



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 01 275 T2 2004.01.22**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 177 615 B1**

(51) Int Cl.⁷: **H02M 7/162**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 01 275.1**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US00/12149**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 930 358.7**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 00/70734**

(86) PCT-Anmeldetag: **04.05.2000**

(87) Veröffentlichungstag
der PCT-Anmeldung: **23.11.2000**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **06.02.2002**

(97) Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: **22.01.2003**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **22.01.2004**

(30) Unionspriorität:
310393 12.05.1999 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR

(73) Patentinhaber:
Otis Elevator Co., Farmington, Conn., US

(72) Erfinder:
CZERWINSKI, S., Christopher, Middletown, US

(74) Vertreter:
Klunker, Schmitt-Nilson, Hirsch, 80797 München

(54) Bezeichnung: **STEUERUNG FÜR EINEN MATRIX-GLEICHSTROMUMRICHTER**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

Technisches Gebiet

[0001] Die Erfindung betrifft die Steuerung eines Direkt-Matrixumrichters zum Bereitstellen einer geregelten Gleichspannung für eine Last unter Einsatz einer präzise gesteuerten Pulsweitenmodulation.

Technischer Hintergrund

[0002] In dem gleichzeitig eingereichten US-Patent 6 163 472 der Anmelderin sowie in dem US-Patent 4 599 685 verwendet ein Drehstrom-Direktmatrixumrichter Schalter, die nacheinander so gesteuert werden, dass direkt eine gewünschte mittlere Gleichspannungswellenform an den Eingangsanschlüssen eines Gleichstrommotors zusammengesetzt wird, während gleichzeitig der Gleich-Ausgangsstrom auf die Wechselstromeingangsleitungen in Form einer Sinuswelle verteilt wird, die mit der Wechselspannung in Phase ist. Der Unterschied zwischen dem Gleichstrom-Direktmatrixumrichter nach den genannten Patenten und den früheren Gleichstrom-PWM-Umrichtern besteht darin, dass Letztere eine Gleichleistung bei fester Spannung erzeugen, sehr ähnlich wie bei einer Batterie, um anschließend einen Teil der Spannung je nach Bedarf herzunehmen, um eine im Durchschnitt korrekte Gleichspannung mit Hilfe von Pulsweitenmodulation zusammenzusetzen, während in jener Anmeldung die gewünschte Spannung bei dem gewünschten Strom zusammengesetzt wird durch eine Pulsweitenmodulation direkt aus dem Wechselstromnetz unter Beibehaltung des Sinus-Gleichgewichts und dem Leistungsfaktor von eins für die Wechsel-Eingangsströme.

[0003] Bei den Systemen nach den Patenten wird jeder Schalter innerhalb jeder Modulationsperiode ein- und ausgeschaltet. Bekanntlich treten die Schaltverluste in Leistungsschaltern nur während des Übergangs zwischen den nicht-leitenden und den leitenden Zuständen auf. Reduziert man also die Anzahl von Kommutierungen, so reduziert man damit signifikant Leistungsverluste innerhalb der Schalter.

Offenbarung der Erfindung

[0004] Ziele der Erfindung beinhalten die Schaffung einer Pulsweitenmodulations-Synthese einer Gleichspannung direkt aus dem Drehstromnetz bei minimalen Kommutierungsverlusten bei einem Minimum an Berechnung (Prozessorschritten), und dies bei Modulationsfrequenzen bis 10 kHz und darüber, um in der Gleichspannung und in dem Gleichstrom ein Minimum an Welligkeit bei minimaler Verzerrung und einem Leistungsfaktor von eins am Wechselstromnetz zu erreichen.

[0005] Die vorliegende Erfindung beruht auf meiner Feststellung, dass sämtliche Schalter in einem Gleichstrom-Matrixumrichter für zwei von drei Abschnitte derselben oder benachbarter Pulsweitenmodulations-Perioden eingeschaltet werden und eingeschaltet bleiben können, falls dies in der richtigen Reihenfolge geschieht, umfassend zwei Spannungserzeugungsabschnitte und einen Abschnitt ohne Spannungserzeugung bei jeder Periode der Pulsweitenmodulation.

[0006] Erfindungsgemäß wird ein Verfahren zum Steuern des Stromflusses durch einen Gleichstrom-Matrixumrichter zwischen einer Gleichstromlast und einem Satz von drei Drehstromphasen geschaffen, wobei der Gleichstrom-Matrixumrichter eine Mehrzahl von oberen Schaltern, jeweils zwischen einer entsprechenden Phase des Wechselstromnetzes und einem ersten Gleichstromausgang des Gleichstrom-Matrixumrichters geschaltet, und mehrere untere Schalter, jeweils zwischen einer entsprechenden Phase des Wechselstromnetzes und einem zweiten Gleichstromausgang des Gleichstrom-Matrixumrichters geschaltet, aufweist, umfassend:

das Betätigen der Schalter in einer solchen Weise, daß jeder Schalter, wenn er zum Verbinden einer entsprechenden Phase des Wechselstromnetzes mit einem zugehörigen Ausgang der Gleichstromausgänge betätigt wird, solange betätigt bleibt, bis ein anderer Schalter betätigt wurde, um eine Phase des Wechselstromnetzes mit dem spezifischen Gleichstromausgang zu verbinden, außerdem derart, daß einer der oberen Schalter gleichzeitig mit einem der unteren Schalter betätigt wird, wobei die Schalter paarweise betätigt werden, jedes Paar einen oberen Schalter bezüglich einer Wechselstromnetz-Phase und einen unteren Schalter bezüglich einer anderen Wechselstromnetz-Phase als der erwähnten einen Phase enthält, und die Schalter außerdem in Sätzen betätigt werden, wobei jeder Satz einen oberen Schalter und einen unteren Schalter enthält, die sich beide auf die gleiche Wechselstromnetzphase beziehen, dadurch gekennzeichnet, daß ein Spannungsbefehlssignal V^* , kennzeichnend für die von den Gleichstrom-Ausgangsanschlüssen an die Last zu liefernde Spannung, bereit gestellt wird; ein Modulationsbefehl m^* bereitgestellt wird als das Verhältnis des Spannungsbefehlssignals V^* zu der Augenblicks-Amplitude der Spannung V des Wechselspannungsnetzes in stationären d-q-Koordinaten; und eine phasegleiche Modulationsbefehlskomponente $m_q = m^* \cos \theta$ (71,101) und eine Quadratur-Modulationsbefehlskomponente $m_d = m^* \sin \theta$ bereitgestellt werden, eine Größe $m_1 = \sqrt{3}m_d/2 - m_q/2$ bereitgestellt wird;

eine Größe $m_2 = \sqrt{3}m_d/2 + m_q/2$ bereitgestellt wird;
 eine phasengleiche Komponente von V_q und eine Quadraturkomponente V_d der momentanen Netz-Wechselspannung in orthogonalen Koordinaten bereitgestellt werden, ausgerichtet mit einer gegebenen Phase des Wechselspannungsnetzes (a); und
 wenn $|V_d\sqrt{3}| < |V_q|(125)$, ein erster Bruchteil $d\alpha = -m_1$ bereitgestellt wird, falls $V_q > 0$, und $d\alpha = m_1$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$, und ein zweiter Bruchteil $d\beta = m_2$ falls $V_q > 0$ und $d\beta = -m_2$ bereitgestellt wird, wenn $V_q < 0$;
 wenn $V_dV_q\sqrt{3} > V_q^2$, der erste Bruchteil $d\alpha = m_q$ bereitgestellt wird, falls $V_q > 0$ und $d\alpha = -m_q$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$, und der zweite Bruchteil $d\beta = m_1$ bereitgestellt wird, wenn $V_q > 0$ und $d\beta = -m_1$ bereitgestellt wird, wenn $V_q < 0$; und
 dann, wenn weder $|V_d\sqrt{3}| < |V_q|$ noch $|V_d|V_q\sqrt{3} > V_q^2$, der erste Bruchteil $d\alpha = -m_2$ bereitgestellt wird, wenn $V_q > 0$, und $d\alpha = m_2$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$, und der zweite Bruchteil $d\beta = m_q$ bereitgestellt wird, wenn $V_q > 0$ und $d\beta = -m_q$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$; und
 in jeder kontinuierlichen Sequenz von Modulationsperioden, die im Vergleich zu der Periode der Spannung des Wechselspannungsnetzes klein sind, ein erstes Paar der Schalter für den ersten Bruchteil $d\alpha$ der Periode betätigt wird, ein zweites Paar der Schalter für den zweiten Bruchteil $d\beta$ der Periode betätigt wird, und ein Satz von Schaltern für den Rest der Periode betätigt wird.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

- [0007] **Fig. 1** ist ein schematisches Blockdiagramm eines Aufzugsystems unter Verwendung eines Gleichstrom-Matrixumrichters, der erfindungsgemäß gesteuert wird.
 [0008] **Fig. 2** ist ein schematisches Diagramm eines Gleichstrom-Matrixumrichters mit gemeinsamen Emittern, der erfindungsgemäß gesteuert werden kann.
 [0009] **Fig. 3** ist eine Darstellung der Wechsel-Netzspannung einschließlich der Bezeichnungen der Stromvektoren in Bezug auf die vorliegende Erfindung.
 [0010] **Fig. 4** ist ein Raumvektordiagramm, welches die Grundprinzipien der vorliegenden Erfindung veranschaulicht.
 [0011] **Fig. 5 und 6** sind Diagramme, die verschiedene Parameter der Erfindung in verschiedenen Sektoren eines Zyklus veranschaulichen.
 [0012] **Fig. 7** ist ein Raumvektordiagramm, das Ungleichmäßigkeiten veranschaulicht, die zum Steuern einer Gleichstrommatrix gemäß der Erfindung verwertet werden.
 [0013] **Fig. 8** ist ein vereinfachtes logisches Flußdiagramm einer beispielhaften Routine zum Bestimmen von Einschaltzeitdauern gemäß der Erfindung.
 [0014] **Fig. 9 bis 12** sind Diagramme, die Vektoren eines Zyklus veranschaulichen, in dem verschiedene Schalter betätigt werden können.
 [0015] **Fig. 13** ist ein logisches Flußdiagramm einer Schalterauswahlroutine für einen nicht-Null-Vektor (zur Veranschaulichung vereinfacht).
 [0016] **Fig. 14** ist ein Raumvektordiagramm, welches Ungleichmäßigkeiten veranschaulicht, die zur Auswahl von Nullvektoren verwendet werden.
 [0017] **Fig. 15** ist ein vereinfachtes logisches Flußdiagramm einer beispielhaften Schalterauswahlroutine für Nullvektoren.
 [0018] **Fig. 16** ist eine Folge von Wellenformen auf einer gemeinsamen Phasengrundlage zum Veranschaulichen der Grundprinzipien der Erfindung.

Bester Weg zum Ausführen der Erfindung

[0019] Nach **Fig. 1** liefert ein Gleichstrom-Matrixumrichter **18** Strom an einen Gleichstrommotor **19**, der bei dieser Ausführungsform mechanisch verbunden mit einer Seilscheibe **20** dargestellt ist, die über eine Verseilung **21** mit einem Aufzugfahrkorb **22** und einem Gegengewicht **23** verbunden ist. Der Gleichstrom-Matrixumrichter **18** verbindet selektiv verschiedene Paare von Wechselstromnetzphasen a, b und c direkt mit den Ausgangsanschlüssen j und k des Umrichters. Die Spannung kann am Anschluß j positiv und am Anschluß k negativ sein, wobei gemäß Konvention positiver Strom von dem Anschluß j zum Anschluß k fließt, beispielsweise dann, wenn der Aufzug mit einer schweren Last nach oben gefahren wird, oder der Anschluß k positiv und der Anschluß j negativ ist, wenn ein konventioneller positiver Strom von k nach j fließt, beispielsweise dann, wenn der Aufzug mit geringer Last nach unten gefahren wird, was als "Motorbetrieb" bezeichnet wird. Wenn der Aufzug mit geringer Last nach oben fährt, mit großer Last nach unten fährt oder verzögert wird, so treibt tatsächlich die Seilscheibe **20** den Motor **19** an, so dass der Motor **19** als Generator arbeitet. In einem derartigen Fall kehrt sich der positive Stromfluß den Motor **19** in seiner Polarität um gegenüber der Polarität der Spannung an den Anschlüssen j und k. Dies wird als "Regeneration" bezeichnet. Der Gleichstrom-Matrixumrichter **18** verbindet

die Schalter in passender Weise und abhängig von Betrag und Richtung eines Geschwindigkeitsbefehls, der an die in **Fig. 1** dargestellte Gleichstrom-Matrixumrichter-Steuerung gegeben wird, immer dann, wenn der Motor **19** im Motorbetrieb oder im Regenerationsbetrieb arbeitet.

