



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 709 405 B1

(51) Int. Cl.: H02M 1/42 (2007.01)
H02M 7/06 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 00456/14

(22) Anmeldedatum: 25.03.2014

(43) Anmeldung veröffentlicht: 30.09.2015

(24) Patent erteilt: 28.02.2018

(45) Patentschrift veröffentlicht: 28.02.2018

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

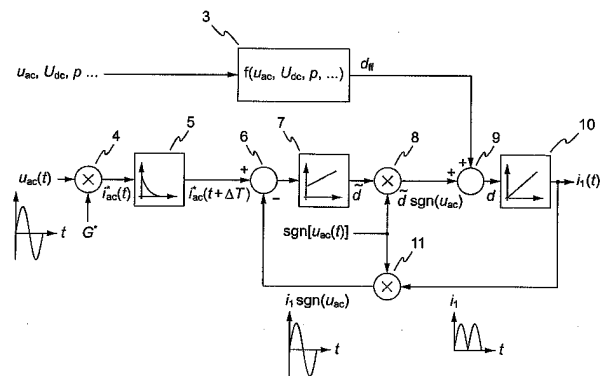
(72) Erfinder:
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)
Florian Krismer, 8952 Schlieren (CH)

(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach 1771
8032 Zürich (CH)

(54) Verfahren zur Regelung eines Gleichrichters.

(57) Das erfindungsgemässe Verfahren dient zur Regelung eines Gleichrichters mit Leistungsfaktorkorrektur, welcher eine Serienschaltung eines Diodengleichrichters und eines Gleichspannungswandlers aufweist, wobei der Diodengleichrichter eine sinusförmige Netzwechselfspannung in eine betragssinusförmige pulsierende Gleichspannung umwandelt und der Gleichspannungswandler einen vom Diodengleichrichter bezogenen Strom so formt, dass ein zur betragssinusförmigen pulsierenden Gleichspannung proportionaler pulsierender Gleichstrom ($i_1(t)$) durch den Gleichspannungswandler vom Diodengleichrichter bezogen wird. Das Verfahren weist die folgenden Schritte auf:

- Bestimmen eines Basiswertes (d_{ff}) eines Ansteuersignalparameters zur Ansteuerung des Gleichspannungswandlers;
- Bestimmen eines Korrekturwertes (\tilde{d}) des Ansteuersignalparameters nach Massgabe einer Abweichung eines Netz-Wechselstroms von einem Referenzwechselstrom ($i_{ac}^*(t)$),
- Bestimmen des Vorzeichens ($\text{sgn } u_{ac}$) der Netzwechselfspannung ($u_{ac}(t)$);
- Multiplikation des Korrekturwertes (\tilde{d}) des Ansteuersignalparameters mit diesem Vorzeichen und Addition des Ergebnisses zum Basiswert (d_{ff}) des Ansteuersignalparameters und dadurch Bildung des Ansteuersignalparameters (d);
- Ansteuern des Gleichspannungswandlers mit dem Ansteuersignalparameter (d).



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Regelvorrichtung zur Sicherstellung einer sinusförmigen Netzstromaufnahme eines einphasigen Gleichrichtersystems mit Spannungsausgang, welche ermöglicht, auch bei geringer Bandbreite der Stromregelung eine sehr hohe Eingangsstromqualität zu erreichen.

[0002] Die Grundstruktur eines Einphasen-Gleichrichters mit sinusförmig geregelter Eingangsstrom und geregelter Ausgangsspannung ist in Fig. 1a dargestellt und besteht aus einer Serienschaltung eines Diodengleichrichters 1 und eines Gleichspannungswandlers 2, wobei der Diodengleichrichter 1 eine sinusförmige Netzwechselspannung $u_{ac}(t)$ in eine betragssinusförmige (d.h. dem Betrag einer Sinusfunktion folgende) pulsierende Gleichspannung $u_1(t)$ umwandelt und der Gleichspannungswandler 2 den vom Diodengleichrichter 1 bezogenen Strom so formt, dass ein zu $u_1(t)$ proportionaler pulsierender Gleichstrom $i_1(t)$ resultiert. Zusätzlich wandelt der Gleichspannungswandler 2 die an seinem Eingang vorliegende betragssinusförmige pulsierende Gleichspannung $u_1(t)$ in eine näherungsweise konstante Ausgangsgleichspannung U_{dc} um.

[0003] Die Regelung des Gleichspannungswandlers 2 erfüllt somit zwei Funktionen: erstens die Sicherstellung eines eingangsspannungsproportionalen Eingangsstromverlaufs und zweitens die Stabilisierung der Ausgangsgleichspannung U_{dc} ; hierfür wird die Eingangsstromamplitude stets so eingestellt, dass der mittlere Leistungsbedarf der an U_{dc} liegenden Last genau gedeckt wird. In der Literatur ist eine Vielzahl unterschiedlicher regelungstechnischer Verfahren angegeben, mit welchen sich diese zwei Funktionen grundsätzlich erfüllen lassen. Die hier beschriebene Erfindung stellt eine Erweiterung des vielfach eingesetzten «average current control»-Verfahrens dar, welches z.B. in Kapitel 18 (S. 638–701: Pulse-Width Modulated Rectifiers) in

R. W. Erickson, D. Maksimovic, «Fundamentals of power electronics», 2. Auflage, Kluwer Academic Publishers: New York, Boston, Dordrecht, London, Moskau,

beschrieben ist. Beim «average current control»-Verfahren erfolgt die Erzeugung des sinusförmigen und phasenrichtigen Netzstromes gemäss der in Fig. 3a dargestellten Regelstruktur. Hierbei multipliziert ein erstes Multiplikationsglied 4 die betragssinusförmig pulsierende Gleichspannung $u_1(t)$ mit einem Eingangsleitwert G^* , welcher von einem übergeordneten Ausgangsspannungsregler des Gleichspannungswandlers (in Fig. 3a nicht dargestellt) so angepasst wird, dass ein Stromsollwert $i_1^*(t)$ mit einer Amplitude gebildet wird, welche letztlich auf die gewünschte Ausgangsgleichspannung U_{dc} führt. Durch ein Subtraktionsglied 6 wird dann von $i_1^*(t)$ der gemessene Istwert des Gleichstroms $i_1(t)$ subtrahiert, d.h. der Stromregelfehler gebildet, welcher dem Stromregler 7 zugeführt wird, der an seinem Ausgang einen Korrekturwert $\tilde{d}(t)$ eines Ansteuersignalparameters bereitstellt. An dieser Stelle kommt häufig ein Additionsglied 9 zum Einsatz, welches einen endgültigen Ansteuersignalparameter $d(t)$ berechnet, indem der Korrekturwert $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters und ein von einem Vorsteuerfunktionsblock 3 berechneter Basiswert $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters aufsummiert werden. Der aus dieser Summation resultierende endgültige Ansteuersignalparameter $d(t)$ liegt am Eingang einer Stromregelstrecke 10 vor und stellt einen Verlauf von $i_1(t)$ entsprechend dem Sollwert $i_1^*(t)$ sicher. In diesem Zusammenhang ist in Fig. 3a für die Stromregelstrecke 10, gemäss der in der Regelungstechnik üblichen Darstellung, anstelle des Leistungsteils des Gleichspannungswandlers, an dessen Steuereingang der endgültige Ansteuersignalparameter $d(t)$ gelegt wird, ein Integrator eingezeichnet, der das für die Stromregelung massgebliche dynamische Verhalten des Gleichspannungswandlers 2 repräsentiert. Am Ausgang des Integrators bzw. der Stromregelstrecke 10 liegt demgemäss der dem Gleichrichter 1 entnommene Strom $i_1(t)$ vor.

