



Stromnulldurchgang bei Umrichter

Die Erfindung betrifft eine Leistungselektronikeinheit, welche einen Regler und mindestens eine Halbbrücke mit einem ersten Schaltelement und mit einem zweiten Schaltelement umfasst und
5 zwischen den beiden Schaltelementen einen Phasenstromausgang aufweist, bei dem das erste Schaltelement und das zweite Schaltelement im Gegentakt für eine Schaltzeit mit einer Taktfrequenz schaltbar sind und bei dem der Regler die Schaltzeit und/oder die Taktfrequenz als Stellgröße einstellt, um an dem Phasenstromausgang eine vorgegebene Amplitude, Frequenz und Phasenlage des Phasenstroms innerhalb eines bevorstehenden Schalttaktes
10 bereitzustellen.

Aktuelle Umrichter für Hybrid- und Elektrofahrzeuge verwenden üblicherweise Bipolartransistoren mit isolierter Gate-Elektrode (IGBTs) als Halbleiter. Dies geht zum Beispiel aus dem Abstract der Schrift CN 201 781 456 U hervor. Umrichter mit bidirektionalen
15 Halbleiterelementen wie etwa Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFETs) sind in der Regel seltener in Verwendung, da MOSFET-Schaltbrücken das Umrichten von nur geringeren Spannungen als IGBT-Brücken ermöglichen. Deshalb sind MOSFET-Umrichter in ihrer Leistungsfähigkeit begrenzt und IGBT-Umrichter diesbezüglich in vielen Gebieten der Elektrotechnik bevorzugt, siehe etwa die Schrift DE 10138751 A1. Bei sehr hohen
20 Schaltfrequenzen (> 20 kHz) wirkt sich das Bauteilverhalten der MOSFETs jedoch positiv im Vergleich zu IGBTs aus.

Ein klassischer Umrichter besteht aus einer dem Fachmann bekannten B6-Brücke. Die beiden Schalter einer der drei Halbbrücken sind nie zum gleichen Zeitpunkt eingeschaltet. Daher
25 existiert eine Totzeit, die gewährleistet, dass die Schalter die Eingangsspannung sicher schalten können und ein Halbbrückenkurzschluss ausbleibt. Außerdem treten Spannungsabfälle an den Halbleitern beim Leiten auf, die sich nachteilig auf das Betriebsverhalten des Umrichters auswirken können.

30 Es ist eine Aufgabe der Erfindung, eine verbesserte Leistungselektronikeinheit zu beschreiben.

Gelöst wird diese Aufgabe durch eine Leistungselektronikeinheit gemäß Anspruch 1.

35 Vorteilhafte Ausführungsformen und Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich aus den abhängigen Ansprüchen.

Erfindungsgemäß sind die Amplitude, die Frequenz und die Phasenlage des Phasenstroms am Phasenstromausgang prädzierbar, es dient die Richtung des prädzierten Phasenstroms als Beobachtungsgröße des Reglers und der Regler ermittelt die Schaltzeit für den bevorstehenden
40 Schalttakt in Abhängigkeit von der Richtung des prädzierten Phasenstroms.

Der Regler befindet sich in einem Regelkreis und ermittelt die zu stellende Schaltzeit an den beiden Schaltelementen. Technisch bedingt besteht ein Zeitverzug zwischen dem Zeitpunkt der Ermittlung der Schaltzeit und dem Zeitpunkt des Schaltens der beiden Schaltelemente. Dies
45 bedeutet, dass der tatsächliche Phasenstrom zum Zeitpunkt des Stellens der ermittelten Schaltzeit der Schalter nicht dem Phasenstrom entspricht, welcher zum Zeitpunkt der Ermittlung der Schaltzeit der tatsächliche Phasenstrom war. Dieses Vorseilen des Phasenstroms bzw. das Nacheilen der Ermittlung der zu stellenden Schaltzeit für einen zeitlich bevorstehenden Schalttakt ist durch zeitliche Vorausberechnung des zum Zeitpunkt des Stellens der Schalter
50 herrschenden tatsächlichen Phasenstroms kompensierbar und wird im vorliegenden Dokument als Prädiktion bezeichnet. Die Prädiktion betrifft also einen Prädiktionszeitraum, wobei der Prädiktionszeitraum im Wesentlichen dem Datenverarbeitungszeitraum in dem Regelkreis des Reglers entspricht und welcher das zeitliche Maß des Nacheilens der Ermittlung der zu stellenden Schaltzeit beschreibt.

55 Eine bevorzugte Variante der Erfindung ist dadurch gegeben, dass für eine positive Richtung des prädzierten Phasenstroms eine erste Schaltzeit einstellbar ist, und für eine negative Richtung des prädzierten Phasenstroms eine zweite Schaltzeit einstellbar ist.

60 Die ermittelte Schaltzeit ist also abhängig von der Richtung des prädzierten Phasenstroms. Somit können stromrichtungsabhängige Spannungsabfälle in der Leistungselektronikeinheit berücksichtigt werden.

Außerdem ist es vorteilhaft, wenn anhand der Stromprädiktion ein Nulltakt ermittelbar ist, in
65 welchem der Phasenstrom die Stromrichtung wechselt.

Eine Leistungselektronikeinheit gibt ohne Beschränkung der Allgemeinheit häufig ein Wechselstromsignal aus. Der Phasenstrom nimmt als Wechselgröße zwangsläufig zu einem bestimmten Zeitpunkt den Wert Null an, der in einen bestimmten Schalttakt fällt. Dieser
70 Schalttakt wird als Nulltakt bezeichnet.

Nach einer Ausführungsform der Erfindung liegt für den Nulltakt die ermittelte Schaltzeit zwischen der ersten Schaltzeit und der zweiten Schaltzeit.

75 Dies bedeutet, dass die ermittelte Schaltzeit für den Nulltakt eine Mischform zwischen der ersten Schaltzeit für positiven Phasenstrom und zwischen der zweiten Schaltzeit für negativen Phasenstrom darstellt.