[0020] Bei dem hier vorliegenden Beispiel werden die Befehle, die den Gleichstrom-Matrixumrichter schließlich dazu bringen, den Motor in einer gewünschten Weise zu treiben; durch eine herkömmlicher Fahrstuhlbewegungssteuerung (nicht dargestellt) geliefert, die über eine Leitung **30** einen Geschwindigkeitsbefehl an ein Summierglied **31** gibt, welches die Ist-Geschwindigkeit auf der Leitung **32**, geliefert von einer herkömmlichen Stellungs- und Geschwindigkeitsumwandlungsschaltung **33** abhängig von einem auf der Leitung **34** anstehenden Signal von einem geeigneten herkömmlichen (nicht dargestellten) Kodieren, der mit der Seilscheibe **20** (oder ggf. auch mit dem Motor **19** gekoppelt ist), subtrahiert. Ein Stellungs-Ausgangssignal von der Schaltung **33** auf einer Leitung **37** wird zu der Bewegungssteuerung zurückgeführt, um die Kontinuität von Befehlen festzulegen, die notwendig ist, damit der Aufzug sich in der gewünschten Weise bewegt, wie dies dem Fachmann bekannt ist, und was nicht Bestandteil der vorliegenden Erfindung ist. Das Ausgangssignal des Summierglieds **31** wird über eine Signalleitung **40** an eine herkömmliche Geschwindigkeitsfehler-Proportional- und Integral-Verstärkungsschaltung **41** gegeben, deren Ausgangssignal auf der Leitung **42** einen Strombefehl I^* bildet, der einem Summierglied **43** zugeführt wird. Das Summierglied **43** subtrahiert den Ist-Motorstrom auf der Leitung **44**, abgeleitet mit Hilfe eines herkömmlichen Stromfehlers **45**, um auf einer Leitung **46** ein Stromfehlersignal zu bilden. Das Stromfehlersignal wird verarbeitet mit Hilfe einer herkömmlichen Proportional- und Integral-verstärkung in einer Schaltung **51**, deren Ausgangssignal auf einer Leitung **52** einen Spannungsbefehl V^* bildet.

[0021] Erfindungsgemäß bestimmt das Verhältnis des Betrags des Spannungsbefehls zu dem Betrag des Eingangs-Wechselstromnetz-Spannungsvektors in stationären dq-Koordinaten einen Modulationsindex m^* , der dazu eingesetzt wird, die Dauer der Einschaltzeit bei der Pulsweitenmodulation der Spannung am Wechselstromeingangsnetz festzulegen, damit für die Speisung der Last, hier dem Motor **19**, die gewünschte Gleichspannung erreicht wird.

[0022] Die Spannung an den Phasen a, b und c des Wechselspannungsnetzes wird einer herkömmlichen Umformerschaltung zur Umwandlung von stationären drei Phasen in stationäre dq-Koordinaten, **56**, zugeleitet, um Ausgangsgrößen V_d und V_q zu erhalten, welche in bekannter Weise die Drehstrom-Eingangsspannungen des Wechselstromnetzes in orthogonalen Koordinaten definieren. Der Betrag der Wechselnetzspannung V auf der Leitung **57** ist schlicht die Quadratwurzel der Summe der Quadrate von V_d und V_q , gebildet in der herkömmlichen Schaltung **58**. Die orthogonalen Beträge V_d und V_q werden außerdem einer herkömmlichen Phasenregelschleife **63** zugeführt, deren Ausgangssignale auf den Leitungen **65** und **66** Signale $\sin \theta$ bzw. $\cos \theta$ sind. Diese Signale werden an eine Schaltung **68** gelegt, die den Modulationsindex m^* in synchronen dq-Koordinaten umwandelt in gewünschte Modulationsindexkomponenten m_q , m_q in stationären dq-Koordinaten. Die Signale m_q und m_d auf den Leitungen **71** und **72** werden einer Dauer- und Auswahlfunktion **73** zugeführt, welche die Dauer festlegt, innerhalb der ein ausgewähltes Paar oder eine ausgewählte Gruppe von Schaltern eingeschaltet werden sollte, und außerdem auswählt, welches Paar oder welche Gruppe von Schaltern zu irgendeinem gegebenen Zeitpunkt eingeschaltet sein sollen, um die notwendige Pulsweitenmodulation durchzuführen und so die gewünschte Gleichspannung an den Ausgangsanschlüssen j und k des Gleichstrom-Matrixumrichters **18** zusammenzusetzen. Die Funktionen **73** werden im Folgenden näher erläutert. Signale bezüglich der Dauer von Einschaltzeiten und das ausgewählte, einzuschaltende Schalterpaar werden über eine Datensammelleitung **77** auf Zeitsteuerschaltungen **78** gegeben, die tatsächlich im Echtzeitbetrieb Impulse zählen, um die gewünschten Zeitspannen zu implementieren, indem sie Einschalt-Gattersignale über eine vom 12 Leitungen **79** an den Gleichstrom-Matrixumrichter **18** geben. Die Zeitsteuersignale schalten die Schalter nach Maßgabe herkömmlicher Kommutierungsverfahren ein und aus, so dass jeder der Ausgangsanschlüsse stets an das Wechselspannungsnetz angeschlossen ist, weil es keine offenen Schaltungskreise gibt, damit die bekannte Kontinuität der Strombeschränkung erfüllt wird. Ein Kommutierungsbeispiel findet sich in Holmes und Lipo, "Implementation of A Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theorie" IEEE Transpower El. Januar **1992**.

[0023] Obschon in **Fig. 1** nicht dargestellt, erfordert der erfindungsgemäße Gleichstrom-Matrixumrichter eine Zwischenleitungs-Kapazität am Wechselspannungseingang, um die im Folgenden beschriebene Schalterkommutierung zu unterstützen. Diese kann zusammen mit Reiheninduktivitäten innerhalb eines Eingangsfilters **82** enthalten sein. In ähnlicher Weise besitzt der Gleichstrom-Matrixumrichter vorzugsweise ein Ausgangsfilter **83** mit Serieninduktivität und Parallelkapazität, wobei beide Filter in der vorgenannten Anmeldung dargestellt sind.

[0024] Eine Ausführungsform eines Gleichstrom-Matrixumrichters **18** ist in **Fig. 2** dargestellt. Für jede Phase des Wechselspannungsnetzes, nämlich a, b und c, gibt es zwei Leistungstransistorschalter im oberen Teil der **Fig. 2** und zwei Schalter im unteren Teil der **Fig. 2**. Ein Schalter oben in **Fig. 2**, nämlich a, b und c, gibt es zwei Leistungstransistorschalter im oberen Teil der **Fig. 2** und zwei Schalter im unteren Teil der **Fig. 2**. Ein Schalter oben in **Fig. 2**, nämlich at^+ , bt^+ , ct^+ , leitet Strom von der entsprechenden Phase des Wechselspannungsnetzes durch den Anschluss j zu dem Motor **19**, während einer der entsprechenden unteren Schalter ab^+ , bb^+ ,

cb+ Strom von dem Motor **19** durch den Anschluss k zu der entsprechenden Phase des Wechselspannungsnetzes leitet. Aus Gründen der Veranschaulichung verläuft der Stromfluss von dem Anschluss j nach unten durch den Motor **19** zu dem Anschluss k als positiver Stromfluss. Was den negativen Stromfluss angeht, so leitet einer der unteren negativen Schalter ab–, bb– und cb– Strom von der entsprechenden Phase des Wechselspannungsnetzes durch den Anschluss k durch den Motor **19** zu dem Anschluss j, und einer der oberen negativen Schalter at–, bt– und ct– leitet Strom von dem Anschluss j zu einer entsprechenden Phase des Wechselspannungsnetzes.

[0025] Der allgemeine Betriebsablauf des Gleichstrom-Matrixumrichters ist in **Fig. 3** veranschaulicht. Dort ist die sinusförmige Spannung der jeweiligen Wechselspannungsnetz-Phasen, nämlich Va, Vb und Vc über der Zeit aufgetragen. Ebenfalls dargestellt in **Fig. 3** sind mehrere verschiedene Stromvektoren i₁, i₂, ..., i₆, die sich aus verschiedenen Kombinationen von leitenden Leistungstransistorschaltern at+, bt+, ..., cb– in **Fig. 2** ergeben können. Diese erscheinen als vertikale Pfeile ausgehend von einer negativen Spannung hin zu einer positiven Spannung. Zugehörig zu jedem vertikalen Pfeil ist ein horizontaler Pfeil mit gleicher Bezeichnung, was den Abschnitt in jedem Zyklus angibt, in welchem der entsprechende Stromvektor geschaltet werden kann (etwa 55 mal pro Zyklus im folgenden Beispiel), um an den Ausgangsanschlüssen immer dann eine positive Spannung ($V_j > V_k$) zu erzeugen, wenn der Eingangsbefehl positiv ist ($m^* > 0$). In jedem Fall ist der obere Teil des Pfeils als Strom bezeichnet, der durch einen Schalter a, b oder c fließt, wobei die Bezeichnung At bedeutet, dass entweder der Transistor At+ oder der Transistor At– zu diesem speziellen Zeitpunkt leitet, abhängig davon, ob der Stromfluß positiv oder negativ fließt, wie oben erläutert wurde. In ähnlicher Weise bedeutet die Bezeichnung Cb für den Stromvektor i₁, dass einer der Transistoren cb+ und cb– leitet, abhängig davon, ob der Stromfluß positiv bzw. negativ ist. Damit wird der Stromvektor i₁ (sei er positiv oder negativ, wie im folgenden beschrieben wird) dadurch erreicht, dass die Phase c des Wechselspannungsnetzes und die Phase a des Netzes mit den Anschlüssen k bzw. j der Matrix verbunden werden. Der Stromvektor i₁ kann zeitlich von dem Punkt, wo Vc = 0, bis zu dem Punkt existieren, wo Va = 0.

[0026] Der vorgegebenen Modulationsindex m^* für den Gleichstrom-Matrixumrichter wird in den stationären Referenzrahmen in dq-Koordinaten folgendermaßen transformiert:

$$m_d = m^* \sin \theta$$

$$m_q = m^* \cos \theta \quad 0 < \theta < 2\pi$$

wobei $\theta = 0$ der q-Achse der Netzwechselspannung in dem synchronen Referenzrahmen entspricht (63–68 in **Fig. 1**).

