeschaltet, wird CS_- durch den negativen Strom i_{LS-off} aufgeladen und CS_+ entsprechend entladen, d.h. die Spannung u am Ausgang A des Brückenarmes in Form einer Schwingung zwischen L und der Parallelschaltung von CS_+ und CS_- gegen die positive

DC-Spannungsschiene DC+ geführt. Die Spannung über S+ erreicht dann in tD+on den Wert Null und die zu S+ antiparallel liegende Diode D+ beginnt zu leiten. Aufgrund des Leitens von D+ kann nun S+ spannungslos eingeschaltet werden, womit, wenn in Zeitpunkt tIL0+ der Strom in L von negativen Werten her kommend auf Null abgebaut ist (was durch den Stromnulldetektor ZC erfasst wird) ein Aufbau in positiver Richtung erfolgen kann, bis wieder, wie oben beschrieben, nach Ablauf einer vom Stromnulldurchgang in tIL0+ ausgehend gezählten Zeit DT+ im Zeitpunkt tS+off der Stromwert iLS+off erreicht ist und S+ abgeschaltet wird. Damit ist ein Schaltzyklus der Länge Ts des Brücken zweiges abgeschlossen.

[0006] Anzumerken ist, dass der vorstehend erwähnte resonante Übergang von u zwischen DC- und DC+ einen hinreichend hohen Wert des Stromes iLS-off voraussetzt. Wie z.B. in The Design of High Performance Mechatronics, R.M. Schmidt et al., Delft University Press, 2011, ISBN 978-1-60750-826-7 beschrieben (siehe Seite 440), wird iLS-off im Sinne einer einfachen Realisierung unabhängig von dem innerhalb von Ts zu bildenden lokalen Mittelwert iL(1) von iL auf einen konstanten, für das Umschwingen hinreichend hohen Wert festgelegt.

[0007] Insgesamt weist somit iL näherungsweise Dreieckform auf, wobei iL(1) durch entsprechende Wahl der Schaltzeitpunkte tS+off und tS-off bzw. der Länge der Zeitintervalle DT+ und DT- so definiert werden kann, dass der zu liefernde Motorphasenstrom iM und der Anteil des Stromes in den Filterkondensatoren C+ und C- (in Parallelschaltung wirkend) mit Ausgangsfrequenz (es ist ja eine von der einzustellenden Motordrehzahl abhängige Frequenz der Ausgangsspannung u einzustellen) gedeckt werden. Der (hohe) schaltfrequente Rippel von iL schliesst sich über die Filterkondensatoren C+ und C- und verursacht einen entsprechenden schaltfrequenten Rippel von uC, der jedoch durch entsprechende Dimensionierung der Filterkondensatoren klein gehalten werden kann. Nachteilig ist allerdings, dass die Dauer eines Schaltzyklus Ts ausser von dem zu bildenden Strom iL(1) und auch vom Verhältnis der Filterkondensatorspannung uC und der DC Spannung uDC, d.h. von Aussteuergrad des Wechselrichters abhängt, da der Stromaufbau durch die Differenz (uDC-uC) und der Stromabbau durch -uC bestimmt wird. Innerhalb des Betriebsbereiches des Inverters sind entsprechend der einzustellenden Drehzahl geringe oder hohe Werte der Motorklemmenspannung uM zu bilden, bzw. treten abhängig vom zu bildenden Drehmoment hohe oder tiefe Motorströme iM bzw. lokale Mittelwerte iL(1) der Ströme in den Filterinduktivitäten auf, bzw. liegen aufgrund der Sinusform der Motorströme in der Umgebung der Nulldurchgänge jedenfalls kleine Stromwerte vor. Der für die Dreieckform von iL gegebene Vorteil spannungslosen Schaltens der Brücken zweige wird also durch eine weite Variation der Schaltfrequenz fs = 1/Ts erkaufte, welche die Unterdrückung leitungsgebundener Störausstrahlungen durch eine weitere, zwischen LC-Tiefpassfilter und Motor eingefügte EMV-Filterstufe erschwert, bzw. an die Signalverarbeitung und die Ansteuerung der Transistoren S+ und S- hinsichtlich der zulässigen Verzögerungszeiten besondere Anforderungen stellt.

[0008] Um die Schaltfrequenzvariation einzugrenzen, wird daher in der US 2004/0 151 010 A1, 2004, die Ersetzung des Brücken zweiges S+ und S- und der Filterinduktivität L durch mehrere parallele Brücken zweige mit eigenen Filterinduktivitäten beschrieben. Bei kleinen Motorstromamplituden ist dann nur ein Brücken zweig in Betrieb, bei höheren Strömen wird ein weiterer Brücken zweig aktiviert, sodass sich eine höhere Stromamplitude auf zwei parallele (und vorteilhaft phasenversetzt getaktete) Zweige aufteilt, also nicht ein Brücken zweig die gesamte Variation des Stromwertes handhaben muss. Insbesondere bei mehr als zwei parallel arbeitenden Brücken zweigen wird dadurch die Komplexität des Systems allerdings wesentlich erhöht. Anzumerken ist, dass die Entscheidung, ob ein Brücken zweig oder beide Brücken zweige in Betrieb sind, abhängig von der Stromamplitude und nicht vom jeweiligen Strommomentanwert getroffen wird.

[0009] Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Steuerverfahren zu schaffen, welches den Vorteil des spannungslosen Schaltens der Brücken zweige beibehält und auch bei Anordnung nur eines Brücken zweiges und Tiefpassfilters je Motorphase unabhängig von der Amplitude der an den Motor gelegten Spannung sowie der Motorstromamplitude und der Phasenverschiebung von Motorspannung und Motorstrom bei TCM-Betrieb eine weite Variation der Schaltfrequenz über die Ausgangsperiode (Motorspannungsperiode) vermeidet und andererseits möglichst geringe Schaltverluste garantiert.

[0010] Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren gemäss den Patentansprüchen gelöst.