[0004] Ohne Verwendung des Vorsteuerfunktionsblocks 3 treten in der Umgebung der Nullstellen von $i_1(t)$ bzw. der Nulldurchgänge des Netz-Wechselstromes $i_{ac}(t)$ Verzerrungen von $i_1(t)$ und $i_{ac}(t)$ auf, beispielsweise aufgrund einer Veränderung der Betriebsweise des Gleichspannungskonverters, wie sie z.B. beim Wechsel zwischen nichtlückender Betriebsweise und lückender Betriebsweise auftritt. Die resultierenden Abweichungen von $i_1(t)$ und $i_{ac}(t)$ vom ideal betragssinusförmigen bzw. sinusförmigen Verlauf können durch einen entsprechenden Zeitverlauf des durch den Vorsteuerfunktionsblock 3 ausgegebenen Basiswerts $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters verringert werden; Beispiele sind in D. M. Van de Syde, K. D. Gusseme, A. P. van den Bossche, and J. A. Melkebeek, «Duty-ratio feedforward digitally controlled boost PFC Converters», Proceedings of the 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Miami Beach, Florida, 9–13 February 2003, S. 396–402,

und

K. D. Gusseme, D. M. Van de Syde, A. P. van den Bossche, and J. A. Melkebeek, «Digital control of boost PFC Converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode», Proceedings of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 20–25 June 2004, S. 2346–2352,

beschrieben, wobei für die Berechnung des Basiswertes $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters z.B. die Ein- und Ausgangsgleichspannung und die Momentanleistung des Gleichspannungswandlers berücksichtigt werden.

[0005] Festzuhalten ist, dass die Regelung des pulsierenden Gleichstroms $i_1(t)$ auch bei Verwendung eines geeigneten Vorsteuerfunktionsblocks 3 eine im Verhältnis zur Netzfrequenz hohe Bandbreite des Stromregelkreises erfordert, da

1. $i_1(t)$ mit zweifacher Netzfrequenz pulsiert und
2. $i_1(t)$ einen relativ hohen Oberschwingungsgehalt aufweist.

[0006] Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Regelverfahren zu schaffen, welches nur geringe Anforderungen an die Bandbreite des Stromregelkreises stellt und dessen ungeachtet eine sehr geringe Verzerrung der Ströme $i_1(t)$ und $i_{ac}(t)$ sicherstellt.

[0007] Die Aufgabe wird gelöst durch ein Verfahren gemäss dem entsprechenden unabhängigen Patentanspruch.

[0008] Das Verfahren dient zur Regelung eines Gleichrichters mit Leistungsfaktorkorrektur, welcher eine Serienschaltung eines Diodengleichrichters und eines Gleichspannungswandlers aufweist, wobei der Diodengleichrichter eine sinusförmige Netzwechselfspannung in eine betragssinusförmige pulsierende Gleichspannung $u_1(t)$ umwandelt und der Gleichspannungswandler einen vom Diodengleichrichter bezogenen Strom so formt, dass ein zur betragssinusförmigen pulsierenden Gleichspannung proportionaler pulsierender Gleichstrom $i_1(t)$ durch den Gleichspannungswandler vom Diodengleichrichter bezogen wird, und damit auch ein zur Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$ proportionaler Netz-Wechselstrom $i_{ac}(t)$ durch den Diodengleichrichter vom Netz bezogen wird. Das Verfahren weist die folgenden Schritte auf:

- Bestimmen eines Basiswertes $d_{ff}(t)$ eines Ansteuersignalparameters zur Ansteuerung des Gleichspannungswandlers;
- Bestimmen eines Korrekturwertes $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters nach Massgabe einer Abweichung des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$ von einem Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$;
- Bestimmen des Vorzeichens $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ der Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$;
- Multiplikation des Korrekturwertes $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters mit diesem Vorzeichen und Addition des Ergebnisses zum Basiswert $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters und dadurch Bildung des Ansteuersignalparameters $d(t)$;
- Ansteuern des Gleichspannungswandlers mit dem Ansteuersignalparameter $d(t)$.

[0009] Allgemeiner gesprochen dient das Verfahren zur Regelung eines Systems, insbesondere eines Gleichrichters, in welchem eine Regelgrösse $i_1(t)$ oder eine Messgrösse den Verlauf einer gleichgerichteten Ist-Wechselgrösse aufweist, und in dem Verfahren

- eine Signum-Funktion das Vorzeichen eines periodischen Referenzsignals erzeugt; und
- ein anhand der Messgrösse bestimmtes Signal, welches den Verlauf einer gleichgerichteten Ist-Wechselgrösse aufweist, mit dem Vorzeichen multipliziert wird und dadurch eine Wechselgrösse bestimmt wird, die anschliessend mit anderen Wechselgrössen kombiniert wird; und/oder
- eine Wechselgrösse mit dem Vorzeichen multipliziert wird und dadurch ein Signal gebildet wird, welches anschliessend mit anderen Signalen kombiniert wird, welche den Verlauf einer gleichgerichteten Wechselgrösse aufweisen.

[0010] Es wird also aus einem Sollwert und/oder einer Messgrösse, die als pulsierende Gleichsignale auftreten und dabei als gleichgerichtete Signale betrachtet werden können, jeweils ein (typischerweise) periodisches Wechselsignal erzeugt. Im Bereich der Nulldurchgänge der Wechselsignale entfallen dadurch hochfrequente Anteile, die vorher in den pulsierenden Gleichsignalen vorlagen. Dadurch kann die Bandbreite eines Reglers für die Wechselsignale kleiner sein als für die pulsierenden Gleichsignale.

[0011] In einer Ausführungsform weist das Verfahren den folgenden Schritt auf:

- Bestimmen des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$ durch Messung des Stromes, der durch den Diodengleichrichter vom Netz bezogen wird.

[0012] In einer Ausführungsform weist das Verfahren den folgenden Schritt auf:

- Bestimmen des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$ durch Messung des pulsierenden Gleichstroms $i_1(t)$, der durch den Gleichspannungswandler vom Diodengleichrichter bezogen wird, und Multiplikation mit dem Vorzeichen $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ der Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$.

[0013] In einer Ausführungsform weist das Verfahren den folgenden Schritt auf:

- Bestimmen des Referenzwechselstroms $i_{ac}^*(t)$ durch zeitliches Vorverschieben eines periodischen Signals (z.B. mittels Verwendung eines Hochpassfilters, welches eine Phasenvoreilung realisiert), welches durch Multiplikation der Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$ mit einem vorgegebenen Eingangsgleitwert G^* des Gleichrichters gebildet wird.