[0027] Die Ströme i₁ bis i₆ sind die einzigen Möglichkeiten, die eine von 0 verschiedene Spannung an den Ausgangsanschlüssen hervorrufen ($V_j \neq V_k$), was durch selektiven Betrieb von zwei der Schalter in **Fig. 2** zu jeweils einer Zeit erreicht werden kann. Wird zum Beispiel der Schalter at+ gleichzeitig mit dem Schalter bb+ in **Fig. 2** betätigt, so führt dies zu einem Strom i₆, wie er in **Fig. 3** dargestellt ist. Wird at+ gleichzeitig mit cb+ betätigt, führt dies zu dem Strom i₁ in **Fig. 3**. Wird at+ gleichzeitig mit ab+ betätigt, so schließt dies die Anschlüsse i und k kurz, sodass keine Differenzspannung an den Ausgangsanschlüssen erzeugt wird ($V_j = V_k$), wobei der Strom durch die Schalter at+ und ab+ zirkuliert, was hier als Nullvektor definiert wird. Die Synthese der Gleichspannung wird erreicht durch Pulsweitenmodulation bei einer Frequenz, die in Bezug auf die Netzfrequenz sehr hoch ist, beispielsweise 10 kHz, was zu einer kurzen Modulationsperiodendauer von beispielsweise 100 s führt. Innerhalb jeder Modulationsperiode von 100 s wird ein erstes Paar von Schaltern (so zum Beispiel At, Bb) für einen gewissen Bruchteil der Modulationsperiode leitend (definiert als "Tastverhältnis" und als "Dauer"), ein zweites Paar von Schaltern (beispielsweise At, Cb) wird für einen gewissen Teil der Modulationsperiode leitend, und es wird ein Nullvektor gebildet durch einen Satz von Schaltern bezüglich ein und derselben Phase, beispielsweise Bt, Bb, die für den restlichen verbleibenden zeitlichen Bruchteil leiten, wodurch ein Nullvektor gebildet wird, wie im folgenden noch beschrieben wird.

[0028] Bezugnehmend auf **Fig. 4** enthält ein Raumvektordiagramm, welches die Methodik zum Steuern des Gleichstrom-Matrixumrichters veranschaulicht, jeden der Stromvektoren i₁ bis i₆, resultierend aus dem Einschalten eines ausgewählten Schalterpaares, wie es oben erläutert wurde. Die Stromvektoren i₁ bis i₆ sind Grenzen, die sechs Phasensektoren $s = 0, \dots, s = 5$ voneinander trennen. Jede Grenze ist eine nacheilende Grenze für einen Phasensektor und eine vorausschneidende Grenze für den als nächstes folgenden Phasensektor. In **Fig. 4** ist eine spezielle Drehmoment-Stromreferenz i^* für einen Fall dargestellt, in welchem eine positive Ausgangsspannung erzeugt werden soll ($m^* > 0$), dargestellt in einer Modulationsperiode, die zu einem Zeitpunkt existiert, wenn i₆ verwendet werden kann und wenn i₁ verwendet werden kann. Definiert ist dies als Phasensektor 0 ($s = 0$). Der resultierende Modulationsindex m^* und die dazugehörigen Größen m_d , m_q sind ebenfalls dargestellt. Für die in **Fig. 4** dargestellte Modulationsperiode ist ein voreilender Stromvektor (oder eine

Grenze), definiert als I_α , der Stromvektor i_6 , und ein nacheilender Stromvektor (oder eine Grenze), definiert als I_β , ist der Stromvektor i_1 . Die Tastverhältnisse oder Zeitspannen d_α , d_β , innerhalb von denen Schalterpaare eingeschaltet sind, damit entsprechende Stromvektoren I_α , I_β den Referenzvektor i^* approximieren, sind proportional zu dem Sinus des Winkels zwischen dem Referenzvektor und dem zugehörigen voreilenden und nacheilenden Stromvektor I_α , I_β . Die Tastverhältnisse für jeden Vektor sind durch folgende Beziehungen gegeben:

$$d_\alpha = m \cdot \sin(\pi/3 - \Phi) \quad d_\beta = m \cdot \sin(\Phi) \quad 0 < \Phi < \pi/3$$

$$d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta,$$

wobei $\Phi = 0$ und $\Phi = \pi/3$ der Winkellage des a-Vektors bzw. des b-Vektors entsprechen.

[0029] Um weiterhin erfindungsgemäß die Schaltzeiten zu bestimmen, werden die obigen Modulationsfunktionen in dq-Größen unter Verwendung trigonometrischer Winkel-Summen-Beziehungen in jedem Sektor folgendermaßen ausgedrückt. Unter Verwendung der obigen Gleichungen und unter Nutzung des Umstands, dass

$\Phi = \pi/6 + \theta - s\pi/3$, mit s als dem Sektor in Figur 4 und $0 < s < 5$, lässt sich schreiben:

$$d_\alpha = m \cdot \sin(\pi/3 - (\pi/6 + \theta - s\pi/3)) = m \cdot \sin(\pi/6 + s\pi/3 - \theta)$$

$$= m \cdot \sin(\pi/6 + s\pi/3) \cos\theta - m \cdot \cos(\pi/6 + s\pi/3) \sin\theta$$

$$= \sin(\pi/6 + s\pi/3) m_q - \cos(\pi/6 + s\pi/3) m_d$$

und

$$d_\beta = m \cdot \sin(\pi/6 + \theta - s\pi/3) = m \cdot \sin(\pi/6 - s\pi/3 + \theta)$$

$$= m \cdot \sin(\pi/6 - s\pi/3) \cos\theta + m \cdot \cos(\pi/6 - s\pi/3) \sin\theta$$

$$= \sin(\pi/6 - s\pi/3) m_q + \cos(\pi/6 - s\pi/3) m_d$$

[0030] Als Referenz sind die Werte der Sinus- und Kosinuskoeffizienten in den obigen Gleichungen in der nachstehenden Tabelle für jeden Sektor $s = 0$ bis $s = 5$ angegeben.

s	$\sin(\pi/6 + s\pi/3)$	$-\cos(\pi/6 + s\pi/3)$	$\sin(\pi/6 - s\pi/3)$	$\cos(\pi/6 - s\pi/3)$
0	$\frac{1}{2}$	$-\sqrt{3}/2$	$\frac{1}{2}$	$\sqrt{3}/2$
1	1	0	$-\frac{1}{2}$	$\sqrt{3}/2$
2	$\frac{1}{2}$	$\sqrt{3}/2$	-1	0
3	$-\frac{1}{2}$	$\sqrt{3}/2$	$-\frac{1}{2}$	$-\sqrt{3}/2$
4	-1	0	$\frac{1}{2}$	$-\sqrt{3}/2$
5	$-\frac{1}{2}$	$-\sqrt{3}/2$	1	0

[0031] Wenn folgende Größen definiert sind:

$$m1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m_d - \frac{1}{2} m_q$$

$$m2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m_d + \frac{1}{2} m_q$$

so bestimmen sich die Modulationsfunktionen (die α - und β -Tastverhältnisse) in jeden Sektor durch die in der nachstehenden Tabelle angegebenen Werte:

s	d α	d β
0	-m1	m2
1	m _q	m1
2	m2	-m _q
3	m1	-m2
4	-m _q	-m1
5	-m2	m _q

[0032] Dies ist in den Raumvektordiagrammen der **Fig. 5** und **6** veranschaulicht. Damit bestimmen sich die Tastverhältnisse beider Vektoren d_α und d_β allein durch die Größen von m_q , m_1 und m_2 , die sich einfach mit einem digitalen Signalprozessor unter Verwendung der obigen Gleichungen gemäß den Schritten 101 bis 104 in **Fig. 8** berechnen lassen.

[0033] Während einer Modulationsperiode, die sich am Anfang eines Sektors befindet, ist die Schaltzeit für den α -Vektor signifikant, wohingegen die Schaltzeit für den β -Vektor unbedeutend ist. In der Mitte des Sektors ist die Schaltzeit für den α -Vektor gleich der Schaltzeit des β -Vektors. Gegen Ende eines Sektors ist die Einschaltzeit für den β -Vektor signifikant, die Einschaltzeit für den α -Vektor ist unbedeutend. Im Rest jeder Modulationsperiode, $d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta$ (die Dauer für den Nullvektor), wird ein Schalterpaar bezüglich ein und derselben Netzphase, beispielsweise B_t , B_b , eingeschaltet und liefert einen Nullvektor, wodurch der Betrag der Ausgangsspannung einjustiert wird, während eine minimale Anzahl von Schaltkommutierungen eingesetzt wird. Die Zeiten, zu denen die verschiedenen oberen Schalter eingeschaltet werden, um einen α -Vektor zu bilden, sind in **Fig. 9** dargestellt und die Schaltzeiten für einen β -Vektor sind in **Fig. 10** gezeigt. Die Zeiten der verschiedenen unteren Schalter, die für das Leiten eines α -Vektors eingeschaltet werden, sind in **Fig. 11** gezeigt, die Einschaltzeiten zum Leiten eines β -Vektors sind in **Fig. 12** dargestellt. Für das Anwenden jeder Größe (m_q , m_1 , m_2) benötigt man eine Bestimmung des Sektors, in welchem der Eingangsspannungsvektor der Netzspannung liegt, was durch eine Ungleichheitsprüfung und die Prüfung, ob m^* positiv oder negativ ist, erreicht wird. Die Ungleichheiten, welche die Sektorgrenzen für $m^* < 0$ definieren, sind in **Fig. 7** gezeigt. Dort beziehen sich V_d und V_q auf die Eingangs-Netzwechselspannung in stationären Koordinaten (56, Figur 1). Für negative Befehle ($m^* > 0$) wird der Stromvektor I^* um π radian gegenüber der in **Fig. 4** gezeigten Stellung verschoben. Die nachstehende Tabelle zeigt die Größen, die bei der Auswahl für die oberen und die unteren a- und b-Schalter auszuwählen sind.

	$m^* > 0$	$m^* < 0$
Obere Schalter	$V_d' = V_d$ $V_q' = V_q$	$V_d' = -V_d$ $V_q' = -V_q$
Untere Schalter	$V_d' = -V_d$ $V_q' = -V_q$	$V_d' = V_d$ $V_q' = V_q$

[0034] Deshalb definieren der Test **107** und die Schritte 108 bis 111 V_d' und V_q' in passender Weise für das Vorzeichen von m^* , bevor die Ungleichheiten geprüft werden.

[0035] Aus **Fig. 6** entnimmt man, dass $|d_\beta| = m_2$ in den Sektoren **0** und **3**, definiert durch folgende Ungleichung:

$$[V_d > -V_g/\sqrt{3} \wedge V_d < V_g/\sqrt{3}] \vee [V_d < -V_g/\sqrt{3} \wedge V_d > V_g/\sqrt{3}] \vee [V_d < V_q/\sqrt{3}] \vee [V_d < V_q/\sqrt{3}] \vee [V_d/\sqrt{3}] < |V_q|$$

[0036] Dies lässt sich mit einem digitalen Signalprozessor einfach prüfen, wie in dem Test **115** in **Fig. 8** gezeigt ist. In ähnlicher Weise gilt $|d\beta| = m1$ in den Sektoren **1** und **4**, definiert durch die folgende Ungleichung:

$$[V_q < 0 \wedge V_d < V_g/\sqrt{3}] \vee [V_q > 0 \wedge V_d > V_g/\sqrt{3}] [V_d V_q > V_q^2/\sqrt{3}] \vee [V_d V_q > V_q^2/\sqrt{3} \vee V_d V_q \sqrt{3} > V_q^2]$$

[0037] Dies wird durch den Test **116** in **Fig. 8** ermittelt.

[0038] Die übrigen Sektoren **2** und **4**, in denen $|d\beta| = m_q$, werden durch das Eliminationsverfahren bestimmt (Test **115** und **116** negativ in **Fig. 8**). Das Vorzeichen von $d\beta$ bestimmt sich durch Prüfen des Vorzeichen von V_q in den Tests **117** bis **119** in **Fig. 8**; d. h.: $d\beta = -d\beta$ falls V_q kleiner 0, wie in den Schritten 120 bis 122 in **Fig. 8** gezeigt ist.