[0011] Das Verfahren dient zur Regelung eines Wechselrichters zum Austausch elektrischer Energie mit einem AC-System, wobei der Wechselrichter mehrere Brücken zweige aufweist und jeder Brücken zweig einen Mittelpunkt aufweist, der über einen oberen Schalter mit einer positiven Gleichspannungsschiene und über einen unteren Schalter mit einer negativen Gleichspannungsschiene verbunden werden kann und im Betrieb des Wechselrichters jeweils vom Mittelpunkt eines Brücken zweiges ein Brücken zweigstrom durch eine Filterinduktivität eines Ausgangsfilters zum AC-System fliesst. Dabei wird im Betrieb des Wechselrichters zur Beeinflussung von Schaltfrequenzen der Brücken zweige mindestens eines variiert von:

- Amplituden der Brücken zweigströme bezüglich eines jeweils vorgegebenen Mittelwertes; und
- Nullspannung des vom Wechselrichter gespeisten AC-Systems.

[0012] Jeder der Brücken zweigströme pendelt also, in an sich bekannter Weise, entsprechend der Schaltfrequenz um den jeweiligen Mittelwert. Dieser ist durch eine übergeordnete Regelung vorgegeben. Der Mittelwert folgt im Wesentlichen einer Schwingung mit einer Netzfrequenz oder Grundfrequenz entsprechend dem AC-System, mit Abweichungen entsprechend einer momentanen Belastung des AC-Systems. Dabei beträgt die Schaltfrequenz ein Mehrfaches der Grundfrequenz des AC-Systems. Durch ein Ausgangsfilter werden die Brücken zweigströme geglättet und erscheinen die geglätteten Brücken zweigströme an einer Schnittstelle zum AC-System. Indem die Abweichungen der Brücken zweigströme um den Mittelwert variiert werden, wird die Häufigkeit der Schaltvorgänge im Brücken zweig geändert und damit die Schaltfre-

quenz der Brückenzeige. Die Amplitude der Brückenzeigströme stellt also einen Freiheitsgrad zur Beeinflussung der Schaltfrequenz dar.

[0013] Unabhängig oder in Kombination mit der Variation dieser Amplituden kann die Nullspannung des gespeisten Systems variiert werden. Gemäss dem Stand der Technik ist sie gleich null. Sie kann aber ungleich null sein, wenn beispielsweise ein Sternpunkt des AC-Systems nicht geerdet oder nicht mit einem Mittelpunkt der Gleichspannungsseite verbunden ist. Wenn die Nullspannung variiert wird, sind damit die Differenzspannungen beeinflussbar, welche über den Filterinduktivitäten anliegen, und damit wiederum die Steilheit der Stromänderung der Brückenzeigströme. Werden die Spannungen nach den Filterinduktivitäten möglichst in der Nähe der Spannung der positiven respektive negativen Gleichspannungsschiene (je nach Phasenlage) gehalten, so sind die Differenzspannungen relativ gesehen kleiner als bei einem rein sinusförmigen Verlauf der Spannungen. Bei kleinerer Differenzspannung wird die Steilheit der Stromänderung kleiner und damit die Schaltfrequenz im entsprechenden Brückenzeig. Die Variation der Nullspannung stellt also einen weiteren Freiheitsgrad zur Beeinflussung der Schaltfrequenz dar.

[0014] In einer Variante des Verfahrens wird zur Reduktion der Schaltfrequenz eines Brückenzeiges die Amplitude des entsprechenden Brückenzeigstroms erhöht.

[0015] In einer Variante des Verfahrens wird zur Reduktion der Schaltfrequenz eines Brückenzeiges die Nullspannung und damit eine Spannung am Ausgang der Filterinduktivität des Brückenzeiges in Richtung der Spannung der positiven Gleichspannungsschiene oder der negativen Gleichspannungsschiene verschoben.

[0016] In einer Variante des Verfahrens liegen jeweils mehrere parallel geschaltete Brückenzeige für eine Phase des AC-Systems vor und werden in jeder Phase nach Massgabe eines Strommomentanwertes dieser Phase und einer Sollspannung am Ausgang der Filterinduktivität dieser Phase einer oder mehrere der parallel geschalteten Brückenzeige dieser Phase betrieben.

[0017] In einer Variante des Verfahrens wird zur Bestimmung von Schaltzeitpunkten der Schalter und/oder zur Bestimmung eines Sollwertes für die Nullspannung ein Optimierungsverfahren durchgeführt, welches

- als Zielfunktion eine gewichtete Summe eines Masses für eine Variationsbreite der Schaltfrequenzen der Brückenzeige mit einem Mass für Verluste, insbesondere Schaltverluste des Wechselrichters, aufweist, und
- als Randbedingungen von einer übergeordneten Regelung vorgegebene Sollwerte für Spannungen und Ströme an einer Schnittstelle zum AC-System aufweist.

[0018] In einer Variante des Verfahrens wird das Optimierungsverfahren offline durchgeführt und damit eine online im Betrieb des Wechselrichters verwendete mehrdimensionale Tabelle oder eine mathematisch äquivalente Funktion erzeugt, wobei diese Tabelle respektive Funktion

- als Eingangsgrössen Sollwerte für Mittelwerte der Brückenzeigströme sowie Sollwerte von Spannungen an der Schnittstelle zum AC-System aufweist,
- und als Ausgangswerte Zeitintervalle, welche für die Schalter der Brückenzeige jeweils eine Verzögerung des Ausschaltens nach einem entsprechenden Nulldurchgang vorgeben, und/oder als Ausgangswert einen Sollwert für die Nullspannung aufweist.

[0019] Anstelle der Sollwerte für Mittelwerte der Brückenzeigströme sowie Sollwerte von Spannungen an der Schnittstelle zum AC-System können, falls das AC-System ein symmetrisches Mehrphasensystem ist, auch Werte einer äquivalenten Beschreibung vorgegeben werden, beispielsweise eine allen Phasen gemeinsame Stromamplitude und Spannungsamplitude und eine Phasenverschiebung.