[0014] Der Regler dient zur Regelung des Gleichrichters mit Leistungsfaktorkorrektur, und weist auf:

- ein Vorsteuerfunktionsblock zum Bestimmen eines Basiswertes $d_{ff}(t)$ eines Ansteuersignalparameters zur Ansteuerung des Gleichspannungswandlers;
- einen Stromregler zum Bestimmen eines Korrekturwertes $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters nach Massgabe einer Abweichung des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$ von einem Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$;
- eine Einheit zum Bestimmen des Vorzeichens $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ der Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$;
- ein Multiplikationsglied zur Multiplikation des Korrekturwertes $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters mit diesem Vorzeichen und Addition des Ergebnisses zum Basiswert $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters und dadurch Bildung des Ansteuersignalparameters $d(t)$;
- Mittel zum Ansteuern des Gleichspannungswandlers mit dem Ansteuersignalparameter $d(t)$.

[0015] Die Erfindung fusst auf der Erkenntnis, dass der Stromregelkreis nicht zwingend so realisiert werden muss, dass der Stromregler den überschwingungsbehafteten pulsierenden Eingangsgleichstrom regelt. Der Regelkreis kann auch so realisiert werden, dass der Stromregler den nahezu rein sinusförmigen Netz-Wechselstrom regelt, womit sich eine Reduktion der für den Stromregelkreis erforderlichen Bandbreite realisieren lässt.

[0016] Die Erfindung ist eine Modifikation des «Average current control»-Verfahrens. Es wird, anstelle des pulsierendes Gleichstroms $i_1(t)$, der rein sinusförmige Netzstrom $i_{ac}(t)$ bzw. der ausgehend von $i_1(t)$ nachgebildete Netzstrom geregelt. Mit dieser Modifikation lässt sich auch bei vergleichsweise geringer Bandbreite des Stromregelkreises ein sinusförmiger und phasenrichtiger Netzstrom erzeugen.

[0017] Im Vergleich zur konventionellen Stromregelung ermöglicht die hier vorgestellte modifizierte Stromregelung eine Verringerung der erforderlichen Bandbreite des geschlossenen Stromregelkreises. Dies ist beispielsweise dann vorteilhaft, wenn eine vergleichsweise hohe Netzfrequenz erforderlich ist, z.B. in Bordnetzen von Flugzeugen, wie in der Einleitung von M. Chen, J. Sun, «Feedforward current control of boost single-phase PFC Converters», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 2, März 2006 beschrieben.

[0018] Es versteht sich, dass einzelne Schritte oder Kombinationen von Schritten des Verfahrens durch mathematisch im Wesentlichen äquivalente Schritte ersetzt werden können. Beispielsweise kann im Schritt der Multiplikation des Korrekturwertes $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters mit dem Vorzeichen $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ der Netzwechselspannung $u_{ac}(t)$ und Addition des Ergebnisses zum Basiswert $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters die Multiplikation mit der Addition vertauscht werden, wobei anstelle des Basiswertes $d_{ff}(t)$ ein modifizierter Basiswert $d'_{ff}(t)$ berechnet wird, wobei $d_{ff} = d'_{ff}\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ gilt.

[0019] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

- Fig. 1a Schematische Darstellung eines betrachteten Gleichrichters, aufweisend einen Diodengleichrichter und einen Gleichspannungswandler.
- Fig. 1b Erste Ausführungsform: Regelstruktur zur direkten Regelung des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$. Diese Regelstruktur ermöglicht die Verwendung eines sinusförmigen Referenzwechselstroms $i^*_{ac}(t)$ und eine geringe Bandbreite des geschlossenen Regelkreises.
- Fig. 1c Unter Verwendung der in Fig. 1b vorgeschlagenen Regelstruktur simulierte Netzwechselspannungs- und Netz-Wechselstromverläufe (ohne Verwendung eines Funkentstörfilters).
- Fig. 2a Zweite Ausführungsform, mit einem Multiplikationsglied im Rückkopplungspfad.
- Fig. 2b Unter Verwendung der in Fig. 2a vorgeschlagenen Regelstruktur simulierte pulsierende Gleichspannungs- und Gleichstromverläufe (ohne Verwendung eines Funkentstörfilters).
- Fig. 3a Konventionelle Regelstruktur zur Regelung des pulsierenden Gleichstroms $i_1(t)$ eines gemäss Fig. 1a aufgebauten Gleichrichters.
- Fig. 3b Unter Verwendung der in Fig. 3a dargestellten Regelstruktur simulierte Netzwechselspannungs- und Netz-Wechselstromverläufe (ohne Verwendung eines Funkentstörfilters).
- Fig. 4 Bridgeless-Gleichrichter.
- Fig. 5 und 6 Varianten der oben beschriebenen Reglerstrukturen.

Grundsätzlich sind in den Figuren gleiche oder gleich wirkende Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

[0020] Die Anordnung eines betrachteten Gleichrichters ist in Fig. 1a gezeigt. In dieser Figur liegt eine Netzwechselspannung $u_{ac}(t)$ am Wechselspannungseingang eines Diodengleichrichters 1 an. Der Diodengleichrichter 1 formt die Netzwechselspannung in eine pulsierende Gleichspannung $u_1(t) = |u_{ac}(t)|$ um, welche der Diodengleichrichter 1 an seinem Gleichspannungsausgang zur Verfügung stellt. Die pulsierende Gleichspannung dient als Eingangsspannung eines Gleichspannungswandlers 2. Der Gleichspannungswandler 2 formt die pulsierende Gleichspannung $u_1(t)$ in eine konstante Ausgangsgleichspannung $U_{dc}(t)$ um. Die Regelung des Gleichspannungswandlers 2 erfolgt dabei so, dass am Eingang des Gleichspannungswandlers 2 ein pulsierender Gleichstrom $i_1(t)$ resultiert, der zur pulsierenden Gleichspannung $u_1(t)$ direkt proportional ist. Der Diodengleichrichter 1 formt den an seinem Gleichspannungsausgang vorliegenden pulsierenden Gleichstrom $i_1(t)$ in einen am Wechselspannungseingang vorliegenden Netz-Wechselstrom $i_{ac}(t)$ um, der zur Netzwechselspannung $u_{ac}(t)$ direkt proportional ist.

