



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) **CH** **714 100 B1**

(51) Int. Cl.: **H02M 7/5387** (2007.01)
H02M 7/5395 (2006.01)
H02M 1/12 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 01071/17

(22) Anmeldedatum: 29.08.2017

(43) Anmeldung veröffentlicht: 15.03.2019

(24) Patent erteilt: 29.10.2021

(45) Patentschrift veröffentlicht: 29.10.2021

(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)
Michail Marios Antivachis, 8051 Zürich (CH)

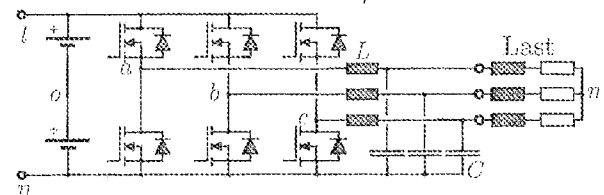
(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach
8032 Zürich (CH)

(54) **Verfahren zur Ansteuerung eines mehrphasigen Wechselrichters.**

(57) Das erfindungsgemässe Verfahren dient zur Ansteuerung eines n-phasigen Wechselrichters mit n Brückenzeigen zur Speisung einer n-phasigen elektrischen Maschine wobei zwischen Wechselrichter und Maschine ein n-phasiges Tiefpassausgangsfiler angeordnet ist. Die Brückenzeigen haben jeweils die Funktion eines Umschalters, und Steuerbefehle für die Umschalter jedes Brückenzeiges und damit jeder Phase werden mittels Sinusunterschwingungsmodulation, d.h. durch Verschneidung eines für alle Phasen gleichen schaltfrequenten Dreiecksträgersignals mit einer sinusförmigen, mit einer gewünschten Ausgangsphasenspannungsgrundschiwingung der jeweiligen Phase in Phase liegenden Gesamtphasenmodulationsfunktion gebildet.

Dabei wird jede der n Gesamtphasenmodulationsfunktionen durch Addition einer jeweiligen offsetfreien Grund-Phasenmodulationsfunktion und eines Offsets gebildet, wobei der Offset für alle n Phasen denselben Wert aufweist.

Inverter - Kombiniertes CM/DM Filter



Beschreibung

[0001] Dreiphasige DC/AC Konverter, i.A. als Dreiphasenwechselrichter bezeichnet, werden industriell zur, von einer Eingangsgleichspannung ausgehenden, Speisung der Statorwicklungen dreiphasiger elektrischer Maschinen eingesetzt, wobei der Sternpunkt der Wicklungen isoliert ausgeführt ist, da aufgrund der Dreiphasigkeit ein Rückleiter vom Sternpunkt an die DC Eingangsseite des Wechselrichters entfallen kann, womit eine Verringerung des Realisierungsaufwandes resultiert. Dieser Vorteil bleibt auch aufrecht, wenn zwischen Wechselrichter und Maschine ein dreiphasiges Tiefpassausgangsfilter angeordnet wird, um einerseits steile Spannungsflanken, welche die Lebensdauer der Maschinenisolation beeinträchtigen können und andererseits schaltfrequente Oberschwingungen des Statorstromes bzw. Hochfrequenzverluste in den Statorwicklungen zu vermeiden. Es wird dann in jeder Phase abzweigend von der Ausgangsklemme des zugehörigen Wechselrichterbrückenweiges eine Filterinduktivität gegen die zugehörige Maschinenklemme, d.h. die zugehörige Phasenklemme der Statorwicklung gelegt; weiters werden von den Maschinenphasenklemmen abzweigend Filterkondensatoren in Sternschaltung angeordnet, wobei der Filterkondensatorsternpunkt mit der negativen Schiene der Wechselrichtereingangsgleichspannung (im weiteren als negative Gleichspannungsschiene bezeichnet) verbunden wird. Neben dieser unteren Filterkondensatorsternschaltung kann zusätzlich noch eine weitere, obere Sternschaltung von Filterkondensatoren, deren Sternpunkt mit der positiven Gleichspannungsschiene verbunden ist, vorgesehen werden, wobei dann in jeder Phase die Parallelschaltung der zugehörigen Kondensatoren der unteren und oberen Sternschaltung wirksam ist.