[0039] Das Tastverhältnis d_a lässt sich einfach dadurch gewinnen, dass man in **Fig. 5** erkennt, dass d_a gegenüber $d\beta$ in **Fig. 6** $2\pi/3$ radian verschoben ist. Damit ist die Bestimmung von d_a identisch mit den obigen Zuordnungen, wenn man die folgende Substitution beim Prüfen der obigen Ungleichheiten vornimmt:

$$V_d'' = -\frac{1}{2} V_d' - \frac{\sqrt{3}}{2} V_q'$$

$$V_q'' = -\frac{1}{2} V_q' + \frac{\sqrt{3}}{2} V_d'$$

[0040] Erreicht wird dies durch die Schritte **123** und **124** (**Fig. 8**), welche die Substitution ausführen, und die Schritte und die Tests **125**, welche die Schritte und Tests **115** bis **122** etc. wiederholen.

[0041] Nachdem erst einmal die Einschaltzeiten für die α - und β - Vektoren bestimmt sind, muss man bestimmen, welche Schalter eingeschaltet werden müssen, um die Vektoren gemäß **Fig. 4** zu erzeugen. Es handelt sich dabei um einen zweistufigen Prozess: Eine Festlegung von Schaltern für die Nicht-Null-Vektoren, gefolgt durch eine Schalterzuordnung für den Nullvektor.

[0042] Die Phasen (h. die Schalter), auf die die obigen Tastverhältnisse oder Zeitdauern angewendet werden, werden bestimmt durch die Zone, in der der Spannungsvektor liegt. Beispielsweise sind die Schalterzuweisungen für die oberen Leistungsschalter in dem Gleichstrom-Matrixumrichter für die α - und β -Vektoren in den **Fig. 9** und **10** dargestellt. Liegt der Vektor in einem der Sektoren, die mit B_t bezeichnet sind, so erfolgt die Schalterzuordnung auf B_t . Gemäß **Fig. 10** können für den Schalter B_t die Sektoren $s = 1$ oder $s = 2$ gemeinsam identifiziert werden durch Testen der folgenden Ungleichheit (Test **130**; **Figur 13**):

$$[V_d' > -V_q'/\sqrt{3}] \wedge [V_d' > V_q'/\sqrt{3}] V_d' \sqrt{3} > |V_q'|$$

[0043] Die übrigen Zuweisungen der oberen Schalter für den β -Vektor bestimmen sich nach Eliminieren der Sektoren **1** und **2** durch Prüfen des Vorzeichens von V_q gemäß **Fig. 7**: Wenn $V_q' > 0$ (der Test **131** bejahend) der Sektor ist 0 oder 5, und der obere β -Schalter ist A_t ; wenn $V_q < 0$ (Test **131** negativ), ist der Sektor **3** oder **4**, und der obere β -Schalter ist C_t .

[0044] Die oberen Schalterzuordnungen für den α -Vektor lassen sich einfach ermitteln, wenn man in **Fig. 9** erkennt, dass es eine Phasenverschiebung von $\pi/3$ gegenüber der oberen Schalteranordnung für den β -Vektor in **Fig. 10** gibt. Folglich ist die Festlegung des oberen Schalters für den α -Vektor identisch für die obigen Zuordnungen, wenn zunächst folgende Substitutionen vorgenommen werden (Schritte 135, 136, **Fig. 13**):

$$V_d'' = 1/2 V_d' - \sqrt{3} V_q'/2$$

$$V_q'' = 1/2 V_q' + \sqrt{3} V_d'/2$$

[0045] Diese Zuordnungen sind in den Tests und Schritten 138 der **Fig. 13** dargestellt.

[0046] Das Ermitteln der unteren Schalterzuordnungen für den α -Vektor und den β -Vektor ist identisch mit dem, was oben gesagt wurde, nur dass es eine Phasenverschiebung von π zwischen den Zuordnungen der beiden Gruppen gibt. Folglich ist die Feststellung identisch mit dem oben gesagten, wenn die folgenden Substitutionen gemacht werden (Schritte 140, 141, **Fig. 13**):

$$V_d'' = -V_d''$$

$$V_q'' = -V_q''$$

[0047] Diese Auswahlen erfolgen in den Schritten und Tests **143** der **Fig. 13**.

[0048] Wie oben ausgeführt wurde, ist ein Nullvektor, i_0 , definiert als das Kurzschließen der Ausgangsanschlüsse j und k durch einen Satz phasengleicher Schalter $A_t, A_b; B_t, B_b; C_t, C_b$. Die Auswahl, welcher Satz von Schaltern zu verwenden ist, um den Nullvektor zu bilden, hat abträglichen Einfluß auf die Gleichtakt-Ausgangsspannung. Die Anwendung jedes Vektors i_1 – i_6 führt dazu, dass jeder der Ausgangsanschlüsse j und k an eine der Phasen des Wechselspannungsnetzes V_a, V_b oder V_c angeschlossen wird. Die an der Last anlie-

gende Differenzspannung V_D ist die Differenz in den Ausgangsphasenspannungen $V_j - V_k$, während die auf den System-Neutralpunkt bezogene Gleichtaktspannung V_{CM} die Summe der beiden Ausgangsleitungsspannungen, dividiert durch die Anzahl der Ausgangsphasen ist, $(V_j + V_k)/2$. Die sich ergebenden Differenz- und Gleichtaktspannungen, die durch jeden Vektor erzeugt werden, sind durch folgende Tabellen definiert:

Vektor	$i1$	$i2$	$i3$	$i4$	$i5$	$i6$
Schalter	At,Cb	Bt,Cb	Bt,Ab	Ct,Ab	Ct,Bb	At,Bb
V_j	VC	VC	VA	VA	VB	VB
V_k	VA	VB	VB	VC	VC	VA
V_D	VAC	VBC	VBA	VCA	VCB	VAB
V_{CM}	$\frac{VA + VC}{2}$	$\frac{VB + VC}{2}$	$\frac{VB + VA}{2}$	$\frac{VC + VA}{2}$	$\frac{VC + VB}{2}$	$\frac{VA + VB}{2}$
	2	2	2	2	2	2

Vektor	$i0$	$i0$	$i0$
Schalter	At,Ab	Bt, Bb	Ct, Cb
V_j	VA	VB	VC
V_k	VA	VB	VC
V_D	0	0	0
V_{CM}	VA	VB	VC

[0049] Da die Netzspannungen V_a , V_b und V_c sinusförmig sind, ist die durch die nicht Null betragenden Vektoren erreichte Spitzen-Gleichtaktspannung, $i1$ bis $i6$, über einen Wechselstromzyklus hinweg leicht errechenbar in der Form

$$V_{CM}(\text{Spitze}) = 1/2 \sqrt{2/3} V_{LL}, 0 < \omega t \leq 2\pi$$

wobei V_{LL} der Effektivwert der verketteten Spannung und ωt der im Bogenmaß gemessene Wechselspannungs-Phasenwinkel ist. Im Gegensatz dazu beträgt die Spitzen-Gleichtaktspannung, die durch die Nullvektoren derselben Periode erhalten wird,

$$V_{CM}(\text{Spitze}) = \sqrt{2/3} V_{LL}, 0 < \omega t \leq 2\pi$$

[0050] Als Folge führt der unterscheidungslose Gebrauch der Nullvektoren zu einer Spitzen-Gleichtaktspannung, die doppelt so groß ist wie für die nicht Null betragenden Vektoren.

[0051] Allerdings können die Nullvektoren in der Weise gewählt werden, dass die Spitzen-Gleichtaktspannung vermindert wird. Wenn z. B. der Gebrauch des Nullvektors (At, Ab) beschränkt wird auf die Perioden

$$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \quad \text{and} \quad \frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$$

wobei $\omega t = 0$ dem Spitzenwert der Netzleitungsspannung V_a entspricht, so ergibt sich die maximale Gleichtaktspannung zu

$$V_{CM}(\text{peak}) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right), \quad \frac{\pi}{3} < \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \text{ or } \frac{4\pi}{3} < \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$$

was gleich ist mit

$$V_{CM}(peak) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL}, \quad \frac{\pi}{3} < \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \text{ or } \frac{4\pi}{3} < \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$$

[0052] Folglich wurde die Spitzen-Gleichtaktspannung, die von diesem Nullvektor erzeugt wurde, um die Hälfte reduziert durch Beschränkung ihres Gebrauchs während des Wechselstromzyklus. Um diesen Verringerungsfaktor über den gesamten Wechselstromzyklus zu realisieren, werden die anderen Nullvektoren mit ähnlichen Beschränkungen belegt. Zusammengefaßt wird dies in der nachfolgenden Tabelle und in der Darstellung der **Fig. 14**.

Nullvektor	Zulässige Zeitspannen für die Anwendung
(At, Ab)	$\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$ und $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$
(Bt, Bb)	$0 < \omega t < \pi/3$ und $\pi < \omega t < 4\pi/3$
(Ct, Cb)	$2\pi/3 < \omega t < \pi$ und $5\pi/3 < \omega t < 0$

[0053] Die Bestimmung der Schaltersätze für den Nullvektor, bezeichnet als SW0, findet Anwendung sowohl bei den oberen als auch bei den unteren Schaltergruppen in dem Gleichstrom-Matrixumrichter. Die Festlegung, in welchem Sektor der Spannungsvektor liegt, erfolgt durch die Ungleichheitsprüfung. Die Ungleichheiten, welche die Sektorgrenzen definieren, sind in **Fig. 14** dargestellt. Die Sektoren, in denen SW0 = A, werden durch folgende Ungleichung definiert (positives Ergebnis des Tests **139** in **Fig. 15**):

$$[V_d > -V_q\sqrt{3} \wedge V_d > V_q\sqrt{3}] \cup [V_d < -V_q\sqrt{3} \wedge V_d < V_q\sqrt{3}]$$

$$[V_d > |V_q\sqrt{3}|] \cup [-V_d > |V_q\sqrt{3}|]$$

$$|V_d| > |V_q\sqrt{3}|$$

[0054] In ähnlicher Weise wird SW0 = B ermittelt durch Testen der folgenden Ungleichung (positives Ergebnis des Tests **140** in **Fig. 15**):

$$[V_d > 0 \wedge V_d < V_q\sqrt{3}] \cup [V_d < 0 \wedge V_d > V_q\sqrt{3}]$$

$$[V_d^2 < V_d V_q\sqrt{3}] \cup [V_d^2 < V_d V_q\sqrt{3}]$$

$$V_d^2 < V_d V_q\sqrt{3}$$

SW0 = C wird durch Elimination ermittelt (negatives Ergebnis des Tests **140** in **Fig. 15**).

[0055] Falls erwünscht, läßt sich die Programmierung dadurch vereinfachen, dass man die Ähnlichkeit zu dem Algorithmus zum Einstellen der Tastverhältnisse berücksichtigt, vorausgesetzt, es erfolgt folgende Substitution:

$$V_d = V_q$$

$$V_q = V_d$$

[0056] Die oben in Verbindung mit den **Fig. 14** und **15** beschriebene Auswahl des Nullvektor-Schalters ist offenbart und beansprucht in dem US-Patent 6 166 930 der Anmelderin, gleichzeitig mit der vorliegenden Anmeldung eingereicht.