[0021] Die für die Erzeugung des pulsierenden Gleichstroms $i_1(t)$ eingesetzte Regelstruktur ist in Fig. 1b dargestellt:

- ein Vorsteuerfunktionsblock 3 verwendet in bekannter Weise verschiedene Eingangsgrößen für die Berechnung eines Basiswertes $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters. Ein typischer Basiswert $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters ist der für den stationären Betrieb des Gleichspannungswandlers erforderliche Ansteuersignalparameter, z.B. die Einschaltzeit eines Transistors für stationären Betrieb. Typische Eingangsgrößen des Vorsteuerfunktionsblocks sind: Ein- und Ausgangsgleichspannung, Momentanleistung des Gleichspannungswandlers;

- ein erstes Multiplikationsglied 4 multipliziert die Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$ mit einem absoluten Eingangsleitwert G^* und bildet daraus einen Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$; der Zahlenwert des absoluten Eingangsleitwertes G^* bestimmt die vom Gleichrichter übertragene Leistung;
- der Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$ dient als Eingangsgrösse eines Zeitverschiebungsglieds 5, das eine Phasenvoreilung realisiert und daher die periodisch vorliegende Eingangsgrösse um eine konstante Zeit ΔT vorverschoben am Ausgang bereitstellt;
- ein Subtraktionsglied 6 zieht von der Ausgangsgrösse des Zeitverschiebungsgliedes 5 den Netz-Wechselstrom $i_{ac}(t)$ ab (der Netz-Wechselstrom $i_{ac}(t)$ kann durch eine Messung ermittelt werden);
- das Ergebnis des Subtraktionsglieds 6 dient als Eingangsgrösse des Stromreglers 7, der an seinem Ausgang einen Korrekturwert $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters bereitstellt;
- ein zweites Multiplikationsglied 8 multipliziert den Korrekturwert $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters mit dem Vorzeichen $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ der Netzwechselfspannung;
- ein Additionsglied 9 zählt zum Ergebnis des zweiten Multiplikationsglieds 8 das Ergebnis des Vorsteuerfunktionsblocks 3 hinzu und berechnet so den endgültigen Ansteuersignalparameter;
- der endgültige Ansteuersignalparameter liegt am Eingang einer Stromregelstrecke 10 an, und der Netzstrom ergibt sich am Ausgang der Stromregelstrecke 10.

[0022] Die in Fig. 1b dargestellte Regelstruktur ermöglicht eine direkte Regelung des Netz-Wechselstroms, was durch Einfügen des zweiten Multiplikationsglieds 8 erreicht wird. Für den üblichen Fall eines sinusförmigen Netz-Wechselstroms erfolgt die Anregung des Regelkreises daher mit einem sinusförmigen, d.h. netzfrequenten und Oberschwingungsfreien, Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$. Da die in Fig. 1b dargestellte Regelstruktur insbesondere bei geringer Bandbreite des geschlossenen Regelkreises Anwendung findet, verursacht der geschlossene Regelkreis bei der Netzfrequenz bereits eine nennenswerte Phasendrehung, was in weiterer Folge in einer Verzerrung des Netz-Wechselstroms resultiert. Zur Kompensation der vom geschlossenen Regelkreis bei der Netzfrequenz verursachten Phasendrehung wird das Zeitverschiebungsglied 5 verwendet, das eine Phasenvoreilung realisiert und daher den periodisch vorliegenden Referenzwechselstrom zeitlich vorverschiebt. Das Zeitverschiebungsglied 5 kann beispielsweise als Hochpassfilter realisiert werden.

[0023] Erfolgt nun die Regelung des Netz-Wechselstroms der in Fig. 1a dargestellten Schaltung nach der in Fig. 1b dargestellten Regelstruktur, dann lassen sich die in Fig. 1c gezeigten Verläufe der Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$ und des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$ erzielen: die Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$ ist sinusförmig mit einer Amplitude von 325 V und einer Frequenz von 800 Hz, die Grundschiwingung $i_{ac,(1)}(t)$ des erzeugten Netz-Wechselstroms ist sinusförmig mit einer Amplitude von 9.3 A und einer Frequenz von 800 Hz. Die Phasenverschiebung zwischen $u_{ac}(t)$ und $i_{ac,(1)}(t)$ verschwindet in Fig. 1c. In Fig. 1c ist ersichtlich, dass der Grundschiwingung von $i_{ac,(1)}(t)$ eine dreieckförmige Stromschwankung überlagert ist, deren Grundfrequenz gleich der Schaltfrequenz des Gleichspannungswandlers 2 von 48 kHz ist. Die Stromschwankung ist auf die interne Realisierung des Gleichspannungswandlers 2 zurückzuführen (z.B. die in der Induktivität des für die Realisierung des Gleichspannungswandlers 2 verwendeten Hochsetzstellers resultierende Stromschwankung). Diese Stromschwankung kann, üblicherweise unter Verwendung eines Funkentstörfilters, auf zulässige Amplitudenwerte begrenzt werden.

[0024] Eine zu Fig. 1b alternative Ausführung des Regelkreises zeigt Fig. 2a:

- ein Vorsteuerfunktionsblock 3 verwendet verschiedene Eingangsgrössen für die Berechnung eines Basiswertes $d_{ff}(t)$ des Ansteuersignalparameters. Ein typischer Basiswert des Ansteuersignalparameters ist der für den stationären Betrieb des Gleichspannungswandlers erforderliche Ansteuersignalparameter, z.B. die Einschaltzeit eines Transistors für stationären Betrieb. Typische Eingangsgrössen des Vorsteuerfunktionsblocks sind: Ein- und Ausgangsgleichspannung, Momentanleistung des Gleichspannungswandlers;
- ein erstes Multiplikationsglied 4 multipliziert die Netzwechselfspannung $u_{ac}(t)$ mit einem absoluten Eingangsleitwert G^* und bildet daraus einen Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$; der Zahlenwert des absoluten Eingangsleitwertes G^* bestimmt die vom Gleichrichter übertragene Leistung;
- der Referenzwechselstrom $i_{ac}^*(t)$ dient als Eingangsgrösse eines Zeitverschiebungsglieds 5, das eine Phasenvoreilung realisiert und daher die periodisch vorliegende Eingangsspannung um eine konstante Zeit ΔT vorverschoben am Ausgang bereitstellt;
- ein Subtraktionsglied 6 zieht von der Ausgangsgrösse des Zeitverschiebungsgliedes 5 den mit dem Vorzeichen der Netzwechselfspannung multiplizierten pulsierenden Gleichstrom, $i_1(t)\text{sgn}[u_{ac}(t)]$, ab;
- das Ergebnis des Subtraktionsglieds 6 dient als Eingangsgrösse des Stromreglers 7, der an seinem Ausgang einen Korrekturwert $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters bereitstellt;
- ein zweites Multiplikationsglied 8 multipliziert den Korrekturwert $\tilde{d}(t)$ des Ansteuersignalparameters mit dem Vorzeichen $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ der Netzwechselfspannung;
- ein Additionsglied 9 zählt zum Ergebnis des zweiten Multiplikationsglieds 8 das Ergebnis des Vorsteuerfunktionsblocks 3 hinzu und berechnet so den endgültigen Ansteuersignalparameter;
- der endgültige Ansteuersignalparameter liegt am Eingang einer Stromregelstrecke 10 an, und der pulsierende Gleichstrom $i_1(t)$ ergibt sich am Ausgang der Stromregelstrecke 10;
- ein drittes Multiplikationsglied 11 multipliziert den pulsierenden Gleichstrom $i_1(t)$ mit dem Vorzeichen der Netzwechselfspannung, woraus sich im Wesentlichen ein Signal $i_1(t)\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ entsprechend dem Netz-Wechselstrom $i_{ac}(t)$ ergibt.