[0002] Der Dreiphasenwechselrichter wird durch drei Brückenweige gebildet, wobei jeder Brückenweig zwei in Serie von der positiven gegen die negative Gleichspannungsschiene gelegte Schalter, beispielsweise Transistoren mit antiparallelen Freilaufdioden, aufweist und der Verbindungspunkt beider Transistoren die Ausgangsklemme des Brückenweiges bildet, und sich immer nur einer der beiden Transistoren im durchgeschalteten Zustand befindet, oder beide Transistoren gesperrt sind. Im Einschaltintervall des oberen Transistors wird dann die Ausgangsklemme mit der positiven Gleichspannungsschiene und im Einschaltintervall des unteren Transistors mit der negativen Gleichspannungsschiene verbunden, womit jeder Brückenweig ausgehend von der Ausgangsklemme gesehen die Funktion eines Umschalters zwischen positiver und negativer Gleichspannungsschiene aufweist. Gemäss dem Stand der Technik werden nun die Umschalter der einzelnen Phasen mit konstanter Taktfrequenz so betrieben, dass an einer Phasenausgangsklemme gemessen gegen den virtuellen Mittelpunkt der den Wechselrichter speisenden Gleichspannung (nachfolgend als virtueller Gleichspannungsmittelpunkt bezeichnet) eine pulsweitenmodulierte Wechselspannung gebildet wird, deren Grundschwingung (nachfolgend als Ausgangsphasenspannungsgrundschwingung bezeichnet) die gewünschte Ausgangsfrequenz und deren Amplitude die geforderte Ausgangsphasenspannungsamplitude aufweist. Die Steuerbefehle des Umschalters jeder Phase werden dabei im einfachsten Fall mittels Sinusunterschwingungsmodulation, d.h. durch Verschneidung eines für alle Phasen gleichen schaltfrequenten Dreieckträgersignals mit einer sinusförmigen, mit der gewünschten Ausgangsphasenspannungsgrundschwingung in Phase liegenden Phasenmodulationsfunktion (Sinusphasenmodulationsfunktion) gebildet, welche die gewünschte Ausgangsfrequenz und die gewünschte relative Amplitude aufweist, wobei die Grenze des linearen Aussteuerbereiches (nachfolgend als Aussteuergrenze der Sinusmodulation bezeichnet) dann erreicht, bzw. die maximale Ausgangsphasenspannungsgrundschwingung in Höhe der halben Eingangsgleichspannung dann erzeugt wird, wenn die Phasenmodulationsfunktionsamplitude gleich der Amplitude des Dreieckträgersignals gewählt wird. Der lineare Aussteuerbereich ist dabei dadurch gekennzeichnet, dass die Amplitude der gebildeten Ausgangsphasenspannungsgrundschwingung direkt aus der Multiplikation des Verhältnisses der Amplitude der Phasenmodulationsfunktion und der Amplitude des Dreieckträgersignals mit der halben Eingangsgleichspannung folgt.

[0003] Eine Erhöhung der Aussteuergrenze um ca. 15% kann durch Addition einer gleichen 3. Harmonischen zu allen Phasenmodulationsfunktionen - die 3. Harmonische ist dabei als Gleichtaktsignal mit dreifacher Ausgangsfrequenz zu sehen - erreicht werden, wobei die Phasenbeziehung so gewählt wird, dass die resultierenden Summenphasenmodulationsfunktionen in der Umgebung der Maxima im Wert verringert und vor und nach den Nulldurchgängen im Wert angehoben werden und somit einen trapezförmigen Verlauf aufweisen. Die Amplitude der 3. Harmonischen ist dabei optimal gleich einem Viertel der Amplitude der Sinusphasenmodulationsfunktion zu wählen.

