(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 694 32 226 T2** 2004.01.22

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 736 234 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **694 32 226.1**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US94/14608**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **95 905 425.5**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 95/017780**
(86) PCT-Anmeldetag: **16.12.1994**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **29.06.1995**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **09.10.1996**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **05.03.2003**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **22.01.2004**

(51) Int Cl.[7]: **H02K 17/42**
H02P 21/00, H02K 17/16, H02K 17/30

(30) Unionspriorität:

173405	**22.12.1993**	**US**
263142	**21.06.1994**	**US**

(73) Patentinhaber:
Wisconsin Alumni Research Foundation, Madison, Wis., US

(74) Vertreter:
LOUIS, PÖHLAU, LOHRENTZ, 90409 Nürnberg

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, IT, NL, SE

(72) Erfinder:
JANSEN, L., Patrick, Boise, US; LORENZ, D., Robert, Madison, US

(54) Bezeichnung: **VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUR SENSORLOSEN BESTIMMUNG DER POSITION, DER GESCHWINDIGKEIT UND DES FLUSSES IN EINER STEUERUNGSANORDNUNG FÜR WECHSELSTROMMOTOR**

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

GEBIET DER ERFINDUNG

[0001] Diese Erfindung betrifft im allgemeinen das Gebiet der Motorantriebs- und Motorsteuerungssysteme und die Bestimmung der Rotordrehzahl und -position in Wechselspannungsmaschinen sowie der Lage des Magnetflußvektors zur Drehmomentsteuerung in Induktionsmaschinen.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0002] Gegenwärtig sind eine Vielzahl von Antriebssystemen für Wechselspannungsmaschinen, die eine elektronische Schaltung verwenden, um die Energie zu steuern, die an die Maschinen geliefert wird, kommerziell verfügbar. Diese Antriebe für Wechselspannungsmaschinen ermöglichen, daß die Drehzahl und/oder das Drehmoment der Maschine gesteuert wird, damit verschiedene Anforderungen eingehalten werden. Derartige Maschinenantriebe erfordern typischerweise Meßwandler für mechanische Wellen, um eine Rückmeldung über die Wellenposition und/oder Drehzahl zu liefern. Eine Rückmeldung ist sowohl für die Drehmomentsteuerung (d. h. die Feldorientierung oder die Vektorsteuerung) als auch die Bahnverfolgung, insbesondere zur Steuerung bei der Drehzahl null und bei kleinen Drehzahlen erforderlich. Wellenmeßwandler und die zugehörige Verdrahtung, um die Signale von den Wellenmeßwandlern an den elektronischen Antrieb zu liefern, erhöhen die Kosten und die Ausfallrate des Systems bedeutend und vergrößern außerdem das Gesamtvolumen und die Masse der Maschine am Standort. Da Induktionsmaschinen im allgemeinen kostengünstiger und robuster sind als andere Maschinentypen, werden die Vorteile von Induktionsmaschinen durch das Hinzufügen dieser Meßwandler zum großen Teil ausgeglichen.

[0003] Demzufolge ist der Wunsch zum Eliminieren von Positions- und Drehzahlmeßwandlern in Anwendungen der Bewegungssteuerung von Motoren längst erkannt worden. Es sind mehrere Lösungen vorgeschlagen worden, um eine Abschätzung der Motorposition oder Drehzahl zu ermöglichen. Einen gewissen, wenn auch beschränkten Erfolg wurde mit Techniken zum Bestimmen der Rotorposition in Synchron- und Reluktanzmaschinen erreicht, die bedeutend weniger komplex sind als Induktionsmaschinen und inhärente räumlich abhängige Rotoreigenschaften besitzen, die leicht verfolgt werden können. Die Abschätzung der Rotorposition und -drehzahl in einer Induktionsmaschine, die bei weitem der am meisten verwendete Maschinentyp ist und somit das bedeutendste kommerzielle Potential besitzt, ist wegen ihres gleichmäßigen symmetrischen Rotors und symmetrischer induzierter Rotorströme und wegen des Schlupfes kompliziert. Trotzdem kann eine genaue und von Parametern unabhängige Positions- und Drehzahlmessung in Induktionsmaschinen lediglich durch die Verfolgung räumlicher Phänomene in der Maschine erreicht werden. Wenn bei einer Anwendung lediglich die Drehmomentsteuerung (und/oder die Drehzahlsteuerung mit mäßiger Genauigkeit) gefordert wird, ist die Kenntnis der Stellung des Magnetflußvektors (und/oder der Amplitude) ausreichend: Herkömmliche Verfahren der Flußabschätzung, die nicht auf der Rückmeldung der gemessenen Wellenposition oder -drehzahl basieren, versagen bei der Drehzahl null und bei geringen Drehzahlen.

[0004] EP-A-0.234.663 offenbart einen bürstenlosen Gleichstrommotor. Die Phasen eines bürstenlosen Mehrphasen-Gleichstrommotors, der einen Permanentmagnetrotor besitzt, sind über magnetische Verbindungswege, deren Reluktanzunterschiede von der Rotorposition abhängig sind, magnetisch verbunden. Eine Schaltung erzeugt einen hochfrequenten Strom Ip in einer der Phasen und erfaßt den Strom **Is**, der in der anderen Phase durch diesen hochfrequenten Strom induziert wird, wobei die Größe des Stroms **Is** von der rotorpositionsabhängigen magnetischen Verbindung zwischen den Phasen abhängig ist. Die Schaltung leitet aus den Strömen **Is** und Ip ein Signal Vm' ab, das ein Maß der Rotorposition ist. Eine Kommutierungsschaltung erregt die Phasen in Abhängigkeit von der Rotorposition **Θ**, die durch Vm' repräsentiert ist.

[0005] Binns K. J. u. a. offenbart in "Implicit Rotor-Position Sensing Using Motor Windings for a Self-Commutating Permanent-Magnet Drive System" IEE Proceedings-B, Electrical Power Applications, Bd. 138, Nr. 1, Teil B, 1. Januar 1991, S. 28 bis 34 ein Verfahren der Rotorpositionserfassung von Permanentmagnetmaschinen, das weder Codierer noch irgendeine Modifikation an herkömmlichen Maschinen erfordert. Die Maschine wird mit Hilfe der Positionserfassung elektronisch kommutiert, die durch Messung der Modulation in der Komponente der Wechselrichterträgerfrequenz, die durch die Positionsveränderung in der Impedanz der Motorwicklung bewirkt wird, erreicht wird.

[0006] US 5.196.775 offenbart eine Vorrichtung zum Abschätzen der Position eines Rotors eines geschalteten Reluktanzmotors. Die Vorrichtung enthält eine Tankschaltung, die eine Phasenwicklung des Motors beinhaltet. Ein Schwachleistungssignal mit einer Frequenz wird in die Tankschaltung eingeführt. Die Frequenz ist viel größer als die Schaltfrequenz der Phasenwicklung. Da sich die effektive Induktivität der Phasenwicklung, die in der Tankschaltung enthalten ist, als Antwort auf Änderungen des mechanischen Winkels des Rotors zyklisch ändert, schwankt die charakteristische Resonanzfrequenz der Tankschaltung zwischen maximalen und minimalen Werten. Die Wirkung der Änderung, der Resonanzfrequenz auf die Ausgangscharakteristiken der

Tankschaltung werden von einer Erfassungsschaltung verwendet, um den mechanischen Winkel des Rotors aufzulösen und dadurch den zeitlichen Ablauf der Phasensteuerfolge zu steuern.

[0007] US 4.447.787 offenbart eine Vorrichtung zum Betreiben eines durch Umformung gespeisten asynchronen Elektromotors, der einen Fluß-Computer enthält, um die Position des Flußvektors aus den Eingangswerten für die durch den Motor gelieferte Statorspannung zu bestimmen, indem alle elektrischen Größen der Park-Gleichungen, die den Motor in einer vorgegebenen Position der Rotorachse beschreiben, aufgelöst werden, wobei die Parameterwerte berücksichtigt werden, die dem Rotorwiderstand und dem Statorwiderstand des Motors entsprechen, wodurch Signale, die der Position des Flußvektors entsprechen und zu einer Lösung gehören, von dem Fluß-Computer abgegriffen werden können; wobei eine Umsetzersteuereinheit, die mit dem Fluß-Computer bzw. mit dem Umsetzergleichrichter gekoppelt ist, die Steuergrößen zum Ansteuern des Umsetzergleichrichters aus der ermittelten Position des Flußvektors und aus den nominalen Eingangswerten, die die Komponenten des Statorstromvektors parallel und senkrecht zum Flußvektor festlegen, bildet.

[0008] US 5.053.690 betrifft ein Verfahren zum Erzeugen von Torsignalen eines Wechselrichters mit Impulsbreitenmodulation, der für eine drehzahlabhängige Ansteuerung eines Wechselspannungsmotors geeignet ist.

[0009] US 5.144.564 offenbart eine Vorrichtung und ein Verfahren zur Steuerung von Permanentmagnet-Wechselspannungsmotoren.

[0010] Die vorliegende Erfindung schafft eine Kombination aus einem Motorantrieb und einem Wechselspannungs-Induktionsmotor

wobei der Wechselspannungs-Induktionsmotor enthält:

einen Stator mit mehreren darauf angeordneten Statorwicklungen und einen Rotor, der im Stator drehbar angebracht ist, wobei der Rotor Mittel enthält, die eine von den Statorwicklungen aus gesehene Impedanz schaffen, die sich in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors ändert; und

wobei der Motorantrieb umfaßt:

(a) Antriebsmittel, die mit den Statorwicklungen verbunden werden können, um an die Statorwicklungen eine Wechselspannungsantriebsleistung mit einer Antriebsgrundfrequenz des Motors zu liefern und um außerdem für die Statorwicklungen Leistung mit einer Signalfrequenz zu liefern, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und

(b) Mittel zum Messen der Antwort der Statorwicklungen auf die Signalfrequenz-Leistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, woraus die Winkelposition und/oder die Drehzahl des Rotors bestimmt werden können.

[0011] Die vorliegende Erfindung schafft ferner einen Motorantrieb zum Antreiben eines Induktionsmotors des Typs, der einen Stator mit mehreren darauf angeordneten Statorwicklungen und einen Rotor, der im Stator drehbar angebracht ist, umfaßt, wobei der Rotor gleichmäßig ist, derart, daß sich die von den Statorwicklungen aus gesehene Impedanz in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors nicht wesentlich ändert, wobei der Motorantrieb umfaßt:

(a) Antriebsmittel, die mit den Statorwicklungen verbunden werden können, um für die Statorwicklungen eine Wechselspannungsantriebsleistung mit einer Antriebsgrundfrequenz des Motors zu liefern, die auf einem Pegel liegt, der ausreicht, um eine magnetische Sättigung im Stator zu erzielen, und um außerdem für die Statorwicklungen Leistung mit einer Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist, zu liefern; und

(b) Mittel zum Messen der Antwort der Statorwicklungen auf die Signalfrequenz-Leistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die Winkelposition und/oder die Drehzahl des Magnetflußvektors bestimmt werden können.

[0012] Die vorliegende Erfindung schafft ferner ein Verfahren zum Bestimmen der Drehposition eines Wechselspannungs-Induktionsmotors, das die folgenden Schritte umfaßt:

(a) Vorsehen eines Mehrphasen-Induktionsmotors, der einen Stator mit mehreren darauf angeordneten Statorwicklungen sowie einen Rotor, der im Stator drehbar angebracht ist, enthält, wobei der Rotor so konstruiert ist, daß er eine von den Statorwicklungen aus gesehene Impedanz schafft, die sich gemäß einer periodischen Funktion der Drehposition des Rotors ändert;

(b) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsantriebsleistung für die Statorwicklungen mit einer Antriebsgrundfrequenz des Motors;

(c) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsleistung für die Statorwicklungen mit einer Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und

(d) Messen der Antwort der Statorwicklungen auf die Signalfrequenzleistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die Winkelposition des Rotors in Abhängigkeit von der Zeit und/oder die Drehzahl des Rotors anhand der Änderung der Antwort während des Betriebs des Motors bestimmt werden können.

[0013] Die vorliegende Erfindung schafft ferner ein Verfahren zum Bestimmen der Drehposition des Magnetflußvektors in einem Wechselspannungs-Induktionsmotor, das die folgenden Schritte umfaßt:

(a) Vorsehen eines Mehrphasenmotors, der einen Stator mit mehreren darauf angebrachten Statorwicklungen sowie einen Rotor, der im Stator drehbar angebracht ist, enthält, wobei der Rotor gleichmäßig ist, so daß sich die Impedanz, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors nicht wesentlich ändert;

(b) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsantriebsleistung für die Statorwicklungen bei einer Antriebsgrundfrequenz des Motors, mit einem Pegel, der ausreicht, um im Stator eine magnetische Sättigung zu schaffen;

(c) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsleistung für die Statorwicklungen mit der Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und

(d) Messen der Antwort der Statorwicklungen auf die Signalfrequenzleistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die Winkelposition des Magnetflußvektors in Abhängigkeit von der Zeit und/oder von der Drehzahl des Flußvektors aus der Änderung der Antwort während des Betriebs des Motors bestimmt werden können.

[0014] Das Antriebssystem für Mehrphasen-Wechselspannungsmaschinen der nachfolgend beschriebenen Ausführungsform der Erfindung liefert Leistung an die Statorwicklungen der Maschine, die eine Komponente der Antriebsgrundfrequenz und eine überlagerte Signalkomponente enthält, die eine höhere Frequenz und eine geringere Leistung besitzt als die Antriebsleistung, wobei das vorzugsweise eine Frequenz ist, die ausreichend hoch ist, bzw. eine Leistung ist, die ausreichend gering ist, derart, daß die Signalkomponente die Bewegung des Rotors nicht wesentlich beeinflußt.

[0015] Der Rotor der Maschine besitzt herausragende Merkmale (saliencies), die die Rotorimpedanz ändern und die Antwort der Statorwicklungen auf das Anregungssignal bei der Signalfrequenz in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors beeinflussen. Die Streuinduktivität des Rotors in Induktionsmaschinen und die synchrone Induktivität in Synchronmaschinen, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, ändern sich als eine periodische Funktion der Drehposition des Rotors. Die Antwort des Stators bei der Signalfrequenz kann dann erfaßt und gemessen werden, um eine Korrelation zwischen der Größe der Antwort bei der Signalfrequenz und der Rotorposition zu schaffen. Die Information über die Rotorposition ist eine Funktion der Zeit (und somit außerdem eine Information über die Drehzahl des Rotors) und kann in einer Steuereinheit verwendet werden, um eine geeignete Grundfrequenz-Antriebsleistung an den Motor zu liefern, um ihn bei einer Solldrehzahl oder einem Solldrehmoment oder zu einer Sollposition anzutreiben.

[0016] Es ist ein besonderer Vorteil der vorliegenden Erfindung, daß sie bei Induktionsmaschinen verwendet werden kann, indem herausragende Merkmale in den Rotor eingeführt werden, die grundsätzlich lediglich bei der verhältnismäßig hohen Frequenz des zusätzlichen Anregungssignals eine Wirkung besitzen. Der Rotor kann z. B. so aufgebaut sein, daß er eine Änderung der effektiven Streuinduktivität des Rotors und somit der Impedanz, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, in Abhängigkeit von der Position des Rotors in bezug auf den Stator bei der Signalfrequenz aufweist, er kann jedoch eine im wesentlichen gleichförmige und symmetrische Impedanzcharakteristik bei den Antriebsgrund- und Schlupffrequenzen bei einem drehmomentgesteuerten Betrieb besitzen. Bei geringen Schlupffrequenzen, die einem aus das Feld ausgerichteten Betrieb entsprechen, und bei normalen Antriebsgrundfrequenzen neigt die Impedanz dazu, durch den effektiven Rotorwiderstand und nicht durch die Streuinduktivität dominiert zu werden. Selbst wenn die Induktivität etwas schwankt, ist daher bei diesen kleinen Frequenzen die Auswirkung auf die Impedanz und den Motorbetrieb gering. Solche Asymmetrien oder herausragenden Merkmale im Rotor der Induktionsmaschine können auf verschiedene Arten eingeführt werden, wobei diese Arten die Änderungen der Schlitzbreite und -tiefe des Rotors am Umfang des Rotors, Änderungen des Querschnitts oder der Geometrie der leitenden Kollektorlamellen rund um den Rotor und das Öffnen ausgewählter Rotorschlitze, während andere Rotorschlitze zwischen ihnen geschlossen werden, enthalten, jedoch nicht darauf beschränkt sind. Vorhandene Kurzschlußläufer-Induktionsmotoren können modifiziert werden, um die vorliegende Erfindung auszuführen, indem z. B. wahlweise Schlitze in den Rotor über ausgewählten Kollektorlamellen des Rotors gefräst werden oder Schlitze mit unterschiedlicher Breite über die Kollektorlamelle gefräst werden.

[0017] Wenn die Erfindung auf eine Induktionsmaschine angewendet wird, die einen gleichförmigen Rotor ohne herausragendes Merkmal besitzt, erzeugt die Sättigung der Wege des Magnetflusses in der Maschine ein herausragendes Merkmal, das die Antwort der Statorwicklungen auf das Anregungssignale bei der Signalfrequenz in Abhängigkeit von der Position des Magnetflußvektors beeinflußt. Vorzugsweise ändert sich die Durchgangsinduktivität des Stators in Induktionsmaschinen, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, als eine periodische Funktion der Position des Magnetflußvektors. Die Statorantwort bei der Signalfrequenz kann dann erfaßt und gemessen werden, um eine Korrelation zwischen der Größe der Antwort bei der Signalfrequenz und der Position des Flußvektors zu schaffen. Die Information der Position des Flußvektors in Abhängigkeit von der Zeit (und somit außerdem eine Information über die Winkelgeschwindigkeit des Flußvek-

tors) kann in einer Steuereinheit verwendet werden, um eine geeignete Grundfrequenz-Antriebsleistung an den Motor zu liefern, um ihn bei einem Solldrehmoment und bei einer Solldrehzahl anzutreiben.

[0018] Der vorsätzliche Betrieb von Wechselspannungsmaschinen, die einen symmetrischen Rotoraufbau ohne herausragendes Merkmal besitzen, wie etwa Kurzschlußläufer-Induktionsmotoren mit offenen oder halbgeschlossenen Rotor- und Statorschlitzen, wird bei einem hohen Flußpegel die Sättigung der Hauptflußwege im Stator und Rotor bewirken, wodurch eine Änderung der Durchgangsinduktivität des Stators und somit der Impedanz, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, in Abhängigkeit von der Stellung des Flußvektors in Bezug auf den Stator bei der Signalfrequenz erzeugt wird. Ein besonderer Vorteil besteht darin, daß parameterunempfindliche dynamische Schätzwerte der Position und der Drehzahl des Flußvektors geschaffen werden, sogar bei der Drehzahl null und bei geringen Drehzahlen.

[0019] Die Erfassung der Antwort auf das Hochfrequenzsignal an den Statorwicklungen wird vorzugsweise ausgeführt unter Verwendung der Überlagerungserfassung durch Mischen eines Mehrphasensignals, das eine Funktion der Frequenz des eingeführten Signals ist, mit dem Mehrphasen-Antwortsignal und Filtern des gemischten Signals, um die Modulation der Antwort auf die Signalfrequenz zu isolieren, die mit der Winkelposition des Rotors oder des Magnetflußvektors korreliert wird.

[0020] Das Antriebssystem kann einen Wechselrichter enthalten, der in einer durch Raumvektor und Impulsbreite modulierten Art gesteuert werden kann, um eine Ausgangsspannung an die Statorwicklungen sowohl mit der Antriebsgrundfrequenz als auch mit der Signalfrequenz zu liefern. Der Wechselrichter kann außerdem so gesteuert werden, daß er lediglich die Leistung mit der Antriebsgrundfrequenz an den Stator liefert, und es kann ein separater Signalgenerator angeschlossen werden, der das Hochfrequenzsignal in die Statorwicklungen einführt.

[0021] Die vorliegende Erfindung schafft ferner ein Motorantriebssystem, das umfaßt:

(a) einen Linearmotor, der eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung enthält, wobei die Primärwicklung und die Sekundärwicklung relativ zueinander geradlinig beweglich sind, wobei die Sekundärwicklung mit der Primärwicklung magnetisch gekoppelt ist, um eine Impedanz, die von der Primärwicklung aus gesehen wird, zu schaffen, die sich in Abhängigkeit von der relativen Position der Primärwicklung und der Sekundärwicklung ändert;

(b) Antriebsmittel, die mit der Primärwicklung verbunden sind, um für die Primärwicklung Wechselspannungsantriebsleistung bei einer Antriebsgrundfrequenz des Motors bereitzustellen und um außerdem Leistung für die Primärwicklung bei einer Signalfrequenz bereitzustellen, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und

(c) Mittel zum Messen der Antwort der Primärwicklung auf die Signalfrequenzleistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die relative lineare Position der Primärwicklung und der Sekundärwicklung bestimmt werden kann.

[0022] Die Erfindung kann außerdem in einem Linearmotor ausgeführt werden. Eine der Wicklungen des Linearmotors wirkt als eine Primärwicklung (wie das bei den Statorwicklungen der Fall ist), die induktiv an eine dazu relativ bewegliche Sekundärwicklung (die den Rotorleitern entspricht) gekoppelt ist. Die Impedanz, wie sie von der Primärwicklung aus gesehen wird, ändert sich in Abhängigkeit von der relativen Position der Sekundärwicklung.

[0023] Weitere Aufgaben, Merkmale und Vorteile der Erfindung werden deutlich aus der folgenden genauen Beschreibung, die in Verbindung mit der beigefügten Zeichnung erfolgt.

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNG

[0024] In der Zeichnung ist:

[0025] **Fig.** 1 ein Prinzipschaltbild eines beispielhaften Antriebssystems einer drehmomentgesteuerten Wechselspannungsmaschine ohne Meßwandler gemäß der Erfindung, das eine auf das direkte Feld ausgerichtete Steuereinheit verwendet, die auf einer Rotorfluß-Beobachtungseinrichtung und einer Position- und Drehzahl-Beobachtungseinrichtung basiert.

[0026] **Fig.** 2 ein Prinzipschaltbild eines Steuerungssystems der Antriebsbewegung einer Wechselspannungsmaschine ohne Meßwandler gemäß der Erfindung, das eine auf Beobachtungseinrichtungen basierte, auf das direkte oder indirekte Feld ausgerichtete Steuereinheit und eine Positions- und Drehzahl-Beobachtungseinrichtung gemäß der Erfindung verwendet.

[0027] **Fig.** 3 ein Prinzipschaltbild eines Antriebssystems einer drehmomentgesteuerten Wechselspannungsmaschine ohne Meßwandler gemäß der Erfindung, das eine auf das indirekte Feld ausgerichtete Steuereinheit und eine Positions- und Drehzahl-Beobachtungseinrichtung gemäß der Erfindung verwendet.

[0028] **Fig.** 4 ein Prinzipschaltbild eines beispielhaften Antriebssystems einer drehmomentgesteuerten Wechselspannungsmaschine ohne Meßwandler gemäß der Erfindung.

[0029] **Fig.** 5 ein Prinzipschaltbild eines Wechselrichtersystems, das in der Erfindung verwendet werden kann

und das einen Wechselrichter mit impulsbreitenmodulierter Spannungsquelle enthält, um die Komponenten der niederfrequenten Ansteuerung und des Hochfrequenzsignals zu schaffen.

[0030] **Fig.** 6 ein vereinfachtes Prinzipschaltbild eines Wechselrichtersystems, das dem von **Fig.** 5 ähnlich, jedoch mit Stromeinführung versehen ist, das einen Wechselrichter mit stromregulierter Spannungsquelle verwendet.

[0031] **Fig.** 7 ein Prinzipschaltbild einer Positions- und Drehzahl-Beobachtungseinrichtung mit geschlossenem Wirkungskreis gemäß der Erfindung.

[0032] **Fig.** 8 ein Prinzipschaltbild einer erfindungsgemäßen Positions- und Geschwindigkeits-Beobachtungseinrichtung mit geschlossenem Wirkungskreis, die eine verminderte Empfindlichkeit auf Quellen mit unausgeglichener Spannung besitzt.

[0033] **Fig.** 9 ein Prinzipschaltbild einer erfindungsgemäßen Positions- und Geschwindigkeits-Beobachtungseinrichtung mit geschlossenem Wirkungskreis, die eine verminderte Empfindlichkeit auf Quellen sowohl mit unausgeglichener Spannung als auch mit schwacher Hochfrequenzspannung besitzt.

[0034] **Fig.** 10 ein Prinzipschaltbild eines Nachlauffilters gemäß der Erfindung.

[0035] **Fig.** 11 ein Prinzipschaltbild eines Nachlauffilters, das 3-Phasen-Größen verwendet.

[0036] **Fig.** 12 ein Ersatzschaltbild für eine herkömmliche Induktionsmaschine im stabilen Zustand.

[0037] **Fig.** 13 die effektive Ersatzschaltung von **Fig.** 12, wie sie durch das Hochfrequenz-Anregungssignal gesehen wird.

[0038] **Fig.** 14 sind vereinfachte Schnittansichten eines Abschnitts eines Rotors und Stators einer Induktionsmaschine, die vereinfachte Flußwege für den Magnetfluß bei der Antriebsgrundfrequenz zeigen.

[0039] **Fig.** 15 sind vereinfachte Schnittansichten eines Abschnitts eines Rotors und Stators einer Induktionsmaschine, die vereinfachte Flußwege für den Magnetfluß bei der Frequenz des Hochfrequenz-Anregungssignals über eine Schlitzteilung veranschaulichen.

[0040] **Fig.** 16 eine Ansicht eines beispielhaften Vierpol-Kurzschlußläufer-Induktionsmotors gemäß der Erfindung, der eine räumlich verschiedene Streuinduktivität des Rotors besitzt, die durch die Änderung der Breite der Rotorschlitzöffnungen erzeugt wird.

[0041] **Fig.** 17 eine vereinfachte teilweise Schnittansicht einer Induktionsmaschine des Typs, der in **Fig.** 16 gezeigt ist, die momentane Flußwege für die Anregung durch ein eingeführtes Hochfrequenzsignal über eine Teilung des Maschinenpols veranschaulicht, wobei die Rotorposition in bezug auf die Anregung der Position mit geringer Streuinduktivität des Rotors entspricht.

[0042] Die **Fig.** 18 und 19 sind erläuternde Schnittansichten eines Abschnitts einer Induktionsmaschine, die die Abmessungen der Rotorschlitzöffnungen und die entsprechenden Strom- und Streuflußkomponenten für einen tiefen Rotorschlitz veranschaulichen.

[0043] **Fig.** 20 eine erläuternde Schnittansicht eines Abschnitts eines Rotors einer Induktionsmaschine, die den Rotorstrom und den Streufluß für einen Schlitz mit flacher Tiefe veranschaulicht.

[0044] **Fig.** 21 eine erläuternde Ansicht eines Abschnitts des Rotors der Induktionsmaschine, die der von **Fig.** 20 ähnlich ist, die jedoch einen gefüllten Schlitz aufweist, um einen geringen Streufluß zu schaffen.

[0045] Die **Fig.** 22 und 23 sind Schnittansichten eines Abschnitts eines Rotors einer Induktionsmaschine, die den Strom und den Streufluß bei der Grundfrequenz bzw. bei der Frequenz des eingespeisten Signals für einen gefüllten tiefen Rotorschlitz veranschaulicht.

[0046] **Fig.** 24 eine vereinfachte Schnittansicht eines Vierpol-Kurzschlußläufer-Induktionsmotors mit einer räumlich verschiedenen Streuinduktivität des Rotors, die durch das Öffnen ausgewählter Rotorschlitze erzeugt wird, während andere Rotorschlitze geschlossen bleiben.

[0047] **Fig.** 25 eine vereinfachte Schnittansicht eines Vierpol-Kurzschlußläufer-Induktionsmotors mit einer räumlich unterschiedlichen Streuinduktivität des Rotors, die durch Änderungen der Tiefe der leitenden Kollektorlamellen des Rotors und der Schlitztiefe rund um den Umfang des Rotors erzeugt wird.