Nach einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird die Leistungselektronikeinheit von
80 einem System umfasst, das auch eine elektrische Maschine umfasst und bei welchem der Phasenstrom der Leistungselektronikeinheit im Wesentlichen als Eingangsstrom für den Antrieb eines Rotors der elektrischen Maschine dient und die Prädiktion im Wesentlichen auf der Drehung des Rotors während des Prädiktionszeitraums beruht.

85 Die Erfindung basiert auf den nachfolgend dargelegten Überlegungen:

Aktuelle Umrichter für Hybrid- und Elektrofahrzeuge verwenden in der Regel IGBTs als Halbleiterschalter. MOSFET-Umrichter sind im Regelfall nicht in Verwendung, da MOSFETS nur das Schalten geringerer Spannungen ermöglichen. Dadurch sind die Umrichter in ihrer
90 Leistungsfähigkeit begrenzt. Die Spannungsfestigkeit von MOSFETS hat jedoch stark zugenommen und Hybridisierungskonzepte von Fahrzeugen sind in kleineren Leistungsbereichen von etwa 10 kW wie z.B. für ein erweitertes 48 V-Bordnetz für den Zustand eines Verbrennungsmotors oder für elektrisches Fahren realistisch.

95 Ein klassischer Umrichter besteht aus einer B6-Brücke. Nachteilig daran ist, dass die beiden Schalter einer Brücke nie zum gleichen Zeitpunkt eingeschaltet sein dürfen, um einen Kurzschluss der Eingangsgleichspannung zu verhindern. Daher existiert eine Totzeit, damit die Schalter die Gleichspannung (meist gegeben in Form einer Zwischenkreisspannung U_{Zk}) sicher schalten können. Außerdem treten zum Nachteil der Güte des ausgehenden Wechselstroms

100 Spannungsabfälle an den Halbleitern und an den die Halbleiter verbindenden
Schaltungselementen der Schaltung auf.

Nach dem Stand der Technik werden in MOSFET-Umrichtern die Spannungsabfälle an den
Komponenten des Umrichters nur unzureichend berücksichtigt. Dadurch prägt der Umrichter
105 eine andere Spannung in die Maschine ein, als es der eigentlichen Vorgabe entspricht.
Aufgrund des Vorzeichenwechsels des Phasenstroms, wird die einzelne Phase
näherungsweise auf entweder U_{zk} oder elektrische Masse geklemmt. Dadurch entstehen
Stromoberwellen in der Maschine und es wird keine reine sinusförmige Wechselstromphase
erzeugt. Signifikant sind dabei die 5. und 7. Oberwelle im Strom und damit die 6. Oberwelle im
110 Drehmoment. Die hier nicht näher zu erläuternde Clark-Park-Transformation als mathematische
Drehtransformation liegt dem Zusammenhang zwischen in die elektrische Maschine
eingehenden Stromoberwellen der 5. Frequenz und 7. Frequenz und der mechanischen Welle
6. Ordnung am Maschinenausgang zugrunde. Die Oberwellen führen zu unerwünschten
Drehmomentschwankungen. Da sie ähnlich einer Blindstromkomponente im Strom wirken,
115 ziehen sie zusätzliche Leistungsverluste in der Maschine und im Umrichter nach sich. Dabei
unterscheidet sich der Totzeitvorgang bei MOSFET-Umrichtern wesentlich von denen bei IGBT-
Umrichtern, da MOSFETs als Schalter im Gegensatz zu IGBTs in beide Richtungen Strom
leiten und ein anderes Bauteilverhalten zeigen.

120 Bei komplexeren Reglern, welche das Vorzeichen des Phasenstroms und gegebenenfalls einen
dem jeweiligen Vorzeichen verbundenen Spannungsabfall im Umrichter bei der Ermittlung der
Schaltzeit berücksichtigen, kommt es zu nachteiligen Fehlern beim Stellen der Schalter in
genau jenen Takten, in welchen das Vorzeichen des Phasenstroms wechselt.

125 Deshalb wird vorgeschlagen, die Schaltzeit des Umrichters durch eine softwaremäßig
umsetzbare Maßnahme in den Schalttakten mit einem Vorzeichenwechsel zu verbessern.

Dies sorgt für ein glatteres Drehmoment und somit ein ruhigeres Verhalten der elektrischen
Maschine in Bezug auf Vibrationen, Schwingungen und deren Akustik. Ferner ist dadurch der
130 Wirkungsgrad des Umrichters verbessert.

Im Folgenden wird anhand der beigefügten Zeichnungen ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel
der Erfindung beschrieben. Daraus ergeben sich weitere Details, bevorzugte

Ausführungsformen und Weiterbildungen der Erfindung. Gleiche Bezugszeichen beschreiben
135 gleiche technische Merkmale. Im Einzelnen zeigt schematisch

Fig. 1 Schaltbild einer Halbbrücke eines Inverters

Fig. 2 Regelkreis für Halbbrücke

Fig. 3 Nulldurchgang des Phasenstroms

140 Nach einem Ausführungsbeispiel wird ein Wechselrichter als Leistungselektronikeinheit betrachtet. Ein Wechselrichter dient dazu, eine Gleichspannung in eine Wechselspannung zu richten, insbesondere zur Erzeugung von mehrphasigem Wechselstrom aus einer Gleichspannungsquelle. Zum Beispiel wird nach diesem Ausführungsbeispiel eine mehrphasige elektrische Maschine in einem Fahrzeug mit elektrifiziertem Antriebsstrang aus einem
145 Gleichspannungsenergiespeicher mit elektrischer Leistung versorgt.

In einem Wechselrichter wird für jede ausgehende Phase des Wechselstroms eine Halbbrücke verwendet. Eine Halbbrücke umfasst gem. Fig. 1 ein erstes Schaltelement (2) und ein zweites Schaltelement (3) mit einem Phasenausgang (1) zwischen den beiden Schaltelementen, in dem
150 der Phasenstrom I_{ph} fließt. Das erste Schaltelement umfasst einen High-Side-Schalter (HS, 30) und das zweite Schaltelement einen Low-Side-Schalter (LS, 31).