[0004] Wie oben erwähnt, wird durch das Tiefpassausgangsfilter für die gespeiste Wechselstrommaschine eine glatte Phasenklammenspannung gebildet. An der Filterinduktivität tritt dabei demgemäss in jeder Phase die Differenz der Wechselrichterausgangsphasenspannung und der Maschinenphasenklammenspannung auf. Der schaltfrequente Anteil dieser Spannung resultiert in einem schaltfrequenten Rippel des Filterinduktivitätsstromes bzw. in Hochfrequenzverlusten der Filterinduktivität bzw. ist zur Begrenzung des Rippels ein Mindestwert der Filterinduktivität vorzusehen. Der für die Wahl des Filterinduktivitätswertes massgebliche, kritische Fall ist dann gegeben, wenn die Wechselrichterausgangsphasenspannungsgrundschwingungen bzw. die Brückenweigausgangsphasenspannungen bzw. die Maschinenphasenklammenspannungen eine sehr kleine Amplitude aufweisen bzw. ein tiefer Aussteuergrad vorliegt. Der Ausgang jedes Wechselrichterbrückenweiges weist dann näherungsweise ein Tastverhältnis von 50% auf, d.h. die Brückenweigausgänge sind dann nahezu während der gesamten ersten Hälfte einer Taktperiode mit der positiven und nahezu während der gesamten zweiten Hälfte einer Taktperiode mit der negativen Gleichspannungsschiene verbunden. Demgemäss treten an den Filterinduktivitäten schaltfrequent wechselnd hohe positive und negative Spannungszeitflächen und damit hohe schaltfrequente Stromschwankungen auf. Für die Beherrschung dieses Betriebspunktes sind demgemäss relativ hohe Induktivitätswerte vorzusehen, welche in einem relativ hohen Bauvolumen der Filterinduktivitäten resultieren, oder es tritt

in den Filterinduktivitäten ein relativ hoher Stromrippel auf, welcher aufgrund von Hochfrequenzverlusten zu einer Verringerung der Effizienz der Energieumformung führt.

[0005] Aufgabe der Erfindung ist es daher, ein Steuerverfahren für die Wechselrichterbrückenzeige derart zu schaffen, dass die über den Filterinduktivitäten auftretenden Spannungszeitflächen bzw. der schaltfrequente Stromrippel in den Filterinduktivitäten minimiert wird, womit der Induktivitätswert und damit auch das Bauvolumen der Filterinduktivitäten verringert werden kann bzw. bei gegebener Filterinduktivität gegenüber konventioneller Steuerung geringere Hochfrequenzverluste der Filterinduktivitäten auftreten.

[0006] Die Aufgabe wird durch ein Verfahren gemäss den Patentansprüchen gelöst.

[0007] Das Verfahren dient also zur Ansteuerung eines n-phasigen Wechselrichters mit n Brückenzeigen zur Speisung einer n-phasigen elektrischen Maschine (deren Wicklungssternpunkt isoliert ausgeführt ist), wobei zwischen Wechselrichter und Maschine ein n-phasiges Tiefpassausgangfilter angeordnet ist, wobei die Brückenzeige jeweils die Funktion eines Umschalters haben, und Steuerbefehle für eine Umschaltung jedes Brückenzeiges und damit jeder Phase mittels Sinusunterschwingungsmodulation, d.h. durch Verschneidung eines für alle Phasen gleichen schaltfrequenten Dreieckträgersignals mit einer sinusförmigen, mit einer gewünschten Ausgangsphasenspannungsgrundschwingung der jeweiligen Phase in Phase liegenden Gesamtphasenmodulationsfunktion (Sinusphasenmodulationsfunktion) gebildet werden. Dabei wird jede der n Gesamtphasenmodulationsfunktionen durch Addition einer jeweiligen offsetfreien Grund-Phasenmodulationsfunktion und eines Offsets gebildet, und weist der Offset für alle n Phasen denselben Wert auf.

[0008] Die Grund-Phasenmodulationsfunktion ist also eine Phasenmodulationsfunktion ohne Gleichanteil, die Gesamtphasenmodulationsfunktion ist jene, die zur Ansteuerung der Schalter verwendet wird.

[0009] In dem Verfahren werden also die Phasenmodulationsfunktionen derart modifiziert, dass niederfrequente Gleichaktanteile der Brückenzeigausgangsphasenspannungen maximiert werden, wobei die Modifikation so vorgenommen wird, dass die durch den Wechselrichter maximal erzeugbare Amplitude der Grundschwingung der Brückenzeigausgangsphasenspannungen unverändert bleibt.