[0048] **Fig.** 26 eine vereinfachte Schnittansicht eines Zweipol-Kurzschlußläufer-Induktionsmotors mit einer räumlich verschiedenen Streuinduktivität des Rotors, die durch Änderungen der Kollektorlamellentiefe des Rotors und der Schlitztiefe erzeugt wird.

[0049] **Fig.** 27 eine vereinfachte Schnittansicht einer Vierpol-Synchronmaschine mit eingelassen angebrachtem Permanentmagnet, die ein inhärentes magnetisches Merkmal (magnetic saliency) des Rotors aufweist.

[0050] **Fig.** 28 eine vereinfachte Schnittansicht einer Vierpol-Synchronmaschine mit eingebettetem (versenkt angebrachtem) Permanentmagnet, die inhärentes magnetisches Merkmal des Rotors aufweist.

[0051] **Fig.** 29 eine vereinfachte Schnittansicht einer Vierpol-Synchronreluktanzmaschine mit einem inhärenten magnetischen Merkmal des Rotors.

[0052] **Fig.** 30 ein Prinzipschaltbild der Implementierung des Erfindung, die die Einführung eines Schwachleistungssignals außerhalb des Wechselrichters verwendet.

[0053] **Fig.** 31 ein Prinzipschaltbild eines beispielhaften Dreiphasen-Wechselrichters, der im Antriebssystem der Wechselspannungsmaschine der Erfindung verwendet werden kann.

[0054] **Fig.** 32 ein Blockschaltplan der Implementierung eines digitalen Signalprozessors, der im Antriebssys-

tem der Wechselspannungsmaschine der Erfindung verwendet werden kann.
[0055] **Fig.** 33 ein Schaltplan einer beispielhaften Digital/Analog-Hybrid-Implementierung einer erfindungsgemäßen Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung für die Positionsverfolgung.
[0056] **Fig.** 34 ein Schaltplan einer Digital/Analog-Hybrid-Implementierung, die jener von **Fig.** 33 ähnlich ist, zur Verfolgung des Flußvektors.
[0057] **Fig.** 35 ein Prinzipschaltbild einer beispielhaften Filter- und Koordinatentransformationsschaltung für das Antriebssystem einer Wechselspannungsmaschine gemäß der Erfindung, die eine Erfassung des Statorstroms, eine Transformation von drei auf zwei Phasen und eine Trennung von Signal- und Grundstromkomponenten durch Hochpaß- und Tiefpaßfilterung erster Ordnung schafft.
[0058] **Fig.** 36 ein Prinzipschaltbild einer beispielhaften analogen Schaltung, die Spannungsreferenzen für einen Wechselrichter mit impulsbreitenmodulierter, impulsdichtemodulierter oder raumvektormodulierter Spannungsquelle.
[0059] **Fig.** 37 ein Prinzipschaltbild einer Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung mit geschlossenem Wirkungskreis, die 3-Phasen-Größen verwendet.
[0060] **Fig.** 38 eine erläuternde vereinfachte perspektivische Ansicht eines Linearmotors, der die vorliegende Erfindung enthält.
[0061] **Fig.** 39 eine vereinfachte Ansicht eines einseitigen Linear-Induktionsmotors mit gleichförmigen Schlitzen.

GENAUE BESCHREIBUNG DER ERFINDUNG

[0062] **Fig.** 1 zeigt ein Prinzipschaltbild eines erfindungsgemäßen Motorantriebssystems ohne Meßwandler. Das Motorantriebssystem enthält einen Wechselspannungsmotor **31**, der durch eine Welle **32** an eine Last **33** gekoppelt ist. Der Motor **31** wird mit ausgeglichener Mehrphasenleistung (von der drei Phasen gezeigt sind) auf Ausgangsversorgungsleitungen **34**, **35** und **36** von einem Wechselrichterantriebssystem **38** versorgt. Wechselrichtersysteme für Wechselspannungsmaschinen sind wohlbekannt und können in Abhängigkeit von den Anforderungen zum Antreiben des Motors **31** unterschiedlich aufgebaut sein. Der Motor **31** kann einer von verschiedenen Maschinentypen sein, die mit Wechselspannungsleistung angetrieben werden können, wie etwa Mehrphasen-Kurzschlußläufer-Induktionsmotoren, die Charakteristiken besitzen, die sich in Abhängigkeit von der Lage des Magnetflußvektors ändern, und Induktionsmotoren, die Charakteristiken besitzen, die sich in Abhängigkeit von der Rotorposition ändern, wie später beschrieben wird. Das Wechselrichtersystem **38** empfängt Befehlssignale für die Grundfrequenz, auf den Leitungen **40** und **41** q- und d-Achsen-Ströme $i^{s^*}_{qsi}$ und $i^{s^*}_{dsi}$ die so bereitgestellt werden können, wie später erläutert wird, und auf der Leitung **42** Spannungsbefehlssignale $v^{s^*}_{qdsi}$ mit höherer Frequenz von einer Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung **43**.
[0063] Die Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung **43** empfängt als Anregungssignale (Hoch-)Frequenz-Strom- und Spannungssignale, die mit i^*_{qdsi} und v^*_{qdsi} bezeichnet sind, auf den Leitungen **44** und **45** von einer Filter- und Koordinatentransformationsschaltung **46**, die an die Leitungen **34**, **35** und **36** angeschlossen ist, um die Spannung auf diesen Leitungen zu messen, und die außerdem an Stromsensoren **39** (z. B. Halleffekt-Sensoren oder Stromtransformatoren) angeschlossen ist, um die Ströme in den Leitungen **35** und **36** zu erfassen (und um dadurch den Strom in der Leitung **34** zu erfassen). Das Signal i^s_{qdsi} ist aus zwei Stromsignalen i^s_{qsi} und i^s_{dsi} zusammengesetzt, die von der Schaltung **46** durch eine Koordinatentransformation geliefert werden, die die gemessenen Ströme des Dreiphasenmotors in die äquivalenten q-Achsen- und d-Achsen-Ströme umsetzt. Das Signal v^S_{qdsi} ist aus zwei Spannungssignalen v^S_{qsi} und v^s_{dsi} zusammengesetzt, die von der Schaltung **46** durch eine Koordinatentransformation geliefert werden, die die auf den Leitungen **34**, **35** und **36** gemessenen Spannungen in die äquivalenten q-Achsen- und d-Achsen-Spannungen umsetzt. Die Schaltung **46** kann einen in der Technik wohlbekannten Standardaufbau besitzen, von dem ein Beispiel zum Liefern der Stromsignale i^s_{qsi} und i^s_{dsi} in **Fig.** 35 gezeigt ist, die später erläutert wird. In der vorliegenden Erfindung verwendet die Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung **43**, die später erläutert wird, Informationen von den Signalen auf den Leitungen **44** und **45**, um Schätzwerte $\hat{\theta}_r$ und $\hat{\omega}_r$ für die Rotorposition bzw. die Rotordrehzahl zu schaffen, die als Ausgangssignale auf den Leitungen **47** und **48** bereitgestellt werden.
[0064] Die Strombefehlssignale $i^{s^*}_{qsi}$ und $i^{s^*}_{dsi}$ können zur Veranschaulichung von einer auf das direkte Feld ausgerichteten Steuereinheit **50** mit herkömmlichem Aufbau geliefert werden, die Flußbefehlssignale λ^*_r auf einer Leitung **51** und das Solldrehmoment T^*_e auf einer Leitung **52** empfängt und die außerdem Rückkopplungsinformationen von der Filter- und Koordinatentransformationsschaltung **46** der (niederfrequenten) Grundfrequenzspannung V^s_{qdsi} auf einer Leitung **54** und des Grundfrequenzstroms i^s_{qdsi} auf einer Leitung **55** sowie die geschätzte Rotorposition $\hat{\theta}_r$ auf einer Leitung **56** empfängt. Der Term V^s_{qdsi} repräsentiert zwei Spannungssignale v^s_{qsi} und v^s_{dsi} die die q-Achsen- und d-Achsen-Spannungen sind, die von der Schaltung **46** durch Koordinatentransformation der Dreiphasenspannungen zwischen den Leitungen **34**, **35** und **36** geliefert werden. Wie in **Fig.** 1 dargestellt ist, enthält die auf das direkte Feld ausgerichtete Steuereinheit einen Flußregler **58**, eine Transformationseinheit **59** von synchronen auf stationäre Koordinaten, eine Drehmomentstrom-Berechnungs-

einrichtung **60** und eine Rotorfluß-Beobachtungseinrichtung **61**. Diese Einheiten mit Standardaufbau sind in der in **Fig.** 1 gezeigten Weise verbunden, um die Grundfrequenzstrom-Befehlssignale i^{s*}_{qsi} und i^{s*}_{dsi} an den Wechselrichter **38** zu liefern. Es ist klar, daß die speziell verwendete Steuereinheit ausgewählt werden kann und daß die Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung der vorliegenden Erfindung verwendet werden kann, um nützliche Informationen zur Motorposition und/oder Drehzahl sogar ohne Steuereinheit zu liefern.

[0065] Wie in **Fig.** 2 dargestellt ist, kann eine Ansteuerung einer bewegungsgesteuerten Wechselspannungsmaschine, die vollkommen ohne Meßwandler ist, ferner eine Steuereinheit **65** mit linearer Rückkopplung verwenden, die die Differenz zwischen der geschätzten Position $\hat{\theta}_r$ und der Drehzahl $\hat{\omega}_r$ (die auf den Leitungen **47** bzw. **48** geliefert werden) und dem Sollpositionssignal $\hat{\theta}^*_r$ bzw. der Solldrehzahl $\hat{\omega}^*_r$ (die auf den Leitungen **66** bzw. **67** geliefert werden) empfängt. Der Ausgang der Steuereinheit **65** mit linearer Rückkopplung wird auf einer Leitung **69** an einen Summierknoten **70** geliefert, der außerdem den Ausgang einer Befehls-Vorwärtssteuereinheit **71** empfängt, von der ein Eingang auf einer Leitung **71** ein Sollbeschleunigungssignal $\dot{\omega}_r^*$ ist. Die Befehls-Vorwärtssteuereinheit **71** empfängt außerdem die Signale der Sollposition und der Solldrehzahl θ^*_r und ω^*_r. Der Ausgang des Summierungsknotens **70**, ein Drehmomentbefehlssignal T^*_e, wird an die auf das Feld ausgerichtete Steuereinheit **71** geliefert, die eine direkte Steuereinheit, wie etwa die Steuereinheit **50** von **Fig.** 1, oder eine indirekte Steuereinheit sein kann.

[0066] Eine weitere Implementierung einer Steuereinheit in einem Antriebssystem einer drehmomentgesteuerten Induktionsmaschine ohne Meßwandler ist in **Fig.** 3 gezeigt. Dieses System verwendet eine indirekte auf das Feld ausgerichtete Steuereinheit **73**. Systemeingaben sind Befehle des Drehmoments T^*_e und des Flußpegels λ^*_r Der Flußbefehl λ^*_r wird von einer Flußstrom-Berechnungseinrichtung **74** geliefert, die ein Ausgangsstromsignal i^{e*}_{dsi} an eine Synchron/Stationärkoordinaten-Transformationsschaltung **59** liefert. Der Flußbefehl λ^*_r und der Drehmomentbefehl T^*_e werden von einer Schlupfwinkel-Berechnungseinrichtung **75** empfangen, die einen berechneten Schlupfwinkel θ^* an ein Summierglied liefert, das außerdem ein beobachtetes Positionssignal $\hat{\theta}_r$ von der Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung **42** empfängt. Der Ausgang des Summierglieds θ^*_{rf} wird an die Synchron/Stationärkoordinaten-Transformationsschaltung **59** geliefert. Die Drehmoment- und Flußbefehlssignale werden außerdem von einer Drehmomentstrom-Berechnungseinrichtung **76** empfangen, die ihren Ausgang i^{e*}_{qsi} an die Koordinatentransformationsschaltung **59** liefert.

[0067] Ein Antriebssystem eines Motors ohne Meßwandler, das in einem herkömmlichen Induktionsmotor mit einem gleichmäßigen Rotor einen Schätzwert der Flußwinkelposition verwendet, ist in **Fig.** 4 dargestellt. In dem Antriebssystem von **Fig.** 4 empfängt das Wechselrichtersystem **38** auf den Leitungen **40** und **41** Befehlssignale für die q- und d-Achsen-Ströme i^{s*}_{qsi} und i^{s*}_{dsi} der Grundfrequenz, die in der später beschriebenen Weise geliefert werden können, sowie auf Leitungen **42** Spannungsbefehlssignale v^{s*}_{qdsi} höherer Frequenz von einem Nachlauffilter **443**.

[0068] Das Nachlauffilter **443** empfängt als Anregungssignal (Hoch-) Frequenz-Stromund Spannungssignale, die mit i^s_{qdsi} und v^s_{qdsi} bezeichnet sind, auf den Leitungen **44** und **45** von einer Filter- und Koordinatentransformationsschaltung **46**, die mit den Leitungen **34**, **35** und **36** verbunden ist, um die Spannungen auf diesen Leitungen zu messen, und die außerdem an Stromsensoren **39** angeschlossen ist (z. B. Halleffekt-Sensoren oder Stromtransformatoren), um die Ströme in den Leitung **35** und **36** (und dadurch den Strom in der Leitung **34**) zu erfassen. Wie oben erläutert wurde, ist das Signal i^s_{qdsi} aus zwei Stromsignalen i^s_{qsi} und i^s_{dsi} zusammengesetzt und das Signal v^s_{qdsi} ist aus zwei Spannungssignalen v^s_{qsi} und v^s_{dsi} zusammengesetzt, die von der Schaltung **46** geliefert werden. In der vorliegenden Erfindung verwendet das Nachlauffilter **443**, das später weiter erläutert wird, Informationen von den Signalen auf den Leitungen **44** und **45**, um Schätzwerte $\hat{\theta}_e$ und $\hat{\omega}_e$ für die Flußwinkelposition bzw. -drehzahl zu liefern, die als Ausgangssignale auf den Leitungen **447** und **448** bereitgestellt werden.

[0069] Der Schätzwert der Flußwinkelposition kann zur Veranschaulichung verwendet werden, um eine Koordinatentransformation **59** der Statorstrom-Befehlssignale mit synchronem Rahmen i^{e*}_{qsi} und i^{e*}_{dsi} auf den Leitungen **51** bzw. **52** zu Größen mit stationärem Rahmen (Statorgrößen) auf den Leitungen **40** und **41** zu bewirken, die vom Wechselrichter verwendet werden. Die Strombefehlssignale i^{e*}_{qsi} und i^{e*}_{dsi} entsprechen den Fluß- bzw. Drehmomentbefehlen in den gut errichteten Feldausrichtungsschemen für Wechselspannungsmaschinen (d. h. Vektor- oder Drehmomentsteuerung). Es ist klar, daß die spezielle verwendete Steuereinheit ausgewählt werden kann und daß das Nachlauffilter der vorliegenden Erfindung verwendet werden kann, um nützliche Flußpositions- und/oder Drehzahlinformationen sogar ohne Steuereinheit zu liefern. Ferner ist die dargestellte Implementierung in Zweiphasen-Größen (d. h. q- und d-Achse) optional, obwohl sie bevorzugt ist. Das System kann außerdem in den Rahmenkoordinaten einer Dreiphasen-Maschine oder in jedem Koordinatensystem der Wahl implementiert werden.

[0070] Das Wechselrichter-Antriebssystem **38** ist ein Mittel zum Liefern von Leistung zum Antreiben des Motors **31** mit der Soll-Antriebsgrundfrequenz, die von kleinen Frequenzen bis Lauffrequenzen (die typischerweise im Bereich von 60 Hz liegen, der jedoch auch bis 180 Hz oder 240 Hz erweitert sein kann). Außerdem wird eine Signalleistungskomponente vom Wechselrichtersystem **38** an die Statorwicklungen des Motors **31** geliefert, die eine ausreichend hohe Frequenz und eine ausreichend geringe Amplitude besitzt, damit sie die me-

chanische Leistung des Motors nicht wesentlich beeinflußt. Der Motor **31** ist so beschaffen, daß er auf die Spannungssignale höherer Frequenz auf den Leitungen **34**, **35** und **36** antwortet, indem er Statorstromkomponenten mit der Signalfrequenz schafft, die in Abhängigkeit von der Rotorposition oder der Flußwinkelposition zeitlich moduliert sind.

[0071] Die Einführung des Hochfrequenzsignals in das Wechselrichtersystem **38** kann auf verschiedene Arten ausgeführt und gesteuert werden. Eine Art ist in **Fig.** 5 dargestellt, in der das Wechselrichtersystem **38** einen Wechselrichter **77** mit phasenbreitenmodulierter Spannungsquelle enthält, dessen Eingang die Summe aus dem Ausgang eines Stromreglers **78** und dem Hochfrequenz-Spannungssignal v^{s**}_{qdsi} ist. Die Stromeingangssignale i^{s*}_{qdsi} auf den Leitungen **40** und **41** werden an einen Summierknoten **79** geliefert, der die Differenz zwischen dem Soll-Grundstrom i^{s*}_{qdsi} und dem gemessenen Strom der Antriebsgrundfrequenz i^{s}_{qdsi} (der auf einer Leitung **80** geliefert wird, wie er von einem Tiefpaßfilter **81**, das Teil der Schaltung **46** sein kann, empfangen wird), liefert. Das Tiefpaßfilter **81** empfängt auf Leitungen **82** das Stromrückkopplungssignal i^{s}_{qds} von einer Koordinatentransformationsschaltung **83**, die mit den Stromsensoren **39** auf den Statorwicklungen verbunden ist. Das Signal auf der Leitung **82** wird außerdem zu einem Hochpaßfilter **84** weitergeleitet, das die Hochfrequenz-Komponenten i^{s}_{qdsi} auf der Ausgangsleitung **44** erzeugt, die dem an den Statorwicklungen gemessenen Teil des Stroms entsprechen, der bei der höheren Signalfrequenz ist. Obwohl ein Tiefpaßfilter **81** und ein Hochpaßfilter **84** in **Fig.** 5 gezeigt sind, um die Prinzipien der Erfindung darzustellen, könnten diese Filter eliminiert werden oder es könnten sorgfältiger ausgearbeitete Filter- und Erfassungstechniken für die Signalfre quenzkomponente des Statorstroms verwendet werden, um bei Bedarf Angaben der Veränderung der Amplitude der Hochfrequenzsignalkomponente in Abhängigkeit von der Rotorposition mit größerer Zuverlässigkeit und geringer Störung zu liefern.

[0072] In dem System von **Fig.** 5 werden Signale, die die um 90° phasenverschobenen Ausgangsspannungen v^{s}_{qds} repräsentieren, außerdem auf Leitungen **86** von der Transformationsschaltung **83** an ein Tiefpaßfilter **87** geliefert. Die gefilterten Signale v^{s}_{qdsi} werden an einen Summierknoten **89** von einem vorgeschriebenen Signal v^{s*}_{qdsi} (z. B. ein ausgeglichenes Mehrphasensignal mit konstanter. Sollamplitude) subtrahiert. Die Differenz wird an einen Signalspannungsamplitudenregler **90** geliefert, der seinen Ausgang an einen Summierknoten **92** liefert, an dem er mit dem Ausgang des Stromreglers **78** summiert wird, um das Spannungssignal v^{s*}_{qds} an den Spannungsquellen-Wechselrichter **77** zu liefern.

[0073] Das Schema der Hochfrequenzsignaleinführung von **Fig.** 5, das einen optionalen Regler verwendet, der auf einen Fehler zwischen den vorgeschriebenen und gemessenen Signalspannungen einwirkt, minimiert Schwankungen und Unausgeglichenheiten, die durch Totzeiteffekte, Spannungsänderungen der Gleichspannungs-Stromschiene usw. bewirkt werden. Dieses Regelungsschema versucht wirkungsvoll, Abweichungen des Wechselrichters mit PWM-Spannungsquelle von einer idealen Mehrphasen-Signalspannungsquelle auszugleichen. Ein Proportional/integral- (PI-) Regler, der in einem Referenzrahmen synchron zur Signalfrequenz arbeitet, ist ein bevorzugtes Mittel zum Implementieren des Signalspannungsreglers. Es wird angemerkt, daß alle Spannungen und Ströme, die in **Fig.** 5 dargestellt sind, zwei Größen enthalten, die den d- und q-Achsen im stationären Rahmen entsprechen. Es wird außerdem angemerkt, daß Komponenten, wie etwa das Tiefpaßfilter **81**, das Hochpaßfilter **84** und das Bandpaßfilter **87** Teil der Einheit **46** sein können und die Rückkopplungskomponenten können ein Teil der Beobachtungseinrichtung **43** sein.

[0074] Die Signalstromeinführung unter Verwendung eines Wechselrichters mit Stromquelle und geregelter Spannungsquelle (VSI), um sowohl die Hochleistungs-Hauptanregung als auch die Schwachleistungs-Hochfrequenzsignalanregung in Form von ausgeglichenen Mehrphasenströmen zu erzeugen, ist in **Fig.** 6 gezeigt. Das Signalfrequenz-Strombefehlssignal i^{s*}_{qdsi} wird an einem Knoten **93** mit dem Grundstromsignal i^{s*}_{qasl} summiert. Die gemessenen Signalspannungen v^{s}_{qdsi} (nicht die Ströme) werden überlagert und steuern die Beobachtungseinrichtung an, um Positions- und Drehzahlschätzwerte zu erhalten. Ein Bandpaßfilter **94** kann verwendet werden, um die Signalspannungskomponenten v^{s}_{qdsi} von den Harmonischen der Grundanregung und der Wechselrichterschaltvorgänge zu isolieren. Die nachfolgend unter Bezugnahme auf die **Fig.** 7 bis 9 erläuterten Steuereinheiten können in dem System von **Fig.** 6 verwendet werden, indem v^{s}_{qsi} und v^{s}_{dsi} für i^{s}_{qsi} bzw. i^{s}_{dsi} eingesetzt werden.

[0075] Eine bevorzugte Technik der Überlagerungsdemodulation kann verwendet werden, um die Information der Rotorposition oder der Flußwinkelposition aus den Statorströmen (oder Spannungen, wie später erläutert wird) mit großer Zuverlässigkeit und geringer Störung zu extrahieren. In dem System der vorliegenden Erfindung ergibt die Multiplikation der q-Achsen- und d-Achsen-Ströme i^{S}_{qsi} und i^{s}_{dsi} von der Koordinatentransformationsschaltung **46** mit um 90° phasenverschobenen sinusförmigen Funktionen der geschätzten Rotorposition und der Signalfrequenz, z. B. $\cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t)$ bzw. $\sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t)$ (wobei $\hat{\theta}_r$ die geschätzte Rotorposition im elektrischen Bogenmaß ist und ω_i die vorgeschriebene Signalfrequenz ist) ein gemischtes Signal ε, das unten in der Gleichung 1 angegeben ist. Der erste Term der Gleichung 1 gilt bei der Frequenz $2(\omega_i - \hat{\omega}_r)$ (unter der Annahme $\hat{\theta}_r = \hat{\omega}_r t$) und enthält keine nützliche Positionsinformation. Der zweite Term enthält jedoch die gewünschte Positionsinformation und nähert sich der Gleichspannung für $\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r$.

$$\varepsilon = i^s_{qsi} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) - i^s_{dsi} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t)$$

$$= I_{i0} \sin[2(\omega_i t - \hat{\theta}_r)] + I_{il} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \quad (1)$$

[0076] Da für normale Rotordrehzahlen und Frequenzen des eingeführten Signals $\hat{\omega}_r \ll \omega_i$ gilt, kann der erste Term leicht durch Tiefpaßfiltern entfernt werden. Das verbleibende überlagerte und gefilterte Signal ist im wesentlichen in der Form eines linearen Positionsfehlers ε_f, d. h.

$$\varepsilon_f \approx I_{il} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)] \approx 2 I_{il} (\theta_r - \hat{\theta}_r) \text{ da } \hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r \quad (2)$$

[0077] Die Technik der Überlagerungsdemodulation mit geschlossenem Wirkungskreis kann alternativ verwendet werden, um die Informationen der Flußvektorposition aus den Statorströmen (oder Spannungen, wie erläutert wird) mit großer Zuverlässigkeit und geringer Störung zu extrahieren, wobei die Erfindung bei einem herkömmlichen Induktionsmotor mit einem gleichmäßigen Rotor verwendet wird, wobei der Motor bei einem Pegel angetrieben wird, der ausreicht, eine magnetische Sättigung zu erreichen. Die Multiplikation der q-Achsen- und d-Achsen-Ströme i^s_{qsi} und i^s_{dsi} von der Koordinatentransformationsschaltung **46** mit um 90° phasenverschobenen sinusförmigen Funktionen der geschätzten Flußvektorposition und der Signalfrequenz, z. B. cos $(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)$ bzw. sin $(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)$ (wobei $\hat{\theta}e$ die geschätzte Flußvektorposition im elektrischen Bogenmaß ist und ω_i die vorgeschriebene Signalfrequenz ist) ergibt ein gemischtes Signal ε, das unten in der Gleichung 1' angegeben ist. Der erste Term der Gleichung 1' gilt bei der Frequenz $2(\omega_i - \hat{\omega}_e)$ (unter der Annahme $\hat{\theta}_e = \hat{\omega}_e t$) und enthält keine nützliche Positionsinformation. Der zweite Term enthält jedoch die gewünschte Positionsinformation und nähert sich der Gleichspannung (und null) für $\hat{\theta}_e \rightarrow \theta_e$.

$$\varepsilon = i^s_{qsi} \cos(2\hat{\theta}_e - \omega_i t) - i^s_{dsi} \sin(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)$$

$$= I_{i0} \sin[2(\omega_i t - \hat{\theta}_e)] + I_{il} \sin[2(\theta_e - \hat{\theta}_e)] \quad (1')$$

[0078] Da für normale Rotordrehzahlen und Frequenzen des eingeführten Signals $\hat{\omega}_e \ll \omega_i$ gilt, kann der erste Term leicht durch Tiefpaßfiltern entfernt werden. Das verbleibende überlagerte und gefilterte Signal ist im wesentlichen in der Form eines linearen Positionsfehlers ε_f, d. h.

$$\varepsilon_f \approx I_{il} \sin[2(\theta_e - \hat{\theta}_e)] \approx 2 I_{il} (\theta_e - \hat{\theta}_e) \text{ da } \hat{\theta}_e \rightarrow \theta_e \quad (2')$$

[0079] Das Fehlersignal ε_f der Rotorposition kann als eine korrigierende Fehlereingabe in eine Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung des Luenberger Typs verwendet werden, die in **Fig.** 7 gezeigt ist, die ein Blockschaltplan einer Implementierung der Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung 43 ist. Der Positionsschätzwert $\hat{\theta}_r$ wird von einem (optionalen) Modell **95** für ein mechanische System einer Motorlast geliefert und der Schätzwert wird auf einem Weg **96** zum Überlagerungsprozeß **97** geliefert, der die Funktionen cos $(2\hat{\theta}_r - \omega_i t)$ und sin $(2\hat{\theta}_r - \omega_i t)$ berechnet, diese Funktionen mit den Stromsignalen i^s_{qsi} bzw. i^s_{dsi} multipliziert und die Subtraktion ausführt, um am Knoten **98** die Gleichung 1 zu erhalten. Das Signal ε vom Ausgang des Knotens **98** wird durch ein Tiefpaßfilter **100** geleitet (z. B. mit einer Abschaltfrequenz, die wesentlich unter dem Doppelten der Frequenz ω_i des eingeführten Signals liegt, jedoch über der maximal erwarteten Rotordrehzahl ω_r). Das Ausgangssignal vom Tiefpaßfilter **100** ε_f wird zu einer Steuereinheit **101** der linearen Beobachtungseinrichtung geleitet, die Ausgangssignale an das Modell **95** eines mechanischen Systems liefert.