[0025] Die Regelstruktur aus Fig. 2a unterscheidet sich dahingehend von Fig. 1b, dass anstelle des Netz-Wechselstromes der pulsierende Gleichstrom $i_1(t)$ gemessen und geregelt wird.

[0026] Durch Einfügen eines Multiplikationsgliedes im Rückkopplungspfad lässt sich also die Regelstruktur aus Fig. 1b so modifizieren, dass auch eine Regelung des pulsierenden Gleichstroms bei geringer Regelbandbreite möglich ist.

[0027] Die in Fig. 1b vorgestellte Regelstruktur zur direkten Regelung des Netz-Wechselstroms lässt sich auch zur Regelung der in Fig. 4 dargestellten Grundstruktur eines Bridgeless-Gleichrichters verwenden: in dieser Figur liegen ein erster Brückenweig 13 und ein zweiter Brückenweig 14 vor. Der erste Brückenweig 13 weist eine Serienschaltung einer ersten Diode D_1 , eines ersten MOSFETs T_1 und eines ersten Strommesswiderstandes R_1 auf. Die Kathode der ersten Diode D_1 ist mit einer positiven Spannungsschiene 15 verbunden, der Drain Anschluss des ersten MOSFETs T_1 ist mit der Anode der ersten Diode D_1 verbunden und der erste Strommesswiderstand R_1 ist zwischen dem Source Anschluss des ersten MOSFETs T_1 und einer negativen Spannungsschiene 16 angeschlossen. Der zweite Brückenweig 14 weist eine Serienschaltung einer zweiten Diode D_2 , eines zweiten MOSFETs T_2 und eines zweiten Strommesswiderstandes R_2 auf. Die Kathode der zweiten Diode D_2 ist mit der positiven Spannungsschiene 15 verbunden, der Drain Anschluss des zweiten MOSFETs T_2 ist mit der Anode der zweiten Diode D_2 verbunden und der zweite Strommesswiderstand R_2 ist zwischen dem Source Anschluss des zweiten MOSFETs T_2 und der negativen Spannungsschiene 16 angeschlossen. Ein erster Anschluss einer ersten Glättungsdrossel L_1 ist mit einer ersten Eingangsklemme des Bridgeless-Gleichrichters verbunden und ein zweiter Anschluss der ersten Glättungsdrossel L_1 ist mit dem Drain Anschluss des ersten MOSFETs T_1 verbunden. Ein erster Anschluss einer zweiten Glättungsdrossel L_2 ist mit einer zweiten Eingangsklemme des Bridgeless-Gleichrichters verbunden und ein zweiter Anschluss der zweiten Glättungsdrossel L_2 ist mit dem Drain Anschluss des zweiten MOSFETs T_2 verbunden. Zwischen den zwei Eingangsklemmen liegt, bei vereinfachter Betrachtung (d.h. ohne ein Funkentstörfilter), die Netzwechselspannung vor. Die positive Spannungsschiene 15 ist mit dem ersten Anschluss eines Ausgangskondensators C_{dc} verbunden. Die negative Spannungsschiene 16 ist mit dem zweiten Anschluss des Ausgangskondensators C_{dc} verbunden. Zwischen der positiven und der negativen Spannungsschiene liegt die Ausgangsgleichspannung U_{dc} an.

[0028] Die Regelung des Bridgeless-Gleichrichters erfolgt gemäss dem Stand der Technik nach Fig. 3, wobei für das Regelkonzept nach Fig. 3a die Kenntnis eines betragssinusförmigen Referenzgleichstromes erforderlich ist. Die Ermittlung des betragssinusförmigen Referenzgleichstromes erfolgt rechnerisch durch Multiplikation des Betrages der zu messenden Netzwechselspannung mit einem absoluten Eingangsleitwert G^* .

[0029] Wird nun die in Fig. 1b vorgestellte Regelstruktur auf den Bridgeless-Gleichrichter angewendet, dann ist die Kenntnis des Netz-Wechselstromes $i_{ac}(t)$ erforderlich. Dieser lässt sich aus den Transistorströmen $i_1(t)$ und $i_2(t)$ gemäss

$$i_{ac}(t) = \begin{cases} i_1(t) & \text{für } u_{ac}(t) > 0 \\ -i_2(t) & \text{für } u_{ac}(t) < 0 \end{cases}$$

rekonstruieren.

[0030] Die bei Verwendung der Regelstruktur nach Fig. 1b für den Bridgeless-Gleichrichter nach Fig. 4 und den konventionellen Gleichrichter nach Fig. 1a simulierten Netzwechselströme sind praktisch identisch, d.h. auch für den Bridgeless-Gleichrichter resultiert ein Netz-Wechselstrom gemäss Fig. 1c.

[0031] In weiteren Ausführungsformen wird der Referenzstrom des Regelkreises aus der pulsierenden Gleichspannung $u_1(t)$ erzeugt, und zwar durch Multiplikation von $u_1(t)$ mit $\text{sgn}(u_{ac}(t))$. Dies ist, ausgehend von der Struktur der Fig. 1b beispielhaft in Fig. 5 dargestellt. (Der Unterschied zwischen Fig. 1b und Fig. 5 ist somit, dass die Multiplikation $G^*u_{ac}(t)$ durch die Multiplikation $G^*\text{sgn}[u_{ac}(t)]u_1(t)$ ersetzt wird).

[0032] In weiteren Ausführungsformen werden mathematisch im Wesentlichen äquivalente Operationen durch eine andere Struktur des Reglers realisiert. Beispielsweise wird der endgültige Ansteuersignalparameter d bestimmt, indem zuerst der Ausgangswert eines Vorsteuerfunktionsblocks 12 zu \tilde{d} hinzugezählt wird und das Ergebnis danach mit $\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ multipliziert wird. Dies ist, ausgehend von der Struktur der Fig. 1b, in der Fig. 6 dargestellt. Unterschiede sind, dass der Vorsteuerfunktionsblock 3, welcher d_{ff} berechnet, durch einen modifizierten Vorsteuerfunktionsblock 12 ersetzt ist.

[0033] Dieser berechnet d'_{ff} ; wobei beispielsweise $d_{ff} = d'_{ff}\text{sgn}[u_{ac}(t)]$ gilt. Das Multiplikationsglied 8 wird in der Reihenfolge mit dem Additionsglied 9 vertauscht. Analoges gilt für die Struktur der Fig. 2a.

[0034] Für sämtliche Simulationen verwendete Parameter:

Gleichspannungswandler 2: Hochsetzsteller mit einer Hochsetzstellerinduktivität (Eingangsimpedanz) von 1 mH und einem Ausgangskondensator von 36 μF .

Netzspannungsamplitude: 325 V

Netzfrequenz: 800 Hz

Ausgangsspannung: 400 V

Ausgangsleistung: 1.5 kW

Stromregler: PI Regler mit einer Verstärkung von 0.02 und einer Knickfrequenz von 318 Hz.