[0010] Die Anwendbarkeit des vorgehend skizzierten Konzeptes erklärt sich dadurch, dass aufgrund des freien Sternpunktes der Statorwicklungen der gespeisten Drehstrommaschine letztlich nur die Differenzen der gegen den virtuellen Mittelpunkt der Eingangsgleichspannung gemessenen Filterkondensatorspannungen, d.h. die verketteten Tiefpassfilterausgangsspannungen oder wieder bezogen auf Phasengrössen, die Gegentaktkomponenten der Filterkondensatorspannungen wirksam werden. Gleichtaktkomponenten (jede Filterkondensatorspannung kann im Sinne eines Dreiphasensystems als Summe einer Gegentakt- und einer Gleichtaktkomponente gesehen werden) nehmen auf die Stromaufnahme der Wechselstrommaschine bzw. deren Leistungsaufnahme keinen Einfluss. Wird eine Gleichtaktspannung zu einer Phasenmodulationsfunktion addiert, weist die die resultierende pulsbreitenmodulierte Ausgangsspannung des zugehörigen Brückenzeiges einen niederfrequenten und einen schaltfrequenten (hochfrequenten) Gegentaktanteil und einen niederfrequenten und einen schaltfrequenten (hochfrequenten) Gleichtaktanteil auf, wobei die niederfrequente Gegentaktkomponente gleich der für die Speisung der Maschine interessierenden, eingangs erwähnten Brückenzeigausgangsphasengrundschwingung ist welche abhängig vom Betrieb der Maschine einen definierten Wert aufweisen muss. Wird nun berücksichtigt, dass die pulsbreitenmodulierte aufgrund der im Betrag stets der halben Zwischenkreisspannung gleichen Amplitude unabhängig von den Pulsbreitenverhältnissen stets dieselbe spektrale Leistung aufweist, oder mit anderen Worten die Summe aller Spannungsanteile jedenfalls die pulsbreitenmodulierte Wechselrichterausgangsphasenspannung ergibt, wird deutlich, dass die Vergrösserung eines niederfrequenten Spannungsanteiles jedenfalls zu einer Verringerung der schaltfrequenten Spannungsanteile führen muss. Da der niederfrequente Gegentaktanteil wie vorstehend erwähnt durch den Betrieb definiert ist, verbleibt für die Minimierung der Summe aus schaltfrequentem Gleich- und Gegentaktanteils Spannungsanteil, welcher letztlich die schaltfrequente Spannung über der Filterinduktivität darstellt und damit für den schaltfrequenten Stromrippel in der Filterinduktivität verantwortlich ist, der niederfrequente Gleichtaktspannungsanteil, wobei dessen Wert dadurch beschränkt ist, dass innerhalb jeder Pulsperiode eine Verschneidung jeder Phasenmodulationsfunktion im dem Dreieckträgersignal stattfinden muss, d.h. die Phasenmodulationsfunktion maximal den positiven oder negativen Wert der (positiven) Amplitude des Dreieckträgersignals aufweisen darf.

[0011] Im einfachsten Fall kann für den niederfrequenten Gleichtaktanteil auch ein konstanter (Frequenz Null) Spannungswert (Offset) gewählt werden. Dabei werden die Sinusmodulationsfunktion der Phasen eines dem Stand der Technik entsprechenden Systems durch einen positiven Offset, d.h. für alle Phasen gleich jeweils derart verschoben, dass die Maximalwerte der resultierenden Gesamtphasenmodulationsfunktionen gleich der Amplitude des Dreieckträgersignals werden. Für eine Aussteuerung, d.h. eine relative Sinus(gegentakt)ausgangsspannungsamplitude (bezogen auf die halbe Eingangsgleichspannung) von 10% wird also eine Gleichtaktverschiebung von 90% addiert. Dadurch wird der Tastverhältnissbereich der pulsbreitenmodulierten Brückenzeigausgangsspannungen von 0.4 bis 0.6 auf 0.8 bis 1.0 verschoben, was in wesentliche kleineren schaltfrequenten Spannungszeitflächen über den Filterinduktivitäten und damit in einer massiven Verringerung des Filterinduktivitätsstromrippel resultiert bzw. für einen gegenüber dem Stand der Technik gleichen Stromrippel der Induktivitätswert wesentlich verringert oder die Schaltfrequenz abgesenkt werden kann, womit eine Verringerung der Schaltverluste des Wechselrichters bzw. Verbesserung der Effizienz der Energieumformung erreichbar ist.

[0012] Steigt die Aussteuerung, wird der Offset soweit zurückgenommen, dass die Gesamtphasenmodulationsfunktionen wieder nur in diskreten Punkten die Dreieckträgersignalamplitude erreichen und sonst unterhalb dieses Pegels liegen. Al-

lerdings werden dann auch entsprechend höhere Ausgangsphasengrundschnungen gebildet, welche auch in Richtung einer Verringerung der schaltfrequenten Filterinduktivitätsspannungen wirken.