[0080] Die lineare Steuereinheit **101**, die die Verstärkungsstufen K_1, K_2 und K_3 (mit Signalintegration) enthält, erzwingt eine Konvergenz der geschätzten Rotorposition $\hat{\theta}_r$ zur tatsächlichen Position, d. h. $\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r$. Sowohl die geschätzte Rotorposition als auch die geschätzte Drehzahl $\hat{\omega}_r$ werden von der Beobachtungseinrichtung in Verbindung mit dem Modell **95** eines mechanischen Systems erhalten, das ein einfaches Modell der Motorlastdynamik ist. Um die Abschätzungsdynamik der Beobachtungseinrichtung zu verbessern, wird ein Schätzwert des elektromagnetischen Drehmoments $\hat{T}_e$, das durch den Motor entwickelt wird (oder optional der Einfachheit halber das vorgeschriebene Drehmoment T^*_e) als Vorwärtssteuerwert zum Antreiben des geschätzten Modells **95** des mechanischen Systems verwendet (das wenigstens ein geschätztes Trägheitsmoment J und eine geschätzte Dämpfung $\hat{b}$ enthält und wobei 1/p eine Integration repräsentiert). Obwohl die Verwendung des Modells eines mechanischen Systems, des Befehls-Steuerwerts und aller Verstärkerstufen K_1, K_2 und K_3 keine geforderten Merkmale der Steuereinheit sind, verbessert ihre Verwendung die Abschätzungsdynamik. Das Tiefpaßfilter **100** kann in geeigneten Fällen nicht erforderlich sein, da die Steuereinheit der Beobachtungseinrichtung außerdem als ein Tiefpaßfilter wirkt. Alternative Steuereinheiten sind bekannt und können ebenfalls verwendet werden.

[0081] Ein wichtiges Merkmal der Implementierung der Beobachtungseinrichtung von **Fig.** 7 besteht darin,

daß die Genauigkeit der Positions- und Drehzahl-Schätzwerte in erster Näherung von den Größen der Induktivität unabhängig ist. Wie aus Gleichung 2 ersichtlich ist, wirkt der Koeffizient I_{il}, der die Induktivitätsterme enthält, in der Beobachtungseinrichtung mit geschlossenem Wirkungskreis als eine Verstärkung. Er beeinflußt den Wert, auf den die Beobachtungseinrichtung konvergiert, nicht. Es wird außerdem angemerkt, daß eine Nullsequenz-Komponente in der Spannung oder im Strom und somit eine Maschinenleerlaufverbindung nicht erforderlich ist.

[0082] Der Überlagerungsprozeß, der in **Fig.** 7 dargestellt ist, kann, wie oben erläutert wurde, modifiziert werden, um die Empfindlichkeit auf Unausgeglichenheiten und Schwankungen der Signalspannungen zu vermindern. Wenn die Signalspannungen einfach unausgeglichen sind, so daß $V^s_{qsi} \neq V^s_{dsi}$ kann die Einbeziehung der gemessenen Amplituden der Signalspannung in den Überlagerungsprozeß die Abschätzungsfehler, die der Unausgeglichenheit zuzuschreiben sind, vermindern. Der modifizierte Überlagerungsprozeß, der in **Fig.** 8 dargestellt ist, besitzt die Form

$$\varepsilon = i^s_{qsi} V_{dsi} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) - i^s_{dsi} V_{qsi} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) \quad (3)$$

[0083] Ein Teil der Empfindlichkeit auf Spannungsschwankungen kann außerdem vermindert werden durch die Normierung des überlagerten Signals in Bezug auf den quadratischen Durchschnitt der Signalamplituden, wie in **Fig.** 9 dargestellt ist, d. h.

$$\varepsilon = \frac{i^s_{qsi} V^s_{dsi}}{V^{s_2}_{sio}} \cos(s\hat{\theta}_r - \omega_i t) - \frac{i^s_{dsi} V^s_{qsi}}{V^{s_2}_{sio}} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) \quad (4)$$

wobei

$$V^s_{sio} = \frac{V^s_{qsi} + V^s_{dsi}}{2}$$

[0084] Der Überlagerungsprozeß kann außerdem in zwei Schritten ausgeführt werden, die $\sin/\cos(2\hat{\theta}_r)$ und $\sin/\cos(\omega_i t)$ enthalten, da

$$\sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) = \sin(2\hat{\theta}_r)\cos(\omega_i t) - \cos(2\hat{\theta}_r)\sin(\omega_i t) \quad (5)$$

$$\cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) = \cos(2\hat{\theta}_r)\sin(\omega_i t) + \sin(2\hat{\theta}_r)\sin(\omega_i t) \quad (6)$$

[0085] Außer den Signalfrequenzkomponenten werden die Statorströme im allgemeinen zusätzlich Komponenten i^s_{qsi} mit der Antriebsgrundfrequenz und i^s_{qsh} mit der Harmonischen der Schaltfrequenz der Leistungselektronik (für einen PWM-Wechselrichter) enthalten, d. h.

$$i^s_{qs} = i^s_{qsi} + i^s_{qsl} + i^s_{qsh}$$

$$= I_{i0} \sin\omega_i t + I_{il} \sin(2\theta_r - \omega_i t) + I_{s0} \sin\omega_e t + I_{sl} \sin(2\theta_r - \omega_e t) + I_{hl} \sin\omega_h t \quad (7)$$

und für die d-Achse

$$i^s_{ds} = i^s_{dsi} + i^s_{dsl} + i^s_{dsh}$$

$$= I_{i0} \cos\omega_i t + I_{il} \cos(2\theta_r - \omega_e t) + I_{s0} \cos\omega_e t + I_{sl} \cos(2\theta_r - \omega_e t) + I_{hl} \sin(\omega_h t + \Phi) \quad (8)$$

wobei ω_e die Grundanregungsfrequenz ist und ω_h die verschiedenen harmonischen Frequenzen repräsentiert.

[0086] Die Überlagerung aller dieser Komponenten wie in Gleichung (1) hat zur Folge:

$$\varepsilon = i^s_{qs} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) - i^s_{ds} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t)$$

$$= I_{i0} \sin [2 (\omega_i t - \hat{\theta}_r) + I_{il} \sin [2 (\theta_r - \hat{\theta}_r)] + I_s \cos [(\omega_e - \omega_i)t + 2\hat{\theta}_r]$$

$$+ \frac{I_{h1}}{2} \{ \sin [(\omega_h - \omega_i)t + 2\hat{\theta}_r] + \sin [(\omega_h + \omega_i)t - 2\hat{\theta}_r]\}$$

$$- \frac{I_{h2}}{2} \{ \cos [(\omega_h + \omega_i)t - 2\hat{\theta}_r + \Phi] - \cos [(\omega_h - \omega_i)t + 2\hat{\theta}_r + \Phi]\} \qquad (9)$$

[0087] Wenn die Erfindung auf eine Induktionsmaschine mit einem gleichmäßigen Rotor angewendet wird, werden θ_r und $\hat{\theta}_r$ in diesen Ausdrücken durch θ_e und $\hat{\theta}_e$ ersetzt und es ist klar, daß q, wie es hier und in den Ansprüchen verwendet wird, die Winkelposition θ_r des Rotors oder die Winkelposition θ_e des Flußvektors sein kann. Vorausgesetzt, daß $\omega_i \gg \omega_e$ und $\omega_i \ll \omega_h$, kann der gewünschte positionsveränderliche Term $I_{il} \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r)]$ oder $I_{il} \sin[2(\theta_e - \hat{\theta}_e)]$ trotzdem über eine geeignete Filterung leicht extrahiert werden kann. Daher können die zusätzlichen Statorstromkomponenten entweder vor oder nach der Überlagerung entfernt werden. Da die Grundkomponente im allgemeinen viel größer ist als die Signalkomponente, ist die Filterung vor der Überlagerung vorzuziehen, um eine Signalverstärkung auf gewünschte Pegel zu ermöglichen.

[0088] **Fig.** 8 zeigt eine Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung, die der von **Fig.** 7 ähnlich ist, die jedoch so modifiziert wurde, daß sie eine verminderte Empfindlichkeit auf unausgeglichene Spannungsquellen besitzt. Die Hüllkurve V^s_{dsi} der Signalfrequenzspannung v^s_{dsi} wird in der Multipliziereinheit **103** mit i^s_{qsi} multipliziert und die Hüllkurve V^s_{dsi} der Signalfrequenzspannung V^s_{qsi} wird in der Multipliziereinheit **104** mit i^s_{dsi} multipliziert, um die Signale zu bilden, die im Summierknoten **98** addiert werden. Somit hilft dieser Multiplikationsprozeß dann, wenn eine der beiden um 90° phasenverschobenen Signalspannungsamplituden größer als die andere wird, die Größen der Stromantwortsignale auszugleichen. **Fig.** 9 zeigt ein ähnliches System, das außerdem bei schwachen Hochfrequenzspannungsquellen auszugleichen hilft, indem jede der Hüllspannungen V^s_{dsi} und V^s_{qsi} durch die mittlere Amplitude V_{siO} der gemessenen Signalfrequenzspannungen dividiert wird.

[0089] In ähnlicher Weise kann dann, wenn an Stelle der Rotorposition die Flußposition verfolgt wird, das Positionsfehlersignal ε_f als eine korrigierende Fehlereingabe in ein Nachlauffilter verwendet werden, wie in **Fig.** 10 gezeigt ist, die ein Blockschaltplan einer Implementierung des Nachlauffilters **443** ist. Der Positionsschätzwert $\hat{\theta}_e$ wird auf einem Weg **96** an den Überlagerungsprozeß **97** geliefert, der die Funktionen $\cos(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)$ und $\sin(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)$ berechnet, diese Funktionen mit den Stromsignalen i^s_{qsi} bzw. i^s_{dsi} multipliziert und die Subtraktion ausführt, um am Knoten **98** die Gleichung 1' zu erfüllen. Das Signal ε vom Ausgang des Knotens **98** wird durch das Tiefpaßfilter **100** geleitet (das z. B. eine Grenzfrequenz besitzt, die unter dem Doppelten der Frequenz ω_i des eingeführten Signals liegt, jedoch über der maximal erwarteten Winkelgeschwindigkeit ω_e des Flußvektors liegt). Das Ausgangssignal vom Tiefpaßfilter **100** ε_f wird zu einer linearen Steuereinheit **101** geleitet, die einen Schätzwert der Flußvektordrehzahl auf der Leitung **448** und über einen Integrator einen Schätzwert der Flußvektorposition auf der Leitung **447** liefert. Die lineare Steuereinheit **101**, die die Verstärkungsstufen K_1 und K_2 (mit Signalintegration) enthält, erzwingt die Konvergenz der abgeschätzten Flußvektorposition $\hat{\theta}_e$ auf die tatsächliche Position, d. h. $\hat{\theta}_e \rightarrow \theta_e$ Eine gewisse Schwankung oder Unausgeglichenheit der , Spannungsquellenansteuerung der Motorwicklungen kann selbst bei einem Spannungsquellen-Wechselrichter erwartet werden. Der Betrag der Schwankungen und/oder Unausgeglichenheit des Spannungssignals ist von vielen Faktoren abhängig. Eine Ursache von Schwankungen ist die Änderung der Gleichspannung der Stromschiene infolge einer Veränderung des Arbeitspunkts des Motors. Wenn der Motor z. B. verzögert wird, muß typischerweise kinetische Energie durch die Kondensatoren der Stromschiene absorbiert werden, was ein Ansteigen der Stromschienenspannung bewirkt. Die Dissipation der Energie durch Widerstände und eine Rückumsetzung zur Wechselspannungsversorgung wird empfohlen, um die Schwankungen der Stromschienenspannung minimal zu machen.

[0090] Eine Wechselrichter-Totzeit infolge der Anstiegs- und Abfallzeiten der Schaltvorrichtungen und die unbeabsichtigt eingeführte Verzögerung zwischen der Kommutation von Vorrichtungen (um zufällige Durchbrüche (shoot throughs) oder Kurzschlüsse der Stromschiene zu vermeiden) sind weitere Hauptgründe von Schwankungen und Unausgeglichenheit des Spannungssignals. Das Implementieren von Schaltungen, um Totzeiten minimal zu machen oder auszugleichen, ist bevorzugt. Der Überlagerungsprozeß; der in **Fig.** 10 dargestellt ist, kann außerdem in der oben erläuterten Weise modifiziert werden, um die Empfindlichkeit auf Unausgeglichenheiten und Schwankungen der Signalspannung zu vermindern.

[0091] Wenn eine neutrale Verbindung fehlt, wie das typisch ist, gilt

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

[0092] In diesem Fall wird i_{cs} häufig nicht gemessen und wird bei Bedarf aus

$i_{cs} = -i_{as} - i_{bs}$

berechnet. Die Überlagerung kann dann zu

$$\varepsilon = 2/\sqrt{3}\,[i_{asi} \sin(2\hat{\theta}_e - \omega_i t + \pi/3) + i_{bsi} \cos(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)] \quad (10)$$

vereinfacht werden.

[0093] Eine Implementierung eines Schemas der Überlagerungsdemodulation für einen Induktionsmotor mit gleichmäßigem Rotor unter Verwendung von Rahmengrößen der Dreiphasen-Maschine und unter der Annahme, daß keine neutrale Verbindung vorhanden ist, d. h. $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$, ist in **Fig.** 11 gezeigt. Das Nachlauffilter von **Fig.** 11 ist ähnlich dem von **Fig.** 10 und enthält einen Signalbefehlsgenerator, der die Dreiphasen-Hochfrequenzbefehlssignale (Signalfrequenz) liefert. Das Tiefpaßfilter **100** und die Steuereinheit **101** der Beobachtungseinrichtung sind die gleichen wie in **Fig.** 10. Der Überlagerungsprozeß **97'** berechnet die Funktionen $\sin(2\hat{\theta}_e - \omega_i t + \pi/3)$ und $\cos(2\hat{\theta}_e - \omega_i t)$, multipliziert diese Funktionen mit den Stromsignalen $i_{asi}{}^S$ bzw. $i_{bsi}{}^S$, führt am Knoten **98'** die Addition aus und wendet einen Faktor $2/\sqrt{3}$ an, um das Fehlersignal ε von Gleichung (10) zu erzeugen.

[0094] Obwohl die Verwendung des Modells eines mechanischen Systems, der Befehlsvorwärtssteuerung und der Verstärkerstufen K_1 und K_2 keine notwendigen Merkmale der Steuereinheit sind, verbessert ihre Verwendung die Abschätzungsdynamik.

[0095] In den Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtungen der **Fig.** 7 bis 11 ist ein System mit geschlossenem Wirkungskreis für die speziell gewählte Überlagerung erforderlich, obwohl das System des mechanischen Modells vollständig eliminiert werden kann.

[0096] Als eine Alternative können die Statorströme überlagert werden, indem einfach cos/sin ωit angewendet wird, was ergibt:

$$\varepsilon = i^s_{qsi} \cos\omega_i t + i^s_{dsi} \sin\omega_i t$$

$$= I_{i0} \sin(2\omega_i t) + I_{i1} \sin(2\theta_r) \quad (11)$$

[0097] Nach dem Tiefpaßfiltern gilt

$$\varepsilon = I_{i1} \sin(2\theta_r) \quad (12)$$

[0098] Wenn I_{i1} bekannt ist oder genau abgeschätzt wird, gilt

$$\hat{\theta}_r = \arcsin\left(\frac{\varepsilon_f}{\hat{I}_{i1}}\right)$$

[0099] Eine Verweistabelle (z. B. in einem EPROM) könnte verwendet werden, um den arcsin-Wert zu bestimmen. Ein wesentlicher Nachteil dieser Lösung besteht darin, daß die Genauigkeit des Positionsschätzwerts von der Genauigkeit von $\hat{I}_{i1}$ direkt abhängig ist. Bei Antrieben mit geringerer Leistungsfähigkeit kann die Genauigkeit jedoch ausreichend sein.

[0100] Als eine weitere Alternative kann das Quadrat des Signalstromwerts verwendet werden, wodurch sich ergibt

$$\varepsilon = i^{s2}_{qsi} + i^{s2}_{qsi} = I^2_{i0} + I^2_{i1} + 2\, I_{i0}\, I_{i1} \cos(2\theta_r - 2\omega_i t) \quad (13)$$

Nach dem Hochpaßfilter gilt

$$\varepsilon = 2\, I_{i0}\, I_{i1} \cos(2\theta_r - 2\omega_i t) \quad (14)$$

[0101] Ein Phasendetektor/Komparator kann anschließend verwendet werden, um die Phasenverschiebung in Bezug auf das bekannte Signal cos $2\omega_i t$ und somit die Rotorposition zu erhalten. Die Zeitmessung der entsprechenden Nulldurchgänge ist ein Verfahren der Phasenerfassung. Ein wesentlicher Nachteil einer derartigen Lösung ist die hohe Empfindlichkeit der Nulldurchgänge auf Störungen und Harmonische in den Signalen.

[0102] Die vorliegende Erfindung kann verwendet werden, um die Flußposition in herkömmlichen Induktionsmotoren, die einen im wesentlichen symmetrischen Rotor besitzen, zu verfolgen. In einem typischen Induktionsmotor erstrecken sich symmetrische Dreiphasen-Rotorwicklungen, wie etwa leitende Kollektorlamellen des Kurzschlußläufers, an beabstandeten Positionen rund um den Umfang des Rotors zwischen den Rotorzähnen durch den Körper. Teilweise offene Rotorschlitze mit gleicher Öffnungsbreite sind über allen leitenden Kollektorlamellen ausgebildet. Es wird vorzugsweise eine minimale Breite dieser Schlitzöffnungen gewählt, um die

lastinduzierten Sättigungseffekte über diesen Öffnungen minimal zu machen. Der Betrieb der Induktionsmaschine mit einem hohen Flußpegel (der zur Veranschaulichung durch den Strombefehl auf der Leitung **51** von **Fig.** 4 gesteuert wird), kann eine Sättigung in den Statorzähnen, im Statorkern, in den Rotorzähnen und im Rotorkern bewirken. Die Winkelposition der Sättigung fällt mit der Flußvektorposition zusammen. Die Sättigung wird eine räumliche Änderung der magnetischen Induktivität sowie außerdem der Durchgangsinduktivität des Stators bewirken. Die Durchgangsinduktivität des Stators und nicht die magnetische Induktivität dominiert die Statorimpedanz, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, bei der Signalfrequenz. Diese Änderung der Durchgangsinduktivität des Stators wird als ein der Flußvektorposition entsprechendes magnetisches Merkmal (magnetic saliency) erkannt, das durch diese Erfindung verfolgt wird. Da die Hochfrequenz-Strom- und Flußkomponenten, die im Rotor induziert werden (die den Hochfrequenz-Signalströmen i^s_{qsi} und i^s_{dsi} zugehörig sind), durch Skineffekte an die Rotoroberfläche gezwungen werden, wird die räumliche Änderung der Durchgangsinduktivität des Stators (und der Statorimpedanz), wie sie von den Statorwicklungen aus bei der Signalfrequenz gesehen wird, im Stator stärker mit der Sättigung zusammenfallen als im Rotor.

[0103] Der Motor **31** kann außerdem ein Linearmotor sein; wobei die Strukturen, die im wesentlichen die einer sich drehenden Maschine sind, flach angeordnet sind. Ein beispielhafter Linearmotor ist in **Fig.** 93 dargestellt. Der Motor besitzt eine lange feststehende Primärstruktur **301** (die einem Stator entspricht) und eine kurze bewegliche Sekundärstruktur **302** (die einem Rotor entspricht). Die Sekundärstruktur **302** kann für eine lineare Bewegung durch jede gewünschte (nicht gezeigte) Struktur getragen werden. Die Sekundärstruktur **302** könnte z. B. auf Rädern, Rollenlagern oder Luftlagern angebracht sein und auf einer (nicht gezeigten) Kollektorlamelle in einer gewünschten Beziehung zur Primärstruktur **301** gehalten werden. Die Primärstruktur **301** besitzt einen Rahmen **304**, der z. B. aus laminiertem Stahl gebildet ist, sowie mehrere Stator- oder Primärwicklungen **305** in regelmäßig beabstandeten Sehlitzen. Die lange Primärstruktur **301** kann mehrere sich wiederholende Segmente aufweisen, von denen jedes einem einzelnen Stator einer sich drehenden Maschine entspricht, der flach angeordnet ist, wobei jedes Segment mit ausgeglichener Mehrphasenleistung mit den Antriebs- und Signalfrequenzen in derselben Weise, die oben erläutert wurde, versorgt wird.

[0104] Die Sekundärstruktur **302** besitzt einen Körper und einen Kern **308**, z. B. aus laminiertem Stahl, der für eine lineare Bewegung auf einem (nicht gezeigten) Rahmen angebracht ist, mit mehreren Rotor- oder Sekundärwicklungen **310** in regelmäßig beabstandeten Schlitzen. Die Primärwicklungen und Sekundärwick-lungen sind so aufgebaut, daß die Mehrphasen-Primärwicklungen und die Impedanz, wie sie von den Primärwicklungen aus gesehen wird, beim Fehlen der Sättigung ausgeglichen sind. Eine Sättigung in der Primärwicklung infolge des Betriebs mit einem hohen Magnetflußpegel wird ein magnetisches Merkmal in Form einer räumlichen Änderung der Durchgangsinduktivität der Primärwicklung, wie sie von den Primärwicklungen gesehen wird (der Impedanz der Primärwicklung, wie sie bei der hohen Signalfrequenz gesehen wird), in Abhängigkeit von der Flußstellung erzeugen.

[0105] Weitere Änderungen sind außerdem offensichtlich; z. B. könnte die Sekundärwicklung das lange und/oder feststehende Element sein und die Primärwicklung könnte das kurze und/oder bewegliche Element sein, und die Sekundärwicklung könnte auf beiden Seiten Leiter aufweisen, wobei auf beiden Seiten der Sekundärwicklung eine Primärwicklung vorhanden ist. Es ist selbstverständlich, daß die Antriebssysteme der vorliegenden Erfindung daher entweder bei Dreh- oder bei Linearmotoren verwendet werden können. Die Theorie und die Implementierung der Erfindung sind für lineare Maschinen die gleichen wie für rotierende Maschinen.

[0106] Diese Erfindung schafft ein Mittel zum Verfolgen dieses durch Sättigung induzierten Merkmals (d. h. die Änderung der Stator- und Primärwicklungsimpedanz), um einen zuverlässigen und genauen Schätzwert der Stellung des Flußvektors über die Einführung eines ausgeglichenen Mehrphasen-Hochfrequenzsignals kombiniert mit einer Technik der Überlagerungsdemodulation, die später beschrieben wird, zu erhalten.

[0107] Die Anwendbarkeit der Erfindung auf spezielle Motorkonstruktionen des obenbeschriebenen Typs hängt von der Größe des durch Sättigung induzierten Merkmals ab, das erzeugt und zuverlässig erfaßt werden kann. Ein Mittel zur Vergrößerung des Merkmals besteht darin, den Motor so zu konstruieren, daß der Pegel der Sättigung in den Statorzähnen verhältnismäßig weit über dem gewünschten Betriebsbereich liegt.

[0108] Die vorliegende Erfindung kann außerdem angewendet werden, um Informationen zur Rotorposition und -drehzahl bei Induktionsmaschinen zu erhalten, die aus einer herkömmlichen Maschine in geeigneter Weise angepaßt wurden. Die optimale Frequenz des eingeführten Signals in Bezug auf die elektromagnetischen Eigenschaften einer Induktionsmaschine wird hauptsächlich durch Skineffekte im Motorkäfig (Leiter) und in den Ankerblechen bestimmt. Die herkömmliche Ersatzschaltung im eingeschwungenen Zustand der Induktionsmaschine ist in **Fig.** 12 gezeigt. Unter normalen Betriebsbedingungen ist der Rotorschlupf (s) in bezug auf die Grundanregung sehr klein. Die Spannung über dem Widerstand r_2/s dominiert dann die Luftspaltspannung E_g. Die physikalischen Implikationen bestehen darin, daß der überwiegende Anteil des Magnetflusses, der den Luftspalt überquert (und die Spannung E_g erzeugt) außerdem den Rotorkern durchdringt und den elektrischen Stromkreis des Rotors schließt, wodurch nützliche Arbeit erzeugt wird. Lediglich ein kleiner Anteil ist in der Rotoroberfläche in Form von Streufluß des Rotors eingeschlossen (und erzeugt die Spannung jI_2X_2).

[0109] Für hochfrequente Anregungen (» 60 Hz) ist der Rotorschlupf unter denselben normalen Betriebsdreh-

zahlen effektiv eins (d. h. hohe Schlupf-Frequenzen) und die Induktionsmaschine ist vorherrschend reaktiv. Der Statorstrom wird dann durch die Streublindwiderstände von Stator und Rotor bestimmt und die näherungsweise Ersatzschaltung von **Fig.** 13 ist zutreffend. Im Unterschied zum Fluß bei der Grundfrequenz ist im Rotorkern bei hohen Frequenzen ein sehr kleiner Fluß vorhanden. Statt dessen ist nahezu der gesamte Hochfrequenz-Luftspaltfluß als Streufluß des Rotors in der Rotoroberfläche eingeschlossen und daher sind die Luftspaltspannung E_g und die Rotorstreuspannung jI_2X_2 nahezu gleich.

[0110] Bei geringen Schlupf-Frequenzen, die der Antriebsgrunderregung entsprechen, ist der Gegenfluß dominant, wie auf der linken Seite von **Fig.** 14 (die separate Gegen- und Streuflußwege im Rotor zeigt) und auf der rechten Seite von **Fig.** 14 (die die resultierenden Flußwege zeigt, wenn Streu- und Gegenfluß kombiniert sind) dargestellt ist. Für Komponenten mit höherer Frequenz (d. h. hohe Schlupf-Frequenzen) neigt der Skineffekt im allgemeinen dazu, die Streuinduktivitäten von Stator und Rotor zu vermindern und den Streufluß neu zu verteilen. Der Skineffekt des Leiters bei höheren Frequenzen zwingt den Rotorstrom und somit den Streufluß des Rotors an die Oberseite der Rotor-Kollektorlamellen (an die Oberseiten der Zähne für den Fluß), wie auf der linken Seite von **Fig.** 15 (die die Wege des Gegen- und Streuflusses zeigt) und auf der rechten Seite von **Fig.** 15' (die kombinierte Flußwege zeigt) dargestellt ist. Der Gegenfluß und der Rotorstreufluß sind bei hohen Frequenzen nahezu gleich. Im Ergebnis tritt ein sehr geringer Fluß in den Rotorkern ein.

[0111] Der Skineffekt des Ankerblechs schließt den Streufluß im wesentlichen in eine Schicht der Eindringtiefe an den Schlitzwänden des Stators und an den Zahnoberflächen von Stator und Rotor ein. Das am meisten relevante Ergebnis beider Effekte besteht darin, das Verhältnis zwischen Rotor- und Statorstreuinduktivität zu vermindern. Da nützliche Informationen zur Rotorposition lediglich in der Rotorstreuinduktivität und nicht in der Statorstreuinduktivität enthalten sind, sollte dieses Verhältnis maximal gemacht werden. Basierend auf diesen Betrachtungen muß die Frequenz des eingeführten Signals ausreichend hoch sein, damit der Skineffekt des Leiters einen wesentlichen Anteil des Hochfrequenzflusses, der den Luftspalt überquert, zwingt, ein Rotorstreufluß zu sein, aber ausreichend gering sein, so daß das Streuverhältnis zwischen Rotor und Stator trotzdem noch wesentlich ist. Die minimale Signalfrequenz sollte größer als die höchste Antriebsgrundfrequenz sein, die angetroffen wird, wenn die Erfindung verwendet wird, plus ein zusätzlicher Betrag, der der Schlupf-Frequenz entspricht, um ausreichende Skineffekte des Leiters zu erzeugen. Skineffekte werden lediglich dann bedeutend, wenn die Eindringtiefe kleiner als die Dicke des Mediums wird.

[0112] In Abhängigkeit von der genauen Form von Rotorschlitz/Kollektorlamelle können die Skineffekte des Rotorleiters bei Schlupf-Frequenzen weit unter 100 Hz gut sein (z. B. bei Doppelkäfig-Rotoren für ein hohes Anlaufdrehmoment). Wird ein typischer Arbeitspunkt für des Kernstahl angenommen, kann erwartet werden, daß Skineffekte in den Ankerblechen in Abhängigkeit von der Ankerblechdicke jenseits von 400 bis 1,5 kHz bedeutend werden. Bei 10 bis 20 kHz sollte der Skineffekt der Ankerbleche ausgebildet sein und somit könnte der Wert als eine anfängliche obere Begrenzung der Frequenz des eingeführten Signals betrachtet werden.

[0113] Ein zusätzliches Ergebnis von Skineffekten ist die Vergrößerung der effektiven Widerstände von Stator und Rotor. Jedoch sollten Skineffekte in den Statorwicklungen für gewöhnliche Statorleiterabmessungen in Maschinen von weniger als 100 kW kein wesentliches Problem darstellen.