[0020] In einer Variante des Verfahrens geschieht zur Bestimmung von Betriebswerten in Form von Schaltzeitpunkten der Schalter und/oder eines Sollwertes für die Nullspannung eine Skalierung von über eine Periode vorgegebenen Werten für diese Betriebswerte, in Abhängigkeit einer Amplitude der Ströme und einer Amplitude der Spannungen an einer Schnittstelle zum AC-System und einer Phasenverschiebung zwischen diesen Spannungen und Strömen.

[0021] Beispielsweise folgt dazu ein Verlauf von vorgegebenen Werten des Sollwertes für die Nullspannung im Wesentlichen einer 3. Harmonischen der Spannungen an einer Schnittstelle zum AC-System (auch Ausgangsspannungen genannt), und ist der Verlauf von Ausschaltströmen $i_{LS-offR}$, $i_{LS-offS}$, $i_{LS-offT}$ annähernd dreieckförmig in Umgebung der Nulldurchgänge der Sollwerte für Mittelwerte der Brückenzeigströme (siehe Fig. 3).

[0022] In einer Variante des Verfahrens wird eine Optimierung on-Line durchgeführt, insbesondere nach dem Konzept «Auslenken und Bewerten» (englisch «Perturb & Observe»), mit

-

Bestimmung von erfassten Werten durch Messung der auftretenden Schaltfrequenz anhand von Stromnulldurchgängen, Messung von auftretenden Verlusten durch Subtraktion von gemessener Ein- und Ausgangsleistung oder Berechnung mittels eines Modells, und

- durch Anpassung von Betriebswerten in Form von Schaltzeitpunkten der Schalter und/oder eines Sollwertes für die Nullspannung nach Massgabe der derart erfassten Werte.

[0023] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

Fig. 1 eine Schaltungsanordnung mit einer Regelstruktur gemäss einer Ausführungsform der Erfindung;

Fig. 2 einen zeitlichen Verlauf eines Stromverlaufs in der Filterinduktivität einer Phase;

Fig. 3 zeitliche Verläufe verschiedener Signale aus der Schaltung der Fig. 1; und

Fig. 4 einen Vergleich von Schaltfrequenzen mit und ohne eine erfindungsgemässe Regelung.

[0024] Eine Ausführungsform der Erfindung, die nachfolgend gestützt auf die Abbildungen Fig. 1 bis Fig. 4 erläutert wird, ist die Regelschaltung eines TCM-Wechselrichters für drehzahlvariablen Betrieb eines Motors derart zu erweitern (siehe strichpunktiert umrandeter Schaltungsteil in Fig. 1), dass ein aufgrund einer fehlenden Verbindung des Sternpunktes N der Motorwicklungen mit der speisenden DC Spannung u_{DC} gegebene Freiheitsgrad einer Addition einer Nullspannung mit Sollwert u_0^* («*» kennzeichnet Sollwerte) zu den eigentlich zu bildenden Motorphasenspannungen u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* zur Begrenzung der Schaltfrequenzvariation genutzt wird. Die Nullspannung entspricht der Spannung eines Nullpunktes N eines vom Wechselrichter gespeisten Dreiphasensystems. Der Einfluss einer Nullspannung u_0 auf die Länge eines Schaltzyklus T_s (für einen vorgegebenen zu bildenden lokalen Strommittelwert $i_L(1)$) wird durch die oben beschriebene Abhängigkeit der Änderungsgeschwindigkeit der Stromes in L von $(u_{DC}-u_C)$ bei Stromaufbau und von $(-u_C)$ bei Stromabbau verständlich. Nimmt u_C Werte nahe u_{DC} an, steigt der Strom nur sehr langsam, und die Dauer des Schaltzyklus T_s nimmt sehr hohe, bzw. die Schaltfrequenz $f_s = 1/T_s$ sehr tiefe Werte an. Liegt anstelle der Filterkondensatorspannung u_C die Spannung $u_C' = (u_C) + u_0$ mit $u_0 < 0$ vor, erfolgt der Stromaufbau rascher und T_s wird (trotz der dann geringeren Geschwindigkeit der durch $-(u_C)+ u_0$ bestimmten Stromabnahme) entsprechend verkürzt. Da die Nullspannung u_0 zu allen eigentlich zu bildenden Motorphasenspannungen u_M addiert wird, ist bei der Wahl des Spannungswertes u_0 einerseits darauf Rücksicht zu nehmen, dass in keiner Phase die durch die Nullgrösse erweiterte Spannung u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* den Wert u_{DC} übersteigt oder den Wert Null unterschreitet, d.h. Übermodulation vermieden wird. Andererseits hat u_0 einerseits die Absenkung der Frequenz einer Phase zur Folge, wirkt andererseits jedoch u.U. in einer anderen Phase frequenzerhöhend. Daher werden für die Festlegung von u_0^* alle Phasen betrachtet und weiter wird berücksichtigt, welcher lokale Strommittelwert in einer Phase zu bilden ist. In diesem Zusammenhang oder auch unabhängig davon wird der negative Strom i_{LS-off} und damit die Variation der Amplitude des Stroms um seinen vorgegebenen Mittelwert als weiterer oder als einziger Freiheitsgrad des TCM-Betriebes in die Überlegungen einbezogen. Ein in einer Phase, z.B. R, geforderter lokaler Strommittelwert $i_{LR}(1)$ kann ja auch bei relativ hohen negativen Stromwerten $i_{LS-offR}$ gebildet werden, wenn ein entsprechend hoher positiver Stromwert $i_{LS+offR}$ eingestellt wird, der die Wirkung von $i_{LS-offR}$ kompensiert. Damit wird unmittelbar deutlich, dass $i_{LS-offR}$ zur Erhöhung von T_s bzw. Verringerung von f_s Einsatz finden kann. Allerdings werden dadurch auch die Leitverluste in den Transistoren S_+ und S_- erhöht. Die Wahl von u_0^* und der Stromwerte $i_{LS-offR}$, $i_{LS-offS}$, $i_{LS-offT}$ hat also einerseits mit Blick auf die eigentlich zu bildenden Phasenspannungen u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* zu erfolgen, welche mit $u_{DC}-\max(u_{CR}^*, u_{CS}^*, u_{CT}^*)$ einen oberen, und mit $-\min(u_{CR}^*, u_{CS}^*, u_{CT}^*)$ einen unteren Maximalwert von u_0^* definieren; andererseits sind die einzustellenden lokalen Strommittelwerte $i_{LR}(1)^*$, $i_{LS}(1)^*$, $i_{LT}(1)^*$ zu berücksichtigen. Da ein Eingriff nur über Addition von u_0^* i.A. nicht ausreicht, in jedem Fall aber alle Phasen beeinflusst und darüber hinaus die lokalen Schaltfrequenzen der Brückenweige f_{sR} , f_{sS} , f_{sT} durch die eingestellten Werte $i_{LS-offR}$, $i_{LS-offS}$, $i_{LS-offT}$ beeinflusst werden, kann das komplexe Zusammenwirken durch eine Off-Line- oder On-Line-Optimierung gelöst werden, deren Gütekriterium einerseits das Ziel hat, die Schaltfrequenz aller Brückenweige innerhalb eines Frequenzbandes (f_{smin} , f_{smax}) zu halten und andererseits die dabei auftretende Erhöhung der Leitverluste der Brückenweige zu begrenzen. Liegen je Phase zwei Brückenweige vor, kann auch dieser Freiheitsgrad in die Optimierung einfließen. Um das Auftreten sehr hoher Schaltfrequenzen bei kleinen Strömen (bei kleinen Motorstromamplituden, aber auch in der Umgebung der Stromnulldurchgänge) zu vermeiden, wird dann nur ein Brückenweige getaktet und kann bei höheren Strommomentanwerten zu einer Taktung beider Brückenweige gewechselt werden, womit das Auftreten tiefer Schaltfrequenzen unterbunden werden kann. Insbesondere findet dieser Wechsel zwischen dem Betrieb eines oder beider Brückenweige dann auch innerhalb einer Periode des Motorstromes, also abhängig vom Strommomentanwert in der jeweiligen Relation von u_C^* und u_{DC} , statt.