[0013] In Summe ist so durch Einsatz es erfindungsgemässen Verfahrens ein signifikanter Vorteil hinsichtlich Auslegung des Ausgangsfilters (Bauvolumen) oder der Effizienz des Gesamtsystems (Wechselrichter und Ausgangsfilter) erreichbar.

[0014] Neben einem positiven Offset kann in sinngemäss gleicher Weise kann auch ein negativer Offset Anwendung finden, wobei dann der Wert des Offsets jeweils so gewählt wird, dass die Gesamphasenmodulationsfunktionen nur in diskreten Punkten den negativen Wert der Amplitudes des Dreieckträgersignals erreichen und sonst betragsmässig kleinere Werte aufweisen.

[0015] Die vorgehend für Sinusphasenmodulationsfunktionen beschriebene Verschiebung (Addition eines Offsets) kann vorteilhaft auch für Summenphasenmodulationsfunktionen Einsatz finden, wobei dann ein betragsmässig geringfügig höherer Offsetwert gewählt werden kann und somit eine geringfügige weitere Verbesserung der Performance möglich ist.

[0016] Wie vorstehend erwähnt, findet bei gemäss dem Stand der Technik realisierten Systemen eine 3. Harmonische (typischerweise ebenfalls einer Sinusfunktion) mit einer Amplitude gleich $\frac{1}{4}$ der Amplitude der Sinusphasenmodulationsfunktion zu Erweiterung des Aussteuerbereiches um 15% gegenüber Sinusmodulation Anwendung. Es kann nun die Amplitude der 3. Harmonischen im Sinne einer Maximierung des niederfrequenten Anteiles der pulsbreitenmodulierten Brücken-zweigausgangsspannungen (bzw. max. Verringerung schaltfrequenter Anteile) maximal, d.h. so gross gewählt werden, dass die aus Addition der Sinusphasenmodulationsfunktionen und der maximalen 3. Harmonischen resultierenden Gesamtphasenmodulationsfunktionen in diskreten Punkten den positiven oder negativen Spitzenwert (Amplitude) des Dreieckträgersignals der Pulsbreitenmodulation erreichen und sonst auf kleinere Werte beschränkt bleiben. Demgemäss ist mit zunehmendem Aussteuergrad die Amplitude der 3. Harmonischen zurückzunehmen und wird an der Aussteuergrenze gleich der Amplitude einer dem Stand der Technik entsprechenden 3. Harmonischen.

[0017] Wie eine nähere Analyse zeigt, ist dieses grundsätzlich im gesamten Aussteuerbereich anwendbare Verfahren bei hohen Aussteuergraden (ca. ab 50% Maximalaussteuerung) einer Offset-Verschiebung der Modulationsfunktionen vorzuziehen.

[0018] Die vorgehend beschriebene Offset-Verschiebung der Phasenmodulationsfunktionen oder Erweiterung der Sinusphasenmodulationsfunktionen mit einer maximalen 3. Harmonischen kann vorteilhaft mit einer Verringerung der Schaltfrequenz (Verringerung der Frequenz des Dreieckträgersignals) gekoppelt werden, welche auf eine entsprechende Verringerung der Schaltverluste des Wechselrichters bzw. Verbesserung der Effizienz der Energieumformung führt, wobei die Frequenzverringerng mit Blick auf einem gegenüber Steuerung nach dem Stand der Technik gleichen Effektivwert des Rippels des Stromes in den Filterinduktivitäten gewählt werden kann, und dann abhängig von Aussteuergrad eingestellt wird.

[0019] Anzumerken ist, dass die Offset-Verschiebung von Modulationssignalen vorteilhaft auch für Wechselrichter einer Last mit zwei Phasenanschlüssen Anwendung finden kann. Der Wechselrichter weist in diesem Fall also zwei Brücken-zweige auf. Analog kann die Offset-Verschiebung auch mehr als drei Phasen angewandt werden.

[0020] Im folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

Fig.1: Schaltbild des Leistungsteiles eines Dreiphaseninverters mit Dreiphasenlast mit isoliertem Sternpunkt (Ersatzschaltbild des Statorwicklungssystems einer Dreiphasen Wechselstrommaschine, induzierte Spannungen nicht gezeigt).