[0114] Das eingeführte Signal kann entweder durch eine zusätzliche spezielle Schaltungsanordnung oder durch die Leistungselektronik des Wechselrichters, die bereits die Leistung der Antriebsgrundfrequenz erzeugt, erzeugt werden. Der Wechselrichter mit Leistungselektronik ist auf Grundlage der Kosten und weiterer Betrachtungen (im allgemeinen Zuverlässigkeitsbetrachtungen) der bevorzugte Generator. Moderne Wechselrichter mit hart geschalteter Leistungselektronik nähern sich bei kleinen und mittleren Antrieben (< 50 kW) Schaltfrequenzen von 20 kHz und übertreffen diese sogar. Schaltfrequenzen von 20 kHz und größer sind erwünscht, um akustisches Rauschen zu vermindern und um eine große Stromregelungsbandbreite zu erreichen. Weich geschaltete Wechselrichter, wie etwa der Resonanzumsetzer mit Gleichspannungsverbindung, können und müssen für eine vergleichbare Stromregelungsbandbreite bei beträchtlich höheren Schaltfrequenzen betrieben werden.

[0115] Aufgrund von Betrachtungen des Skineffekts sind die Frequenzen der harmonischen Spannungen, die mit den Schaltvorgängen des Wechselrichters verbunden sind, die inhärent an den Maschinenanschlüssen anliegen, im allgemeinen zu hoch, um als gewünschte Signalfrequenz verwendet zu werden. Ferner sind die Harmonischen der Schaltfrequenz keine ausgeglichene Mehrphasengruppe, wie das erforderlich ist, und neigen dazu, von der Last oder vom Arbeitspunkt der Maschine abhängig zu sein. Ein Mehrphasensignal mit 1 bis 2 kHz mit geringer harmonischer Verzerrung kann jedoch dann, wenn Schaltvorgänge von 10 kHz bis 20 kHz verwendet werden, zusätzlich zur Grundanregung in der Weise leicht synthetisiert werden, die oben beschrieben wurde und in **Fig.** 5 erläutert ist. Die Schaltfrequenz des Wechselrichters sollte vorzugsweise wenigstens das 5 bis 10fache der Signalfrequenz betragen. Ferner sollte die Signalfrequenz wenigstens das 5 bis 10fache der größten Grundfrequenz betragen, bei der das Antriebssystem betrieben wird.

[0116] In größeren Antriebssystemen (> 100 kW) sind Schaltfrequenzen des Wechselrichters von 1 bis 2 kHz üblich. Wenn das System bei Frequenzen bis zu 60 Hz und darüber betrieben werden soll, kann ein Aufbau einer ausreichend hohen Signalfrequenz über den Wechselrichter unmöglich sein. In solchen Fällen kann eine

zusätzliche spezielle Schaltungsanordnung erwünscht sein, um die Signale bei Frequenzen zu erzeugen, die hinreichend höher sind als die Schaltvorgänge des Wechselrichters, z. B. 5 bis 10 kHz. Alternativ kann dann, wenn letztlich lediglich eine Drehmomentsteuerung erforderlich ist, (und keine Positionierung), eine direkte auf das Feld ausgerichtete Steuereinheit auf Grundlage einer Flußbeobachtungseinrichtung mit geschlossenem Wirkungskreis, die in **Fig.** 1 gezeigt ist, implementiert werden. Eine derartige Steuereinheit benötigt Positionsinformationen lediglich bei kleinen Grundfrequenzen, (z. B. < 5 Hz). Daher würde eine Signalerzeugung lediglich bei kleinen Grundfrequenzen erforderlich sein. Eine Signalfrequenz von 50 bis 200 Hz würde daher ausreichend hoch sein und könnte trotzdem durch den Wechselrichter erzeugt werden.

[0117] Die allgemein übliche Induktionsmaschine unter 100 kW enthält einen Kurzschlußläufer-Rotorkörper, der aus Aluminium gegossen ist. Um das Gießen zu vereinfachen und um in einigen Fällen die mechanische Integrität des Leiterkäfigs beim Betrieb mit sehr hohen Drehzahlen aufrechtzuerhalten und um Brummeffekte des Schlitzes zu vermindern, sind die Rotorschlitze typischerweise durch eine dünne "Brücke" vollständig geschlossen. Die Brücken sind so konstruiert, daß sie bei nominellen Betriebsbedingungen in den Sättigungszustand gelangen. Unter leichter Belastung gehen die Brücken nicht in den Sättigungszustand, was eine wesentliche Änderung der Streuinduktivität des Rotors über den Betriebsbereich der Maschine zur Folge hat. Da sich das Grundfeld in bezug auf den Rotor dreht (bei der Schlupf-Frequenz), werden die Brücken wiederholt zwischen gesättigten und ungesättigten Zuständen wechseln. Von den Statorwicklungen aus gesehen erscheint eine zusätzliche Induktivitätsänderung bei der Signalfrequenz bei dem Doppelten der Schlupf-Frequenz. Diese Induktivitätsänderung kann die Genauigkeit der geschätzten Rotorposition beeinflussen. Wenn diese Änderung groß in bezug auf die Änderung infolge des gewünschten Rotormerkmals (rotor saliency) ist, könnte die Beobachtungseinrichtung dazu neigen, dem Grundfeld und nicht der Rotorposition nachzulaufen. Um diesen Effekt zu vermeiden, sollte die Modulation der Induktivität infolge von lastinduzierter Sättigung in bezug auf die gewünschte eingeführte Modulation minimal gemacht werden.

[0118] Es ist bekannt, daß eine Sättigung der Rotorschlitzbrücke über eine gleichwertige Schlitzöffnung modelliert werden kann. Daher besteht eine Lösung zum Minimieren der lastinduzierten Sättigung darin, alle Schlitze auf eine minimale Breite zu öffnen, die dem am meisten gesättigten Betriebszustand gleichwertig ist. Die gewünschte Modulation kann dann eingeführt werden, indem bestimmte Schlitze weiter geöffnet werden, wie durch den Motor, der in **Fig.** 16 im. Querschnitt gezeigt ist, veranschaulicht ist. Der Motor **110** besitzt einen Stator **100** mit einem Statorkern **111**, auf den symmetrische Dreiphasen-Statorwicklungen **122** zwischen die Statorzähne **114** gewickelt sind. Ein Kurzschlußläuferrotor **117** besitzt einen im wesentlichen zylindrischen Rotorkörper **118**, der an einer Welle **109** angebracht ist, damit sich der Rotor im Stator in herkömmlichen (nicht gezeigten) Lagern drehen kann. Symmetrische Dreiphasen-Rotorwicklungen **120** erstrecken sich durch den Körper an beabstandeten Positionen rund um den Umfang des Rotors. Über einigen der leitenden Kollektorlamellen **120** sind teilweise offene Rotorschlitze **121** ausgebildet. Die Breite dieser Schlitze mit minimaler Breite kann gewählt werden, um die Effekte der lastinduzierten Sättigung zu vermindern. Eine Änderung der Rotorstreuinduktivität, die von den Statorwicklungen aus gesehen wird, wird erreicht, indem Schlitze **122** über anderen leitenden Kollektorlamellen **120** vorgesehen werden, die breiter als die teilweise offenen Schlitze **121** sind. Bei einem Vierpol-Kurzschlußläufer-Induktionsmotor des Typs, der in **Fig.** 16 gezeigt ist, sind die breitesten Schlitze **122** über leitenden Kollektorlamellen gebildet, die am Umfang des Rotors um 90° zueinander versetzt sind. Die q-Achse **125** des Rotors kann so betrachtet werden, daß sie sich durch den Mittelpunkt einer Gruppe von leitenden Kollektorlamellen erstreckt, die über sich den breitesten Schlitz besitzen, wohingegen die d-Achse 126 des Rotors sich unter einem Winkel von 45° zur q-Achse 125 durch den Mittelpunkt einer Gruppe von leitenden Kollektorlamellen erstreckt, die über sich Schlitze mit der minimalen Breite besitzen. Wie in **Fig.** 16 für den Vierpolmotor dargestellt ist, sind die weiteren Gruppen von leitenden Kollektorlamellen mit Schlitzen der maximalen Breite an Winkelpositionen mit Schritten von 90° in bezug auf die Achse **125** zentriert, was durch die Achsen **128**, **129** und **130** veranschaulicht ist. Vereinfachte Flußwege für das Hochfrequenz-Anregungssignal über eine Maschinenpolteilung sind in **Fig.** 17 dargestellt. Die Rotorposition in bezug auf die Anregung entspricht der Position mit geringer Rotorstreuinduktivität.

[0119] Selbst bei Verwendung der Schlitzöffnungen mit minimaler Breite kann in bestimmten Fälle eine Entkopplung erforderlich sein, um die Komponente infolge der Sättigung weiter zu vermindern, z. B. durch Abschätzen der Wirkung der Belastungskomponente und Subtrahieren des Schätzwerts vom Fehlersignal ε_f der Gleichung 2.

[0120] Eine Sättigung der Hauptflußwege (d. h. Zähne und Kern) sowohl im Stator als auch im Rotor kann unter bestimmten Umständen außerdem eine unerwünschte Modulation mit ausreichender Größe erzeugen, so daß eine Entkopplung verwendet werden sollte, um die Modulation zu reduzieren. Alternativ wird der Betrieb bei einem verminderten Flußpegel die unerwünschte Modulation infolge der Sättigung des Hauptflusses vermindern.

[0121] Eine Modulation in der Rotorstreuinduktivität wird einen unausgeglichene Rotorschaltung zur Folge haben, die zum Pulsieren des Flusses und des Drehmoments führen kann. Diese Unausgeglichenheit ist jedoch im allgemeinen unwesentlich für die niederfrequenten Rotorströme, die durch Antriebsgrundleistung bei

nominellen – Schlupf-Bedingungen erzeugt werden, da die Rotorimpedanz bei der Antriebsgrundfrequenz durch den Rotorwiderstand dominiert ist, der ausgeglichen bleibt. Es ist bei Bedarf möglich, ein solches Pulsieren über geeignete Befehlssteuerwerte oder Zustandsrückkopplung, die in einer auf das Feld ausgerichteten Steuereinheit enthalten sind, zu eliminieren. Ferner können Rotorschlitze oder Zähne so konstruiert sein, daß sie eine Rotorimpedanz erzeugen, die bei der Signalfrequenz unausgeglichen, jedoch bei der Grundfrequenz (Schlupf-Frequenz) ausgeglichen ist.

[0122] Es sollte nochmals angemerkt werden, daß ein Vorteil der vorliegenden Erfindung darin besteht, daß die Rotorstreuinduktivität im allgemeinen einen verhältnismäßig unbedeutenden Einfluß auf den normalen Maschinenbetrieb hat. Daher besitzen die erforderlichen Modifikationen an der Maschinenkonstruktion lediglich eine geringe Auswirkung auf die Maschinenleistung.

[0123] Die hochfrequenten Ströme und der Fluß, der mit der Leistung bei der Frequenz des eingeführten Signals verbunden ist, werden zusätzliche Verluste in den Statorund Rotorwicklungen und im Kern bewirken. Daher kann eine Induktionsmaschine, die so beschaffen ist, daß sie Positionsinformationen bereitstellt, eine geringe Leistungsminderung erfordern. Bei einer hochwertigen Erfassungs-Schaltungsanordnung mit rauscharmem Aufbau, kann der Leistungsverlust, der mit der Signaleinführung verbunden ist, minimal gemacht werden, so daß, wenn überhaupt, eine geringe Leistungsminderung des Motors notwendig ist.

[0124] Der Aufbau der Mehrphasen-Signalspannung durch einen impulsbreitenmodulierten (PWM) Wechselrichter wird die maximale Amplitude der Grundkomponente, die durch diesen Wechselrichter erzeugt werden kann, vermindern. Die üblichen Praktiken des Impulsabfalls und der letztlichen Umsetzung von einem PWM-Schema zu einem 6-Schritt-Schaltschema werden den gleichzeitigen Aufbau der Signalkomponente nicht ermöglichen. Deswegen kann ein Betrieb des Motors mit abgeschwächtem Feld bei einer geringeren Drehzahl erforderlich sein, es sei denn, die Gleichspannung der Stromschiene wird angehoben. Um diese Spannungsverschlechterung minimal zu machen, sollte die Erfassungs-Schaltungsanordnung so aufgebaut sein, daß die Amplituden der Signalspannung (und des Stroms) so klein wie möglich sind.

[0125] Der Stromregler in einem stromregulierten Wechselrichter wird versuchen, die hochfrequenten Signalströme zu entfernen, die gemäß der vorliegenden Erfindung vorsätzlich eingeführt werden. Um eine Dämpfung dieser Ströme zu vermeiden, sollte die Signalfrequenz so gewählt werden, daß sie entweder gut jenseits der Reglerbandbreite liegt oder die gemessene Signalkomponente mit der Signalfrequenz sollte durch geeignete Signalverarbeitung (z. B. ein Kerb- oder Tiefpaßfilter) vor der Rückführung in den Regler entfernt werden.

[0126] Die vorliegende Erfindung kann außerdem durch Modifikation vieler existierender Induktionsmaschinen implementiert werden, um die erforderliche räumliche Änderung zu schaffen. Dafür wird der Rotor vom Stator der Maschine entfernt und ein einfacher Bearbeitungsprozeß unter Verwendung einer Schlitzsäge der gewünschten Breite wird ausgeführt, um die Rotorschlitze zu öffnen, damit die gewünschte räumliche Modulation der Rotorstreuinduktivität erreicht wird. Die Breite der Schlitze kann so geschnitten werden, daß das Muster der räumlichen Änderung des Rotors von **Fig.** 16 oder weitere Schlitzmuster geschaffen werden, die später beschrieben werden. Nachdem die Rotorschlitze über den leitenden Kollektorlamellen auf die gewünschte Breite geschnitten wurden, kann der Rotor wieder im Stator der Maschine installiert werden. Vorhandene Induktionsmotoren, die Rotore mit geschlossenen Rotorschlitzen besitzen, werden gemäß der vorliegenden Erfindung in einfacher Weise modifiziert, um die räumliche Änderung der Rotorstreuinduktivität, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, zu schaffen.

[0127] Es ist bekannt, daß die minimale Schlitzbreite, die erforderlich ist, um eine lastinduzierte Sättigung zu vermeiden, mit der Maschinengröße ansteigt. Das kann unter Bezugnahme auf die Ansichten der **Fig.** 18 und 19 veranschaulicht werden, die eine beispielhafte leitende Kollektorlamelle mit einem darüber befindlichen Schlitz zeigen. Bei Vernachlässigung von Streuungseffekten wird die Reluktanz über der Schlitzöffnung durch den Ausdruck angegeben, wobei L die Stapellänge der Maschine ist. Unter der Annahme, daß der MMF-Abfall durch das Ankerblech, das den Rotorschlitz umgibt, gegenüber dem Abfall über der Schlitzöffnung vernachlässigt werden kann, beträgt die Grundkomponente des Schlitzstreuflusses (bei der Schlupf-Frequenz)

$$\phi_{ali} \approx B_{ali}\, aL \approx i_{rbl}/R_{sl} \approx [(\mu_0\, aL)/b]\, i_{rbl} \qquad (15)$$

wobei i_{rbl} und B_{ali} die Grundkomponenten des Rotorkollektorlamellenstroms bzw. des Streuflusses sind. Daher beträgt die erforderliche Schlitzöffnungsbreite für eine vorgegebene maximale gewünschte Schlitzstreuflußdichte, die eine Sättigung für einen vorgegebenen maximalen Rotorkollektorlamellenstrom vermeidet:

$$b \approx \mu_0\, (i_{rb\ max}/B_{sl\ max}) \qquad (16)$$

Es wird angemerkt, daß die erforderliche Schlitzöffnungsbreite (in einer ersten Näherung) von den Schlitzabmessungen unabhängig ist und daß die Schlitzöffnung außerdem mit der Maschinengröße ansteigen muß, da die Stromaufnahme mit der Maschinengröße wächst.

[0128] Die obige Analyse wie auch experimentelle Ergebnisse legen nahe, daß die minimale Schlitzöffnungsbreite, die erforderlich ist, um eine Sättigung nahe an der Schlitzöffnung zu vermeiden (bei nomineller Last) für

einen herkömmlichen 230/460 V, 3-Phasen-4-Pol-Induktionsmotor 5 PS Nema B etwa 6 mil (0,15 mm) beträgt.

[0129] Das Erreichen von Schlitzöffnungen, die kleiner als etwa 6 mil (0,15 mm) sind, ist mit herkömmlichen Bearbeitungstechniken schwierig. Schlitzsägen, die weniger als 6 mil schneiden, sind ungewöhnlich und erfordern eine besondere Sorgfalt. Alternative Techniken, z. B. Laser- oder Drahtschneiden, können bei Bedarf verwendet werden.

[0130] Die maximale Schlitzöffnungsbreite sollte weit genug sein, so daß eine ausreichende Modulation der Rotorstreuinduktivität erzeugt wird, die eine Erfassung ermöglicht, jedoch nicht so groß, daß sich die Magnetisierungsinduktivität wesentlich ändert (vermindert). Wenn die maximale Schlitzöffnungsbreite zu groß ist (im Vergleich zur minimalen Breite), kann eine wesentliche Modulation der Magnetisierungsinduktivität, die von der Grundinduktivität aus gesehen wird, auftreten. Eine derartige Modulation kann unerwünschtes Pulsieren des Flusses und des Reluktanzdrehmoments erzeugen. Um Modulationen der Magnetisierungsinduktivität vollkommen zu eliminieren, ist ein Neuentwicklung des Rotors vorzuziehen, wie später beschrieben wird.

[0131] Zusätzlich zur Modifikation vorhandener Standard-Kurzschlußläufer-Rotoren für Induktionsmotoren können Rotoren verwendet werden, die für eine räumliche Modulation der Streuinduktivität des Rotors gemäß der vorliegenden Erfindung speziell konstruiert sind. Eine Möglichkeit zum Erreichen dieser räumlichen Modulation ist die geeignete Einstellung der Schlitzabmessungen. Die Streuinduktivität des Schlitzes L_{slot} die eine Komponente der Streuinduktivität des Rotors ist, ist zur Schlitzreluktanz umgekehrt proportional. In Bezug auf die Schlitzbreite b und die Schlitztiefe a, die in den **Fig.** 18 und 19 dargestellt sind, wird die Streuinduktivität des Schlitzes durch den folgenden Ausdruck näherungsweise angegeben:

$$L_{slot} \approx K_1 (\mu_0 aL)/b \qquad (17)$$

wobei K_1 ein Faktor ist, der vom Wicklungsverhältnis, der Wicklungsverteilung, der Schlitzanzahl usw. abhängt.

[0132] Sowohl die Schlitztiefe a als auch die Breite b können geändert werden, wie in **Fig.** 20 gezeigt ist, die eine größere Breite b und eine flachere Tiefe a zeigt, um den Betrag der räumlichen Modulation zu erhöhen, der erreicht werden kann, wenn nicht nur die Breite eingestellt wird. Die minimale Breite b wird entweder durch Stanz- oder Herstellungseinschränkungen und/oder durch lastinduzierte Sättigungseffekte festgelegt.

[0133] Normalerweise wären Abstandshalter erforderlich, die das geschmolzene Aluminium in den offenen Schlitzen während des Gießens des Rotorkörpers aufnehmen. Alternativ kann dem geschmolzenen Aluminium die Möglichkeit zum Fließen und zum vollständigen Ausfüllen der Schlitzöffnung gegeben werden, wodurch die induzierten hochfrequenten Rotorströme und somit der Streufluß an die Rotoroberfläche gezwungen wird, wie in **Fig.** 21 (für einen breiten Schlitz) und in den **Fig.** 2 und 23 (für einen engen Schlitz) dargestellt ist. Daher würde sogar bei gleichen Schlitzabmessungen (z. B. wie der Schlitz der **Fig.** 18 und 19) die Rotorschlitz-Streuinduktivität, wie von der Hochfrequenzkomponente aus gesehen wird, in einem Motor mit den Schlitzen der **Fig.** 22 und 23 geändert werden auf Grund einer Verminderung der wirksamen Tiefe a des Schlitzöffnung. Die Induktivität, wie sie bei der Schlupf-Frequenz von der Grundkomponente der Rotorströme aus gesehen wird, wäre jedoch verhältnismäßig invariant infolge einer gleichförmigeren Verteilung über den gesamten Schlitz, wie in den **Fig.** 18 und 22 dargestellt ist. Da lediglich eine geringe Vergrößerung des Querschnitts der leitenden Kollektorlamelle vorhanden ist, wäre der niederfrequente Rotorwiderstand ebenfalls verhältnismäßig invariant oder kann durch Änderung der Schlitzbereiche invariant gemacht werden. Im Ergebnis wird die Komponente der Antriebsgrundfrequenz, die für die Drehmomenterzeugung verantwortlich ist, eine nahezu symmetrische Rotorimpedanz und Magnetisierungsinduktivität erkennen, während die Hochfrequenzsignalanregung die geeignete Modulation in der Rotorimpedanz in Abhängigkeit von der Rotorwinkelposition erkennt.

[0134] Obwohl die Rotorstreuung im allgemeinen die hochfrequente Rotorimpedanz dominiert, kann der effektive Hochfrequenz-Rotorwiderstand außerdem durch eine geeignete Schlitz/Kollektorlamellen-Konstruktion in Verbindung mit einer Streumodulation oder als eine Alternative dazu moduliert werden. Demzufolge wird gemäß der vorliegenden Erfindung die Modulation der effektiven Impedanz an den Statorwicklungen, die von der Hochfrequenzsignalanregung aus gesehen wird, durch räumliche Modulation der effektiven Rotorimpedanz in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors erreicht. Die Schlitzgeometrien, die die gewünschte Hochfrequenzimpedanzmodulation erzeugen können, sind nicht auf einfache ovale Formen mit variablen Öffnungen, die oben dargestellt wurden, beschränkt. Es ist einem Fachmann klar, daß es viele unterschiedliche Geometrien von Schlitz/Kollektorlamelle des Rotors gibt, die die gewünschte Rotorimpedanzmodulation erzeugen können.

[0135] Ferner kann eine Modulation der Rotorimpedanz außerdem über eine Modifikation oder Konstruktionsänderung des Bereichs des Rotorabschlußrings (Abschlußwicklung) erreicht werden.

[0136] Eine gewisse Schwankung oder Unausgeglichenheit der Spannungsquellenansteuerung der Motorwicklungen kann selbst bei einem Spannungsquellen-Wechselrichter erwartet werden. Der Betrag der Schwankung oder Unausgeglichenheit des Spannungssignals hängt von vielen Faktoren ab. Eine Ursache von Schwankungen ist eine Änderung der Gleichspannung der Stromschiene infolge einer Änderung des Motorarbeitspunkts. Zum Beispiel wird dann, wenn der Motor verzögert wird, typischerweise kinetische Energie durch

die Kondensatoren der Stromschiene absorbiert, wodurch ein Ansteigen der Stromschienenspannung bewirkt wird. Es wird eine Dissipation der Energie durch Widerstände oder eine Rückumsetzung an die Wechselspannungsversorgung empfohlen, um die Stromschienenschwankungen minimal zu machen.

[0137] Eine Wechselrichter-Totzeit infolge von Anstiegs- und Abfallzeiten der Schaltvorrichtungen und der bewußt eingeführten Verzögerung zwischen der Kommutation von Vorrichtungen (um zufällige Durchbrüche oder Kurzschlüsse der Stromschiene zu vermeiden) ist eine weitere Hauptursache der Schwankung und Unausgeglichenheit des Spannungssignals. Die Implementierung von Schemen, um Totzeiten minimal zu machen oder auszugleichen, ist bevorzugt.

[0138] Wie erläutert wurde, kann die vorliegende Erfindung Änderungen der effektiven Impedanz, die durch das Hochfrequenzsignal an den Statorwicklungen in Abhängigkeit von der Rotorposition gesehen wird, verwenden, um die Rotorposition zu bestimmen. Eine derartige Impedanzänderung enthält den effektiven Rotorwiderstand und/oder die Streuinduktivität des Rotors. Eine Änderung des Rotorwiderstands kann z. B. durch die Verwendung unterschiedlicher Kollektorlamellen- oder Stirnringquerschnittsflächen und -formen oder unterschiedlicher Geometrien erreicht werden.

[0139] Darüber hinaus wird der effektive Rotorwiderstand ansteigen und die Streuinduktivität wird sinken, wenn die Signalfrequenz größer wird. Dieses Phänomen tritt infolge von Skineffekten auf und die Größen werden sich im wesentlichen mit $\sqrt{\omega_i}$ ändern. Daher kann bei sehr großen Signalfrequenzen (z. B. » 20 kHz) die Modulation des Rotorwiderstands eine bedeutende, möglicherweise dominierende Komponente der Gesamtmodulation des Rotorwiderstands sein. Ein Rotor mit der Kombination der Schlitzkonstruktionen der **Fig.** 21 und 23 wird eine Modulation sowohl der Streuinduktivität des Rotors als auch des Hochfrequenz-Rotorwiderstands besitzen. Die Hochfrequenz-Streuinduktivität und der Widerstand werden für die Schlitzkonstruktion von **Fig.** 21 geringer sein als für die von **Fig.** 23. Da der Leiter den gesamten Schlitz bis zur Rotoroberfläche ausfüllt, wird die Streuinduktivität des Rotors beider Konstruktionen geringer sein als für die entsprechenden Schlitzkonstruktionen der **Fig.** 19 und 20. Die Rotorwiderstände sollten jedoch ähnlich sein. Daher wird die Modulation des Rotorwiderstands für die Konstruktionen in den **Fig.** 21 bis 23 eine bedeutendere Komponente der Modulation der Gesamtimpedanz sein als für die Konstruktionen in den **Fig.** 19 und 20.

[0140] Wenn der effektive Rotorwiderstand eine bedeutende Komponente der Rotorimpedanz ist, werden die Statorströme in der Phase verschoben; d. h.

$$i_{qsi} = I_{i0} \sin(\omega_i t + \varphi) + I_{i1} \sin(2\theta_r - \omega_i t + \varphi) \quad (18)$$

$$i_{dsi} = I_{i0} \cos(\omega_i t + \varphi) + I_{i1} \cos(2\theta_r - \omega_i t + \varphi) \quad (19)$$

[0141] Diese Phasenverschiebung ϕ wird durch den Überlagerungsprozeß durchschlagen, wodurch sich ergibt

$$\varepsilon = I_{i0} \sin(2\hat{\theta}_r - 2\omega_i t + \varphi) + I_{i1} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r) + \varphi) \quad (20)$$

und nach dem Filtern:

$$\varepsilon \approx I_{i1} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r) + \varphi) \quad (21)$$

[0142] Da die Beobachtungseinrichtung versucht, ε_f nach null zu steuern, wird die Phasenverschiebung im Positionsschätzwert vorhanden sein:

$$\hat{\theta}_r = \theta_r + \varphi/2 \quad (22)$$

[0143] Außer einer gewissen Temperaturabhängigkeit ist die Phasenverschiebung bei einer festen Signalfrequenz eine Konstante. Sie kann deshalb während einer anfänglichen Kalibrierung der Rotorposition leicht ausgeglichen werden.

[0144] Eine weitere Ausführungsform eines beispielhaften Induktionsmotors, der eine räumlichen Änderung der Impedanz mit der Rotorposition aufweist, ist in **Fig.** 24 gezeigt. Die Maschine besitzt einen Standard-Vierpolstator und einen Rotor **140** mit einem zylindrischen Rotorkörper **141**, der drehbar an einer Welle **142** angebracht ist. Mehrere leitende Kollektorlamellen **143** des Kurzschlußläufers erstrekken sich an beabstandeten Position am Umfang des Rotors durch den Rotorkörper **141**. Schlitze **144** sind über den leitenden Kollektorlamellen **143** längs einer der Maschinenachsen, z. B. längs der q-Achse gebildet, während die leitenden Kollektorlamellen **143**, die an der anderen Achse (d-Achse) zentriert sind, Brücken **145** besitzen, die über ihnen ausgebildet sind, d. h., die Schlitze über diesen Kollektorlamellen sind geschlossen. Die Schlitze **144**, die über den leitenden Kollektorlamellen **143** gebildet sind, sind um die vier orthogonalen Achsen der Maschine zentriert. Es wird angemerkt, daß die Brücken **145** bei dieser Konfiguration unter Last zur Sättigung neigen, wobei dann die inkrementale Rotorstreuung mit der eines offenen Schlitzes gleichwertig ist und die Induktivitätsänderung

zwischen den d- und q-Achsen vermindert ist. Bei geringerer Last, wenn die Brücken nicht im Zustand der Sättigung sind, wird eine beträchtliche Änderung der Streuinduktivität des Rotors mit einer Änderung der Drehposition des Rotors auftreten.