Der High-Side-Schalter ist dem höheren elektrischen Potential der wechsellrichtenden Gleichspannung und der Low-Side-Schalter dem niedrigeren Potential der wechsellrichtenden Gleichspannung zugeordnet.

155

Parallel zu den Schaltern HS und LS ist jeweils eine Freilaufdiode (20, 21) geschaltet in der in Fig. 1 gezeigten Flussrichtung.

Bei einem MOSFET-Umrichter sind die beiden Schaltelemente (30, 31) je Halbbrücke als
160 Transistoren in MOSFET-Halbleiterbauelementen und die Freilaufdioden (20,21) als Bodydioden in den MOSFET-Halbleiterbauelementen ausgeführt. Parallel zu den MOSFETs kann eine weitere schaltungstechnische Einheit mit Freilaufeigenschaft, z.B. eine weitere Freilaufdiode, geschaltet sein.

165 Die beiden Kombination aus Schalter (30 bzw. 31) und Freilaufdiode (20 bzw. 21) wird in Fig. 1 als Schaltelement (2 bzw. 3) bezeichnet.

Die zu wechselrichtende Gleichspannung U_{Zk} wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit von einem Zwischenkreis abgegriffen als U_{Zk} (4) und Masse (d.h. 0 Volt) (5). Der Phasenausgang
170 weist das Phasenpotential (6) auf.

Der Halbbrücke in Fig. 1 ist ein Regler (60) zugeordnet, der die Schalter HS und LS schaltet. Dies geht aus Fig. 2 hervor.

175 Aus einem vorgegebenen Strom I_{Soll} , der in die elektrische Maschine eingehen soll, und dem tatsächlichen in die Maschine fließendem I_{Ph} ermittelt der Regler eine Sollspannung U_{Soll} am Phasenausgang (6) und schaltet die Schalter LS und HS gemäß dieser Sollspannung.

Die Schalter HS und LS werden im Zeitverlauf t gem. Fig. 3 reziprok pulsweitenmoduliert
180 geschaltet. Da diesem Ausführungsbeispiel die Steuerung einer elektrischen Maschine zugrunde liegt, erfolgt die Pulsweitenmodulation nach dem dem Fachmann bekannten Prinzip der Raumzeigermodulation. Die Schalter wechseln jeweils zwischen den beiden Zuständen „An“, d.h. leitendem Zustand, und „Aus“, d.h. nicht-leitendem Zustand. Mit einer vorgebbaren Frequenz, die als Taktfrequenz f_{Takt} bezeichnet wird, werden die Schalter geschaltet. Die
185 Zeitraum, in welchem der Schalter HS ein- und der Schalter LS ausgeschaltet ist, wird als Schaltzeit T_{on} bezeichnet und der Zeitraum, in welchem der Schalter HS aus- und der Schalter LS eingeschaltet ist, wird als Schaltzeit T_{off} bezeichnet. Die Periodendauer T_{Takt} ist zu f_{Takt} invers. Das Verhältnis T_{on}/T_{Takt} wird als Duty-cycle DC_{Soll} bezeichnet.

190 Eine Halbbrücke wird im Wesentlichen im Gegentakt gesteuert. Demnach nimmt HS in erster Näherung den zum Zustand des LS komplementären Zustand ein. D.h. der Schalter befindet sich im Zustand „An“, wenn der Schalter LS im Zustand „Aus“ befindlich ist und umgekehrt. Innerhalb eines kurzen Zeitraums, der als Totzeit T_{tot} bezeichnet wird, besteht eine Abweichung vom Gegentaktprinzip dahingehend, dass während T_{tot} sowohl HS als auch LS im Zustand
195 „Aus“ befindlich sind. In diesem Fall ist ein Stromfluss nur über die Freilaufdioden möglich. Deshalb wird die Totzeit auch als Diodenzeit T_D bezeichnet. Der Betrag der Diodenzeit ist in Richtung kurzer Zeit durch die Schalteigenschaften der schaltenden Halbleiterbauelemente begrenzt.

200 Bei dem Gleichspannungswechselrichter kommt die dem Fachmann bekannte feldorientierte Regelung zum Einsatz, wobei auf die Größe des feldbildenden Stroms I_d und die Größe des

momentenbildenden Stroms I_q geregelt wird. Der Ausgang des Reglers ist charakterisiert durch die korrespondierenden Spannungen U_d und U_q . Mittels einer inversen Park-Clark-Transformation und dem Konzept der Raumzeigermodulation wird daraus der Duty cycle für jede der drei Halbbrücken etwa bei einem B6-Umrichter ermittelt.

Es gilt in Fig. 1 und Fig. 2 als Sollvorgabe (Gleichung 1):

$$U_{Ph} \stackrel{!}{=} (U_{Soll} = DC_{Soll} \cdot U_{Zk})$$

Dies bedeutet, dass die tatsächliche ausgegebene Spannung U_{Ph} am Phasenausgang (6) gemittelt über die Dauer des betreffenden Taktes der vorgegebenen Spannung U_{Soll} entsprechen soll. Die Sollspannung in diesem Takt ist durch den Regler des Umrichters vorgegeben, wobei die Regelgröße einen ideal sinusförmigen Phasenausgang darstellt. Es ist also $DC_{Soll} \cdot U_{Zk}$ ebenfalls eine mittlere Spannung am Bezugspunkt des Phasenausgangs (6) zwischen den Halbleiterbauelementen pro Takt. Da die Zwischenkreisspannung als vorgegeben betrachtet wird, ist eine Sollvorgabe der Spannung U_{Soll} gleichbedeutend mit der Vorgabe des einheitenlosen Duty cycle DC_{Soll} .