Fig.2: Schaltfrequentes Dreieckträgersignal der Pulsbreitenmodulation und Sinusphasenmodulationsfunktionen (links) und resultierender Strom in einer Induktivität des Ausgangstiefpassfilters gezeigt für kleine Aussteuerung über einer Ausgangsspannungsperiode; (a) Verhältnisse bei Realisierung gemäss dem Stand der Technik; (b) Verhältnisse für positive Offset-Verschiebung und (c) Verhältnisse für negative Offset-Verschiebung der Sinusphasenmodulationsfunktionen. Die bei Einsatz des Verfahrens erreichbare Reduktion des schaltfrequenten Rippels des Filterinduktivitätsstromes wird unmittelbar deutlich.

Fig.3: Schaltfrequentes Dreieckträgersignal der Pulsbreitenmodulation und Summenphasenmodulationsfunktionen (links) und resultierender Strom in einer Induktivität des Ausgangstiefpassfilters gezeigt für kleine Aussteuerung über einer Ausgangsspannungsperiode; (a) Verhältnisse bei Realisierung gemäss dem Stand der Technik; (b) Verhältnisse für Addition einer 3. Harmonischen mit maximaler Amplitude. Die bei Einsatz des Verfahrens erreichbare Reduktion des schaltfrequenten Rippels des Filterinduktivitätsstromes wird unmittelbar deutlich.

Fig.4: Effektivwert des Rippels des Stromes in den Induktivitäten des Ausgangstiefpassfilters dargestellt über dem Aussteuergrad für Steuerung des Wechselrichters gemäss dem Stand der Technik (a), bei positive Offset-Verschiebung (b) und (c) für Addition einer 3. Harmonischen mit maximaler Amplitu-

de. Es wird deutlich, dass etwa ab einem Modulationsgrad von 50% die Maximierung der Amplitude der 3. Harmonischen einer Offset-Verschiebung auf eine stärkere Verringerung des Stromrippelfektivwertes führt. Für kleine Aussteuergrade weist die Offsetverschiebung klar eine höhere Performance auf.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Ansteuerung eines n-phasigen Wechselrichters (1), wobei n gleich zwei oder drei ist, mit n Brücken-zweigen zur Speisung einer n-phasigen elektrischen Maschine (2), wobei zwischen dem Wechselrichter (1) und der Maschine (2) ein n-phasiges TiefpassausgangsfILTER (3) angeordnet ist, wobei die Brücken-zweige jeweils die Funktion eines Umschalters haben, und Steuerbefehle für eine Umschaltung jedes Brücken-zweiges und damit jeder Phase mittels Sinusunterschwingungsmodulation, d.h. durch Verschneidung eines für alle Phasen gleichen schaltfrequenten Dreieckträgersignals mit einer sinusförmigen, mit einer gewünschten Ausgangsphasenspannungsgrundschwingung der jeweiligen Phase in Phase liegenden, Gesamtphasenmodulationsfunktion gebildet werden, dadurch gekennzeichnet, dass jede der n Gesamtphasenmodulationsfunktionen durch Addition einer jeweiligen offsetfreien Grund-Phasenmodulationsfunktion und eines Offsets gebildet wird, und der Offset für alle n Phasen denselben Wert aufweist.
2. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei der Offset einen konstanten Wert aufweist.
3. Verfahren gemäss Anspruch 2, wobei der Offset einen positiven Wert aufweist.
4. Verfahren gemäss Anspruch 3, wobei der Offset einen negativen Wert aufweist.
5. Verfahren gemäss Anspruch 1, wobei der Offset variiert und dabei die dreifache Frequenz der Ausgangsphasenspannungsgrundschwingungen aufweist.
6. Verfahren gemäss Anspruch 3, wobei eine Amplitude des Offsets, zur Maximierung eines niederfrequenten Anteiles von pulsbreitenmodulierten Brücken-zweigausgangsspannungen, so gross gewählt wird, dass die aus Addition der Grund-Phasenmodulationsfunktion und des Offsets resultierenden Gesamtphasenmodulationsfunktionen in diskreten Punkten einen positiven oder negativen Spitzenwert des Dreieckträgersignals erreichen und sonst auf kleinere Werte beschränkt bleiben.
7. Verfahren gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, wobei eine Schaltfrequenz des schaltfrequenten Dreieck-trägersignals in Abhängigkeit eines Aussteuergrades der Gesamtphasenmodulationsfunktionen verringert wird.
8. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 7, wobei n gleich zwei ist.
9. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 7, wobei n gleich drei ist.