[0145] Eine weitere alternative Ausführungsform des Motors ist in **Fig.** 25 gezeigt, in der ein Rotor **150**, der drehbar im Stator **111** angebracht ist, einen an einer Welle **152** angebrachten Rotorkörper **151** sowie mehrere leitende Kollektorlamellen **154** besitzt, die sich um den Umfang des Rotors an beabstandeten Positionen durch den Rotorkörper **151** erstrecken. Die leitenden Kollektorlamellen **154** sind jedoch nicht gleichförmig von der Oberfläche des Rotors beabstandet. Statt dessen sind die leitenden Kollektorlamellen **154**, die an einer der Maschinenachsen zentriert sind, z. B. an der q-Achse, näher an der Rotoroberfläche und besitzen über sich verhältnismäßig flache Schlitze **155**, während die leitenden Kollektorlamellen **154**, die an der d-Achse zentriert sind, weiter von der Oberfläche beabstandet sind und verhältnismäßig tiefe Schlitze **156** aufweisen, die über ihnen ausgebildet sind. Die leitenden Kollektorlamellen mit flachen Schlitzen **155** sind um die vier orthogonalen Achsen der Vierpol-Maschine zentriert, während die leitenden Kollektorlamellen mit den darüber befindlichen tieferen Schlitzen **156** zwischen den Kollektorlamellen mit den flacheren Schlitzen positioniert sind. Bei einer Vierpol-Maschine wiederholt sich dieses Muster nach jeweils 180 elektrischen Grad oder nach jeweils 90 mechanischen Grad. Im Ergebnis ändert sich bei der höheren Signalfrequenz die Streuinduktivität, die von den Statorwicklungen aus gesehen wird, in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors.

[0146] Eine Zweipol-Version der Maschine von **Fig.** 25 ist in **Fig.** 26 gezeigt und ist der Maschine von **Fig.** 25 ähnlich, wobei jedoch die Rotorschlitze **155'** und **156'** eine räumliche Änderung aufweisen, die sich über den Umfang des Rotors **150'** zweimal wiederholt. Es wird angemerkt, daß die Maximal- und Minimalwerte der Modulation durch die Rotorschlitzbreite/tiefe zueinander um 90° versetzt sein sollten (die Modulationsperiode beträgt 90° mechanisch). Bei Zweipol-Maschinen würde die Modulationsperiode 180° mechanisch betragen, wie in der **Fig.** 26 gezeigt ist. Für alle Maschinen gilt die Verallgemeinerung, daß die geforderte Modulation eine Periode besitzt, die gleich "1 Polteilung" ist; d. h. die Strecke, die durch einen Pol der Maschine überspannt wird. Per Definition entspricht 1 Polteilung einer Angabe von 180 "elektrischen Grad". Die Angabe "elektrische Grad" betrifft den Fluß und die MMF-Signalformen; d. h. das elektromagnetische Feld in der Maschine. Die Schätzwerte von Rotorposition/Drehzahl und die tatsächlichen Größen, die in den beigefügten Figuren enthalten sind, sind somit in der Angabe elektrische Grad (oder Radian).

[0147] Das Demodulationsverfahren der vorliegenden Erfindung setzt voraus, daß die räumliche Modulation der Rotorimpedanz eine periodische Funktion ist, die vorzugsweise rein sinusförmig ist; d. h. Sinus oder Cosinus $2\theta_r$. Wenn die Modulation zusätzliche Harmonische enthält (z. B. eine Dreieckwellenmodulation), werden in die Schätzwerte von Position/Drehzahl Fehler eingeführt, es sei denn bei der Demodulation ist eine gewisse Form der Kompensation oder Abbildung enthalten. Die Statorwicklungen in allen herkömmlichen Maschinen sind jedoch so aufgebaut, daß sie die räumlichen Grundkomponenten hervorheben und höhere räumliche Harmonische dämpfen. Daher wird selbst bei einer "Rechteck-" Modulation in den Schlitzbreiten oder -tiefen (die Schlitzöffnungen wechseln z. B. lediglich zwischen zwei Breiten) die resultierende Modulation der Rotorimpedanz, die von den Statorwicklungen aus gesehen wird, nahezu sinusförmig und höchstwahrscheinlich für weniger anspruchsvolle Anwendungen geeignet sein. Das ist ein besonders angenehmes Attribut der vorliegenden Erfindung, da es bedeutet, daß lediglich ein kleiner Kompromiß in bezug auf die Maschinenleistung erforderlich ist, falls dieser überhaupt notwendig ist, um eine räumliche Modulation mit einer zum Verfolgen ausreichenden Amplitude zu erzielen. Frühere Lösungen zur Drehzahlabschätzung versuchten, die Auswirkungen einzelner Rotorschlitze zu verfolgen, wie etwa das induzierte Spannungs- oder Strombrummen bei der Rotorschlitzfrequenz. Die Stator- und Rotorwicklungen sind jedoch herkömmlich so aufgebaut, daß diese Schlitzeffekte minimal gemacht sind, um eine Welligkeit des Drehmoments (Versatz des Drehmoments) und zugehörige Verluste minimal zu machen. Daher sind die Schlitzbrummeffekte im allgemeinen zu gering, um sie insbesondere über einen weiten Arbeitsbereich zuverlässig zu verfolgen. Ein Hervorheben des Brummen durch Konstruktionsmodifikationen wird die Maschinenleistung beeinträchtigen. Einfach ausgedrückt sind die Statorwicklungen inhärent so konstruiert, daß Induktivitätsänderungen und elektromagnetische Effekte, die über eine Teilung des Maschinenpols und nicht über einem einzelnen Schlitz auftreten, erfaßt werden.

[0148] Daher ist es in der vorliegenden Erfindung möglich, eine periodische räumliche Modulation der Rotorimpedanz (z. B. sin/cos $2\omega_r$ + Harmonische, Dreieck-Signalformen usw.) mit einer Periode von 180 elektrischen Grad auszunutzen.

[0149] Obwohl die vorliegende Erfindung oben in bezug auf einen Kurzschlußläufer-Induktionsmotor beschrieben wurde, ist klar, daß sie auf weitere Typen von elektrischen Wechselspannungsmaschinen angewendet werden kann, die am Rotor ein magnetisches Merkmal besitzen.

[0150] In **Fig.** 27 ist eine Vierpol-Synchronmaschine mit innen angebrachtem Permanentmagnet und inhärentem magnetischen Merkmal des Rotors dargestellt. Der beispielhafte Motor besitzt einen Vierpol-Stator **111** mit symmetrischen Dreipha sen-Statorwicklungen 112 und einen Rotor **160** mit einem Rotorkörper **161**, der drehbar an einer Welle **162** angebracht ist, wobei vier Permanentmagnete **164** am Umfang des Rotorkörpers **161** angebracht sind. Zwischen den Permanentmagneteinsätzen **164** sind erhabene Bereiche **165** des Rotor-

körpers. Der erhabene Bereich **165** kann z. B. längs der q-Achse des Rotors ausgerichtet sein und die Permanentmagneteinsätze **164** können um die d-Achse zentriert sein, wobei sich bei einer Vierpol-Maschine vier Permanentmagnete **164** und vier erhabene Bereiche **165** um den Umfang des Rotors erstrecken. Wegen dem inhärenten magnetischen Merkmal des Rotors, der durch diesen Rotortyp geschaffen wird, ändert sich die effektive Impedanz, die von den Statorwicklungen aus gesehen wird, mit der Drehposition des Rotors.

[0151] Eine Änderung der Permanentmagnetmaschine ist in **Fig.** 28 gezeigt, in der der Rotor **170** mit einem Rotorkörper **171**, der sich an einer Welle **172** dreht, vier Permanentmagnete **174** aufweist, die im Rotorkörper **171** an Positionen, die an der d-Achse zentriert sind, eingebettet oder versenkt sind. Diese Rotorkonstruktion hat in ähnlicher Weise bei der Drehung des Rotors eine Änderung der effektiven Impedanz, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird, zu Folge.

[0152] Eine synchrone Vierpol-Reluktanzmaschine mit einem inhärenten magnetischen Merkmal des Rotors ist in **Fig.** 29 gezeigt. Diese Maschine wird zur Veranschaulichung mit einem Stator **11** gezeigt, der symmetrische Dreiphasen-Wicklungen **112** besitzt, wobei der Reluktanzrotor **180** einen Rotorkörper **181**, der sich an einer Welle **182** dreht, umfaßt. Der Rotorkörper **181** ist aus gekrümmten Ankerblechen **184** aus ferromagnetischem Material, die längs einer der Achsen der Maschine ausgerichtet sind, z. B. längs der q-Achse, und nicht ferromagnetischem Material **185**, in dem die Ankerbleche **184** eingebettet sind und gehalten werden, gebildet. Die effektive Impedanz bei der Hochfrequenz des Anregungssignals wird sich in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors **180** ändern, was zur Bestimmung der Rotorposition ausgenutzt werden kann.

[0153] Die Erfassung der Rotorposition bei jeder der vorhergehenden Maschinen kann in derselben Weise ausgeführt werden wie oben für die Maschine **31** beschrieben wurde, vorzugsweise durch Überlagern und Tiefpaßfiltern des gemischten Signals, wie oben beschrieben wurde. Das gefilterte und überlagerte Signal wird dieselbe Form besitzen wie für eine Induktionsmaschine und kann bei Bedarf verwendet werden, um eine Drehzahl-Beobachtungseinrichtung des Luenberger-Typs anzusteuern. Eine Sättigung kann zusätzliche Modulationen sowohl bei der Anregungsfrequenz, die auf den Statorstrom ausgerichtet ist, als auch bei der Rotorfrequenz, die auf den Hauptfluß ausgerichtet ist, einführen. Im Gegensatz zur Induktionsmaschine ist der Hauptfluß auf den Rotor beschränkt und daher wird jede zusätzliche räumliche Modulation, die durch die Sättigung der Hauptflußwege erzeugt wird, in bezug auf das Motormerkmal festgestellt. Deswegen wird eine in Antrieben für Induktionsmaschinen potentiell große Fehlerquelle (dort, wo es erwünscht ist, die Rotorposition und nicht die Flußposition zu verfolgen) in Antrieben für Synchron- und Reluktanzmaschinen im allgemeinen klein sein. Eine Entkopplungsvorrichtung, die im Antrieb der Induktionsmaschine verwendet wird, kann außerdem implementiert sein, um diese Fehler zu vermindern, wenn sie wesentlich sind. Obwohl eine Sättigung infolge von Rotorströmen (Lasteffekte in Induktionsmaschinen) bei derartigen Maschinen mit herausragendem Merkmal fehlt, können Statorströme trotzdem eine Modulation in den Streuinduktivitäten des Stators erzeugen. Diese Modulation sollte jedoch in bezug auf das große Merkmal des Rotors, das in solchen Maschinen üblich ist, unbedeutend sein.

[0154] **Fig.** 30 zeigt eine Implementierung der Erfindung, bei der das Hochfrequenzsignal in die Ausgangsversorgungsleitungen **34**, **35** und **36** außerhalb des Wechselrichters **77** eingeführt wird. Bei dieser Implementierung empfängt der Wechselrichter **77** die Befehlssignale v^*_{asl}, v^*_{bsl} und v^*_{csl}, um zu bewirken, daß der Wechselrichter auf den Ausgangsversorgungsleitungen **34**, **35** und **36** Ausgangsleistung lediglich bei der Grundfrequenz liefert. Die Generatoren **190** und **191** des Hochfrequenzsignals mit Standardaufbau (die ein einzelner Generator mit Phasenschiebern sein können) liefern die hochfrequenten Schwachleistungs-Sinuswellensignale $V_{abi} = \sqrt{3}\, V_{si} \sin(\omega_i t + 2\pi/3)$ bzw. $V_{bci} = \sqrt{3}\, V_{si} \sin \omega_i t$.Die Ausgänge der Signalgeneratoren **190** und **191** werden an einen Transformator **192** geliefert, der die Schwachleistungs- und Starkleistungs-Schaltungsanordnung trennt. Die Ausgangsleitungen **193**, **194** und **195** sind zwischen die Sekundärwicklung des Transformators **192** und die Ausgangsversorgungsleitungen **34**, **35** und **36** geschaltet. Die Kondensatoren **197**, die mit den Leitungen **193** bis **195** verbunden sind, schaffen eine Hochfrequenzkopplung, während sie geringe Frequenzen zu den Signalgeneratoren **190** und **191** zurück blocken. Die Spulen **198**, die in die Leitungen **34**, **35** und **36** zwischen den Wechselrichter **77** und die Verbindungen der Leitungen **193** bis **195** geschaltet sind, bilden zum Wechselrichter hin gesehen (in bezug auf die Streuinduktivität des Motors) eine hohe Impedanz an die hochfrequenten Signale von der Signalgeneratoren **190** und **191** Die Spulen **198** blockieren somit hochfrequente Signalströme gegen das Zurückfließen in den Wechselrichter **77**. Die obenbeschriebenen Motorantriebssysteme können unter Verwendung herkömmlicher Hardwarekomponenten und Schaltungsaufbauten implementiert werden. Nachfolgend werden beispielhafte Implementierungen der Schaltung beschrieben, es ist jedoch klar, daß diese lediglich zur Veranschaulichung dienen und daß die vorliegende Erfindung jede Implementierung verwenden kann, die wesentliche Funktionen der Erfindung ausführt.

[0155] Ein beispielhafter Aufbau eines Dreiphasen-Wechselrichters, der als Wechselrichter **75** verwendet werden kann, ist in **Fig.** 31 gezeigt. Der Wechselrichter von **Fig.** 31 verwendet eine Diodenbrücke, die aus Dioden **201** gebildet ist, um die (typischerweise dreiphasige) kommerziell bereitgestellte Leistung von den Versorgungsleitungen **202** gleichzurichten, um Gleichspannung auf den Gleichspannungs-Stromschienenleitungen **203** und **204** zu liefern, an die ein Energiespeicher- und Filterkondensator **205** angeschlossen ist. Die

Gleichspannung auf den Leitungen **203** und **204** wird durch einen Dreiphasen-Wechselrichter, der (z. B.) aus in Brückenschaltung geschalteten Schaltvorrichtungen **207** mit Bipolar-Transistor mit isoliertem Gate (IGBT) aufgebaut ist, in eine Dreiphasen-Ausgangsspannung auf den Leitungen **34**, **35** und **36** umgesetzt. Die Schaltvorgänge der Vorrichtungen **207** werden durch Schaltsignale gesteuert, die in herkömmlicher Weise an die Gateanschlüsse der Vorrichtungen geliefert werden.

[0156] Ein beispielhaftes System zum Liefern der Schaltsignale an die Schaltvorrichtungen **207** des Wechselrichters von **Fig.** 31 ist in **Fig.** 32 gezeigt. Das System von **Fig.** 32 kann verwendet werden, um eine auf einen digitalen Signalprozessor basierende Implementierung der Antriebssysteme der **Fig.** 1, 2 oder 3 zu schaffen, die die Verarbeitung z. B. der **Fig.** 5 und der **Fig.** 7, 8, 9, 10 oder 11 verwendet. Das System von **Fig.** 32 enthält einen digitalen Signalprozessor (DSP) **210**, z. B. einen Motorola DSP56001, der durch Datenbus- und Steuerleitungen **211** in herkömmlicher Weise mit Analog/Digital-Umsetzern **212**, die Stromsignale von einer Stromerfassungs-Schaltungsanordnung **213** empfangen, und mit Analog/Digital-Umsetzern **215**, die Spannungssignale von einer Spannungserfassungs-Schaltungsanordnung **216** empfangen, verbunden ist, um dadurch den DSP **210** mit Daten zu versorgen, die eine Angabe der Stromsignale i_{as} und i_{bs} und der Spannungssignale v_{ab} und v_{bc} sind. Der- DSP **210** liefert Steuer- und Datensignale an einen Gatesignal-Generator **220** des PWM-Wechselrichters, der Ausgangssignale auf Leitungen **221** an Gatetreiber **222** liefert, die wiederum die erforderlichen Schaltsignale auf Leitungen **224** an die Gateanschlüsse der Schaltvorrichtungen **207** liefern. Zusätzliche Digital/Analog-Umsetzer 227 und digitale Eingangs- und Ausgangsschnittstellen und Kommunikationsanschlüsse **228** stehen in herkömmlicher Art mit dem DSP **210** in Verbindung. Der DSP **210** kann in herkömmlicher und wohlbekannter Weise programmiert sein, um die Signalverarbeitung in jeder der Implementierungen der **Fig.** 1 bis 4 oder in jeder weiteren Implementierung zur Motorsteuerung auszuführen oder um einfach Informationen zur Rotorposition und/oder -drehzahl zu liefern.

[0157] Als eine Alternative zur vollständig digitalen Implementierung von **Fig.** 32 kann die Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung 43 der Erfindung durch eine Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung in Hybridbauweise implementiert werden, wie in **Fig.** 33 gezeigt ist. Die gezeigte Implementierung von **Fig.** 33 enthält den Überlagerungsprozeß, eine Linearzustand-Rückkopplungs-Steuereinheit, eine Drehmomentbefehls-Vorwärtssteuerung und eine Signalbefehlserzeugung. Beispielhafte integrierte Schaltungen, die in dieser Implementierung verwendet werden können, sind auf den in der Zeichnung gezeigten Einheiten in Klammern angegeben. Ein analoges Signal von der Filter- und Koordinatentransformationsschaltung **46**, das eine Angabe des Stroms $i_{qSi}{}^{s}$ ist, wird auf einer Leitung **230** zum einem multiplizierenden Digital/Analog-Umsetzer (DAC) **231** geleitet. Der digitale Eingang des DAC **231** wird von einer Cosinus-Tabelle in einem EPROM **234** geliefert. In ähnlicher Weise wird ein analoges Signal von der Schaltung **46**, das eine Angabe des Stroms $i_{dsi}{}^{S}$ ist, auf einer Leitung **235** zu einem multiplizierenden DAC **236** geleitet, der seinen digitalen Eingang von einem EPROM **238** empfängt, der mit einer Tabelle der negativen Sinuswerte programmiert ist. Ein analoges Signal der Drehmomentbefehls-Vorwärtssteuerung wird von einer auf das Feld ausgerichteten Steuereinheit auf einer Leitung **240** geliefert und kann entweder eine geschätzte oder eine vorgeschriebene Drehmomentgröße sein. Die EPROMs **234** und **238** werden durch ein Addierglied **242** angesteuert, das Eingänge von einem Zähler **243**, der durch einen Quarz-Oszillator **244** angesteuert wird, und von einem Zähler **246**, der von einem Spannung/Frequenz-Umsetzer 247 angesteuert wird, empfängt. Der Spannung/Frequenz-Umsetzer 247 wird durch ein Signal auf einer Leitung **249** angesteuert, das eine Angabe der geschätzten Drehzahl ω_r ist.

[0158] Die Ausgänge der DAC **231** und **236** werden in einem Summier- und Filterverstärker **251** (der sowohl als Summierknoten **98** als auch als Tiefpaßfilter der **Fig.** 7 bis 9 dient) summiert, um ein Fehlersignal ε_f zu schaffen, das durch einen Abschnitt **252** geleitet wird, in dem das Befehlssignal auf der Leitung **240** zugefügt wird, um das Signal ω_r der geschätzten Drehzahl zu schaffen. Der Abschnitt **252** enthält Integratoren und Summierverstärker, um eine analoge Implementierung der Steuereinheit **101** der Beobachtungseinrichtung und des Modells **95** eines mechanischen Systems der **Fig.** 7 bis 9 zu schaffen. Der Umsetzer **247** und der Zähler **246** wirken effektiv als ein digitaler Integrator von ω_r. Der Ausgang des Zählers **246** auf den Leitungen **254** sind Daten, die dem Positionsschätzwert θ_r entsprechen. Der Ausgang des Zählers **143** wird zusätzlich zur Lieferung an das Addierglied **242** außerdem an einen EPROM **256**, der mit einer Sinus-Tabelle programmiert ist, und an einen EPROM **257**, der mit einer Cosinus-Tabelle programmiert ist, geliefert. Der Ausgang des EPROM **256** wird an einen DAC **258** geliefert, der ein analoges Ausgangssignal liefert, das eine Angabe von $v_{dsi}{}^{s*}$ ist, und der Ausgang des EPROM **257** wird an einen DAC **260** geliefert, dessen Ausgang das Signal $v_{qsi}{}^{s*}$ ist.

[0159] Das Nachlauffilter **443** kann außerdem durch eine Analog/Digital-Hybridschaltung, die in **Fig.** 34 gezeigt ist, implementiert sein. Die gezeigte Implementierung von **Fig.** 34 ist jener von **Fig.** 33 ähnlich und enthält einen Überlagerungsprozeß, eine Linearzustands-Rückkopplungs-Steuereinheit und eine Signalbefehlserzeugung für das in **Fig.** 10 dargestellte Nachlauffilter. Die Ausgänge der DAC **231** und **236** werden in einem Summier- und Filterverstärker **251** summiert, um ein Fehlersignal ε zu schaffen, das durch einen Tiefpaßfilterabschnitt **252** (der als Tiefpaßfilter **100** wirkt) geleitet wird, um das Fehlersignal $-\varepsilon_f$ zu schaffen. Das gefilterte Fehlersignal wird dann durch einen Abschnitt **253** geleitet, der die lineare Steuereinheit **101** enthält, um das Signal $\hat{\omega}_c$ der geschätzte Drehzahl zu schaffen. Der Umsetzer **247** und der Zähler **246** wirken effektiv als ein digitaler

Integrator von $\hat{\omega}_e$. Der Ausgang des Zählers **246** auf den Leitungen **254** sind Daten, die dem Schätzwert $\hat{\theta}_e$ der Winkelposition des Flußvektors entsprechen. Der Ausgang des Zählers **243** wird zusätzlich zur Lieferung an das Addierglied **242** außerdem an einen EPROM **256**, der mit einer Sinus-Tabelle programmiert ist, und an einen EPROM **257**, der mit einer Cosinus-Tabelle programmiert ist, geliefert. Der Ausgang des EPROM **256** wird an einen DAC **258** geliefert, der ein analoges Ausgangssignal liefert, das eine Angabe von v_{dsi}^{s*} ist, und der Ausgang des EPROM **257** wird an einen DAC **260** geliefert, dessen Ausgang das Signal v_{qsi}^{s*} ist.

[0160] Die Filter- und Koordinatentransformationsschaltung **46** kann nach Standard-Möglichkeiten implementiert werden. Eine beispielhafte Schaltung, die die Statorabtastung, die Transformation von 3 auf 2 Phasen und die Trennung von Signalund Grundstromkomponenten über Hoch- und Tiefpaßfilterung erster Ordnung schafft, ist in **Fig.** 35 gezeigt. Die Gleichungen für die Koordinatentransformationen, die durch die Schaltung **35** ausgeführt werden, sind wohlbekannt. Für eine Dreiphasen-Versorgung ohne neutrale Verbindung gilt $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$ und

$$i^s_{qs} = \frac{2}{3}\left[i^s_{as} - \frac{1}{2}(i^s_{bs} + i^s_{cs})\right] = i^s_{as} \tag{23}$$

$$i^s_{ds} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(i^s_{bs} - i^s_{cs}) = -\frac{1}{\sqrt{3}}(i^s_{as} + 2i^s_{bs}) \tag{24}$$

[0161] Die Phase eines Statorstroms wird z. B. durch einen Halleffekt-Stromsensor abgetastet, der als Sensor **39** wirkt und auf einer Leitung **266** ein Ausgangssignal liefert, das eine Angabe von i_{as} ist, das so definiert ist, daß es gleich i_{qs}^s ist, und das Signal wird durch eine Ausgangstiefpaßfilterschaltung **267** geleitet, um das Signal i_{qsl}^s zu schaffen, und durch ein Hochpaßfilter **268** geleitet, um Signal i_{qsi}^s zu schaffen. In ähnlicher Weise wird die Phase b des Statorstroms durch einen Halleffekt-Sensor **39** erfaßt, der ein Ausgangssignal auf einer Leitung **271** liefert, das eine Angabe von i_{bs} ist, das durch einen Summierverstärker **272** geleitet wird, in dem es in geeigneter Weise mit dem Signal i_{as} summiert wird, um auf einer Leitung **273** das Signal i_{ds}^s zu liefern. Das Signal auf der Leitung **273** wird an ein Tiefpaßfilter **274** geliefert, um das Signal i_{dsl}^s zu schaffen, und an ein Hochpaßfilter **275** geliefert, um das Signal i_{dsi}^s zu schaffen. Die Signale i_{dsi}^s und i_{qsi}^s werden höhere Harmonische bei der Schaltfrequenz des Wechselrichters enthalten, diese besitzen jedoch eine kleine Amplitude und können in der Beobachtungseinrichtung ausgefiltert werden.

[0162] Eine ähnliche Schaltung kann verwendet werden, um die Spannungen v_{qsi}^s, v_{dsl}^S, v_{qsi}^s und v_{dsi}^S zu liefern. Alle Berechnungen und Transformationen basieren auf einer phasenweisen Sterndreieckschaltung zwischen Verbindungsleitung und neutraler Basis. Somit sind alle Transformationen, die in der Erfindung verwendet werden, unabhängig davon, ob der Motor in Delta- oder Sterndreieckschaltung angeschlossen ist. Die Spannungen, die über den Leitungen **34**, **35** und **36** gemessen werden, sind Spannungen zwischen den Leitungen v_{ab}^s und v_{bc}^s (und somit auch v_{ca}^S), wobei gilt $v_{ab}^s = v_{as}^s - v_{bs}^s$, usw. Die Transformation zu Zweiphasen-Größen ist einfach:

$$v^s_{qs} = \frac{2}{3}\left(v^s_{as} - \frac{1}{2}(v^s_{bs} + v^s_{cs})\right)$$

$$= \frac{2}{3}\left((v^s_{as} - v^s_{bs}) + \frac{1}{2}(v^s_{bs} + v^s_{cs})\right)$$

$$= \frac{2}{3}v^s_{ab} + \frac{1}{3}v^s_{bs} \tag{25}$$

$$v^s_{ds} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(v^s_{bs} - v^s_{cs})$$

$$= -\frac{1}{\sqrt{3}}v^s_{bs} \tag{26}$$

[0163] Eine beispielhafte analoge Schaltung, die verwendet werden kann, um Spannungsreferenzen zu erzeugen, die an einen Wechselrichter mit impulsbreitenmodulierter (PWM) Spannungsquelle geliefert werden, ist in **Fig.** 36 gezeigt. Die Schaltung von **Fig.** 36 enthält einen Stromregler **280**, der die Eingangssignale in der

gezeigten Weise empfängt und Ausgangssignale $-v_{qsl}^{s*}$ und $-v_{dsl}^{s*}$ liefert. Diese Signale und die eingeführten Frequenzsignale $-v_{qsi}^{s*}$ und $-v_{dsi}^{s*}$ werden an eine Signaleinführungsschaltung **281** geliefert, die die Signale v_{qs}^{s*} und v_{ds}^{s*} erzeugt. Diese Ausgangssignale werden an eine Schaltung **282** zur 2-Phasen/3-Phasen-Transformation geliefert, die die Spannungsreferenzen v_{as}^{s*}, v_{bs}^{s*} und v_{cs}^{s*} erzeugt. Ohne Nullfolge-Komponente; d. h. $v_{Os}^{s*} = 0$, gilt dann $v_{as}^{s*} + v_{bs}^{s*} + v_{cs}^{s*} = 0$ und

$$v^{s*}_{as} = v^{s*}_{qs} \tag{27}$$

$$v^{s*}_{bs} = -\frac{1}{2}\left(v^{s*}_{qs} + \sqrt{3}\ v^{s*}_{ds}\right) \tag{28}$$

$$v^{s*}_{cs} = -\frac{1}{2}\left(v^{s*}_{qs} - \sqrt{3}\ v^{s*}_{ds}\right) \tag{29}$$

[0164] Die Referenzspannungen, die in **Fig.** 36 erzeugt wurden, sind Phasenspannungen für ein Ersatz-Y-System (Sterndreieck-System). Der Wechselrichter erzeugt Spannungen zwischen Leitungen basierend auf diesen Phasenspannungsreferenzen; d. h. $v_{ab}^{s} = v_{as}^{s} - v_{bs}^{s}$, unabhängig davon, ob der Motor mit Delta- oder Sterndreieck-Schaltung geschaltet ist. Der Stromregler **280** ist eine proportionale und integrale lineare Steuereinheit mit stationärem Rahmen, die einfach zu implementieren ist und für viele Anwendungen eine ausreichende Leistungsfähigkeit besitzt. Wenn eine hohe Leistungsfähigkeit erforderlich ist, könnten Stromregler mit größerer Leistungsfähigkeit, wie etwa die proportionale und integrale Steuereinheit mit synchronem Rahmen, verwendet werden.