[0057] Innerhalb jeder Modulationsperiode ist die Reihenfolge, in der die verschiedenen Paare und Sätze von Schaltern für den α -Vektor, den β -Vektor und den Nullvektor betätigt werden, unbedeutend. Somit kann die Folge $\alpha, \beta, \text{Null}; \beta, \alpha, \text{Null}; \beta, \text{Null}, \alpha$ oder irgendeine andere Reihenfolge sein. Mit der Einschränkung, dass ein Schalter, der zwischen einer der Wechselstromnetzphasen und einem der Ausgangsanschlüsse leitet, niemals ausgeschaltet wird, bis ein anderer Schalter eingeschaltet wird, um zwischen einer Wechselspannungsnetz-Phase und diesem Anschluss zu leiten, zeigt die Beziehung von Schalterpaaren (α und β) und Sätzen (Nullvektoren), wie sie in **Fig. 4** dargestellt ist (zusammen mit den **Fig. 9** bis **12** und **14**), dass die Schaltkom-

mutierung mit Hilfe der Erfindung minimiert wird. Beispielsweise wird der Schalter Ac eingeschaltet als Teil des α -Vektors, wenn der α -Vektor i_6 ist (mit der voreilenden Grenze des Phasenvektors $s = 0$), und er bleibt eingeschaltet während des β -Teils jeder Modulationsperiode als Teil des Paares für den Stromvektor i_1 . Andererseits kann der Schalter At zunächst als Teil des Stromvektors i_1 eingeschaltet werden, um eingeschaltet zu bleiben als Teil des Stromvektors i_6 innerhalb jeder der Modulationsperioden innerhalb des Phasensektors $s = 0$. Selbst wenn der Nullvektor-Schaltersatz zwischen dem Paar von α -Schaltern und dem Paar von β -Schaltern innerhalb einer Modulationsperiode betätigt wird, kann beispielsweise der Schalter At für i_6 am Ende der Modulationsperiode eingeschaltet werden und eingeschaltet bleiben für i_1 zu Beginn der nächstfolgenden Modulationsperiode. Damit sind in jedem Fall zwei Schalter nur einmal pro Modulationsperiode eingeschaltet, im Gegensatz zu dem Einschalten von drei Schaltern pro Modulationsperiode in sämtlichen Systemen, die aus dem Stand der Technik bekannt sind. Folglich wird die Anzahl von Kommutationen für Schalter bei der Bildung von Nicht-Null-Vektoren um 1/3 verringert. Die gleichen Beziehungen gelten für Nullvektor-Kommutationen.

[0058] Damit lassen sich die Vorteile verringerter Kommutationen, die sich durch das erfindungsgemäße Vektorraumverfahren entsprechend dem Raumvektordiagramm nach **Fig. 4** kombinieren mit den geringeren Anforderungen von magnetischen Gleichtaktkomponenten, die durch eine verringerte Gleichtaktspannung möglich sind, realisiert durch Kürzen der zulässigen Anwendungszeiten für die Nullvektoren, wie dies in dem US-Patent 6 166 938 dargestellt ist. Die kombinierte Strategie für sämtliche zulässigen Vektoren für $m^* > 0$ ergibt sich aus nachstehender Tabelle.

Sektor	Vektor <i>la</i>	Vektor <i>lb</i>	Winkel	Span- nungs- beziehung	Null- vektor
0	i_6 (A1, B2)	i_1 (A1, C2)	330–360	VA>VC>VB	(C1, C2)
			0–30		
1	i_1 (A1, C2)	i_2 (B1, C2)	30–60	VA>VB>VC	(B1, B2)
			60–90		
2	i_2 (B1, C2)	i_3 (B1, A2)	90–120	VB>VA>VC	(A1, A2)
			120–150		
3	i_3 (B1, A2)	i_4 (C1, A2)	150–180	VB>VC>VA	(C1, C2)
			180–210		
4	i_4 (C1, A2)	i_5 (C1, B2)	210–240	VC>VB>VA	(B1, B2)
			240–270		
5	i_5 (C1, B2)	i_6 (A1, B2)	270–300	VC>VA>VB	(A1, A2)
			300–330	VA>VC>VB	(C1, C2)

[0059] Bezugnehmend auf **Fig. 4**, ist bei kleinen Phasenwinkeln f innerhalb des Sektors **0** in jeder Pulsweitenmodulations-Periode der Schalter At für eine relativ lange Zeit (zusammen mit einem Schalter Bb) im Verhältnis zu dem α -Vektor i_6 eingeschaltet, und er ist für eine relativ kurze Zeit (zusammen mit einem Schalter Cb) in Relation zu dem β -Vektor i_1 eingeschaltet.

[0060] Bei großen Phasenwinkeln f innerhalb des Sektors **0** ist das Gegenteil der Fall. Der Schalter At bleibt kontinuierlich eingeschaltet für die Abschnitte bezüglich sowohl des α -Vektors als auch des β -Vektors. In der Mitte des Sektors 0 ist die Zeit, in der der Schalter At eingeschaltet bleibt, maximal, was zu der Tastverhältnis-Wellenform der **Fig. 16(a)** führt. **Fig. 16(b)** zeigt eine beispielhafte Gruppe von Einschaltzeiten für die Schalter at, bt und ct, und **Fig. 16(c)** veranschaulicht die momentane (ungefilterte und idealisierte) Gleich-Ausgangsspannung, die daraus erhalten würde.

[0061] Die Reihenfolge, in der die Berechnungen (**Fig. 8, 13 und 15**) ausgeführt werden, ist für die Erfindung nicht relevant. Natürlich muß die Schalterauswahl (für jedes Paar oder jeden Satz) ebenso wie die Dauer für jedes Paar oder jeden Satz bekannt sein, bevor das Paar oder der Satz innerhalb jeder Modulationsperiode betätigt werden kann. Die Verwendung der Auswahl- und Dauerinformation innerhalb der Zeitsteuerschaltung **78** ist konventionell, wobei es sich im wesentlichen um die gleiche Schaltung handelt, wie sie in Wechsel-

strom-Wechselstrom-Matrixumrichtern verwendet wird.

[0062] Die Erfindung wurde anhand einer Ausführungsform beschrieben, bei der es zwölf Schalter $at+$, $at-$, $...cb+$, $cb-$ gibt, um Fälle für Lasten in beide Richtungen und zur Regeneration zu ermöglichen. Allerdings kann die Erfindung auch für Gleichstrom-Matrixumrichter verwendet werden, welche Lasten ohne Regeneration in nur einer Richtung treiben, beispielsweise für den Antrieb von elektrischen Werkzeugen oder für andere Fälle.

[0063] Dargestellt wurde die Erfindung anhand einer Implementierung unter Einsatz einer n-Bipolartransistor-Leistungsschalter mit Durchgriff und isoliertem Gate. Die Erfindung kann allerdings auch mit p-Transistoren oder mit in antiparallelen Paaren geschalteten Bipolartransistoren ohne Durchgriff mit isoliertem Gate implementiert werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Steuern des Stromflusses durch einen Gleichstrom-Matrixumrichter (**16**) zwischen einer Gleichstromlast (**19**) und einem Satz von drei Drehstromphasen (a, b, c), wobei der Gleichstrom-Matrixumrichter eine Mehrzahl von oberen Schaltern ($at-$, $at+$, $bt-$, $bt+$, $ct-$, $ct+$), jeweils zwischen einer entsprechenden Phase des Wechselstromnetzes und einem ersten Gleichstromausgang (J) des Gleichstrom-Matrixumrichters geschaltet, und mehrere untere Schalter ($ab-$, $ab+$, $bb-$, $bb+$, $cb-$, $cb+$), jeweils zwischen einer entsprechenden Phase des Wechselstromnetzes und einem zweiten Gleichstrom (K) des Gleichstrom-Matrixumrichters geschaltet, aufweist, umfassend:

das Betätigen der Schalter in einer solchen Weise, daß jeder Schalter, wenn er zum Verbinden einer entsprechenden Phase des Wechselstromnetzes mit einem zugehörigen Ausgang der Gleichstromausgänge betätigt wird, solange betätigt bleibt, bis ein anderer Schalter betätigt wurde, um eine Phase des Wechselstromnetzes mit dem spezifischen Gleichstromausgang zu verbinden, außerdem derart, daß einer der oberen Schalter gleichzeitig mit einem der unteren Schalter betätigt wird, wobei die Schalter paarweise betätigt werden, jedes Paar einen oberen Schalter bezüglich einer Wechselstromnetz-Phase und einen unteren Schalter bezüglich einer anderen Wechselstromnetz-Phase als der erwähnten einen Phase enthält, und die Schalter außerdem in Sätzen betätigt werden, wobei jeder Satz einen oberen Schalter und einen unteren Schalter enthält, die sich beide auf die gleiche Wechselstromnetzphase beziehen,

dadurch gekennzeichnet, daß

ein Spannungsbefehlssignal V^* (**52**), kennzeichnend für die von den Gleichstrom-Ausgangsanschlüssen an die Last zu liefernde Spannung, bereit gestellt wird;

ein Modulationsbefehl m^* bereitgestellt wird (**53**) als das Verhältnis des Spannungs-Befehlssignals V^* zu der Augenblicks-Amplitude der Spannung V (**57**) des Wechselspannungsnetzes in stationären d-q-Koordinaten; und eine phasengleiche Modulationsbefehlskomponente $m_q = m^* \cos \theta$ (**71**, **101**) und eine Quadratur-Modulationsbefehlskomponente $m_d = m^* \sin \theta$ (**72**, **102**) bereitgestellt werden;

eine Größe $m_1 = \sqrt{3}m_d/2 - m_q/2$ (**103**) bereitgestellt wird;

eine Größe $m_2 = \sqrt{3}m_d/2 + m_q/2$ (**104**) bereitgestellt wird;

eine phasengleiche Komponente von V_q und eine Quadraturkomponente V_d der momentanen Netz-Wechselspannung in orthogonalen Koordinaten bereitgestellt werden, ausgerichtet mit einer gegebenen Phase des Wechselspannungsnetzes (a); und

wenn $|V_d\sqrt{3}| < |V_q|$ (**125**), ein erster Bruchteil $d\alpha = -m_1$ bereitgestellt wird, falls $V_q > 0$, und $d\alpha = m_1$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$, und ein zweiter Bruchteil (**115**) $d\beta = m_2$ falls $V_q > 0$ (**119**) und $d\beta = -m_2$ bereitgestellt wird, wenn $V_q < 0$;

wenn $V_dV_q\sqrt{3} > V_q^2$ (**125**), der erste Bruchteil $d\alpha = m_q$ bereitgestellt wird, falls $V_q > 0$ und $d\alpha = -m_q$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$, und der zweite Bruchteil $d\beta = m_1$ (**116**) bereitgestellt wird, wenn $V_q > 0$ und $d\beta = -m_1$ bereitgestellt wird, wenn $V_q < 0$ (**117**); und

dann, wenn weder $|V_d\sqrt{3}| < |V_q|$ noch $|V_d|V_q\sqrt{3} > V_q^2$ (**116**), der erste Bruchteil $d\alpha = -m_2$ bereitgestellt wird, wenn $V_q > 0$, und $d\alpha = m_2$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$, und der zweite Bruchteil $d\beta = m_q$ bereitgestellt wird, wenn $V_q > 0$ und $d\beta = -m_q$ bereitgestellt wird, falls $V_q < 0$ (**118**); und in jeder kontinuierlichen Sequenz von Modulationsperioden, die im Vergleich zu der Periode der Spannung des Wechselspannungsnetzes klein sind, ein erstes Paar der Schalter für den ersten Bruchteil $d\alpha$ der Periode betätigt wird, ein zweites Paar der Schalter für den zweiten Bruchteil $d\beta$ der Periode betätigt wird, und ein Satz von Schaltern für den Rest der Periode betätigt wird.