Inverter - Kombiniertes CM/DM Filter

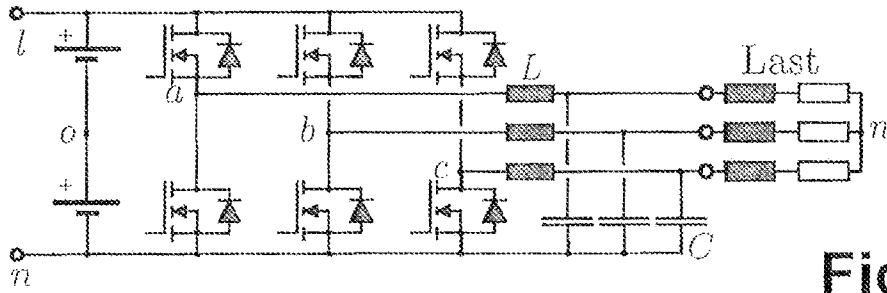


Fig. 1

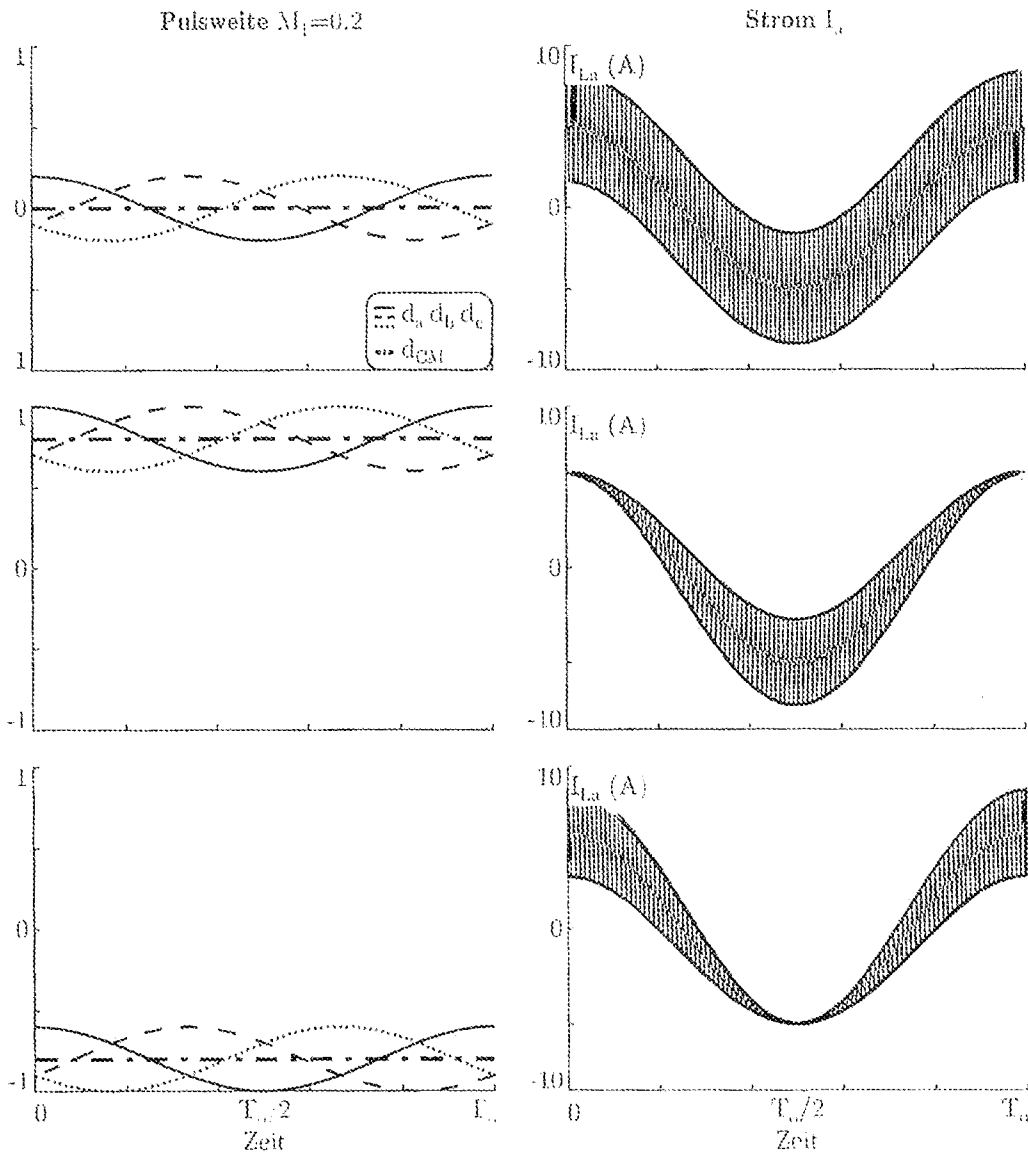