[0025] Zusammenfassend ist also unter Kenntnis der Schaltungsparameter, wie z.B. der Induktivität der Tiefpassfilterinduktivitäten, der Zahl der parallel verfügbaren Brückenweige und der angestrebten Grenzen der Schaltfrequenz wie auch der Durchlasswiderstände bzw. Stromabhängigkeit der Leitverluste der Leistungstransistoren, eine Optimierung durchzuführen, welche weiter den aktuell vorliegenden Schaltungszustand in Form der DC-Spannung u_{DC} und der seitens der

Motorregelung geforderten und eigentlich einzustellenden Filterkondensatorspannungen u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* wie auch die jeweils zu bildenden lokalen Strommittelwerte $i_{LR}(1)^*$, $i_{LS}(1)^*$, $i_{LT}(1)^*$ berücksichtigt und letztlich Zeiten $DT+R$, $DT+S$, $DT+T$ und $DT-R$, $DT-S$, $DT-T$ vorgibt, welche die lokalen Schaltfrequenzen innerhalb vorgegebener Grenzen halten, also $fs_{min} < fs_R < fs_{max}$, $fs_{min} < fs_S < fs_{max}$, $fs_{min} < fs_T < fs_{max}$ bei nur moderater Erhöhung der Leitverluste sicherstellen. Da die DC-Spannung typisch einen konstanten Wert aufweist, ist somit für jede Wertekombination (u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* , $i_{LR}(1)^*$, $i_{LS}(1)^*$, $i_{LT}(1)^*$) ein optimaler Satz von Betriebswerten ($DT+R$, $DT+S$, $DT+T$, $DT-R$, $DT-S$, $DT-T$, u_0^*), z. B. mittels einer mehrdimensionalen Tabelle oder funktional äquivalenter (Interpolations-)Funktionen oder einer Kombination von Tabellen und Funktionen, zu berechnen; bei Vorliegen von mehreren parallelen Brückenzeigen je Phase erhöht sich die Dimension der Tabelle entsprechend, da dann je Phase z.B. zwei Werte $DT+$ und $DT-$ auszugeben sind oder ein Brückenzeig bleibend gesperrt werden muss. Der Wertebereich von u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* wird dabei von u_{DC} und der Wertebereich von $i_{LR}(1)^*$, $i_{LS}(1)^*$, $i_{LT}(1)^*$ durch den maximal zulässigen Spitzenwert des Motorstromes unter Rücksicht auf die bei maximaler Ausgangsfrequenz erforderlichen niederfrequenten Anteil des Filterkondensatorstromes i_{CR}^* , i_{CS}^* , i_{CT}^* unter Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors definiert und entsprechend diskretisiert. Die Betriebswerte ($DT+R$, $DT+S$, $DT+T$, $DT-R$, $DT-S$, $DT-T$, u_0^*) für Zwischenwerte sind dann durch bekannte Approximationsverfahren zu berechnen.

[0026] In suboptimaler Form kann das TCM-Betriebsverhalten auch dadurch verbessert, d.h. die Schaltfrequenzvariation beschränkt, werden, indem zu den eigentlich zu bildenden Motorphasenspannungen u_M^* eine Nullgrösse u_0^* in Form einer 3. Harmonischen mit 1/6 der Amplitude der an den Motorklemmen eigentlich zu bildenden Spannungsgrundschwingungen u_{MR}^* , u_{MS}^* , u_{MT}^* addiert wird und die Stromwerte i_{LS-off} der Phasen in der Umgebung der Nulldurchgänge der zugeordneten Phasenströme gegen den Nulldurchgang hin zunehmend angehoben werden. Diese Anhebung kann dann in normierter Form vorliegen und entsprechend dem jeweiligen Betriebszustand skaliert werden. Insgesamt ist damit eine wesentliche Verringerung der Komplexität gegeben. Durch die Addition von u_0^* wird dann eine Absenkung der Momentanwerte von u_{MR}^* , u_{MS}^* , u_{MT}^* in der Umgebung der Amplituden und eine Anhebung im Bereich der Flanken erreicht, womit über einen weiteren Bereich eine relativ konstanter Spannungsabstand von u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* von u_{DC} und Null und damit eine näherungsweise konstante Schaltfrequenz gegeben ist. Vorteilhaft wird dadurch auch die Spannungsaussteuerbarkeit des Wechselrichters maximiert. Alternativ kann die zu überlagernde Nullgrösse u_0^* auch durch $\frac{1}{2} (\max(u_{CR}^*, u_{CS}^*, u_{CT}^*) - \min(u_{CR}^*, u_{CS}^*, u_{CT}^*))$ berechnet werden («max» bezeichnet die Bildung des Maximalwertes, «min» die Bildung des Minimalwertes) und weist dann stationär näherungsweise einen dreieckförmigen Verlauf mit dreifacher Wechselrichterausgangsfrequenz auf. Vorteilhaft wird dann seitens der Motorregelung direkt die Spannung u_0^* in normierter Form gebildet und erfindungsgemäss nur mehr optimal skaliert.