[0165] Wenn die angelegten Signalspannungen in Zweiphasen-Größen lauten

$$v_{qsi} = V_{si} \cos \omega_i t$$

$$v_{dsi} = -V_{si} \sin (\omega_i t),$$

sind die tatsächlich angelegten Signalspannungen in Dreiphasen-Größen (Maschinenrahmen):

$$v_{asi} = V_{si} \cos \omega_i t$$

$$v_{bsi} = V_{si} \cos (\omega_i t - 2\pi/3)$$

$$v_{csi} = V_{si} \cos (\omega_i t + 2\pi/3)$$

[0166] Die resultierenden Dreiphasen-Statorsignalströme (unter der Annahme, daß die Streureaktanz wie zuvor die Abschlußimpedanz dominiert) lauten:

$$i_{asi} = I_{i0} \sin \omega_i t + I_{i1} \sin (2\theta_r - \omega_i t)$$

$$i_{bsi} = I_{i0} \sin (\omega_i t - 2\pi/3) + I_{i1} \sin (2\theta_r - \omega_i t - 2\pi/3)$$

$$i_{csi} = I_{i0} \sin (\omega_i t + 2\pi/3) + I_{i1} \sin (2\theta_r - \omega_i t + 2\pi/3)$$

[0167] Das Überlagern der Dreiphasen-Größen in der Form:

$$\varepsilon = 2/3\ [i_{asi} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) + i_{bsi} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t - 2\pi/3) + i_{csi} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t + 2\pi/3)] \quad (30)$$

ergibt den gewünschten Fehlerterm:

$$\varepsilon = I_{i0} \sin(2\hat{\theta}_r - 2\omega_i t) + I_{i1} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \quad (31)$$

Wie oben angemerkt wurde, gilt dann, wenn eine neutrale Verbindung fehlt, wie das typischerweise der Fall ist,

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

In diesem Fall wird i_{cs} häufig nicht gemessen und wird bei Bedarf aus

$$i_{cs} = -i_{as} - i_{bs}$$

berechnet. Das Überlagern kann dann vereinfacht werden zu

$$\varepsilon = 2/\sqrt{3}\ [i_{asi} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t + \pi/3) + i_{bsi} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) \quad (32)$$

[0168] Das Überlagern ist mathematisch gleichbedeutend mit einer Koordinatentransformation und kann in jedem gewünschten Referenzrahmen ausgeführt werden oder erfolgen. Der Zweiphasen-d-q-Referenzrahmen ist im allgemeinen aus konzeptionellen Gründen erwünscht.

[0169] Eine Implementierung eines Überlagerungsmodulationsschemas, das Rahmengrößen einer Dreiphasen-Maschine verwendet und keine neutrale Umsetzung voraussetzt, d. h. $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$, ist in **Fig.** 37 gezeigt. Die Position/Drehzahl-Beobachtungseinrichtung von **Fig.** 37 ist der von **Fig.** 11 ähnlich und enthält einen Signalbefehlsgenerator, der die Dreiphasen-Hochfrequenzbefehlssignale (Signalfrequenz) liefert. Das Tiefpaßfilter **100**, die Steuereinheit **101** der Beobachtungseinrichtung und das Modell **95** eines mechanischen Systems sind dieselben wie in **Fig.** 7. Der Überlagerungsprozeß **97'** berechnet die Funktionen

$$\sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i^* t + \pi/3) \text{ und } \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i^* t)$$

und multipliziert diese Funktionen mit den Stromsignalen $i_{asi}{}^s$ bzw. $i_{bsi}{}^s$ führt die Addition an einem Knoten **98'** aus und wendet einen Faktor $2\sqrt{3}$ an, um das Fehlersignal ε von Gleichung (31) zu schaffen.

[0170] Zur Vereinfachung folgt eine Auflistung der hier verwendeten Nomenklatur und Abkürzungen.

BPF Bandpaßfilter
HPF Hochpaßfilter
TPF Tiefpaßfilter
PWM impulsbreitenmoduliert (Wechselrichter)
VSI Spannungsquellen-Wechselrichter
^ oberer Index, der geschätzte Größen bezeichnet
oberer Index, der vorgeschriebene oder Referenzgrößen bezeichnet
c oberer Index, der Größen des Synchronrahmens angibt
s oberer Index, der Größen des Stationärrahmens angibt
a Tiefenabmessung der Rotorschlitzöffnung
b Breitenabmessung der Rotorschlitzöffnung
B_{slf} mittlere Flußdichte längs der Öffnungsseite des Rotorschlitzes infolge der Grundkomponente des Rotorstroms
$\hat{b}$ geschätzte gesamte Rotor- und lastabhängige Dämpfung
I_{i0} Amplitude der unerwünschten Komponente im überlagerten Signal ε,

d. h. $I_{i0} \approx \frac{V_{si}}{\omega_i} \frac{L_{ls} + L_{lr}}{(L_{ls} + L_{lr})^2 - \Delta L_{lr}{}^2}$, falls die Streuinduktivität die Impe-

falls die Streuinduktivität die Impedanz bei der Signalfrequenz dominiert
I_{il} Amplitude der Komponente im überlagerten Signal ε, die die gewünschte Positionsinformation enthält: d. h.

$$I_{i0} \approx \frac{V_{si}}{\omega_i} \frac{\Delta L_{lr}}{(L_{ls} + L_{lr})^2 - \Delta L_{lr}{}^2},$$

falls die Streuinduktivität die Impedanz bei der Signalfrequenz dominiert
i_{as}, i_{bs}, i_{cs} gemessene Dreiphasen-Statorströme
v_a, v_b, v_c gemessene Dreiphasen-Statorspannungen
i_{rbl} Grundkomponente des individuellen Kollektorlamelle/Schlitz-Stroms des Rotors (bei der Schlupf-Frequenz)
i_{rbi} Signalfrequenzkomponente des individuellen Kollektorlamelle/Schlitz-Stroms des Rotors
i^{s*}_{qds} vorgeschriebener Statorstromvektor im stationären Rahmen; d. h.

$$i^{s*}_{qds} = [i^{s*}_{qs}, i^{s*}_{ds}]$$

i^{s}_{qds} gemessener/tatsächlicher Statorstrom-Spannungsvektor im stationären Rahmen; d. h.

$$i^{s}_{qds} = [i^{s}_{qs}, i^{s}_{ds}];$$

enthält Grundfrequenz- und Signalfrequenzkomponenten
iS_{qdsi} Komponente der Antriebsgrundfrequenz des gemessenen Statorstromvektors in Zweiphasen-Koordinaten des stationären Rahmens; d. h.

$$i^{s}_{qdsl} = [i^{s}_{qsl}, i^{s}_{dsl}]$$

i^{S}_{qdsh} Komponenten der harmonischen Frequenz des gemessenen Statorstromvektors in Zweiphasen-Koordinaten des stationären Rahmens d. h.

$$i^{s}_{qdsh} = [i^{s}_{qsh}, i^{s}_{dsh}]$$

i^{s}_{qdsi} Signalfrequenzkomponenten des gemessenen Statorstromvektors in Zweiphasen-Koordinaten des stationären Rahmens; d. h.

$$i^{s}_{qdsi} = [i^{s}_{qsi}, i^{s}_{dsi}]$$

$\hat{J}$ geschätzte Gesamtrotor- und Lastträgheit
K_1, K_2, K_3 abgeleitete, proportionale bzw. integrale Zustandsrückkopplungsverstärkungen der Steuereinheit der Beobachtungseinrichtung
L Stapellänge des Motorankerblechs (m)
ΔL_{ir} Amplitude der Modulation der Rotor-Streuinduktivität, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird
L_{ir} mittlere Rotor-Streuinduktivität, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird
L_{lri} mittlere Rotor-Streuinduktivität, wie sie von den Statorwicklungen aus gesehen wird bei der Signalfrequenz ω_i
L_{is} Stator-Streuinduktivität
mmf magnetomotorische Kraft
p ableitender Operator in bezug auf die Zeit; p = d/dt
r_r Rotorwiderstand, wie er von den Statorwicklungen aus gesehen wird
r_{ri} Rotorwiderstand, wie er von den Statorwicklungen aus gesehen wird, bei der Signalfrequenz ω_i
R_{si} Reluktanz über eine Schlitzöffnung (≈b/(μ aL))
t Zeit
T_e elektromagnetisches Drehmoment
v^{S}_{qds} gemessener/tatsächlicher Statorspannungsvektor in Zweiphasen-Festrahmen-Koordinaten; d. h.

$$v^{s}_{qds} = [v^{s}_{qs}, v^{s}_{ds}];$$

enthält Grundfre quenz- und Signalfrequenzkomponenten
v^{s}_{qdsl} Komponente der Antriebsgrundfrequenz (Antriebsfrequenz) des gemessenen Statorspannungsvektors in Zweiphasen-Festrahmen-Koordinaten; d. h.

$$v^{s}_{qdsl} = [v^{s}_{qsl}, v^{s}_{dsl}]$$

i^{s}_{qdsi} Signalfrequenzkomponenten des gemessenen Statorspannungsvektors in Zweiphasen-Festrahmen-Koordinaten; d. h. $v^{s}_{qdsi} = [v^{s}_{qsi}, v^{S}_{dsi}]$
V^{s}_{dsi} Amplitude der gemessenen d-Achsen-Spannung bei Signalfrequenz; $v^{s}_{dsi} = V^{s}_{dsi} \sin(\omega_i t)$
V^{s}_{qsi} Amplitude der gemessenen q-Achsen-Spannung bei Signalfrequenz; $v^{s}_{qsi} = V^{s}_{qsi} \cos(\omega_i t)$
V^{s}_{qdsi} Vektor, der die Amplituden der gemessenen Signalfrequenzspannungen in Zweiphasen-Festrahmen-Koordinaten enthält; d. h. $V^{s}_{qdsi} = [V^{s}_{qsi}\ V^{s}_{dsi}]$
V^{s}_{si} Amplitude der vorgeschriebenen Signalfrequenzspannung; d. h. $V^{s*}_{qsi} = V^{*}_{si} \cos(\omega_i * t)$

V_{si0} mittlere Amplitude der gemessenen Signalfrequenzspannungen; d. h. $V_{si0} = (V^s_{dsi} + V^s_{qsi})/2$
Y_{i0} Amplitude der unerwünschten Komponente im überlagerten Signal ε;

$$\text{d. h. } Y_{i0} \approx \frac{1}{\omega_i} \frac{L_{ls} + L_{lr}}{(L_{ls} + L_{lr})^2 - \Delta L_{lr}^2},$$

falls die Streuinduktivität die Impe danz bei der Signalfrequenz dominiert
Y_{il} Amplitude der Komponente im überlagerten Signal ε, die die gewünschte Positionsinformation enthält; d. h.

$$Y_{i1} \approx \frac{1}{\omega_i} \frac{\Delta L_{lr}}{(L_{ls} + L_{lr})^2 - \Delta L_{lr}^2}$$

falls die Streuinduktivität die Impedanz bei der Signalfrequenz dominiert
$\Delta\sigma L_s$ Amplitude der Modulation der Durchgangsinduktivität des Stators, wie sie von den Statorwicklungen eines Induktionsmotors aus gesehen wird; d. h.

$$\Delta\sigma L_s = \frac{\sigma L_{qs} - \sigma L_{ds}}{2} \qquad (33)$$

wobei σL_{qs} und σL_{ds} die Durchgangsinduktivitäten des Stators sind, wie sie längs der q- bzw. d-Achse des Stators gesehen werden.
σL_s mittlere Durchgangsinduktivität des Stators, wie sie von den Statorwicklungen eines Induktionsmotors aus gesehen werden; d. h.

$$\sigma L_s = \frac{\sigma L_{qs} + \sigma L_{ds}}{2} \qquad (34)$$

ε Fehlersignal, das nach dem Überlagern erhalten wird
ε_f Fehlersignal, das nach dem Überlagern und nach dem Tiefpaßfiltern erhalten wird
λ_r Rotorflußgröße für Feldausrichtung
μ Permeabilität (H/m)
μ Permeabilität von freiem Raum und Luft (= $4\pi\ 10^{-7}$ H/m)
σ elektrische Leitfähigkeit (S/m)
θ_s Schlupfwinkel des Induktionsmotors (elektrische Radian oder Grad)
θ_r Rotorposition (elektrische Radian oder Grad)
θ_e Winkelposition des Flußvektors (elektrische Radian oder Grad)
θ_{rf} Flußwinkel des Rotors (elektrische Radian oder Grad)
ωe Anregungsgrundfrequenz und/oder Winkelgeschwindigkeit des Flußvektors (rad/s)
ωh Frequenz der Harmonischen, z. B. Schaltfrequenzen des Wechselrichters (rad/s9
ω_i Signalfrequenz (rad/s)
ω_r Winkelgeschwindigkeit des Rotors (elektrische Radian/s)
ω_r Winkelbeschleunigung des Rotors (elektrische Radian/s^2)

[0171] Es sollte klar sein, daß die vorliegende Erfindung außerdem auf Linearmotoren angewendet werden kann, einschließlich lineare Induktions-, Synchron- und Reluktanzmotoren. Lineare Meßwandler sind im allgemeinen teuer und weniger zuverlässig als Rotationsmeßwandler und deswegen ist der Bedarf an meßwandlerlosen Sensoren bei der Positionsabschätzung in linearen Maschinen besonders akut. Die Theorie und die Implementierung der Erfindung sind für lineare Maschinen und Rotationsmaschinen gleich, wobei Rotationsgrößen durch Größen ersetzt werden müssen, die sich auf lineare Verschiebungen beziehen, z. B. $\theta_r \rightarrow x\pi/\tau_p$ (wobei τ_p die Polteilung ist und x die lineare Position ist), J → M (Masse) usw.

[0172] Bei einer linearen Maschine kann das räumlich modulierte Element entweder das feststehende oder das bewegliche Element sein. Somit kann der Motorantrieb der vorliegenden Erfindung mit derartigen Maschinen verwendet werden, er kann jedoch die Antriebsleistung entweder an das feststehende Element oder an das bewegliche Element liefern.

[0173] Ein beispielhafter Linearmotor, der herausragende Merkmale gemäß der vorliegenden Erfindung besitzt, ist in **Fig.** 38 gezeigt. Die Motor besitzt eine lange feststehende Primärstruktur **301** (die einem Stator entspricht) und eine kurze bewegliche Sekundärstruktur **302** (die einem Rotor entspricht). Die Sekundärstruktur **302** kann für eine lineare Bewegung durch eine beliebige gewünschte Struktur (nicht gezeigt) gehalten werden. Die Sekundärstruktur **302** könnte z. B. auf Rädern, Rollenlagern oder Luftlagern angebracht sein und in (nicht gezeigten) Schienen in einer gewünschten Beziehung zur Primärstruktur **301** gehalten werden. Die Primärstruktur **301** besitzt einen Rahmen **304**, der z. B. aus laminiertem Stahl gebildet ist, sowie mehrere Stator- oder

Primärwicklungen **305** in regelmäßig beabstandeten Schlitzen. Die Struktur der Primärstruktur **301** ist im wesentlichen die der Statoren einer der Maschinen von **Fig.** 24 bis 29, die jedoch flach angeordnet ist. Die lange Primärstruktur **301** kann mehrere sich wiederholende Segmente aufweisen, von denen jedes einem einzelnen flach angeordneten Stator einer Rotationsmaschine entspricht, und wobei jedes Segment in derselben Weise, die oben erläutert wurde, mit ausgeglichener Mehrphasen-Leistung mit den Antriebs- und Signalfrequenzen versorgt wird.

[0174] Die Sekundärstruktur **302** besitzt einen Körper **308** aus metallischen Ankerblechen, die auf einem Trägerrahmen **309** getragen werden, wobei in den Körper mehrere regelmäßig beabstandete Schlitze geschnitten sind. Leitende Kollektorlamellen, die die Sekundärwicklungen bilden, sind in dem Sekundärkörper **308** hinter den Schlitzen **310** angebracht und entsprechen den leitenden Kollektorlamellen (Sekundärwicklungen) des Kurzschlußläufer-Rotors der **Fig.** 24 bis 26 und sind untereinander in einer Weise verbunden, die der des Kurzschlußläufer-Rotors entspricht. Die Breite der Schlitze **310** ändert sich in einem regelmäßigen Muster, um in der Streuinduktivität der Sekundärstruktur, wie sie von der Primärstruktur aus gesehen wird, eine räumliche Modulation zu erzeugen. Der Linearmotor kann eine räumliche Modulation besitzen, die in einer anderen geeigneten Weise enthalten ist, z. B. unter Verwendung einer der Strukturen, die oben für Rotoren beschrieben wurde. Die Erfindung kann auf weitere Typen von linearen Wechselspannungsmaschinen angewendet werden, wie etwa synchrone Reluktanzmaschinen und einige Synchronmaschinen mit Permanentmagnet, die an der Sekundärstruktur ein inhärentes magnetisches Merkmal aufweisen, wobei der Aufbau der Sekundärstruktur im wesentlichen der von Rotoren einer der Maschinen der **Fig.** 27 bis 29 ist, der jedoch flach angeordnet ist. Weitere Änderungen sind ebenfalls klar; z. B. könnte die Sekundärstruktur das lange Element und die Primärstruktur könnte das kurze Element sein, der Rotor könnte Leiter auf beiden Seiten aufweisen, wobei sich auf beiden Seiten des Stators eine Primärwicklung befindet usw. Es ist klar, daß das Antriebssystem der vorliegenden Erfindung somit entweder bei Rotationsmaschinen oder bei linearen Maschinen verwendet werden kann. In jedem Fall besitzt der Motor eine Primärwicklung und eine Sekundärwicklung, die relativ zueinander beweglich sind, wobei die Sekundärwicklung mit der Primärwicklung magnetisch gekoppelt ist, um eine Impedanz zu schaffen, die sich, von der Primärwicklung aus gesehen, in Abhängigkeit von der relativen Position der Primärwicklung und der Sekundärwicklung ändert. Leistung wird an die Primärwicklung bei der Antriebsgrundfrequenz und der höheren Signalfrequenz geliefert und die Antwort der Primärwicklung bei der Signalfrequenz wird gemessen, um eine Bestimmung der relativen Position der Primärwicklung und der Sekundärwicklung zu ermöglichen.

[0175] Es ist klar, daß die Erfindung nicht auf die bestimmten gezeigten Ausführungsformen, die hier beschrieben wurden, beschränkt ist, sondern alle ihre modifizierten Formen umfaßt, die in den Umfang der folgenden Ansprüche fallen.

Patentansprüche

1. Kombination aus einem Motorantrieb und einem Wechselspannungs-Induktionsmotor (**31**, **110**);
wobei der Wechselspannungs-Induktionsmotor enthält:
einen Stator mit mehreren darauf angeordneten Statorwicklungen (**112**) und einen Rotor (**117**), der im Stator drehbar angebracht ist, wobei der Rotor (**117**) Mittel enthält, die eine von den Statorwicklungen (**112**) aus gesehene Impedanz schaffen, die sich in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors (**117**) ändert; und
wobei der Motorantrieb umfaßt:
(a) Antriebsmittel, die mit den Statorwicklungen (**112**) verbunden werden können, um an die Statorwicklungen (**112**) eine Wechselspannungsantriebsleistung mit einer Antriebsgrundfrequenz des Motors zu liefern und um außerdem für die Statorwicklungen (**112**) Leistung mit einer Signalfrequenz zu liefern, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und
(b) Mittel zum Messen der Antwort der Statorwicklungen (**112**) auf die Signalfrequenz-Leistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, woraus die Winkelposition und/oder die Drehzahl des Rotors (**117**) bestimmt werden können.

2. Motorantrieb zum Antreiben eines Induktionsmotors (**31**, **110**) des Typs, der einen Stator mit mehreren darauf angeordneten Statorwicklungen (**112**) und einen Rotor (**117**), der im Stator (**100**) drehbar angebracht ist, umfaßt, wobei der Rotor gleichmäßig ist, derart, daß sich die von den Statorwicklungen (**112**) aus gesehene Impedanz in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors (**117**) nicht wesentlich ändert, wobei der Motorantrieb umfaßt:
(a) Antriebsmittel, die mit den Statorwicklungen (**112**) verbunden werden können, um für die Statorwicklungen (**112**) eine Wechselspannungsantriebsleistung mit einer Antriebsgrundfrequenz des Motors zu liefern, die auf einem Pegel liegt, der ausreicht, um eine magnetische Sättigung im Stator zu erzielen, und um außerdem für die Statorwicklungen (**112**) Leistung mit einer Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist, zu liefern; und

(b) Mittel zum Messen der Antwort der Statorwicklungen (**112**) auf die Signalfrequenz-Leistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die Winkelposition und/oder die Drehzahl des Magnetflußvektors bestimmt werden können.

3. Motorantrieb nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die Antriebsmittel einen Wechselrichter (**38**) mit mehreren Schaltvorrichtungen, die in einer Brückenkonfiguration angeschlossen sind, und Steuermittel, die die Schaltvorgänge der Schaltvorrichtungen steuern, umfassen, um für die Statorwicklungen (**112**) Wechselspannungsleistung bereitzustellen, wobei die Steuermittel die Schaltvorgänge der Schaltvorrichtungen des Wechselrichters in einer impulsbreitenmodulierten Weise mit einer hohen Schaltfrequenz steuern, um eine impulsbreitenmodulierte Ausgangsleistung zu schaffen, die eine Komponente der Antriebsgrundfrequenz und eine Komponente der hohen Signalfrequenz enthält.

4. Motorantrieb nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die Mittel zum Messen der Antwort des Stators auf die Signalfrequenzleistung einen Überlagerungsdemodulator enthalten, der ein Signal, das von der hohen Signalfrequenz abhängt, mit der Antwort von den Statorwicklungen (**112**) mischt, um ein Signal zu liefern, das die Drehposition des Rotors (**117**) oder des Flußvektors angibt.

5. Motorantrieb nach Anspruch 1 oder 2, bei dem der Induktionsmotor ein Dreiphasenmotor mit drei Eingangsleitungen (**34**, **35**, **36**, **40**, **41**, **42**) ist, wobei die Meßmittel umfassen: Mittel (**39**), die die Ströme in den Eingangsleitungen zum Motor erfassen, Mittel, die die erfaßten Ströme in äquivalente q-Achsen- und d-Achsen-Stromsignale i^s_{qsi} bzw. i^s_{dsi} transformieren, Mittel, die die Stromsignale (**97**) überlagern, um ein Mischsignal ε zu liefern, das eine Funktion des Ausdrucks

$$\varepsilon = i^s_{qsi} \cos(2\hat{\theta} - \omega_i t) - i^s_{dsi} \sin(2\hat{\theta} - \omega_i t)$$

ist, wobei $\hat{\theta}$ ein vorhandener Schätzwert der Position des Rotors (**117**) oder der Flußposition ist und ω_i die Signalfrequenz ist,
und ein Tiefpaßfilter (**100**), das das Signal ε filtert, um ein gefiltertes Signal ε_f zu liefern, das eine Funktion des Ausdrucks

$$\varepsilon_f = I_{il} \sin[2(\theta - \hat{\theta})]$$

ist, wobei I_{il} eine Stromamplitude ist und θ die Ist-Position des Rotors (**117**) oder die Ist-Flußposition ist.

6. Motorantrieb nach Anspruch 5, bei dem die Meßmittel ferner eine Beobachtungssteuereinheit (**101**), die das gefilterte Signal ε_f empfangen, und ein Modell des mechanischen Systems (**95**) des Motors enthalten, wobei die Beobachtersteuereinheit (**101**) eine wahlweise gewichtete und konditionierte Version des Signals ε_f für das Modell (**95**) des mechanischen Systems liefert, wobei das Modell (**95**) des mechanischen Systems außerdem ein Drehmomenteingangssignal empfängt und Ausgangssignale liefert, die Schätzwerte der Drehzahl $\hat{\omega}_r$ und der Drehposition $\hat{\theta}_r$ sind, wobei der Positionsschätzwert $\hat{\theta}_r$ zu den Überlagerungsmitteln (**97**) rückgekoppelt wird.

7. Motorantrieb nach Anspruch 5, bei dem die Meßmittel ferner eine Nachlauffilter-Steuereinheit (**443**) enthalten, die das gefilterte Signal ε_f empfängt, wobei die Steuereinheit eine wahlweise gewichtete und konditionierte Version des Signals ε_f bereitstellt, das dazu verwendet wird, Ausgangssignale zu schaffen, die Schätzwerte der Magnetflußvektor-Drehzahl $\hat{\omega}_c$ und der Position $\hat{\theta}_c$ sind, wobei der Positionsschätzwert $\hat{\theta}_c$ zu den Überlagerungsmitteln rückgekoppelt wird, um das Signal ε_f nach null zu drängen.

8. Motorantrieb nach Anspruch 1, bei dem die Antriebsmittel einen .. stromregulierten Wechselrichter (**38**) enthalten und die Meßmittel ein Signal bereitstellen, das die Drehposition des Rotors (**117**) angibt, und Steuermittel zum Steuern der vom Wechselrichter in den Motor eingegebenen Leistung enthalten, um dessen Drehzahl und Drehmoment zu steuern, wobei die Steuermittel Eingangssignale empfangen, die die Solldrehzahl und das Solldrehmoment des Motors angeben, und außerdem von den Meßmitteln das Signal empfangen, das die Drehposition des Rotors (**117**) angibt, und Ausgangssignale für den stromregulierten Wechselrichter (**38**) tiefem, die die Soll-Ausgangsströme angeben.

9. Motorantrieb nach Anspruch 1 oder 2, bei dem die Antriebsmittel einen mit den Statorwicklungen verbundenen Wechselrichter (**38**), der für die Statorwicklungen (**112**) auf Versorgungsleitungen (**34**, **35**, **36**) die Wechselspannungsantriebsleistung mit der Grundfrequenz liefert, und ferner Signalgeneratoren, die mit den Versorgungsleitungen gekoppelt sind und Leistung für die Statorwicklung mit der Signalfrequenz liefern, um-

fassen.

10. Motorantrieb nach Anspruch 1 oder 2, wobei der Motor ein Dreiphasenmotor ist und die Antriebsmittel eine ausgeglichene Leistung mit der Antriebsfrequenz und mit der Signalfrequenz für die Dreiphasenstator-Wicklungen bereitstellen.

11. Motorantrieb nach Anspruch 1, wobei der Motor ein Mehrphasen-Wechselspannungsmotor ist und die Antriebsmittel Ausgangsversorgungsleitungen besitzen, die mit den Statorwicklungen verbunden werden können, und eine Mehrphasen-Wechselspannungsantriebsleistung mit der Antriebsgrundfrequenz für einen mit den Ausgangsversorgungsleitungen der Antriebsmittel verbundenen Motor liefern, so daß er Wechselspannungsantriebsleistung empfängt, und außerdem eine ausgeglichene Mehrphasenleistung für die Ausgangsversorgungsleitungen mit der Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist, liefern, wobei die Mittel zum Messen der Antwort enthalten:
Sensoren (**39**), die mit den Ausgangsversorgungsleitungen (**34**, **35**, **36**) verbunden sind und die Antwort des Motors auf die von den Antriebsmitteln gelieferte Leistung erfassen und die Antwort angebende Ausgangssignale liefern; und
einen Überlagerungsdemodulator, der so angeschlossen ist, daß er die Signale von den Sensoren (**39**) empfängt und ein Signal, das von der hohen Signalfrequenz abhängt, mit den Antwortsignalen von den Sensoren mischt, um ein Signal zu liefern, das die Drehposition des Rotors (**117**) angibt.