Modulator: Pulsbreitenmodulator; Verwendung eines dreieckförmigen Trägersignals mit Minimalwert 0, Maximalwert 1 und einer konstanten Frequenz von 48 kHz (= Schaltfrequenz des Hochsetzstellers).

[0035] Die Simulationsergebnisse aus Fig. 1c, Fig. 2b und Fig. 3b wurden alle mit demselben Stromregler und deshalb mit derselben Bandbreite des geschlossenen Stromregelkreises ermittelt. Aufgrund der geringen verwendeten Bandbreite des geschlossenen Stromregelkreises ist eine deutliche Abweichung des Netz-Wechselstromes von der Sinusform zu erkennen. Beim Verlauf des Netz-Wechselstroms $i_{ac}(t)$ bei der Regelung nach dem Stand der Technik gemäss Fig. 3b sind hochfrequente Störungen im Bereich der Nulldurchgänge erkennbar. Bei den Regelungen gemäss den Fig. 1c und 2b sind diese eliminiert.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Regelung eines Gleichrichters mit Leistungsfaktorkorrektur, welcher eine Serienschaltung eines Diodengleichrichters (1) und eines Gleichspannungswandlers (2) aufweist, wobei der Diodengleichrichter (1) eine sinusförmige Netzwechselspannung in eine betragssinusförmige pulsierende Gleichspannung ($u_1(t)$) umwandelt und der Gleichspannungswandler (2) einen vom Diodengleichrichter (1) bezogenen Strom so formt, dass ein zur betragssinusförmigen pulsierenden Gleichspannung proportionaler pulsierender Gleichstrom ($i_1(t)$) durch den Gleichspannungswandler (2) vom Diodengleichrichter (1) bezogen wird, und damit auch ein zur Netzwechselspannung ($u_{ac}(t)$) proportionaler Netz-Wechselstrom ($i_{ac}(t)$) durch den Diodengleichrichter (1) vom Netz bezogen wird aufweisend die folgenden Schritte:
 - Bestimmen eines Basiswertes ($d_{ff}(t)$) eines Ansteuersignalparameters zur Ansteuerung des Gleichspannungswandlers (2);
 - Bestimmen eines Korrekturwertes ($\tilde{d}(t)$) des Ansteuersignalparameters nach Massgabe einer Abweichung des Netz-Wechselstroms ($i_{ac}(t)$) von einem Referenzwechselstrom ($i_{ac}^*(t)$);
 - Bestimmen des Vorzeichens ($\text{sgn}[u_{ac}(t)]$) der Netzwechselspannung ($u_{ac}(t)$);
 - Multiplikation des Korrekturwertes ($\tilde{d}(t)$) des Ansteuersignalparameters mit diesem Vorzeichen und Addition des Ergebnisses zum Basiswert ($d_{ff}(t)$) des Ansteuersignalparameters und dadurch Bildung des Ansteuersignalparameters ($d(t)$);
 - Ansteuern des Gleichspannungswandlers (2) mit dem Ansteuersignalparameter ($d(t)$).
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, aufweisend den Schritt:
 - Bestimmen des Netz-Wechselstroms ($i_{ac}(t)$) durch Messung des Stromes, der durch den Diodengleichrichter (1) vom Netz bezogen wird.
3. Verfahren gemäss Anspruch 1, aufweisend den Schritt:
 - Bestimmen des Netz-Wechselstroms ($i_{ac}(t)$) durch Messung des pulsierenden Gleichstroms ($i_1(t)$), der durch den Gleichspannungswandler (2) vom Diodengleichrichter (1) bezogen wird, und Multiplikation mit dem Vorzeichen ($\text{sgn}[u_{ac}(t)]$) der Netzwechselspannung ($u_{ac}(t)$).
4. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, aufweisend den Schritt:
 - Bestimmen des Referenzwechselstroms ($i_{ac}^*(t)$) durch zeitliches Vorverschieben eines periodischen Signals, welches durch Multiplikation der Netzwechselspannung ($u_{ac}(t)$) mit einem vorgegebenen Eingangslitwert G^* des Gleichrichters gebildet wird.

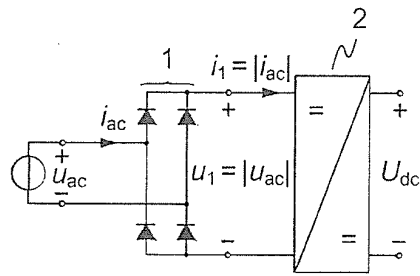


Fig. 1(a)

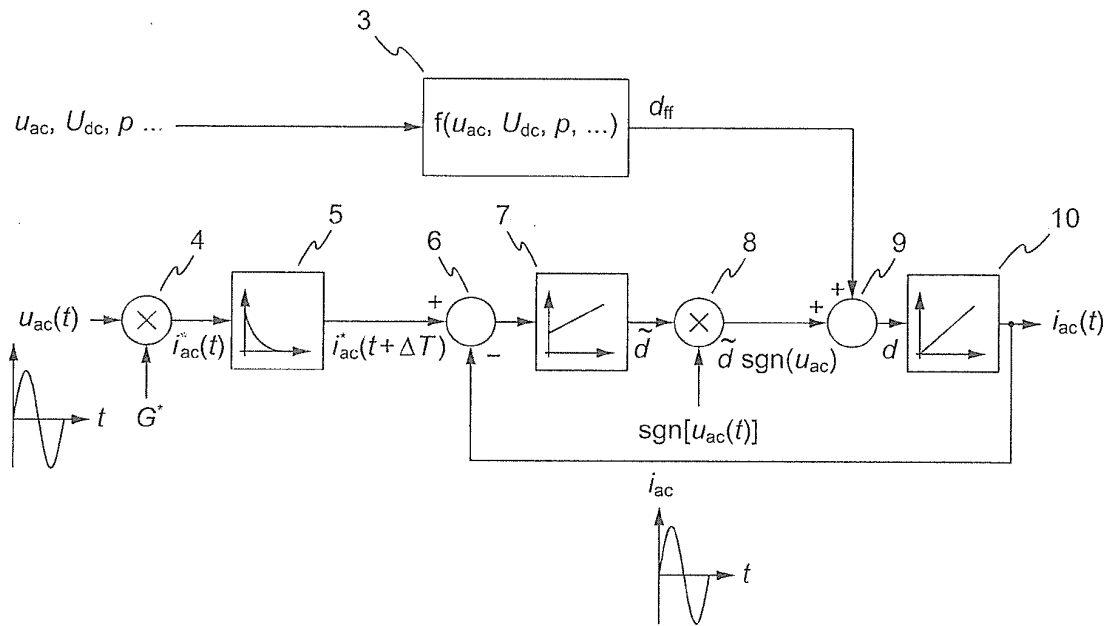


Fig. 1(b)