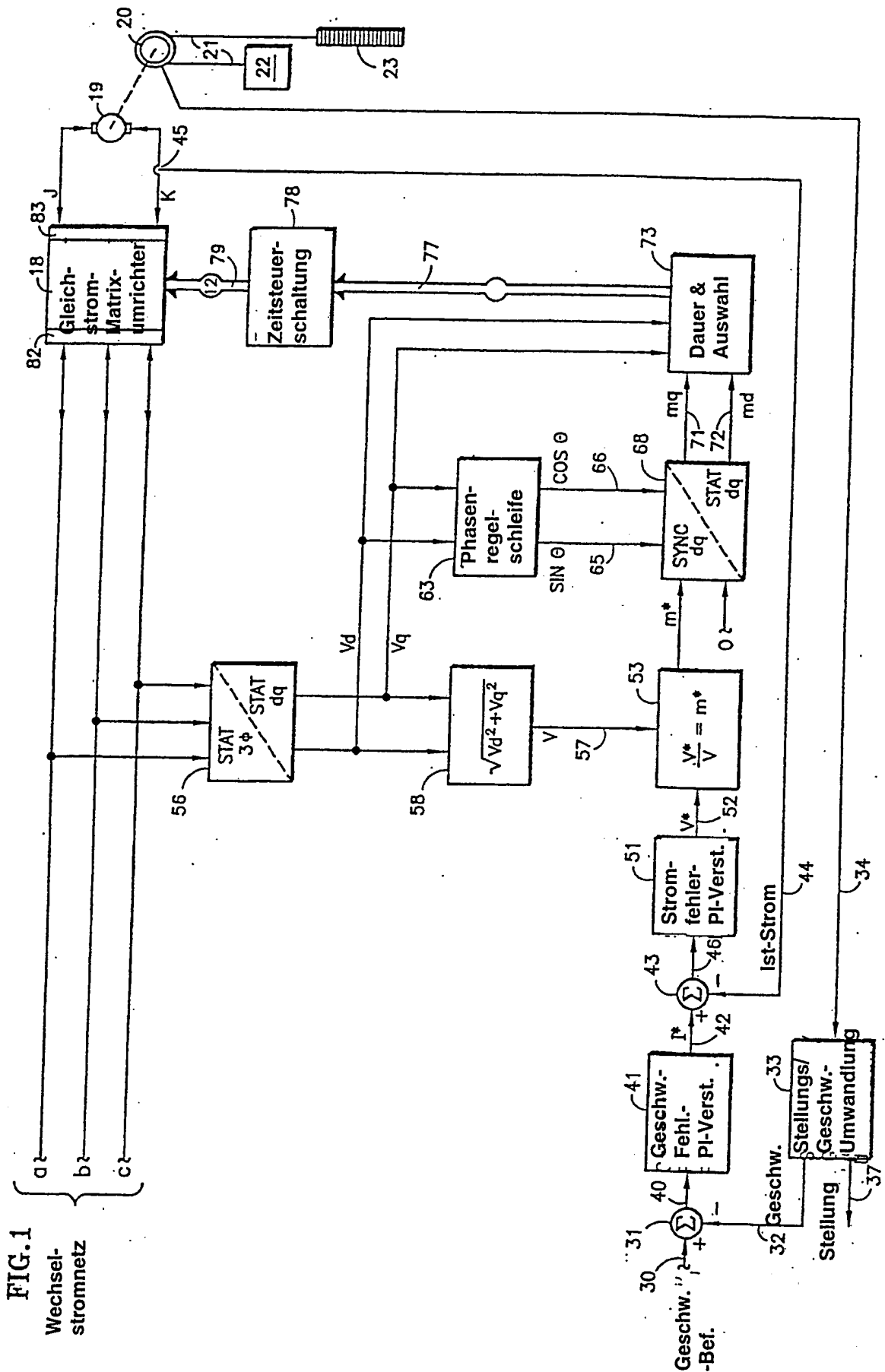
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem der erste Zeit-Bruchteil dem zweiten Zeit-Bruchteil innerhalb der Modulationsperioden vorausgeht.

3. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem der Rest der Periode an den ersten und den zweiten Zeit-Bruchteil innerhalb der Modulationsperioden anschließt.

4. Verfahren nach einem vorhergehenden Anspruch, weiterhin umfassend folgende Merkmale:

wenn $V_d\sqrt{3} > |V_q|$ (**130**), das erste Schaltpaar einen oberen Schalter (Bt), der an eine dritte Wechselspannungsphase angeschlossen ist, deren Phasenwinkel der gegebenen Phase des Wechselspannungsnetzes als nächstes vorausseilt, und falls nicht, und gleichzeitig $V_q > 0$ (**131**), das erste Schaltpaar einen oberen Schalter (At) enthält, der an die gegebene eine Phase des Wechselspannungsnetzes angeschlossen ist, jedoch dann, wenn keine der genannten Bedingungen erfüllt ist, das erste Schaltpaar einen oberen Schalter (Ct) enthält, der an eine zweite Wechselspannungsnetz-Phase angeschlossen ist, deren Phasenwinkel gegenüber demjenigen der gegebenen einen Phase des Wechselspannungsnetzes als nächstes verzögert ist; falls $-V_d\sqrt{3} > |V_q|$, das erste Schaltpaar einen unteren Schalter (Bb) enthält, der an die dritte Wechselspannungsnetz-Phase angeschlossen ist, falls jedoch nicht und $V_q < 0$, das erste Schaltpaar einen unteren Schalter enthält, der an die gegebene eine Phase des Wechselspannungsnetzes (Ab) angeschlossen ist, wenn jedoch keine der Bedingungen erfüllt ist, das erste Schaltpaar einen unteren Schalter enthält, der an die zweite Phase des Wechselspannungsnetzes (Cb) angeschlossen ist; falls $-V_d\sqrt{3} > |V_q|$, das zweite Paar einen oberen Schalter enthält, der an die zweite Phase des Wechselspannungsnetzes (Ct) angeschlossen ist, falls aber nicht und $V_q > 0$, das zweite Schaltpaar einen oberen Schalter (At) enthält, der an die gegebene eine Phase des Wechselspannungsnetzes angeschlossen ist, wenn jedoch keine der Bedingungen erfüllt ist, das zweite Schaltpaar einen oberen Schalter (Bt) enthält, der an die dritte Wechselspannungsnetz-Phase angeschlossen ist; und falls $V_d\sqrt{3} > |V_q|$, das zweite Schaltpaar einen unteren Schalter (Cb) enthält, der an die zweite Wechselspannungsnetz-Phase angeschlossen ist, falls jedoch nicht und $V_q < 0$, das zweite Schaltpaar einen unteren Schalter (Ab) enthält, der an die gegebene einer Wechselspannungsnetz-Phase angeschlossen ist, falls jedoch keine der Bedingungen erfüllt ist, dann das zweite Schaltpaar einen unteren Schalter (Bb) enthält der an die dritte Wechselspannungsnetz-Phase angeschlossen ist.

Es folgen 10 Blatt Zeichnungen



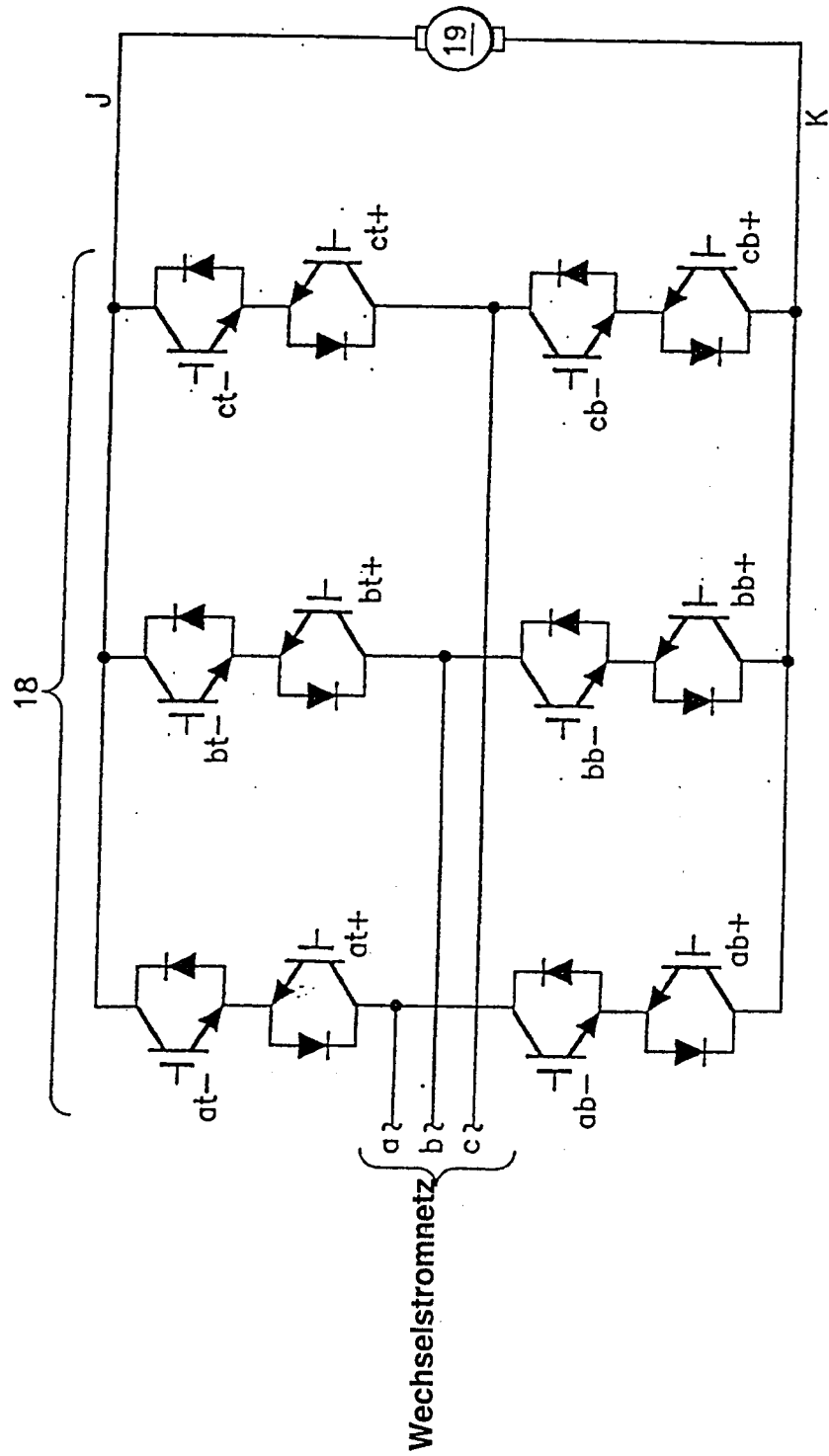
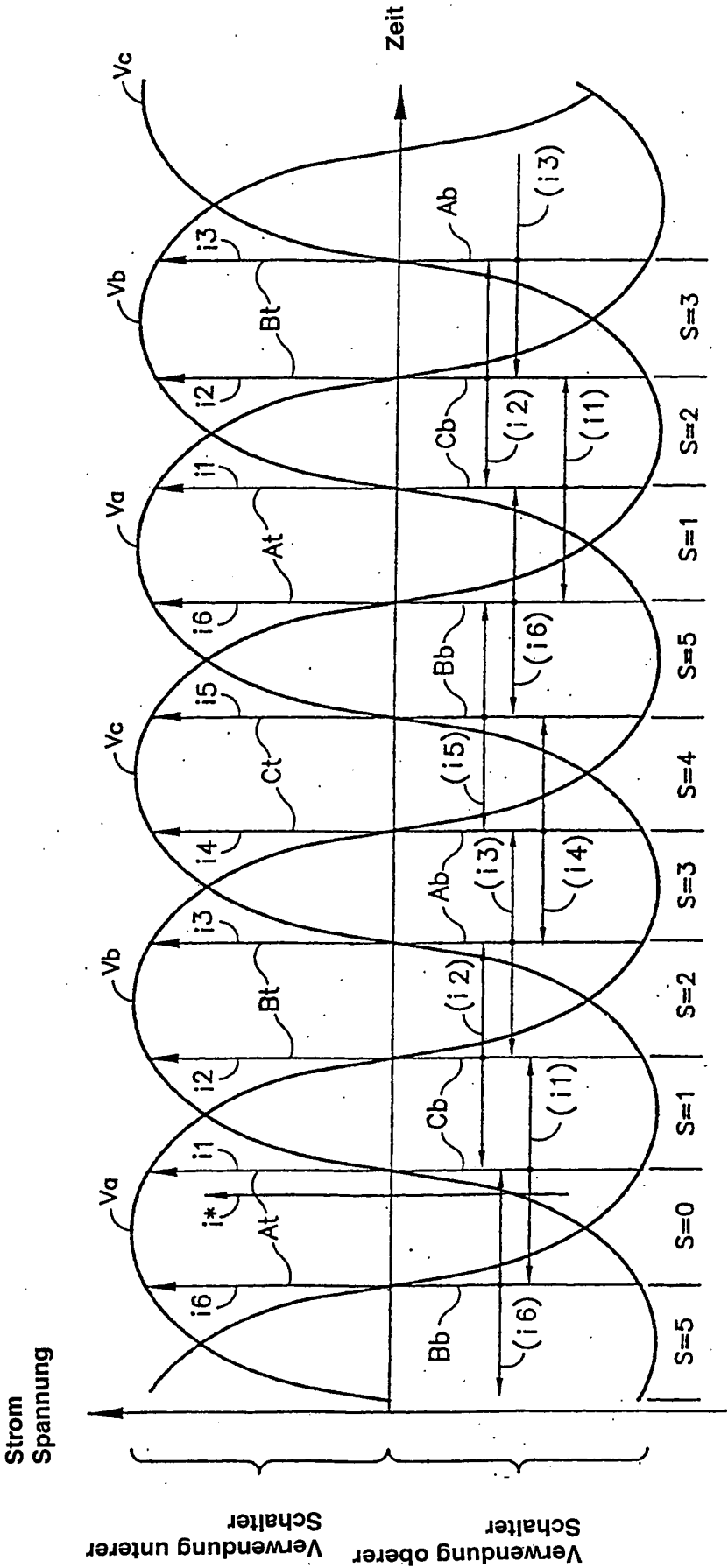