[0027] Wichtig ist anzumerken, dass das vorstehend für den dreiphasigen Fall beschriebene Steuerverfahren sinngemäss gleich auch für andere, d.h. tiefere oder höhere, Phasenzahlen, also z.B. für zwei Phasen oder sechs Phasen, Anwendung finden kann. Weiter könnte der Wechselrichter ausser für die Speisung eines Motors auch für andere Anwendungen, beispielsweise als Ausgangsstufe einer unterbrechungsfreien Stromversorgung, eingesetzt werden.

[0028] Fig. 1: Schematisches Blockschaltbild der Regelschaltung eines Wechselrichters im TCM-Betrieb für drehzahlvariablen Betrieb eines Motors auf Basis einer feldorientierten Regelung mit strichpunktierter umrandeter Erweiterung gemäss einer Ausführungsform der Erfindung, mittels der die Schaltfrequenzvariation der Wechselrichterbrückenzeige durch Addition einer Nullgrösse u_0^* zu den eigentlich für die Erzeugung der Motorspannungen u_{MR}^* , u_{MS}^* , u_{MT}^* zu bildenden Kondensatorspannungen u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* und durch Variation der Schaltzeiten $DT+R$, $DT+S$, $DT+T$ und $DT-R$, $DT-S$, $DT-T$ unter Rücksicht auf die Bildung der erforderlichen lokalen Strommittelwerte $i_{LR}(1)^*$, $i_{LS}(1)^*$, $i_{LT}(1)^*$ auf den Frequenzbereich (fs_{min} , fs_{max}) eingeschränkt wird. Die dabei auftretende Erhöhung der Leitverluste der Brückenzeige wird im Rahmen einer Off-Line-Optimierung, welche die Abbildung von (u_{CR}^* , u_{CS}^* , u_{CT}^* , $i_{LR}(1)^*$, $i_{LS}(1)^*$, $i_{LT}(1)^*$) auf ($DT+R$, $DT+S$, $DT+T$, $DT-R$, $DT-S$, $DT-T$, u_0^*) in Form einer mehrdimensionalen Tabelle mit optimierten Einträgen festlegt, auf moderate Werte beschränkt. Durch die der Optimierung zugrundeliegende Gütefunktion wird einerseits das Verbleiben von fs_R , fs_S , fs_T (f_{min} , f_{max}) angestrebt und andererseits die Erhöhung der Schaltverluste bewertet; der Einfluss der beiden Ziele kann in an sich bekannter Weise durch Gewichtsfaktoren relativ zueinander verändert werden. Die Zeiten $DT+R$, $DT+S$, $DT+T$, $DT-R$, $DT-S$, $DT-T$ werden durch Ansteuerstufen synchronisiert auf die durch Stromnulldetektoren Z_{CR} , Z_{CS} , Z_{CT} erfassten Zeitpunkte t_{0-R} , t_{0-S} , t_{0-T} , t_{0+R} , t_{0+S} , t_{0+T} der Nulldurchgänge des jeweils zugeordneten Phasenstromes für die Ansteuerung der Transistoren $S+R$, $S+S$, $S+T$, $S-R$, $S-S$, $S-T$ herangezogen.

[0029] Fig. 2: Für TCM-Betrieb charakteristisch ist die näherungsweise Dreieckform des innerhalb einer Pulsperiode T_s auftretenden Stromverlaufs in der Filterinduktivität einer Phase (im Sinne der Übersichtlichkeit ist der Index der Phasenbezeichnung weggelassen) mit Bezeichnung der Ausschaltzeitpunkte von $S+$ und $S-$ (t_{S+off} und t_{S-off}), der Zeitpunkte, in welchen $D-$ und $D+$ den Leitzustand erreichen (t_{D-on} , t_{D+on}), und der Nulldurchgänge des Stromes i_L (t_{iL0+} und t_{iL0-}) und den jeweils vorliegenden Stromwerten. Um möglichst geringe Leitverluste sicherzustellen, werden $S+$ und $S-$ vorteilhaft jeweils unmittelbar nach Leitendwerden der antiparallelen Freilaufdiode $D+$ (in t_{D+on}) und $D-$ (in t_{D-on}), spätestens jedoch kurz vor t_{iL0+} bzw. t_{iL0-} durchgeschaltet. Die bei Einschalten von $S+$ und $S-$ unmittelbar in t_{iL0+} bzw. t_{iL0-} vorliegenden Einschaltzeiten sind durch $DT+$ und $DT-$ gekennzeichnet. Weiter ist der innerhalb der Schaltperiode gebildete lokale Mittelwert $i_L(1)$ eingetragen, welcher einerseits die ausgangsfrequente Umladung der (parallel wirkenden) Filterkondensatoren $C+$ und $C-$ und andererseits den Motorphasenstrom i_M deckt. Weiter ist der Verlauf des Ausgangs des zugehörigen Detektors Z_C für die Nulldurchgänge des Stromes i_L gezeigt.