Der Wechselrichter nach diesem Ausführungsbeispiel umfasst drei Halbbrücken nach Fig. 1.

Die drei ausgehenden Phasen werden als u , v , w bezeichnet. Es wird entgegen Fig. 2 nicht der gemessene Strom I_{Ph} als Eingang des Reglers (60) genutzt. Der gemessene Strom unterliegt Schwankungen, Messungenauigkeiten und Rauschen. Es wird als Verbesserung zur Sicherstellung von Gleichung 1 vorgeschlagen, zur Ermittlung von DC_{Soll} andere Stromgrößen als Eingangsparameter des Reglers (60) zu nutzen. Die Größe I_{Ph} wird ersetzt durch die Größe $I_{Ph,u}^*$ bzw. spezifisch für die jeweilige der drei Halbbrücken ausgedrückt durch $I_{Ph,u}^*$, $I_{Ph,v}^*$ und $I_{Ph,w}^*$. Bei einer dem Fachmann an sich bekannten feldorientierten Regelung ergibt sich per Clark-Park-Transformation (Gleichung 2):

$$\begin{bmatrix} I_{Ph,u}^* \\ I_{Ph,v}^* \\ I_{Ph,w}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_{el}) & -\sin(\beta_{el}) \\ \cos(\beta_{el} - 120^\circ) & -\sin(\beta_{el} - 120^\circ) \\ \cos(\beta_{el} + 120^\circ) & -\sin(\beta_{el} + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix}$$

wobei

$$\beta_{el} = \beta_{mech} \cdot Z_P$$

Dabei ist β_{el} der elektrische Winkel des Rotors, der in der Regel gebildet ist aus einer Messung der mechanischen Position des Rotors β_{mech} und der Polpaarzahl des Rotors Z_p . Die Größen $I_{d,Soll}$ und $I_{q,Soll}$ beschreiben die Sollvorgabe der Ströme I_q und I_d bei einer dem Fachmann an sich bekannten feldorientierten Regelung der elektrischen Maschine.

In der Regel funktionieren Regler für Umrichter, die häufig als Microcontroller ausgeführt sind, nach dem Prinzip, dass Größen wie der I_{ph} oder der Drehwinkel β_{el} in einem Takt gemessen werden, die aktuellen Regelungswerte im Regelkreis berechnet werden und der resultierende Dutycycle einen oder mehrere Takte später gestellt wird. Dies ist u.a. deshalb der Fall, da die Microcontroller eine gewisse Zeit zur Datenverarbeitung benötigen. Aufgrund dieses Zeitverzugs ist der tatsächlich gestellte Dutycycle um diejenigen Takte, die der Microcontroller für die Berechnung benötigt, „veraltet“. Dies bedeutet, dass zum Zeitpunkt des Stellens des Dutycycles von den Größen Strom I_{ph} und Drehwinkel β_{el} Werte angenommen werden, die zum Stellen eines möglicherweise anderen Dutycycles als des tatsächlich gestellten Dutycycles führen würden. Besonders geschickt ist es deshalb, eine „quasi“ Echtzeitregelung dadurch zu erreichen, dass bei der Berechnung der aktuellen Regelungswerte die gemessenen Größen Strom I_{ph} und Drehwinkel β_{el} für denjenigen Zeitpunkt zu den Größen I_{ph_ex} und β_{el_ex} extrapoliert werden, wenn der Dutycycle tatsächlich gestellt wird. Dann korrespondieren der zu stellende Dutycycle und die Messgrößen I_{ph} und β_{el} in dem betreffenden Takt, in dem die Schalter LS und HS gestellt werden, zeitlich direkt.

Die Berechnung der Größen I_{ph_ex} und β_{el_ex} beruht auf der Ermittlung des Maßes der Drehung, welche der Rotor der elektrischen Maschine während des Datenverarbeitungszeit des Microcontrollers erfährt. Bei einer feldorientierten Regelung gilt:

$$\beta_{el_ex} = \beta_{el} + 2 \cdot \frac{\omega}{f_{Takt}}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{el}$$

mit der elektrischen Drehzahl der Maschine f_{el} und der Taktfrequenz des Umrichters f_{Takt} .

Mit dem extrapolierten Drehwinkel β_{el_ex} folgt nach Clark-Park-Transformation (Gleichung 3):

$$\begin{bmatrix} I_{Ph,u_ex}^* \\ I_{Ph,v_ex}^* \\ I_{Ph,w_ex}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_{el_ex}) & -\sin(\beta_{el_ex}) \\ \cos(\beta_{el_ex} - 120^\circ) & -\sin(\beta_{el_ex} - 120^\circ) \\ \cos(\beta_{el_ex} + 120^\circ) & -\sin(\beta_{el_ex} + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d^* \\ I_q^* \end{bmatrix}$$

Damit ergeben sich nach Gleichung 3 die extrapolierten Stromgrößen für die einzelnen Phasen zum Zeitpunkt, zu dem die Steuerung der Schalter erfolgt. Für eine Phase, beispielsweise die
265 Phase u, wird also die Größe I_{ph,u_ex}^* dem Regler als Regelgröße übermittelt.

Bei gängigen MOSFET-Umrichtern sind zu deren weiteren Nachteil die Totzeit und der Spannungsabfall an LS und HS bei der Ermittlung von DC_{Soll} nur ungenügend berücksichtigt, wodurch der Umrichter einen anderen Wechselstrom I_{ph} als den an sich vorgegebenen
270 Wechselstrom I_{Soll} ausgibt und die Sollvorgabe nach Gleichung 1 nicht erfüllbar ist.

Typischerweise beschreibt die Sollvorgabe im Zeitverlauf eines idealtypisch auszugebenden Phasenstroms eines Umrichters eine ideale Sinusform. Abweichungen von der Sinusform zeigen sich als störende Unregelmäßigkeiten, welche die Aufgabe aufwerfen, das
275 Ausgangssignal I_{ph} zu „optimieren“ und einem idealtypischen Sinussignal anzunähern.