FIG. 2

FIG.3



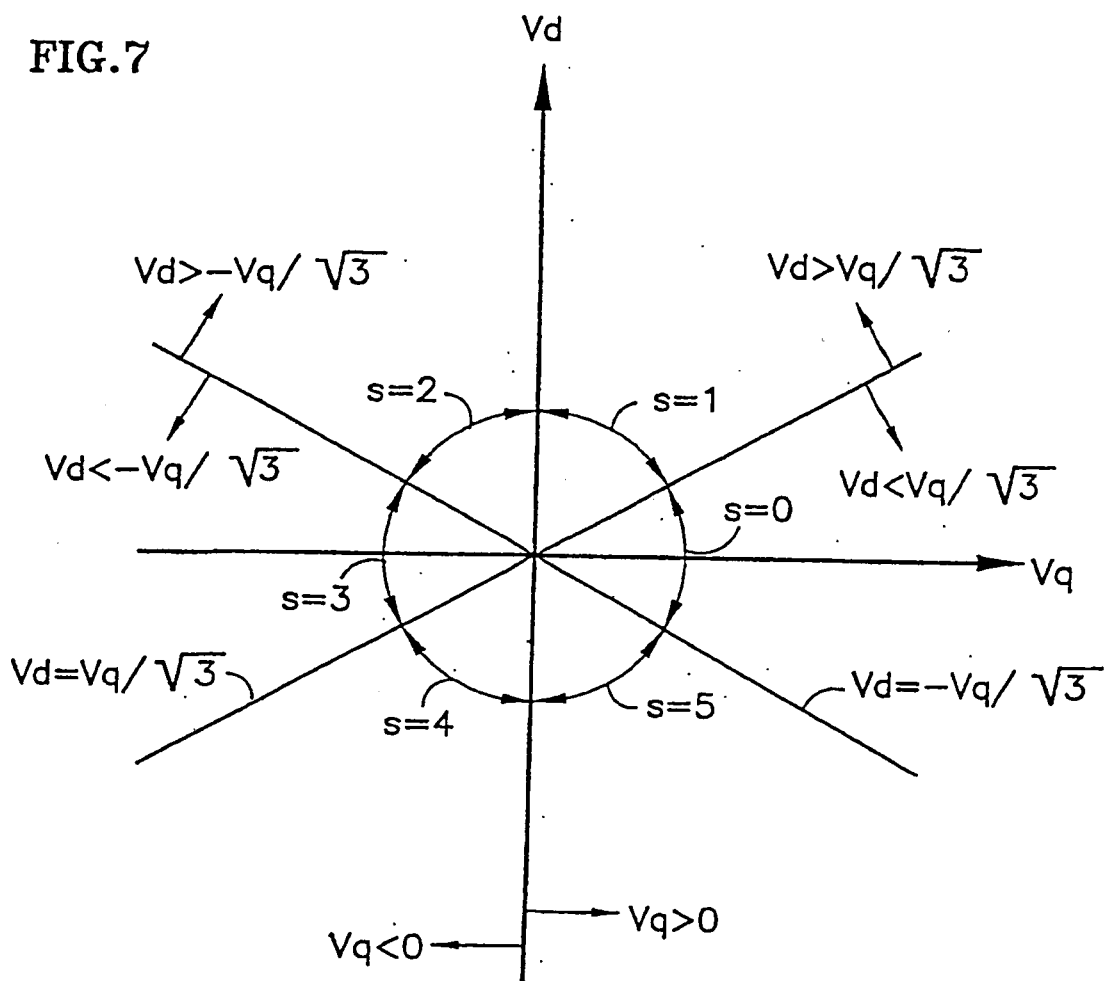
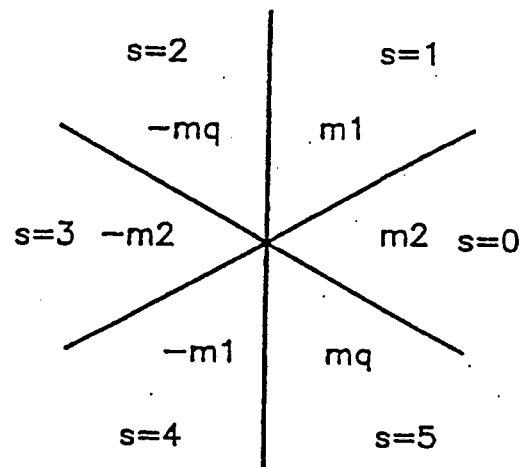
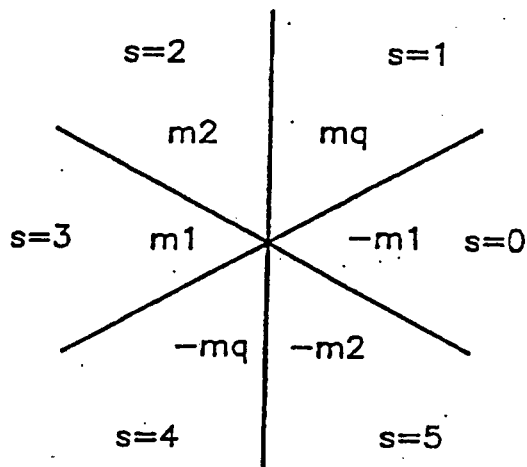
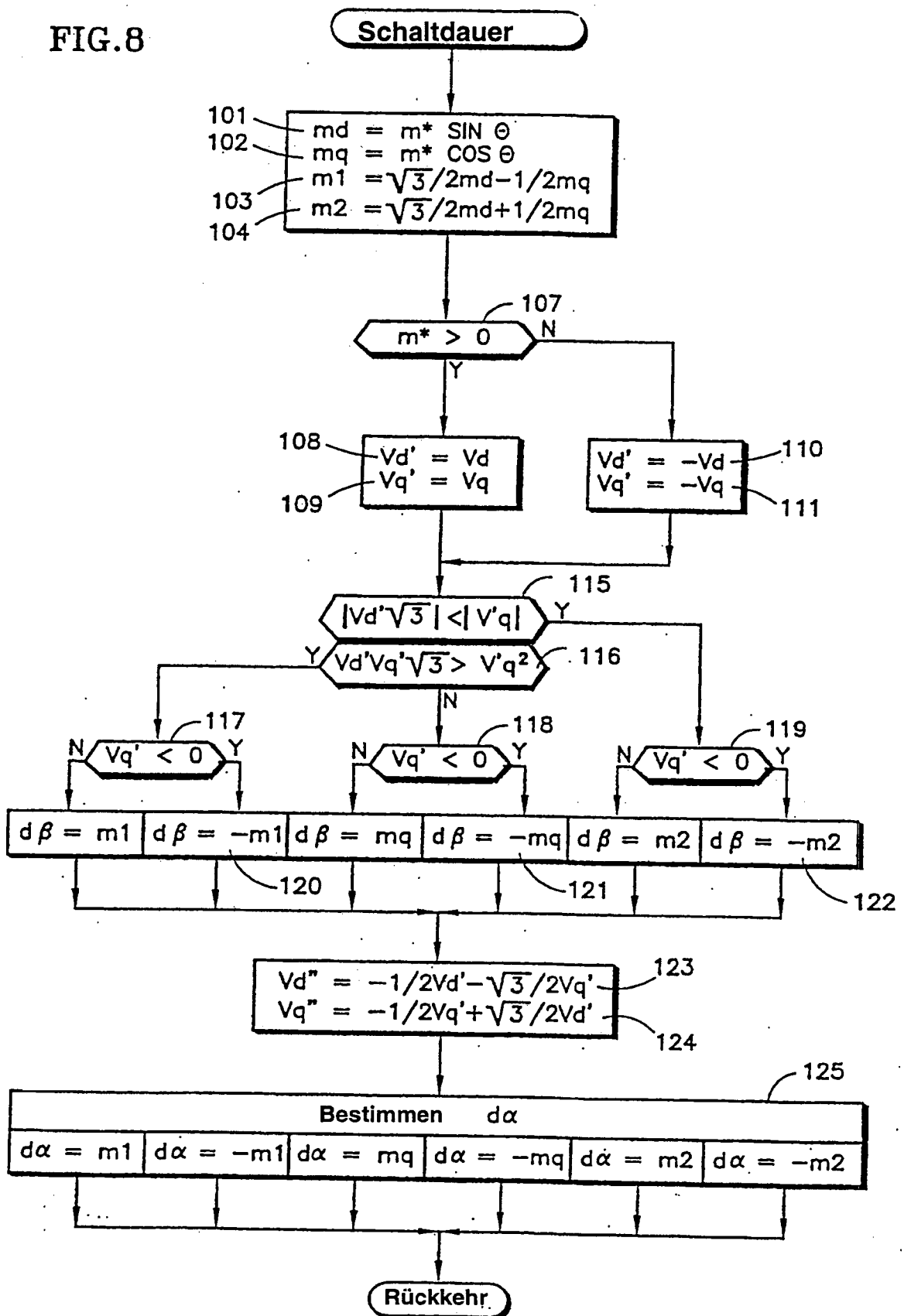