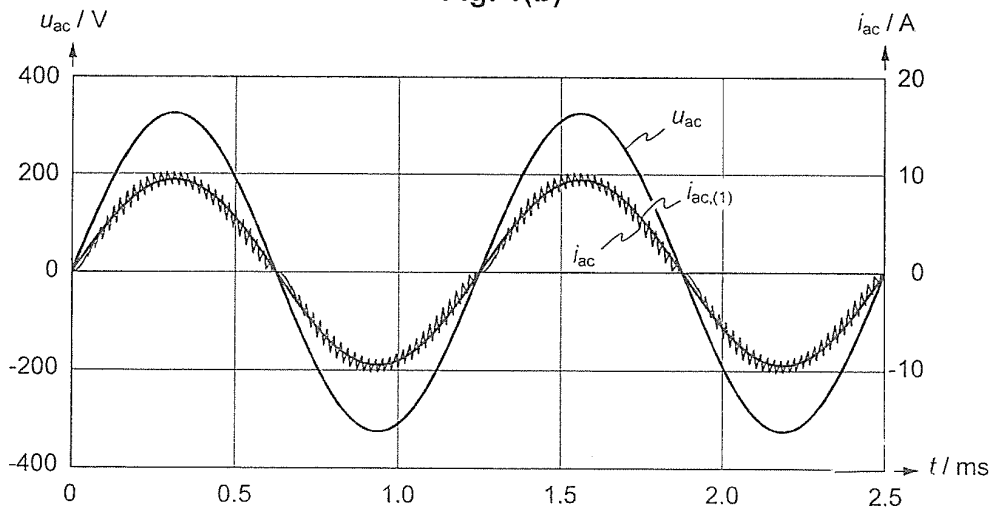


Fig. 1(c)

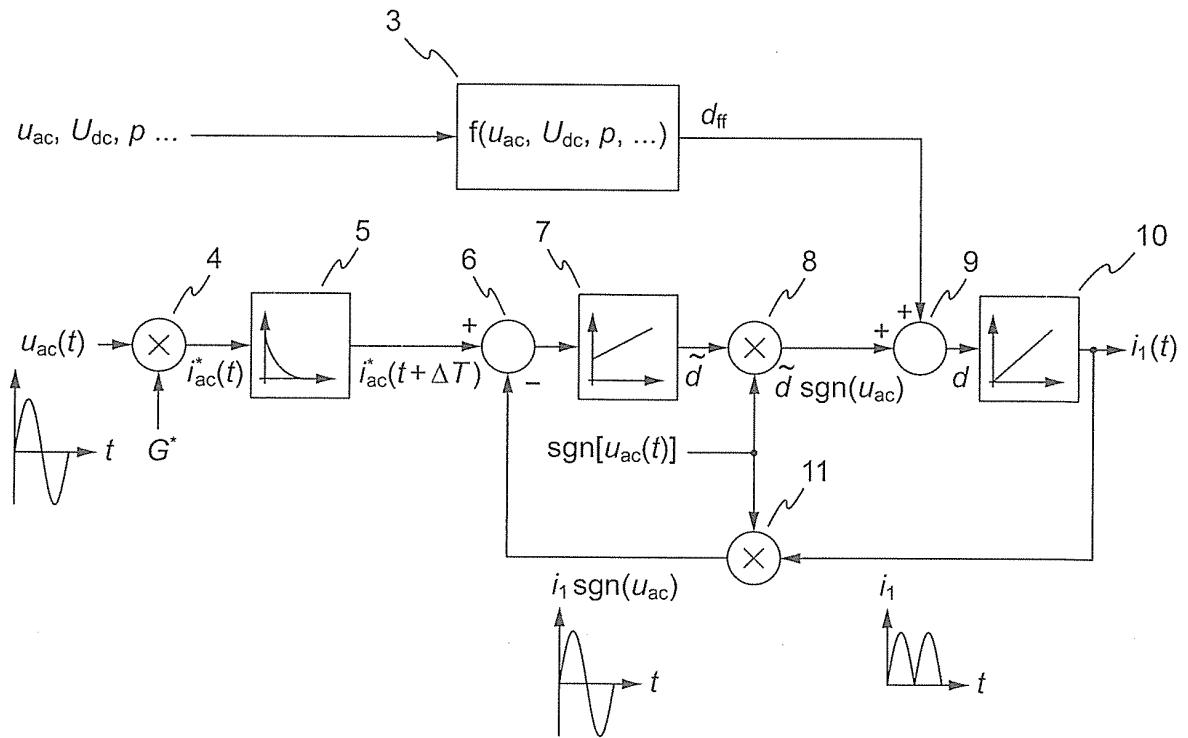


Fig. 2(a)

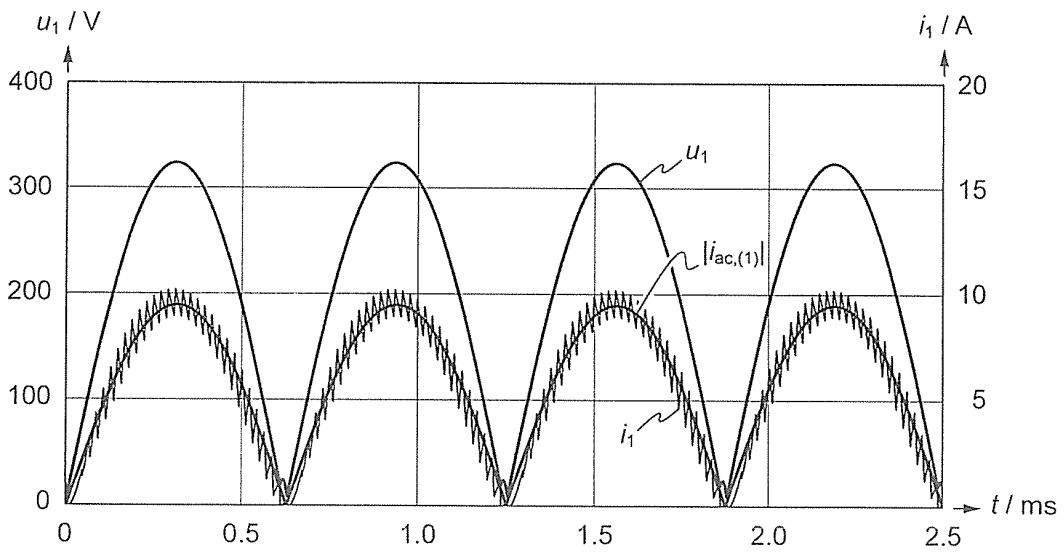


Fig. 2(b)