Die Periodendauer T_{Pd} des ausgehenden Stroms I_{ph} ergibt sich durch Parameter der zu speisenden elektrischen Maschine. Im Allgemeinen gilt jedoch: $T_{Pd} \gg T_{Takt}$. Somit kann es sein, dass der Phasenstrom I_{ph} während mehrerer Takte eine Stromrichtung von der Halbbrücke zur
280 elektrischen Maschine aufweist und während mehrerer anderer Takte eine Stromrichtung von der elektrischen Maschine zur Halbbrücke aufweist.

Durch Spannungsabfälle an den Schaltern LS und HS, deren Betrag aufgrund der Bauart der MOSFETs von der Stromrichtung von I_{ph} abhängig ist, ergibt sich für jede der beiden
285 Stromrichtungen von I_{ph} ein charakteristisches, aus dem Abweichen des Stroms I_{ph} von einem idealen Sinussignal resultierendes Muster. Dies kann zu unerwünschten Drehstromschwankungen in der elektrischen Maschine führen. Aufgrund des charakteristischen Bauteilverhaltens von MOSFETs ist dieses Verhalten nicht mit dem Verhalten anderer Halbleiterschaltetelemente wie etwas IGBTs unmittelbar vergleichbar.

290 Der Regler in Fig. 2 sei i.f. ohne Beschränkung der Allgemeinheit derart ausgeführt, dass der zu stellende Duty cycle DC_{Soll} in Abhängigkeit vom Vorzeichen des Phasenstroms ermittelbar ist, um phasenstromrichtungsabhängige Spannungsabfälle an den Komponenten einer Halbbrücke zu kompensieren. Dies bedeutet, dass bei einem positiven (+) Vorzeichen des Phasenstroms,
295 d.h. bei von der Halbbrücke zur elektrischen Maschine weisender Stromrichtung des

Phasenstroms, die Ermittlung des Dutycycle DC_{Soll} nach einer anderen hier nicht näher anzugebenden Berechnungsweise erfolgt als bei negativem (-) Vorzeichen des Phasenstroms, d.h. bei von der elektrischen Maschine zur Halbbrücke weisender Stromrichtung des Phasenstroms. Demzufolge wird der Dutycycle DC_{Soll} in der weiteren Betrachtung dieses Ausführungsbeispiels als DC_+ (bei $I_{Ph} > 0$) und DC_- (bei $I_{Ph} < 0$) bezeichnet.

Es gibt jedoch einzelne wenige Takte, innerhalb derer das Vorzeichen des ausgehenden Phasenstroms I_{Ph} wechselt. Der Nulldurchgang des Phasenstroms in einem solchen Takt ist in Fig. 3 abgebildet (Phasenstrom in dem den Nulldurchgang betreffenden Zeitabschnitt abgebildet, weiterer Verlauf angedeutet durch gestrichelte Linien).

Es ist also in diesem Fällen bei einem Regler der geschilderten Art weder DC_+ noch DC_- der bestmöglich angebbare DC_{Soll} .

Die Takte werden i.f. mit dem Parameter t indiziert. Der Takt mit dem Nulldurchgang wird i.f. als Takt t_0 bezeichnet, der diesem Takt zeitlich folgende Takt als Takt $t_0 + 1$ und der dem Takt t_0 zeitlich vorhergehende Takt als Takt $t_0 - 1$ bezeichnet.

Bei einem Regler der oben beschriebenen Art würde es bei einem Nulldurchgang im Takt t_0 zu einem „harten“ Umschalten zwischen DC_+ im Takt $t_0 - 1$ und DC_- im Takt $t_0 + 1$ kommen, falls sich ein Vorzeichenwechsel von positivem Phasenstrom zu negativem Phasenstrom im Takt t_0 ereignet.

Es ist daher gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel sehr vorteilhaft, wenn der prädizierte Strom I_{Ph,u_ex}^* (hier exemplarisch für die Phase u) auf einen Vorzeichenwechsel geprüft wird.

Eine solche Vorzeichenprüfung kann noch folgender Gleichung geschehen (Gleichung 4):

$$VZW = \operatorname{sgn}\left(I_{Ph,u_ex}^*(\text{Takt } t)\right) - \operatorname{sgn}\left(I_{Ph,u_ex}^*(\text{Takt } t - 1)\right)$$

wobei für einen Vorzeichenwechsel (VZW) gilt:

$$VZW \begin{cases} = 0 \\ \neq 0 \end{cases} \text{ bei } \begin{cases} \text{keinem Vorzeichenwechsel} \\ \text{Vorzeichenwechsel} \end{cases}$$

Es wird dabei also das Vorzeichen des aktuellen prädizierten Stroms mit dem aus dem vorherigen Takt durch Subtraktion verglichen. Der Parameter VZW wird nach diesem
 330 Ausführungsbeispiel dem Regler als zusätzliche Eingangsgröße übermittelt. Bei VZW = 0 erfolgt die Berechnung von DC_+ bzw. DC_- in der obig beschriebenen Weise.

Bei VZW $\neq 0$ wird ein spezieller Duty-cycle DC_{t0} gewählt, der zwischen den Werten von DC_+ bzw. DC_- liegt. Es gilt (Gleichung 5):

335

$$DC_{t0} = DC_- + \gamma \cdot \Delta DC_{\pm}$$

$$\Delta DC_{\pm} = DC_+ - DC_-$$

wobei der Gewichtungsfaktor γ vom Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs innerhalb des Takt t_0 abhängig ist.