FIG.8



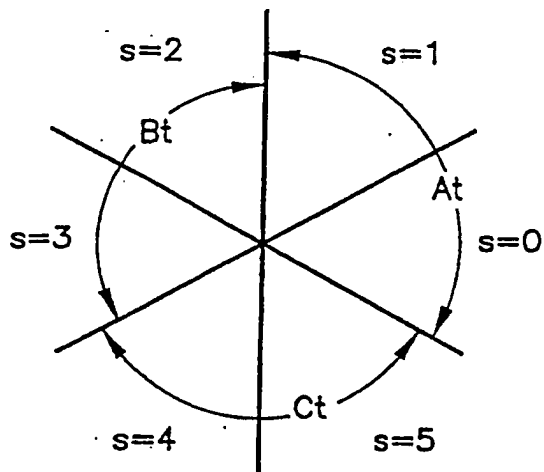


FIG.9 oberer α -Schalter

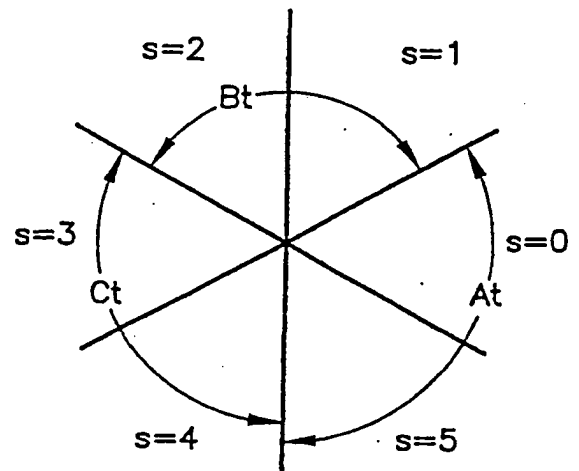


FIG.10 oberer β -Schalter

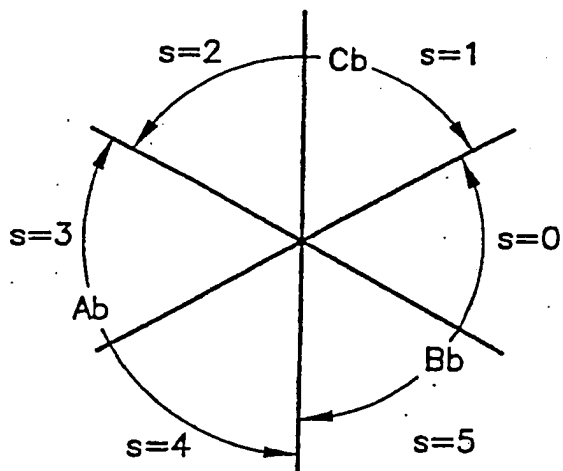


FIG.11 unterer α -Schalter

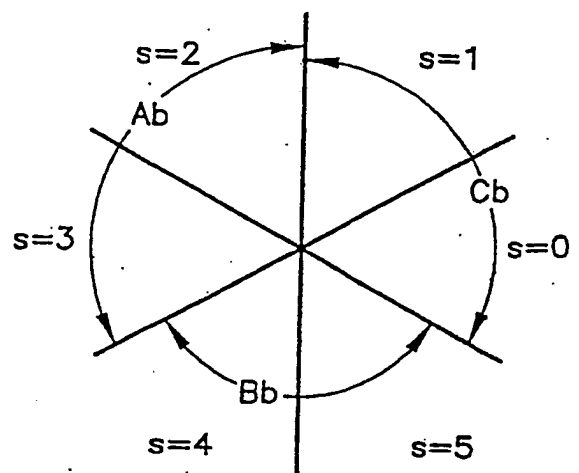


FIG.12 unterer β -Schalter

FIG.13

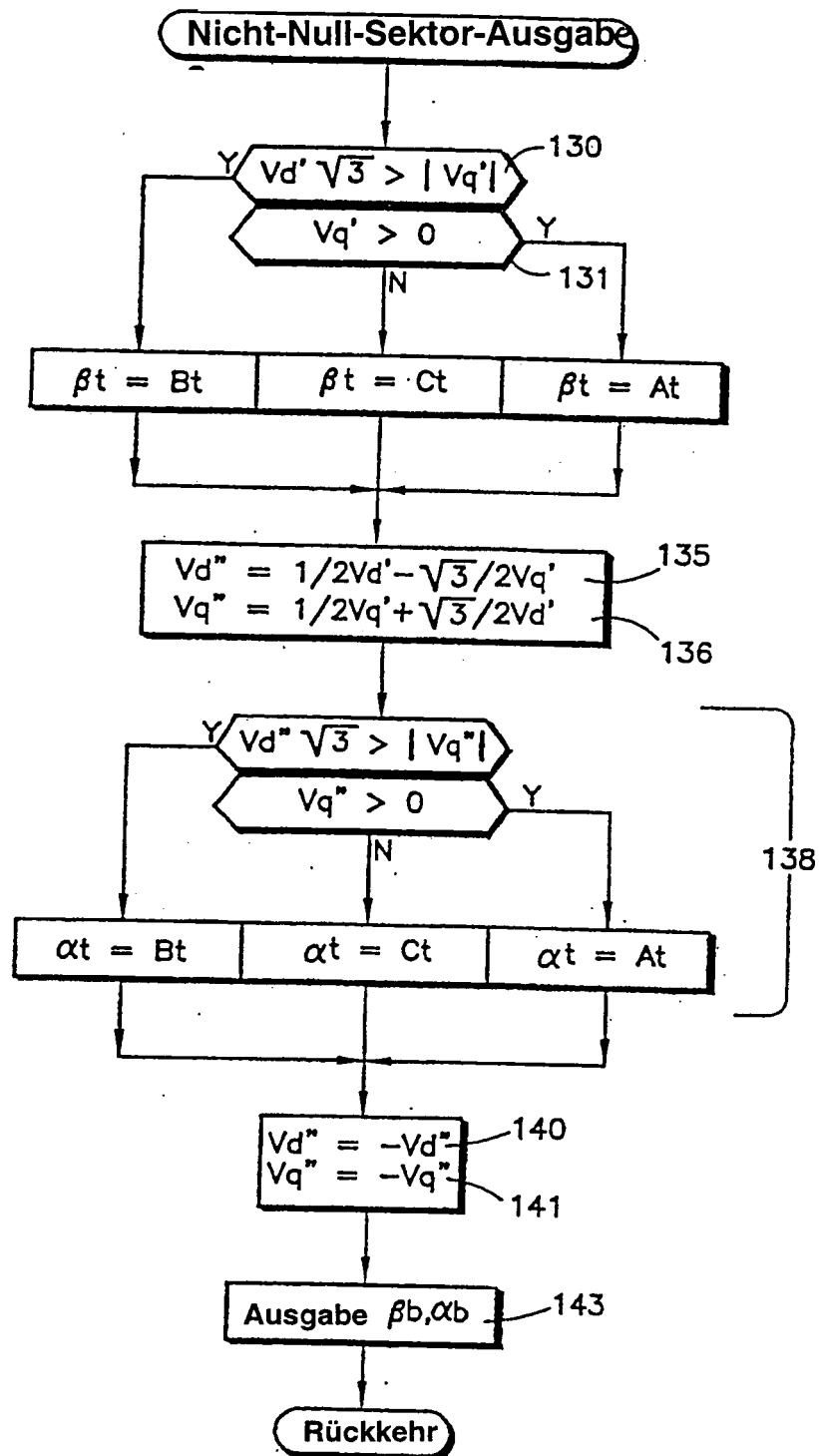


FIG.14

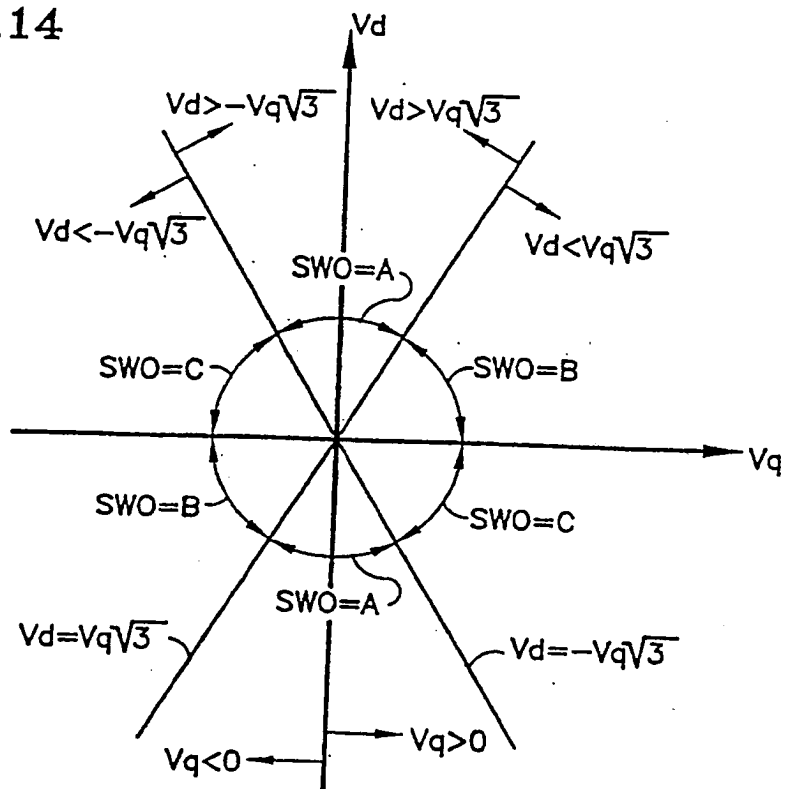


FIG.15

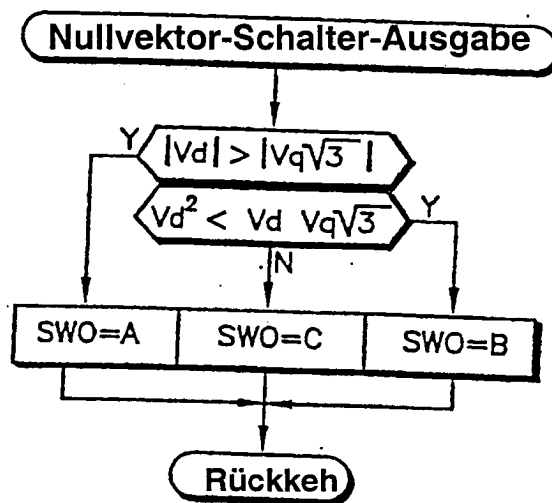


FIG.16A

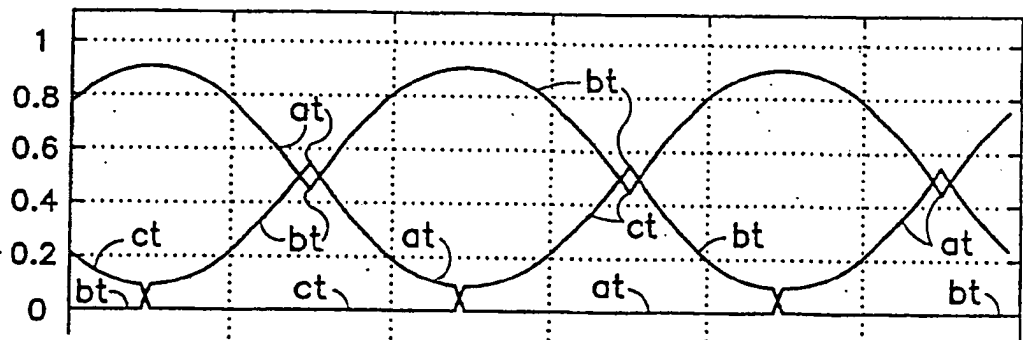


FIG.16B

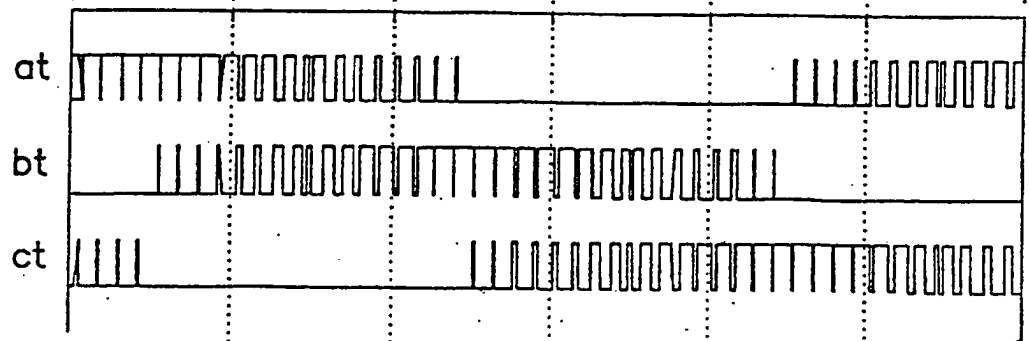


FIG.16C