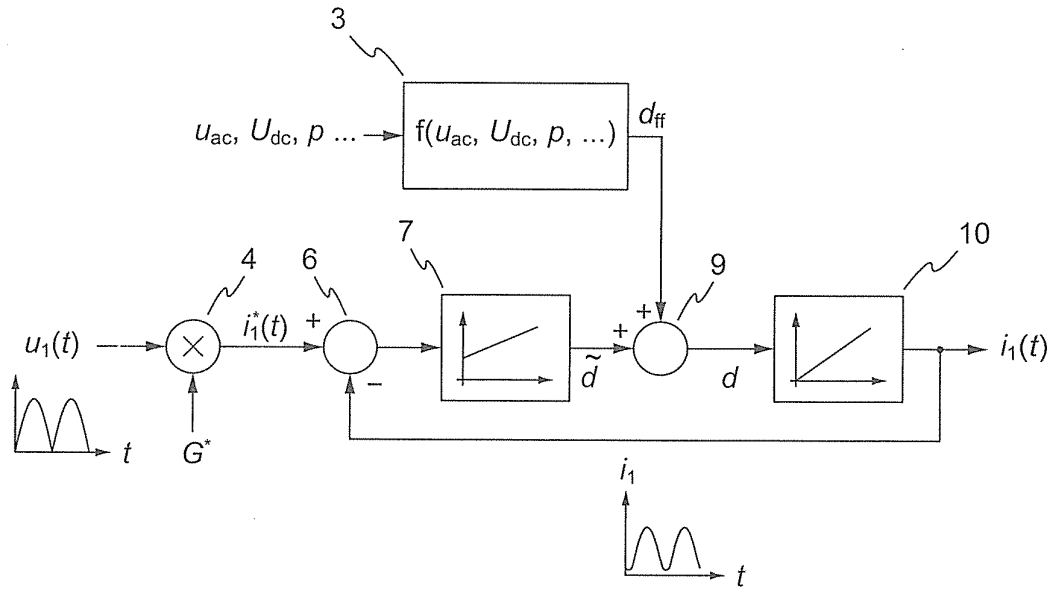


Fig. 3(a)

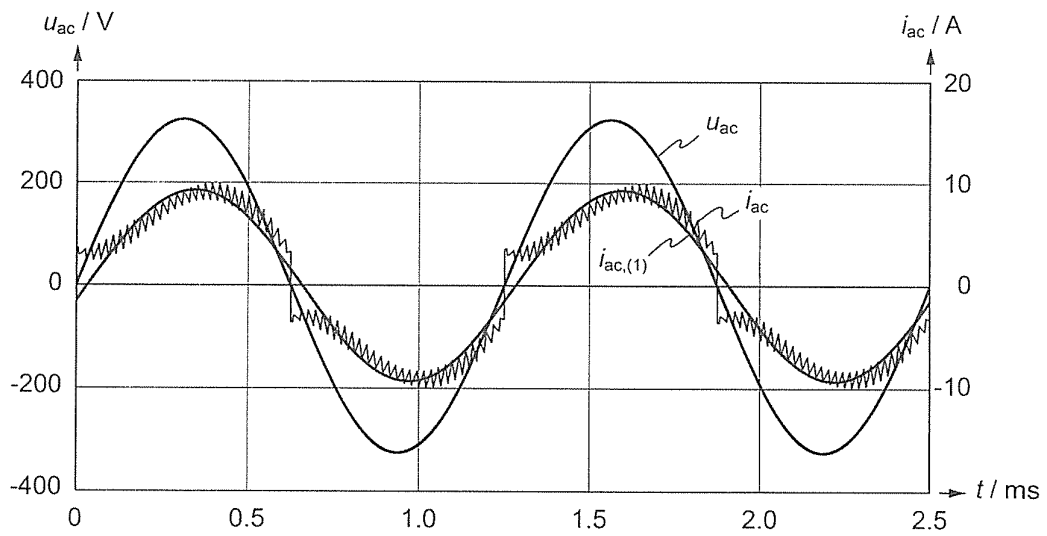


Fig. 3(b)

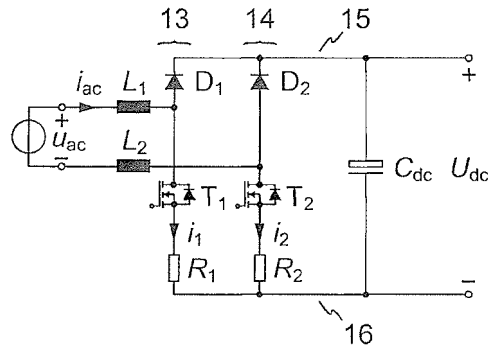


Fig. 4

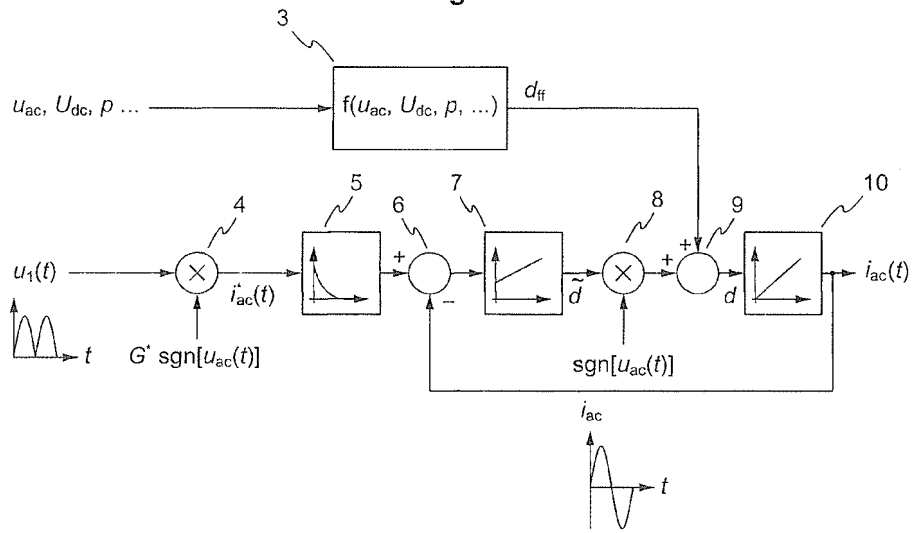


Fig. 5

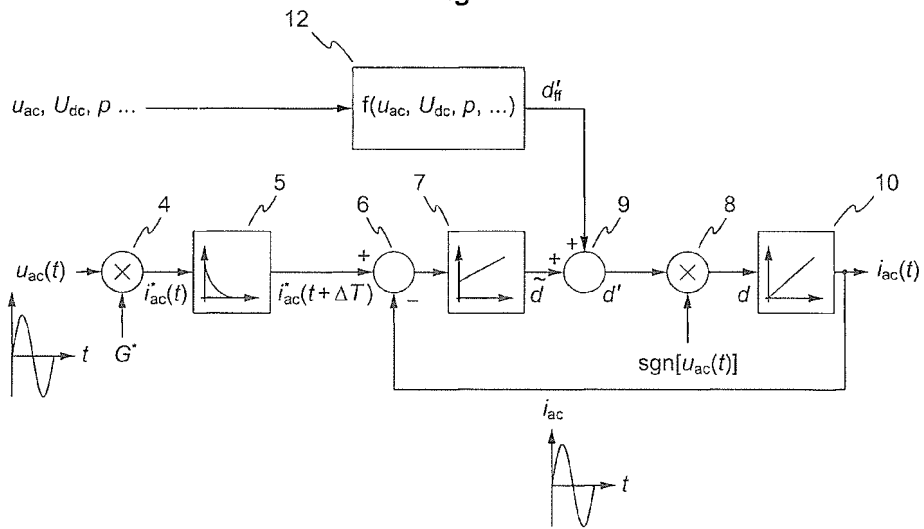


Fig. 6