12. Motorantrieb nach Anspruch 2, wobei der Motor ein Mehrphasenwechselspannungs-Induktionsmotor ist und die Antriebsmittel Ausgangsversorgungsleitungen (**34**, **35**, **36**) besitzen, die mit den Statorwicklungen (**117**) verbunden werden können, und Mehrphasen-Wechselspannungsantriebsleistung mit einer Antriebsgrundfrequenz für einen mit den Ausgangsversorgungsleitungen (**34**, **35**, **36**) verbundenen Wechselspannungs-Induktionsmotor bereitstellen, damit er die Wechselspannungsantriebsleistung mit einem Pegel, der ausreicht, um im Stator eine magnetische Sättigung zu erzielen, empfängt, liefern und außerdem eine ausgeglichene Mehrphasenleistung für die Ausgangsversorgungsleitungen (**34**, **35**, **36**) bei einer Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist, liefern, wobei die Mittel zum Messen der Antwort enthalten:
Sensoren (**39**), die mit den Ausgangsversorgungsleitungen (**34**, **35**, **36**) verbunden sind und die Antwort des Motors auf die von den Antriebsmitteln gelieferte Leistung erfassen und Ausgangssignale, die die Antwort angeben, liefern; und
einen Überlagerungsdemodulator, der so angeschlossen ist, daß er die Signale von den Sensoren (**39**) empfängt und ein Signal, das von der hohen Signalfrequenz abhängt, mit den Antwortsignalen von den Sensoren mischt, um ein Signal zu liefern, das die Drehposition des Magnetflußvektors angibt.

13. Motorantrieb nach Anspruch 11 oder 12, der ferner Transformationsschaltungsmittel (**46**), die die Signale von den Sensoren (**39**) empfangen und äquivalente q-Achsen- und d-Achsen-Stromsignale liefern, enthält, wobei der Überlagerungsdemodulator Signale mit der hohen Signalfrequenz mit den q-Achsen- und d-Achsen-Signalen von den Transformationsschaltungsmitteln (**46**) mischt, um ein gemischtes Signal zu liefern, um das Signal zu erzeugen, das die Drehposition des Rotors (**117**) oder des Magnetflußvektors angibt.

14. Verfahren zum Bestimmen der Drehposition eines Wechselspannungs-Induktionsmotors (**31**, **110**), das die folgenden Schritte umfaßt:
(a) Vorsehen eines Mehrphasen-Induktionsmotors, der einen Stator mit mehreren darauf angeordneten Statorwicklungen (**112**) sowie einen Rotor (**117**), der im Stator drehbar angebracht ist, enthält, wobei der Rotor (**117**) so konstruiert ist, daß er eine von den Statorwicklungen (**112**) aus gesehene Impedanz schafft, die sich gemäß einer periodischen Funktion der Drehposition des Rotors (**117**) ändert;
(b) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsantriebsleistung für die Statorwicklungen (**112**) mit einer Antriebsgrundfrequenz des Motors;
(c) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsleistung für die Statorwicklungen (**112**) mit einer Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und
(d) Messen der Antwort der Statorwicklungen (**112**) auf die Signalfrequenzleistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die Winkelposition des Rotors (**117**) in Abhängigkeit von der Zeit und/oder die Drehzahl des Rotors (**117**) anhand der Änderung der Antwort während des Betriebs des Motors bestimmt werden können.

15. Verfahren zum Bestimmen der Drehposition des Magnetflußvektors in einem Wechselspannungs-Induktionsmotor, das die folgenden Schritte umfaßt:
(a) Vorsehen eines Mehrphasenmotors (**31**, **110**), der einen Stator (**100**) mit mehreren darauf angebrachten Statorwicklungen (**112**) sowie einen Rotor (**117**), der im Stator drehbar angebracht ist, enthält, wobei der Rotor

(**117**) gleichmäßig ist, so daß sich die Impedanz, wie sie von den Statorwicklungen (**112**) aus gesehen wird, in Abhängigkeit von der Drehposition des Rotors (**117**) nicht wesentlich ändert;
(b) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsantriebsleistung für die Statorwicklungen (**112**) bei einer Antriebsgrundfrequenz des Motors, mit einem Pegel, der ausreicht, um im Stator eine magnetische Sättigung zu schaffen;
(c) Bereitstellen einer ausgeglichenen Wechselspannungsleistung für die Statorwicklungen (**112**) mit der Signalfrequenz, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und
(d) Messen der Antwort der Statorwicklungen (**112**) auf die Signalfrequenzleistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die Winkelposition des Magnetflußvektors in Abhängigkeit von der Zeit und/oder von der Drehzahl des Flußvektors aus der Änderung der Antwort während des Betriebs des Motors bestimmt werden können.

16. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15, bei dem der Schritt des Messens der Antwort der Statorwicklungen die Schritte des Mischens eines Signals, das von der hohen Signalfrequenz abhängt, mit dem Strom von den Statorwicklungen (**112**) und des Tiefpaßfilterns des gemischten Signals, um ein die Drehposition des Rotors angebendes Signal zu liefern, umfaßt.

17. Verfahren nach Anspruch 14 oder 15, bei dem der Motor ein Dreiphasenmotor mit drei Eingangsleitungen (**34**, **35**, **36**) ist, wobei der Schritt des Messens der Antwort die folgenden Schritte umfaßt: Erfassen der Ströme in den Eingangsleitungen (**34**, **35**, **36**) in den Motor, Transformieren der erfaßten Ströme in äquivalente q-Achsen- und d-Achsen-Stromsignale i^s_{qsi} bzw. i^s_{dsi} und Überlagern der Stromsignale, um ein gemischtes Signal e zu schaffen, das eine Funktion des Ausdrucks

$$\varepsilon = i^s_{qsi} \cos(2\hat{\theta} - \omega_i t) - i^s_{dsi} \sin(2\hat{\theta} - \omega_i t)$$

ist, wobei $\hat{\theta}$ ein vorhandener Schätzwert der Position des Rotors (**117**) oder der Flußposition ist und ω_i die Signalfrequenz ist,
und Tiefpaßfiltern des Signals ε, um ein gefiltertes Signal ε_f zu schaffen, das eine Funktion des Ausdrucks

$$\varepsilon_f = I_{il} \sin[2(\theta - \hat{\theta})]$$

ist, wobei I_{il} eine Stromamplitude ist und θ die Ist-Position des Rotors (**117**) oder die Ist-Flußposition ist.

18. Verfahren nach Anspruch 17, das den Schritt des Vorsehens einer wahlweise gewichteten und konditionierten Version des Signals ε_f für ein Modell (**95**) eines mechanischen Systems für den Motor und außerdem des Lieferns eines Drehmomenteingangssignals in das Modell (**95**) für ein mechanisches System und des Lieferns von Ausgangssignalen von dem Modell, die Schätzwerte der Rotordrehzahl $\hat{\omega}_r$ und der Position $\hat{\theta}$ sind, und des Rückkoppelns des Positionsschätzwertes $\hat{\theta}$ zum Überlagerungsschritt umfaßt.

19. Verfahren nach Anspruch 17, das den Schritt des Vorsehens einer wahlweise gewichteten und konditionierten Version des Signals ε_f, seiner Verwendung für die Lieferung von Ausgangssignalen, die Schätzwerte der Flußvektordrehzahl $\hat{\omega}_c$ und der Position $\hat{\theta}_c$ sind, und des Rückkoppelns des Positionsschätzwerts $\hat{\theta}_c$ zum Überlagerungsschritt umfaßt.

20. Motorantriebssystem, das umfaßt:
(a) einen Linearmotor, der eine Primärwicklung (**301**) und eine Sekundärwicklung (**302**) enthält, wobei die Primärwicklung (**301**) und die Sekundärwicklung (**302**) relativ zueinander geradlinig beweglich sind, wobei die Sekundärwicklung (**302**) mit der Primärwicklung (**301**) mechanisch gekoppelt ist, um eine Impedanz, die ‚von der Primärwicklung (**301**) aus gesehen wird, zu schaffen, die sich in Abhängigkeit von der relativen Position der Primärwicklung (**301**) und der Sekundärwicklung (**302**) ändert;
(b) Antriebsmittel, die mit der Primärwicklung (**301**) verbunden sind, um für die Primärwicklung (**301**) Wechselspannungsantriebsleistung bei einer Antriebsgrundfrequenz des Motors bereitzustellen und um außerdem Leistung für die Primärwicklung (**301**) bei einer Signalfrequenz bereitzustellen, die wesentlich höher als die Antriebsfrequenz ist; und
(c) Mittel zum Messen der Antwort der Primärwicklung (**301**) auf die Signalfrequenzleistung, um die Änderung der Antwort in Abhängigkeit von der Zeit während des Betriebs des Motors zu bestimmen, wodurch die relative lineare Position der Primärwicklung (**301**) und der Sekundärwicklung (**302**) bestimmt werden kann.

21. Motorantriebssystem nach Anspruch 20, bei dem die Sekundärwicklung (**302**) so konstruiert ist, daß sie eine Streuinduktivität besitzt, die sich in Abhängigkeit von der relativen Position der Sekundärwicklung

(**302**) und der Primärwicklung (**301**) mit der Signalfrequenz ändert, um eine Impedanz, die von der Primärwicklung (**301**) aus gesehen wird, zu schaffen, die sich mit der relativen Position ändert.

Es folgen 34 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

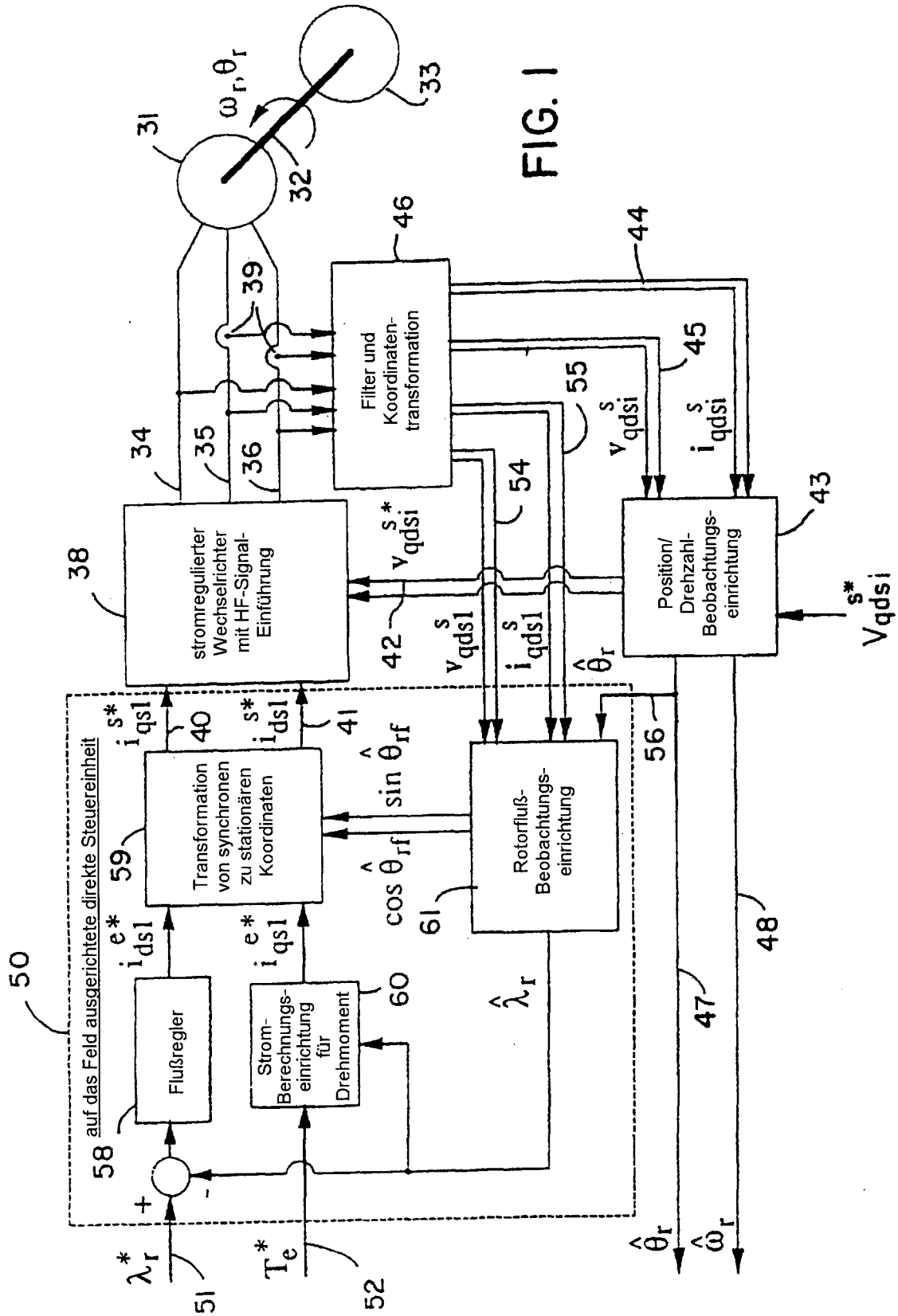


FIG. 1

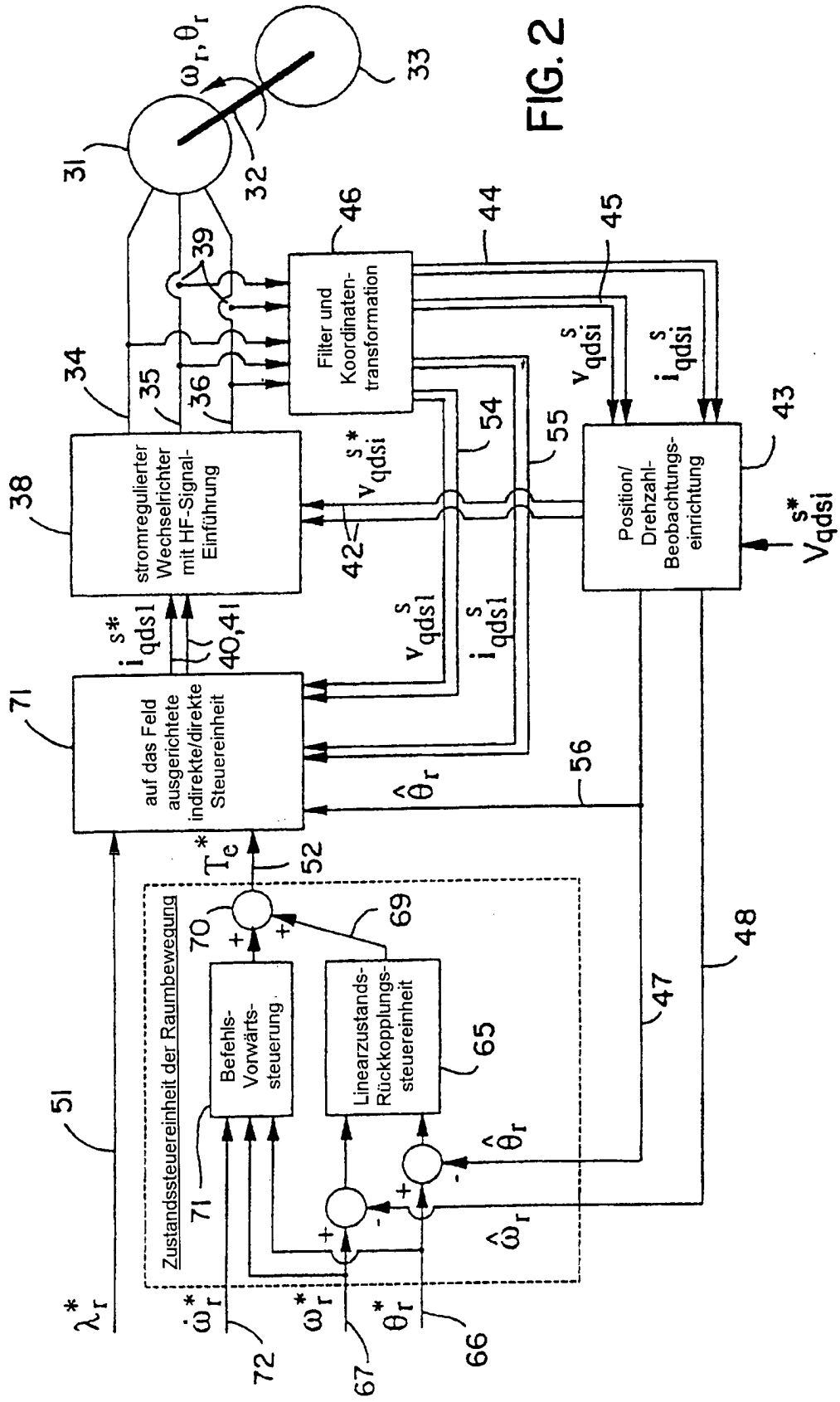

Filter und Koordinaten-transformation
stromregulierter Wechselrichter mit HF-Signal-Einführung
Position/ Drehzahl-Beobachtungs-einrichtung
auf das Feld ausgerichtete indirekte/direkte Steuereinheit
Zustandssteuereinheit der Raumbewegung
Befehls-Vorwärts-steuerung
Linearzustands-Rückkopplungs-steuereinheit

FIG. 2

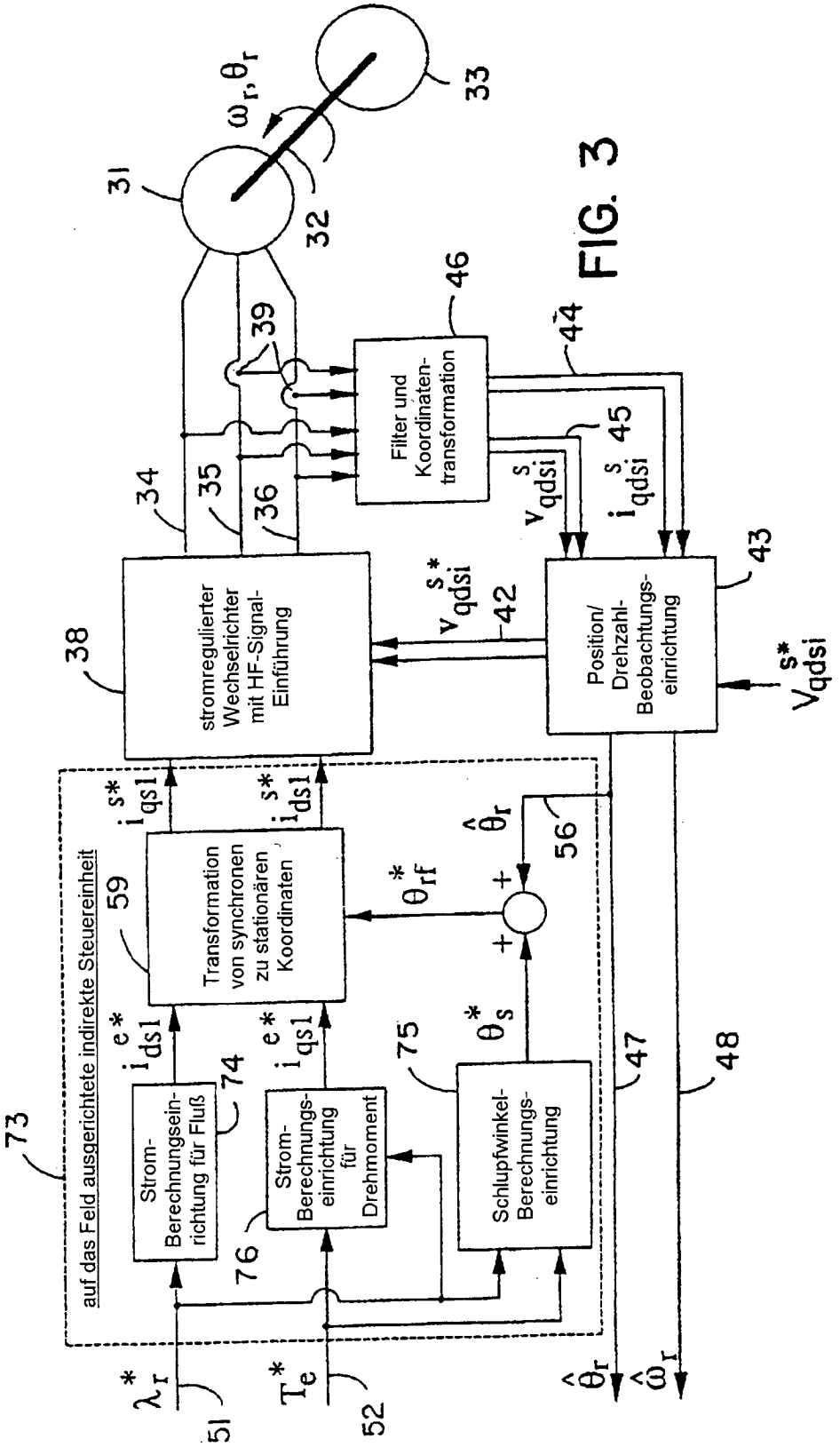

ωr, θr
33
31
32
39
46
44
Filter und Koordinaten-transformation
34
35
36
45
stromregulierter Wechselrichter mit HF-Signal-Einführung
38
42
43
Position/ Drehzahl-Beobachtungs-einrichtung
auf das Feld ausgerichtete indirekte Steuereinheit
73
59
Transformation von synchronen zu stationären Koordinaten
56
74
Strom-Berechnungsein-richtung für Fluß
Strom-Berechnungs-einrichtung für Drehmoment
75
Schlupfwinkel-Berechnungs-einrichtung
47
48
76
51
52

FIG. 3

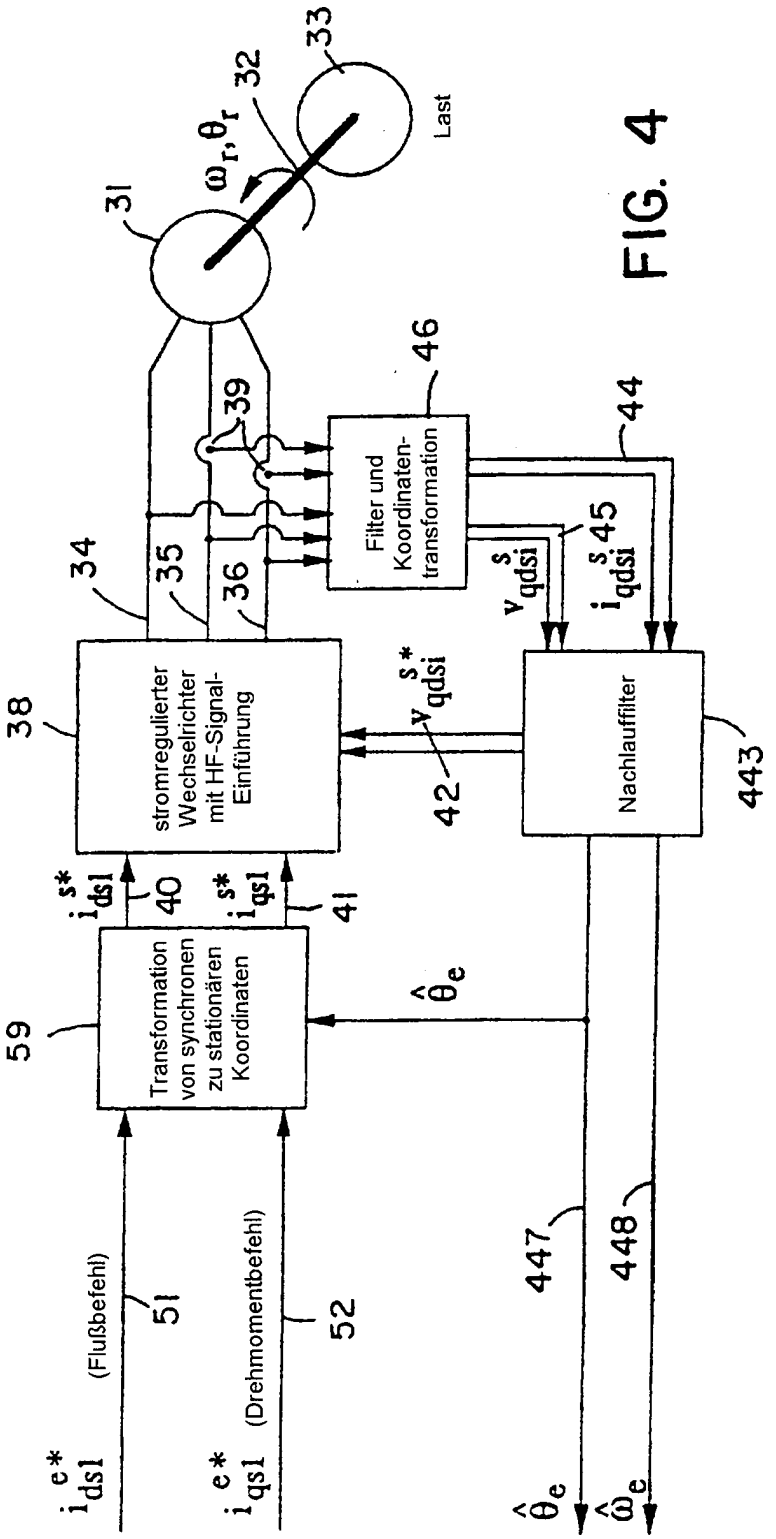

Transformation von synchronen zu stationären Koordinaten
stromregulierter Wechselrichter mit HF-Signal-Einführung
Filter und Koordinaten-transformation
Nachlauffilter
Last
(Flußbefehl)
(Drehmomentbefehl)
31
32
33
34
35
36
38
39
40
41
42
44
45
46
447
448
443
51
52
59

FIG. 4

FIG. 5

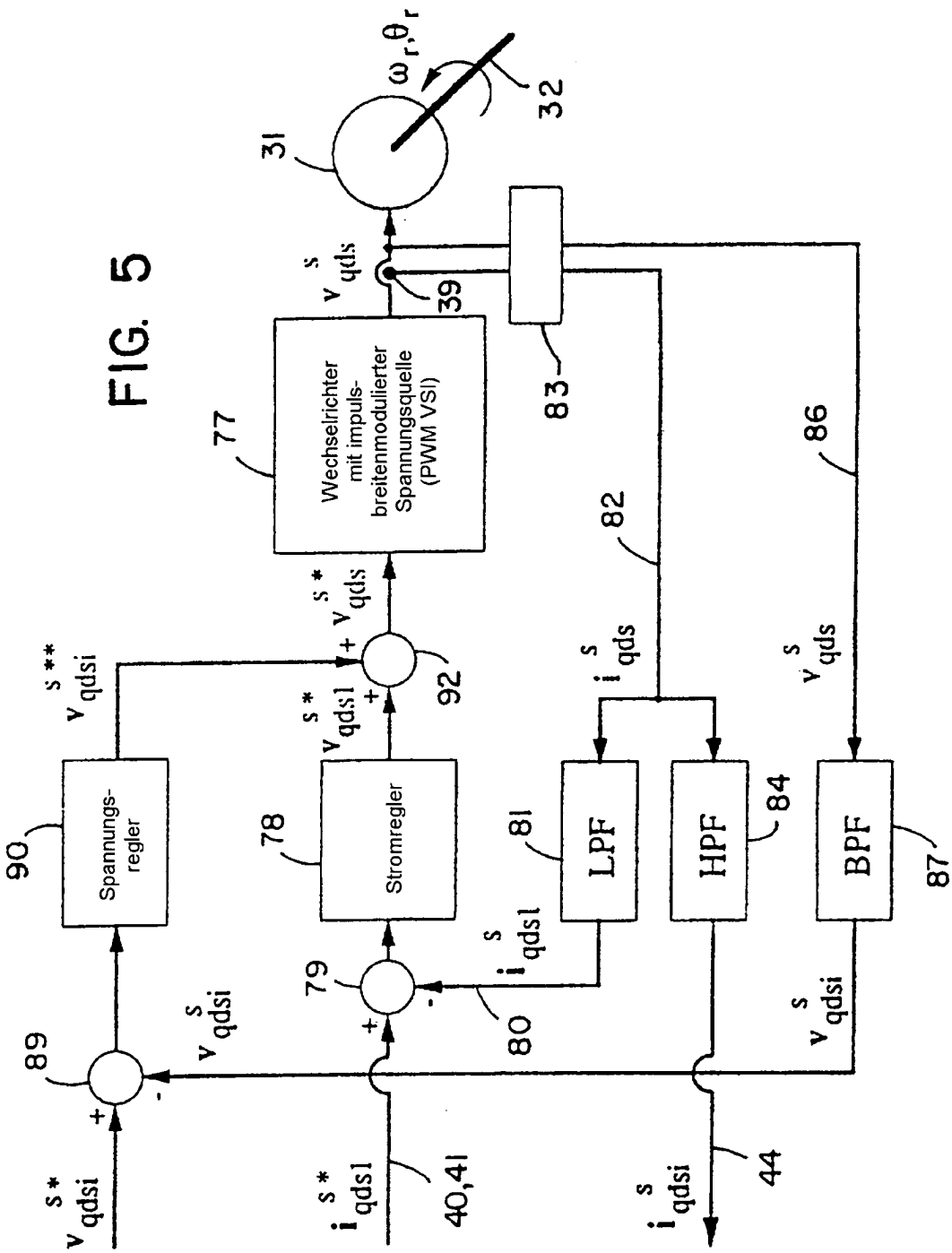

ω_r, θ_r
32
31
v^s_{qds}
39
Wechselrichter mit impuls-breitenmodulierter Spannungsquelle (PWM VSI)
77
83
86
82
v^{s**}_{qdsi}
v^{s*}_{qds}
92
v^{s*}_{qdsi}
i^s_{qds}
v^s_{qds}
90
Spannungs-regler
78
Stromregler
81
LPF
HPF
84
BPF
87
79
i^s_{qdsi}
80
89
v^s_{qdsi}
v^{s*}_{qdsi}
i^{s*}_{qdsi}
40,41
i^s_{qdsi}
44