Fig. 2

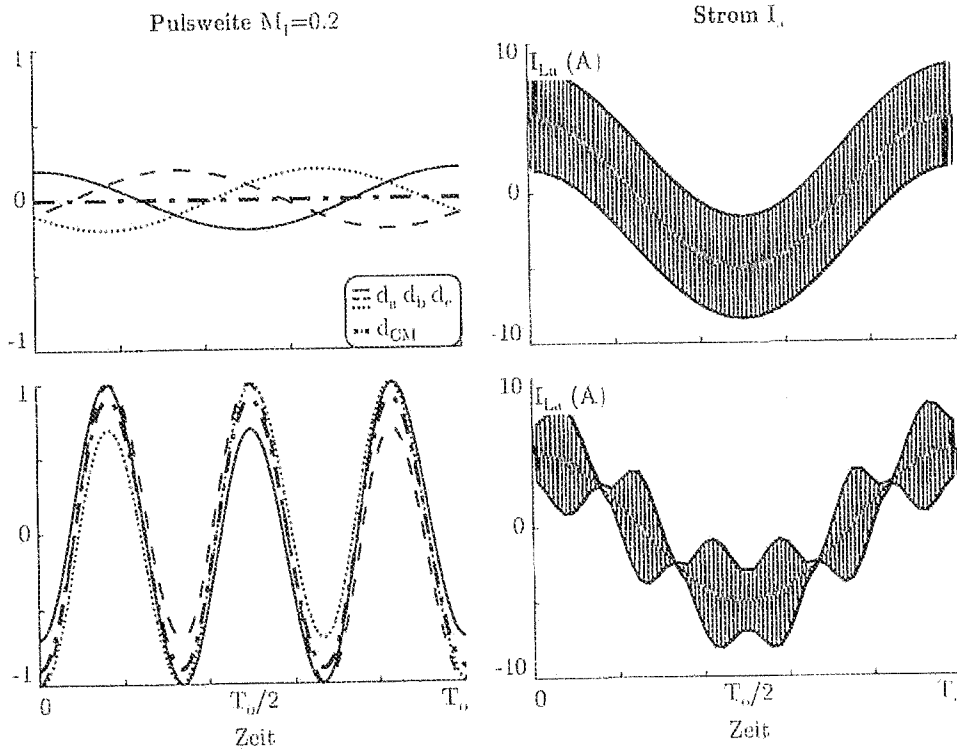


Fig. 3

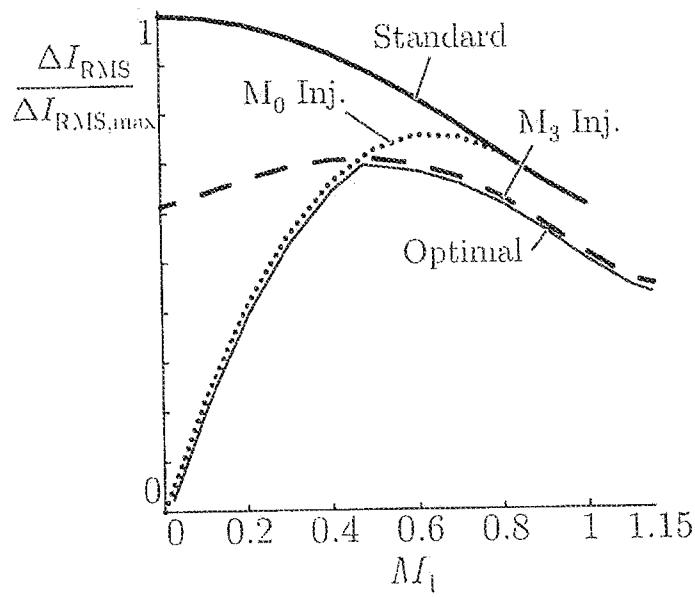


Fig. 4