340

Falls das exakte Maschinen- und Umrichterverhalten bekannt ist, kann der Gewichtungsfaktor über die Maschinengleichungen berechnet werden. Da diese meist nicht einfach beschrieben werden können, zeigen die folgenden Gleichungen dieses Ausführungsbeispiels eine vereinfachte Variante:

345

$$\gamma = \begin{cases} 2 - \alpha & \text{für } I_{ph} < 0 \\ \alpha - 1 & \text{für } I_{ph} \geq 0 \end{cases} \quad (\text{Gleichung 6})$$

$$\alpha = f_{Takt} \cdot \frac{\sin^{-1}\left(\frac{|I_{ph}|}{I_{ph}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{el}} \quad (\text{Gleichung 7})$$

350 Es wird dabei angenommen, dass der Strom im Phasenausgang der Halbbrücke sinusförmig ist. Es ist der Parameter α der Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs relativ bezogen auf die Taktzeit T_{Takt} und der Parameter $\hat{I}_{ph}$ die Amplitude des Phasenstroms.

Handelt es sich bei der Halbbrücke um einen Teil eines Frequenzumrichters der per
 355 feldorientierter Regelung geregelt wird, kann die Amplitude z.B. aus den Strömen I_d bzw. I_q berechnet werden.

$$\hat{I}_{Ph} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$

Es wird also anhand der Gleichungen 6 und 7 der Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs innerhalb
 360 des Takt t_0 berechnet und entsprechend ein Wert DC_{t_0} gem. Gleichung 5 für den Dutycycle
 berechnet, der zwischen den zwei Werten DC_+ und DC_- liegt.

Vorteilhafterweise wird in Gleichung 7 für die Berechnung des Stromnulldurchgangs kein
 extrapolierter Stromwert genutzt, sondern der tatsächliche Wert I_{Ph} . Im Zeitbereich liegt der
 365 Nulldurchgang des Stroms in Bezug auf die Ermittlung von I_{Ph} in der Zukunft. Alternativ kann der
 extrapolierte Strom $I_{Ph_{ex}}$ genutzt werden. Im Zeitbereich liegt der Nulldurchgang des Stroms in
 Bezug auf die Ermittlung von $I_{Ph_{ex}}$ in der Vergangenheit. Ohne Beschränkung dieser
 Allgemeinheit wird in den Gleichungen 6 und 7 der tatsächliche Strom für die Berechnung des
 Nulldurchgangs genutzt.

370

Ein weiteres Ausführungsbeispiel betrifft einen nicht sinusförmigen Phasenstrom I_{Ph} . Dann wird
 statt den Gleichungen 6 und 7 für den Gleichgewichtsfaktor alternativ Folgendes angegeben. Ist
 der Strom linear fallend oder steigend (z.B. auch als Näherung eines Sinus um den Wert 0) gilt:

$$0 = \frac{dI_{Ph}}{dt} \cdot t_{I_{Ph}=0} + I_{Ph_a}$$

$$t_{I_{Ph}=0} = - \frac{I_{Ph_a}}{\frac{dI_{Ph}}{dt}}$$

$$\gamma = \frac{t_{I_{Ph}=0}}{T_{akt}}$$

375

Es ist dabei I_{Ph_a} der Strom zu Beginn des Taktes und $t_{I_{Ph}=0}$ der Zeitpunkt innerhalb des
 Taktes, zu dem der Strom das Vorzeichen wechselt.

Da die elektrische Maschine bzw. der Umrichter nicht den Sprüngen von Sollgrößen folgen
 380 kann, kann es im dynamischen Fall zu Fehlern kommen. In einem dynamischen Fall werden
 derart hohe Momentenanforderungen an der elektrischen Maschine von einem Takt zum
 nächsten Takt gefordert, dass der Umrichter innerhalb der betreffenden Takte nicht ausreichend
 hohe Ströme zu stellen imstande ist. Somit kommt es zu sogenannten dynamischen Fehlern.
 Falls in der gewählten Anwendung diese Fehler nicht tolerabel sind, können nach einem der

385 Ausführungsbeispiele ergänzend eine oder mehrere der folgenden Methoden angewandt werden, um das dynamische Verhalten zu verbessern. Der dynamische Anstieg der Sollgrößen kann begrenzt werden. Es können hochdynamische Beobachter wie z.B. Luenberger oder Kalman eingesetzt werden. Vorteilhaft kann es im dynamischen Fall auch sein, die tatsächlichen Ströme $I_{Ph,u}$, $I_{Ph,v}$ und $I_{Ph,w}$ für die Regelung zu nutzen.

390

Diese Ausführungsbeispiele sind unabhängig vom Typ der elektrischen Maschine. Es kann sich ohne Einschränkung der Allgemeinheit um 3- oder 6-phasige Synchron- oder Asynchronmaschinen handeln.

395 **Patentansprüche**

- 400 1. Leistungselektronikeinheit, welche einen Regler (60) und mindestens eine Halbbrücke (100) mit einem ersten Schaltelement (2) und mit einem zweiten Schaltelement (3) umfasst und zwischen den beiden Schaltelementen einen Phasenstromausgang (1) aufweist, bei dem das erste Schaltelement und das zweite Schaltelement im Gegentakt für eine Schaltzeit mit einer Taktfrequenz schaltbar sind und bei dem der Regler die Schaltzeit und/oder die Taktfrequenz als Stellgröße einstellt, um an dem Phasenstromausgang (6) eine vorgegebene Amplitude, Frequenz und Phasenlage des Phasenstroms innerhalb eines bevorstehenden Schalttaktes bereitzustellen, dadurch gekennzeichnet, dass
- 405 - die Amplitude, die Frequenz und die Phasenlage des Phasenstroms am Phasenstromausgang prädzierbar sind,
- 410 - die Richtung des prädziierten Phasenstroms als Beobachtungsgröße des Reglers dient, und
- der Regler die Schaltzeit für den bevorstehenden Schalttakt in Abhängigkeit von der Richtung des prädziierten Phasenstroms ermittelt.
- 415 2. Leistungselektronikeinheit nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass
- der Regler für eine positive Richtung des prädziierten Phasenstroms eine erste Schaltzeit einstellt, und
- 420 - der Regler für eine negative Richtung des prädziierten Phasenstroms eine zweite Schaltzeit einstellt.
3. Leistungselektronikeinheit nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass
- 425 - anhand der Stromprädiktion ein Nulltakt ermittelbar ist, in welchem der Phasenstrom die Richtung wechselt.