[0030] Fig. 3: von oben nach unten ist gezeigt:

- Zeitverlauf der bei Einsatz der erfindungsgemässen Steuerung mit Rücksicht auf DT+R, DT+S, DT+T, DT–R, DT–S, DT–T auftretenden Ströme iLR, iLS, iLT innerhalb einer Ausgangsperiode.
- Absolutwert der jeweils erreichten Stromwerte beim Ausschalten (Ausschaltströme) iLS–offR, iLS–offS, iLS–offT für positive Strommittelwerte iLR(1), iLS(1), iLT(1), bzw. Absolutwert der jeweils erreichten Stromwerte beim Ausschalten (Ausschaltströme) iLS+offR, iLS+offS, iLS+offT für negative Strommittelwerte iLR(1), iLS(1), iLT(1).
- Der auftretende Verlauf der drei Filterkondensatorspannungen uCR', uCS', uCT' und der zugrundeliegende Verlauf von uCR*, uCS*, uCT*.
- Der Verlauf u0* der den eigentlich zu bildenden Motorspannungen überlagerten optimalen Nullgrösse.

[0031] Fig. 4: Zeitverlauf der Motorphasenströme iMR, iMS, iMT und der lokalen Schaltfrequenzen $f_{sR} = 1/T_{sR}$, $f_{sS} = 1/T_{sS}$, $f_{sT} = 1/T_{sT}$ der zugeordneten Brückenzeige über eine Periode der Ausgangsspannung bei Implementierung der Steuerung des Wechselrichters im TCM-Betrieb gemäss dem Stand der Technik (a) und bei erfindungsgemässer Ausführung (b), für welche die Variation von f_{sR} , f_{sS} , f_{sT} auf den Frequenzbereich (f_{smin} , f_{smax}) eingeschränkt und somit insbesondere das Auftreten sehr hoher Schaltfrequenzen in der Umgebung der Nulldurchgänge der Motorphasenströme vermieden wird.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Regelung eines Wechselrichters zum Austausch elektrischer Energie mit einem AC-System, wobei der Wechselrichter mehrere Brückenzeige aufweist und jeder Brückenzeig einen Mittelpunkt (AR) aufweist, der über einen oberen Schalter (S+R) mit einer positiven Gleichspannungsschiene (p) und über einen unteren Schalter (S–R, ...) mit einer negativen Gleichspannungsschiene (n) verbunden werden kann, und im Betrieb des Wechselrichters jeweils vom Mittelpunkt (AR) eines Brückenzeigs ein Brückenzeigstrom (iLR, iLS, iLT) durch eine Filterinduktivität (LR; LS; LT) eines Ausgangsfilters (LR, C+R, C–R; LS) zum AC-System fliesst, dadurch gekennzeichnet, dass im Betrieb des Wechselrichters zur Beeinflussung von Schaltfrequenzen der Brückenzeige mindestens eines variiert wird von:
 - Amplituden der Brückenzeigströme (iLR, iLS, iLT) bezüglich eines jeweils vorgegebenen Mittelwertes; und
 - Nullspannung (u0) des vom Wechselrichter gespeisten AC-Systems.
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei zur Reduktion der Schaltfrequenz eines Brückenzeiges die Amplitude des entsprechenden Brückenzeigstroms (iLR, iLS, iLT) erhöht wird.
3. Verfahren gemäss Anspruch 1 oder 2, wobei zur Reduktion der Schaltfrequenz eines Brückenzeiges die Nullspannung und damit eine Spannung (UCR, UCS, UCT) am Ausgang der Filterinduktivität (LR; LS; LT) des Brückenzeiges in Richtung der Spannung der positiven Gleichspannungsschiene (p) oder der negativen Gleichspannungsschiene (n) verschoben wird.
4. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei jeweils mehrere parallel geschaltete Brückenzeige für eine Phase des AC-Systems vorliegen und wobei in jeder Phase nach Massgabe eines Strommomentanwertes dieser Phase und einer Sollspannung am Ausgang der Filterinduktivität (LR; LS; LT) dieser Phase einer oder mehrere der parallel geschalteten Brückenzeige dieser Phase betrieben werden.
5. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei zur Bestimmung von Schaltzeitpunkten (tS+off, tS–off) der Schalter (S+R, S–R) und/oder zur Bestimmung eines Sollwertes (u0*) für die Nullspannung (u0) ein Optimierungsverfahren durchgeführt wird, welches
 - als Zielfunktion eine gewichtete Summe eines Masses für eine Variationsbreite der Schaltfrequenzen der Brückenzeige mit einem Mass für Verluste, insbesondere Schaltverluste des Wechselrichters, aufweist, und
 - als Randbedingungen von einer übergeordneten Regelung vorgegebene Sollwerte für Spannungen und Ströme an einer Schnittstelle zum AC-System aufweist.
6. Verfahren gemäss Anspruch 5, wobei das Optimierungsverfahren ohne den Wechselrichter zu betreiben durchgeführt wird und damit eine im Betrieb des Wechselrichters verwendete mehrdimensionale Tabelle oder eine mathematisch äquivalente Funktion erzeugt wird, wobei diese Tabelle respektive Funktion
 - als Eingangsgrössen Sollwerte für Mittelwerte (iLR(1)*, iLS(1)*, iLT(1)*) der Brückenzeigströme (iLR, iLS, iLT) sowie Sollwerte von Spannungen (uCR*, uCS*, uCT*) an der Schnittstelle zum AC-System aufweist,
 - und als Ausgangswerte Zeitintervalle (DT+R, DT+S, DT+T, DT–R, DT–S, DT–T), welche für die Schalter der Brückenzeige jeweils eine Verzögerung des Ausschaltens nach einem entsprechenden Nulldurchgang vorgeben, und/oder als Ausgangswert einen Sollwert (u0*) für die Nullspannung (u0) aufweist.
7. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei zur Bestimmung von Betriebswerten in Form von Schaltzeitpunkten (tS+off, tS–off) der Schalter (S+R, S–R) und/oder eines Sollwertes (u0*) für die Nullspannung (u0) eine Skalierung von über eine Periode vorgegebenen Werten für diese Betriebswerte geschieht, in Abhängigkeit einer

CH 711 454 B1

Amplitude der Ströme und einer Amplitude der Spannungen an einer Schnittstelle zum AC-System und einer Phasenverschiebung zwischen diesen Spannungen und Strömen.

8. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei eine Optimierung im Betrieb des Wechselrichters durchgeführt wird, insbesondere nach dem Konzept «Auslenken und Bewerten»,
 - mit Bestimmung von erfassten Werten durch Messung der auftretenden Schaltfrequenz anhand von Stromnulldurchgängen, Messung von auftretenden Verlusten durch Subtraktion von gemessener Ein- und Ausgangsleistung oder Berechnung mittels eines Modells, und
 - durch Anpassung von Betriebswerten in Form von Schaltzeitpunkten (t_{S+off} , t_{S-off} , ...) der Schalter (S+R, S-R, ...) und/oder eines Sollwertes (u_0^*) für die Nullspannung (u_0) nach Massgabe der derart erfassten Werte.

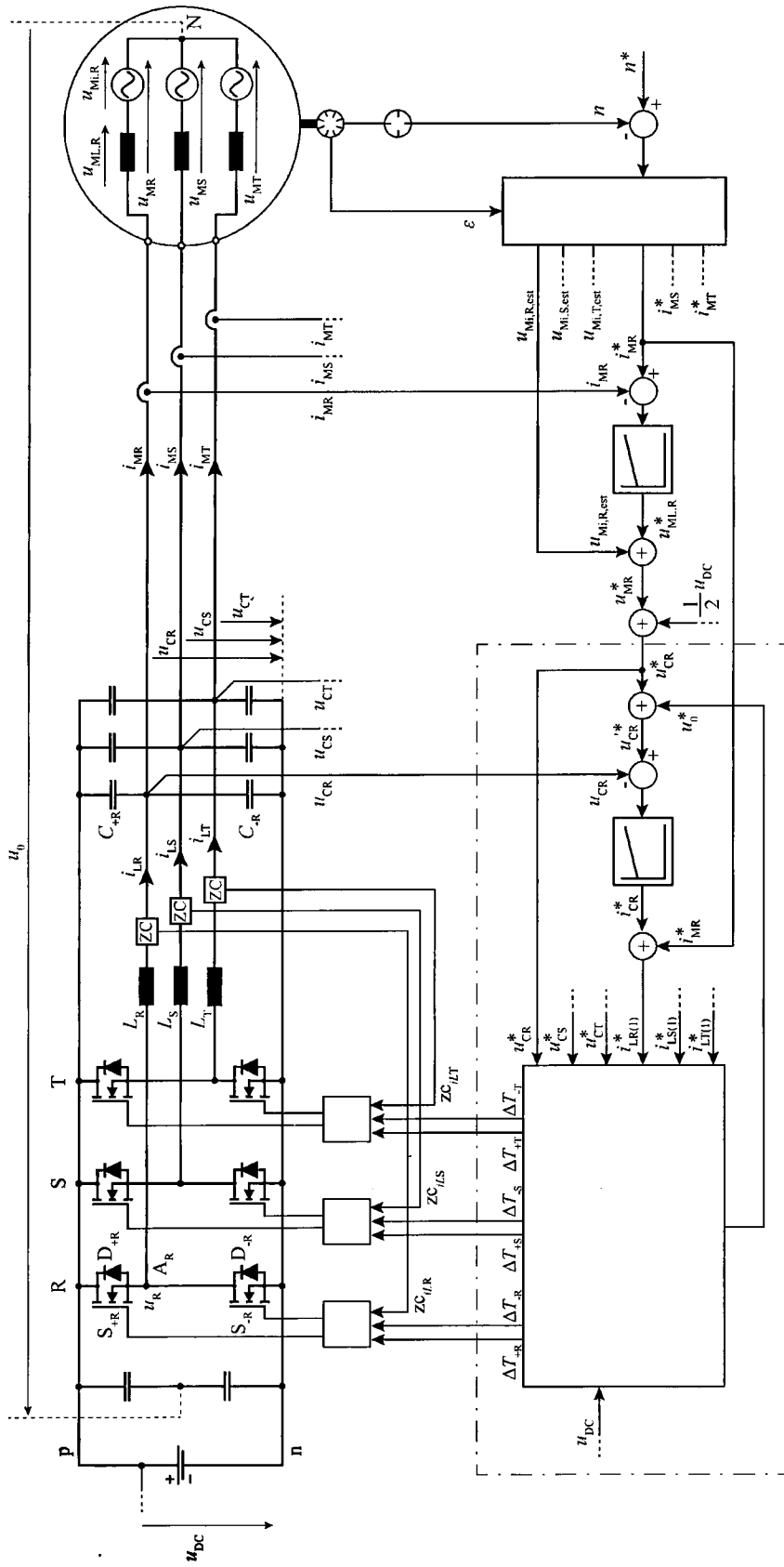


Fig. 1

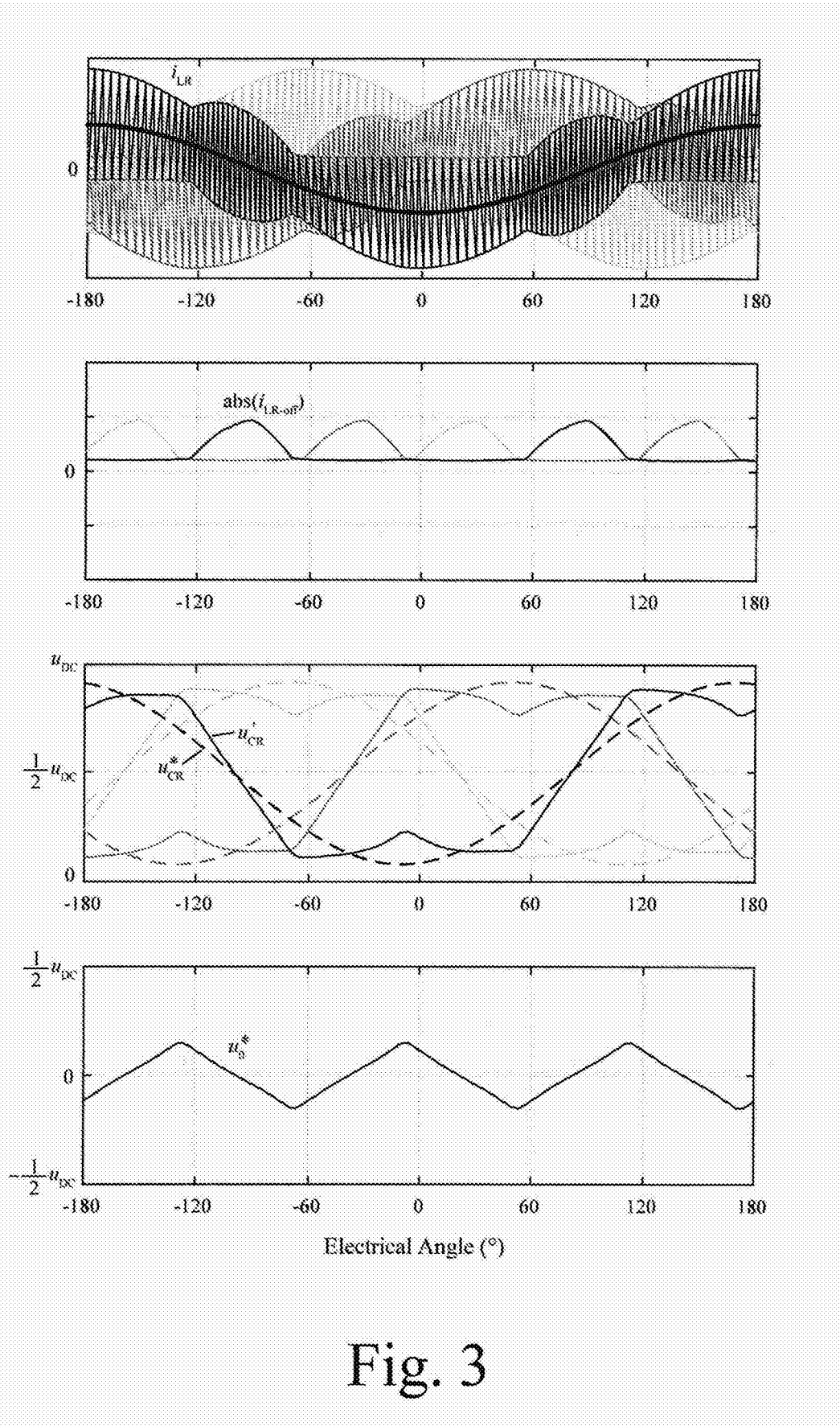


Fig. 3

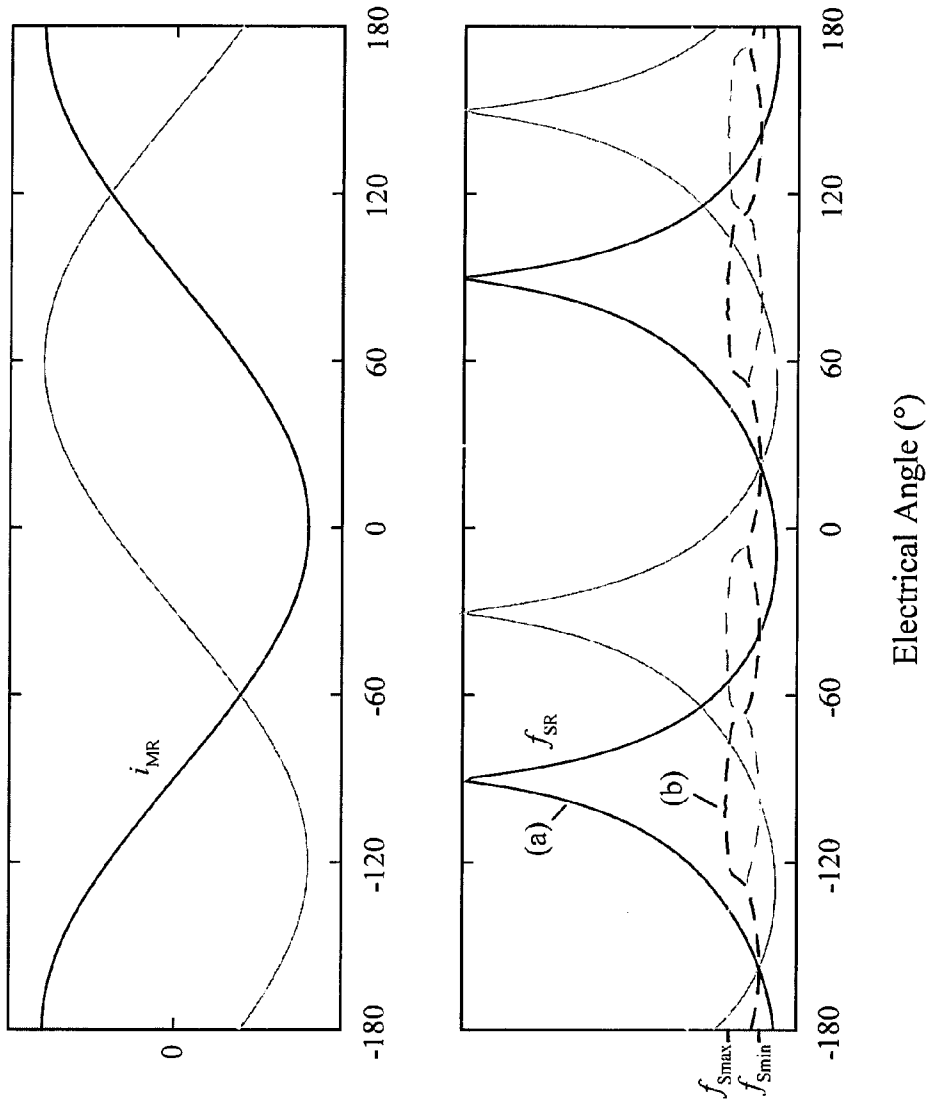


Fig. 4