430

4. Leistungselektronikeinheit nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet, dass
- für den Nulltakt die ermittelte Schaltzeit zwischen der ersten Schaltzeit und der zweiten Schaltzeit liegt.

435

5. Leistungselektronikeinheit nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, dass
- die Prädiktion einen Prädiktionszeitraum betrifft, und
 - 440 - der Prädiktionszeitraum im Wesentlichen einem Datenverarbeitungszeitraum in dem Regelkreis entspricht.

445

6. System, welches eine Leistungselektronikeinheit nach Anspruch 5 umfasst,
dadurch gekennzeichnet, dass
- das System eine elektrische Maschine umfasst und der Phasenstrom der Leistungselektronikeinheit als Eingangsstrom für den Antrieb eines Rotors der elektrischen Maschine dient, und
 - die Prädiktion im Wesentlichen auf der Drehung des Rotors während des
 - 450 Prädiktionszeitraums basiert.

1/3

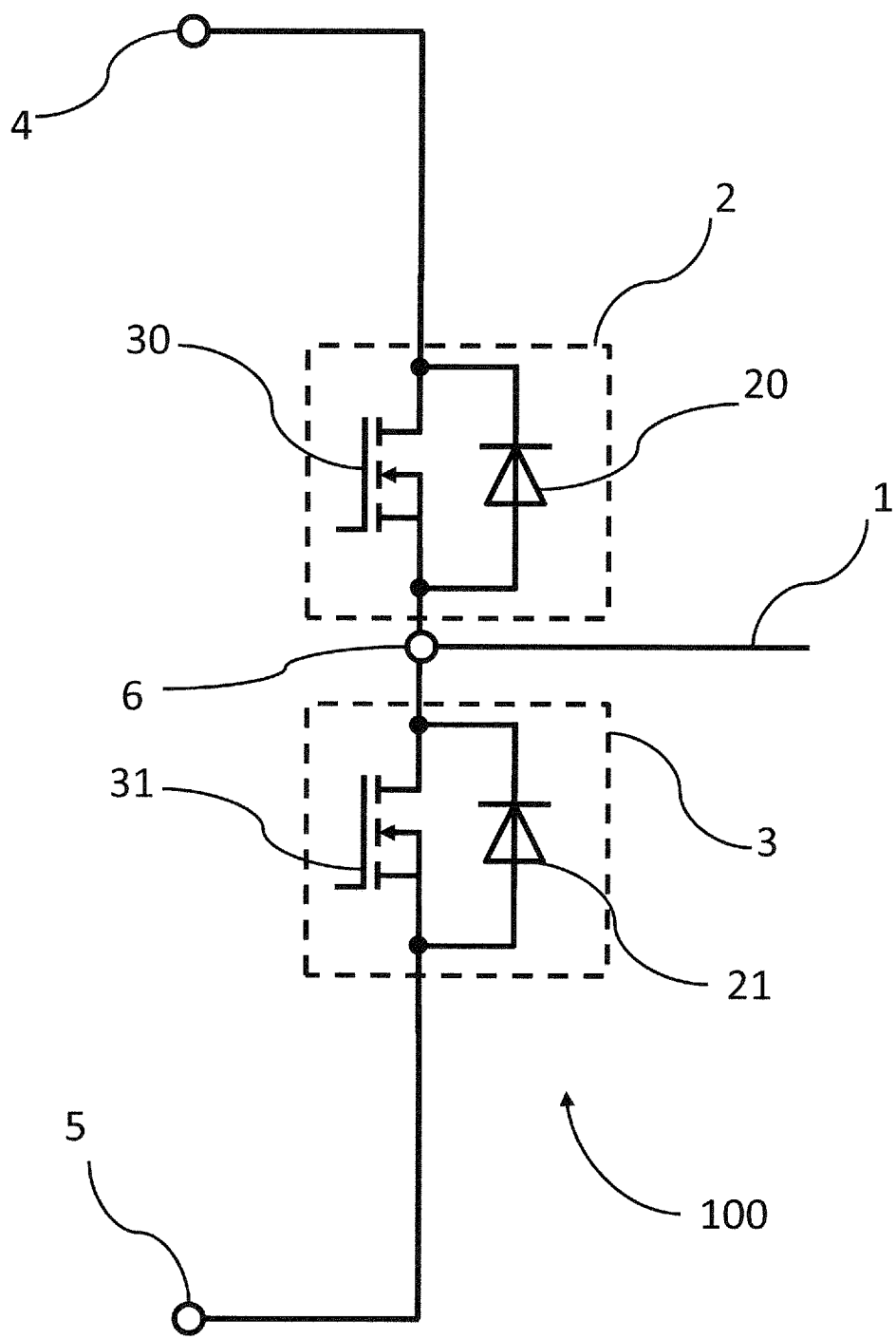


Fig. 1

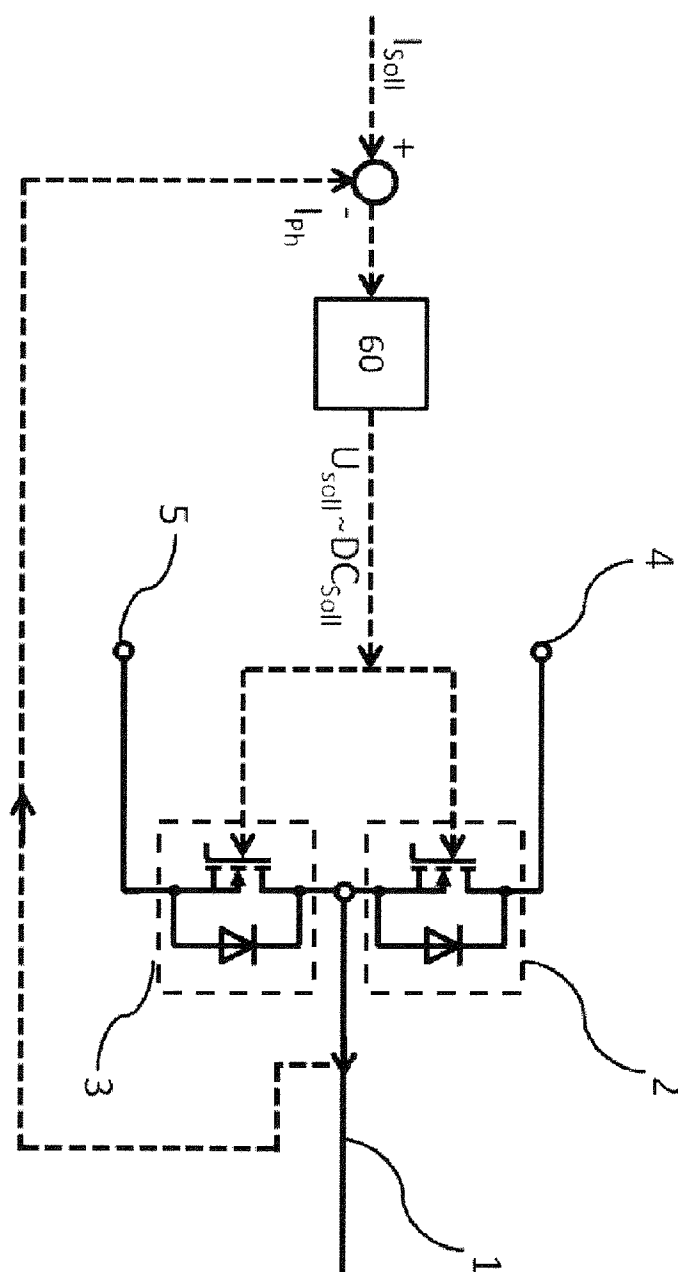


Fig. 2

3/3

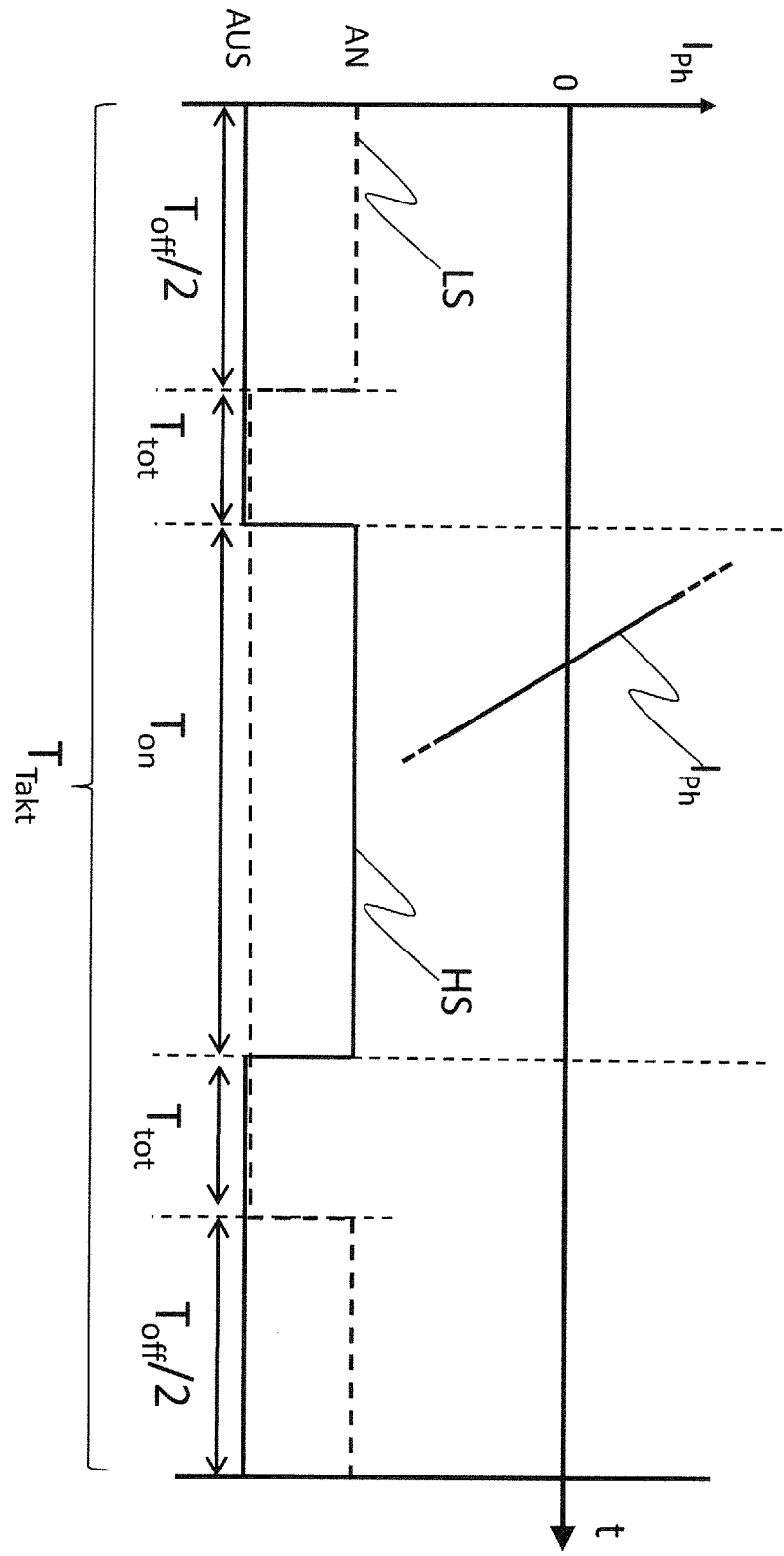


Fig. 3