FIG. 6

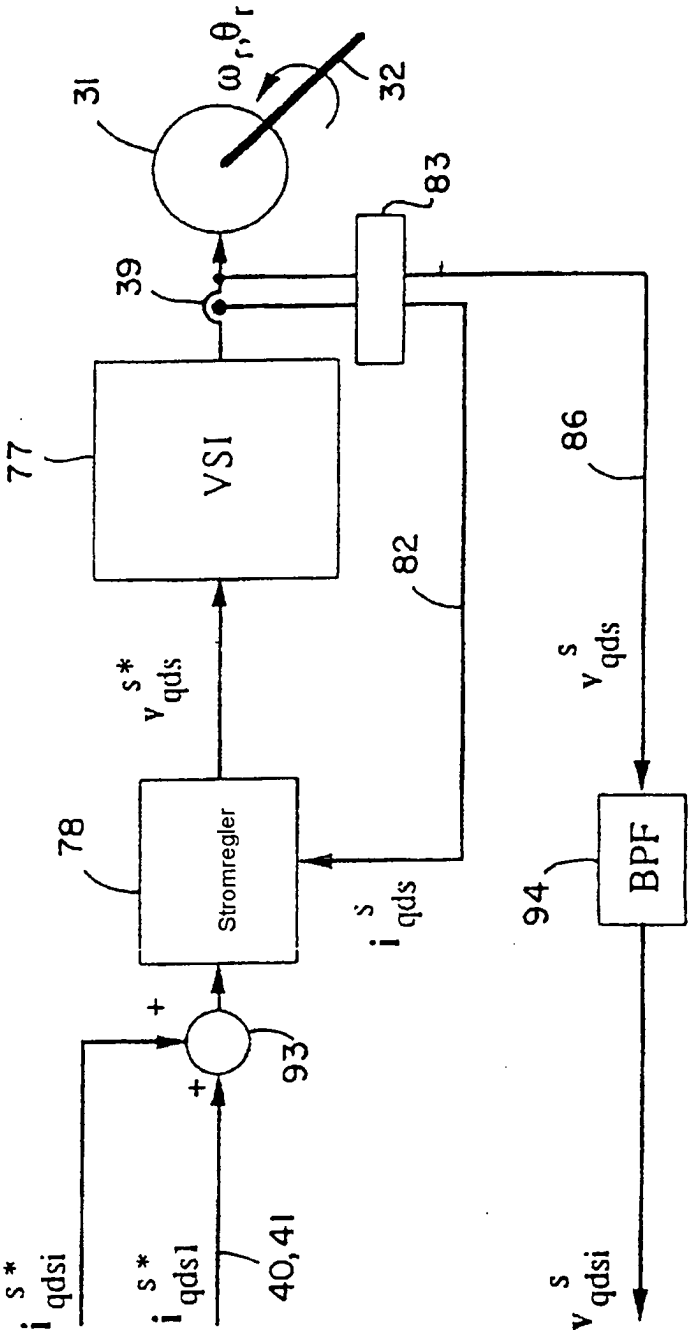

31
ω_r, θ_r
32
83
39
77
VSI
86
82
v^{s*}_{qds}
v^{s}_{qds}
78
Stromregler
BPF
94
i^{s}_{qds}
+
+
93
i^{s*}_{qdsi}
i^{s*}_{qds1}
40,41
v^{s}_{qdsi}

FIG. 7

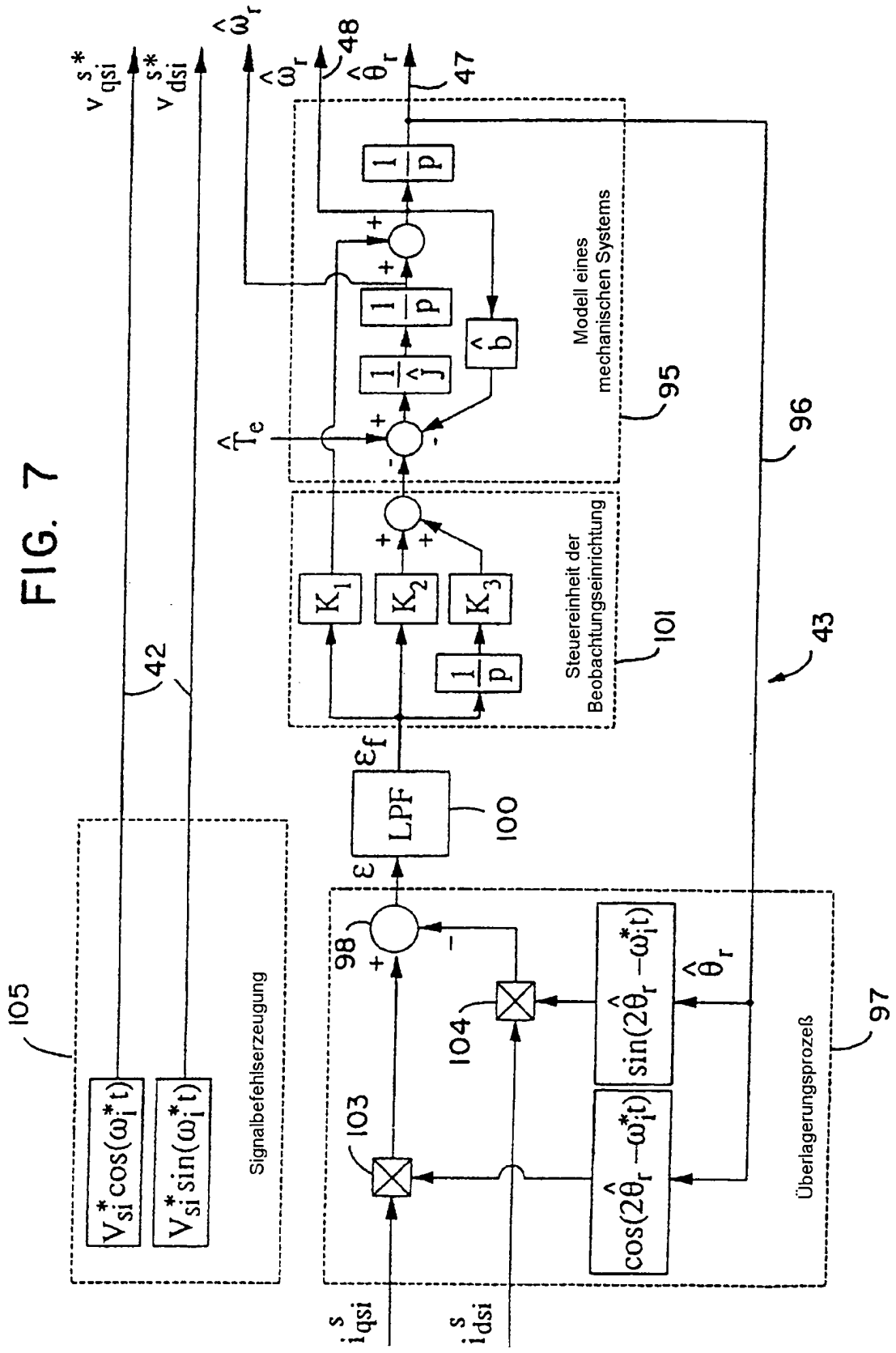

Modell eines mechanischen Systems
Steuereinheit der Beobachtungseinrichtung
Signalbefehlserzeugung
Überlagerungsprozeß
LPF
95
96
97
100
101
103
104
105
42
43
47
48
98

FIG. 8

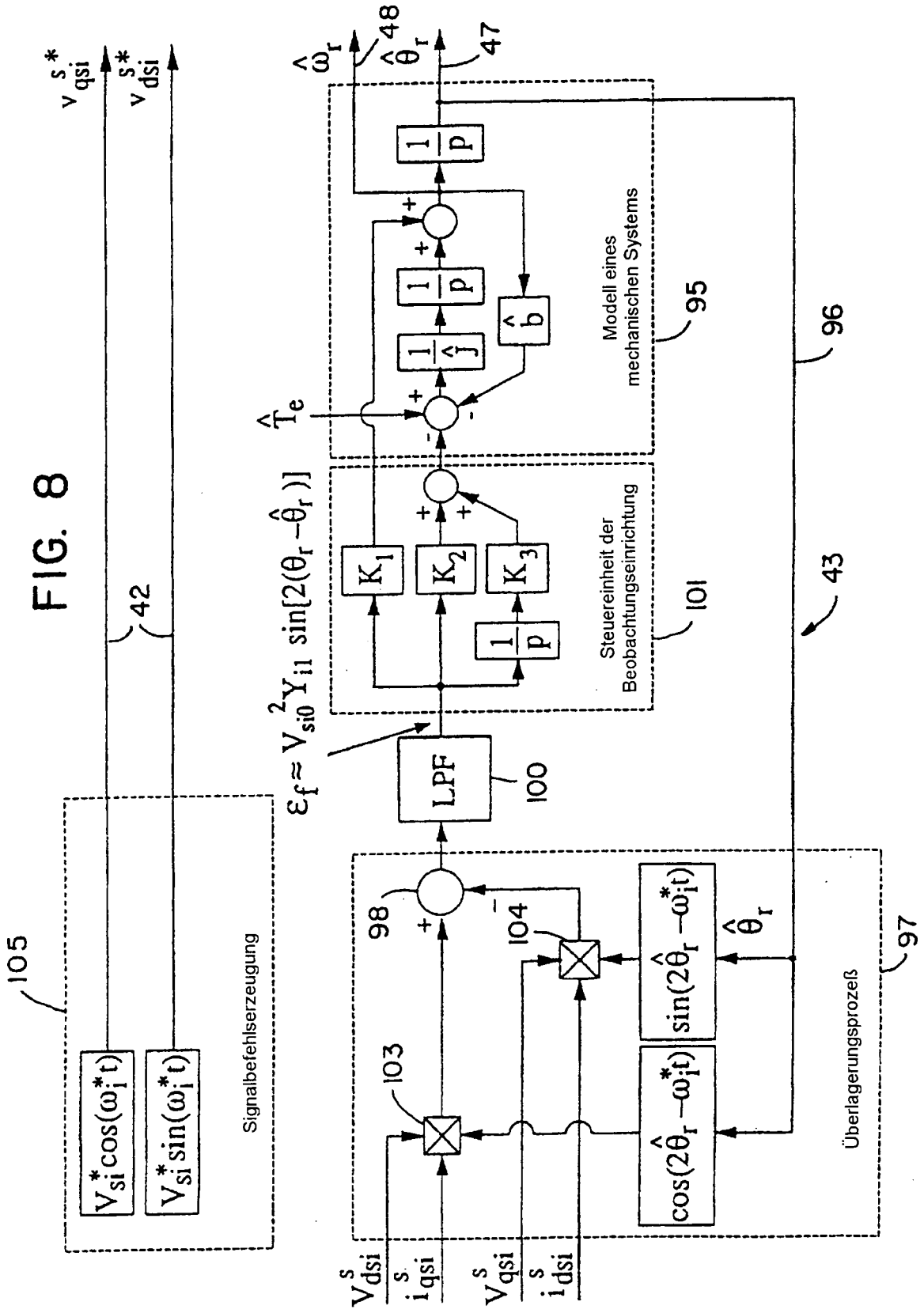

Modell eines mechanischen Systems
95
Steuereinheit der Beobachtungseinrichtung
101
LPF
100
Signalbefehlserzeugung
105
Überlagerungsprozeß
97
96
43
42
47
48
98
103
104

FIG. 9

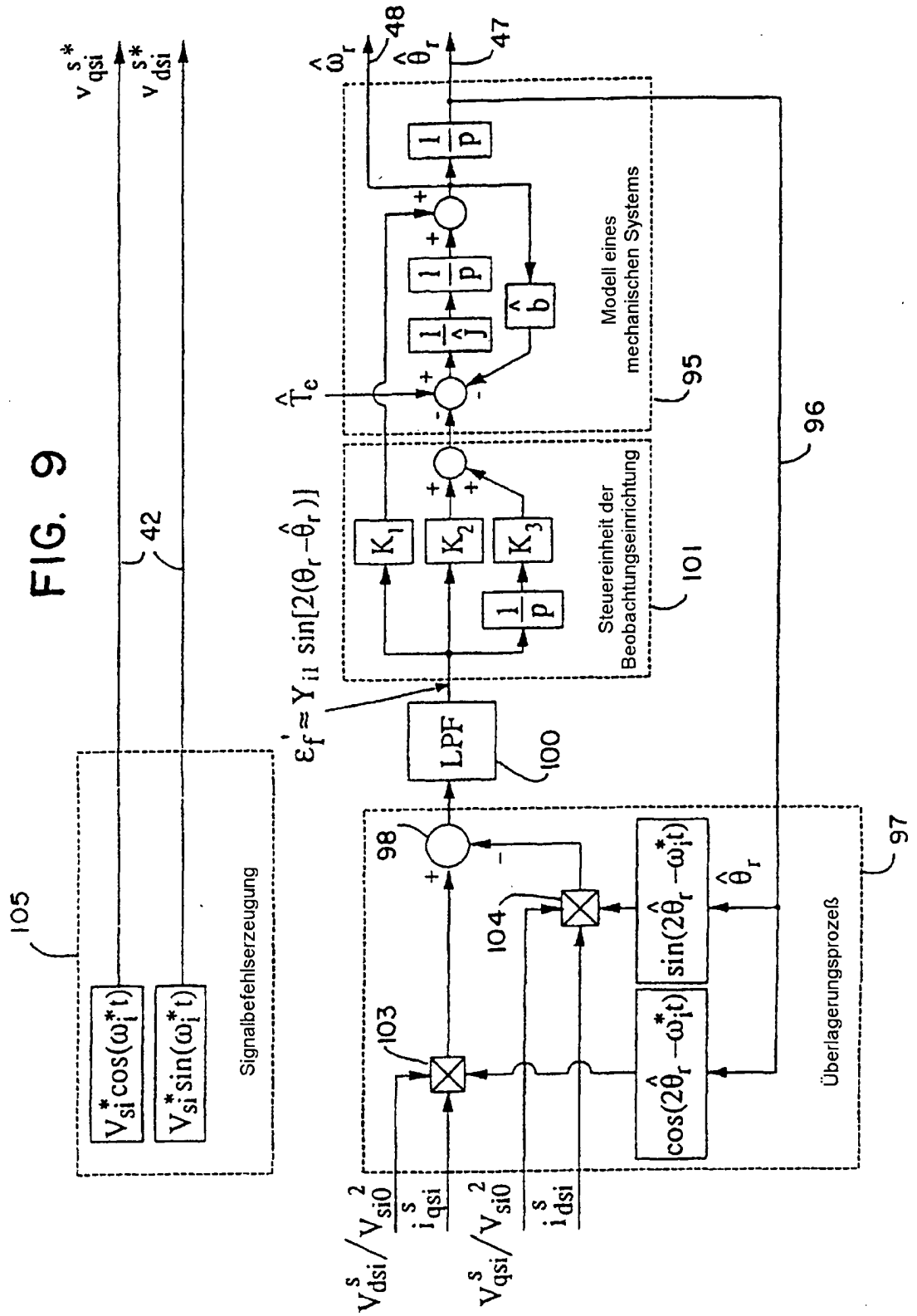

Signalbefehlserzeugung
105
42
$V_{si}^{*}\cos(\omega_i^{*}t)$
$V_{si}^{*}\sin(\omega_i^{*}t)$
v_{qsi}^{s*}
v_{dsi}^{s*}
Überlagerungsprozeß
97
98
103
104
$\cos(2\hat{\theta}_r-\omega_i^{*}t)$
$\sin(2\hat{\theta}_r-\omega_i^{*}t)$
$\hat{\theta}_r$
LPF
100
$\varepsilon_f' \approx Y_{i1}\sin[2(\theta_r-\hat{\theta}_r)]$
Steuereinheit der Beobachtungseinrichtung
101
K_1
K_2
K_3
$\frac{1}{p}$
$\hat{T}_e$
Modell eines mechanischen Systems
95
$\frac{1}{\hat{J}}$
$\hat{b}$
$\frac{1}{p}$
$\frac{1}{p}$
$\hat{\omega}_r$
48
$\hat{\theta}_r$
47
96
V_{dsi}^{s}/V_{si0}^{2}
i_{qsi}^{s}
V_{qsi}^{s}/V_{si0}^{2}
i_{dsi}^{s}

FIG. 10

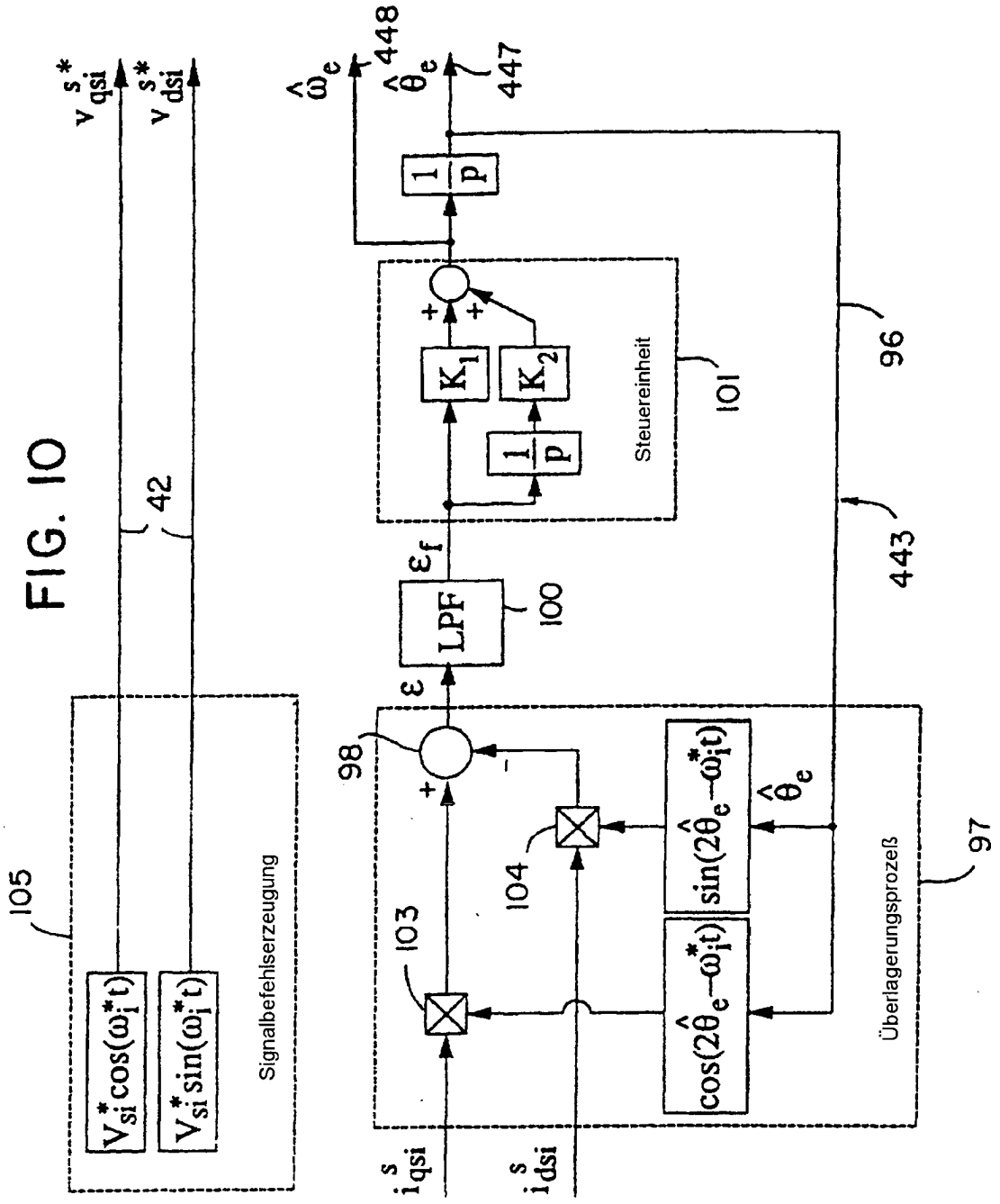
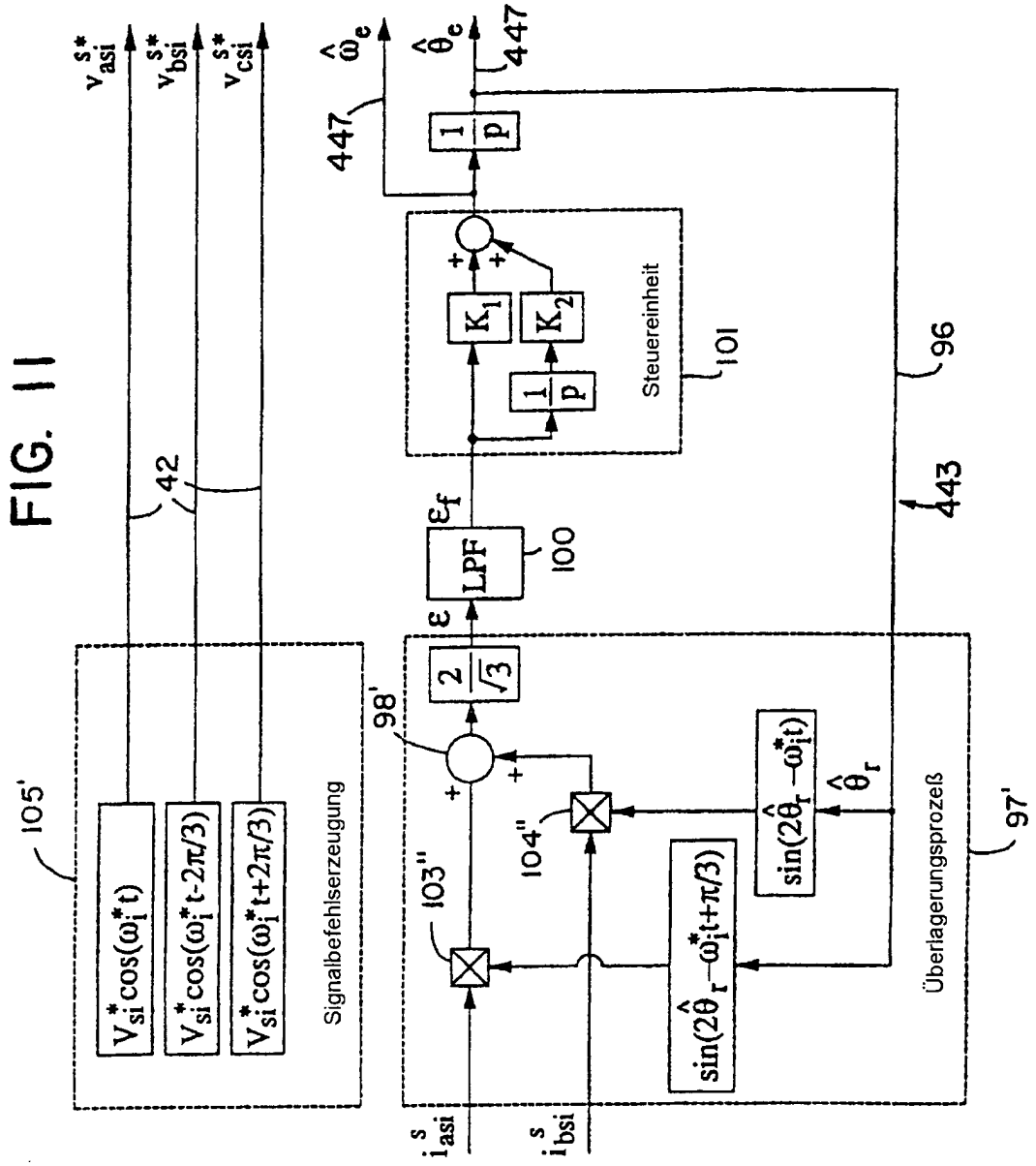

105
Signalbefehlserzeugung
$V_{si}^* \cos(\omega_i^* t)$
$V_{si}^* \sin(\omega_i^* t)$
42
v_{qsi}^{s*}
v_{dsi}^{s*}
98
ε
LPF
100
ε_f
Steuereinheit
101
K_1
K_2
1/p
1/p
$\hat{\omega}_e$
448
$\hat{\theta}_e$
447
96
443
97
Überlagerungsprozeß
103
104
$\cos(2\hat{\theta}_e - \omega_i^* t)$
$\sin(2\hat{\theta}_e - \omega_i^* t)$
$\hat{\theta}_e$
i_{qsi}^s
i_{dsi}^s

FIG. 11


105'
Signalbefehlserzeugung
42
98'
103''
104''
LPF
100
Steuereinheit
101
96
443
447
97'
Überlagerungsprozeß

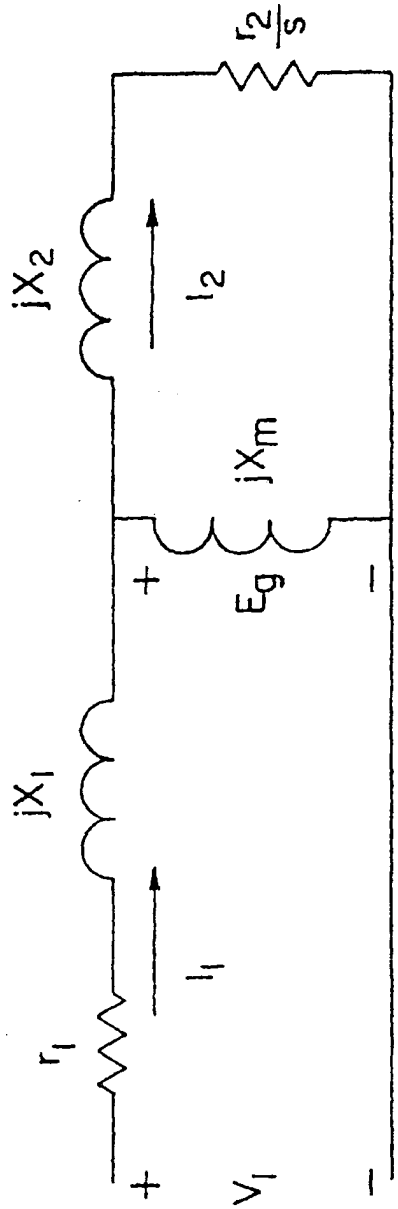


FIG. 12

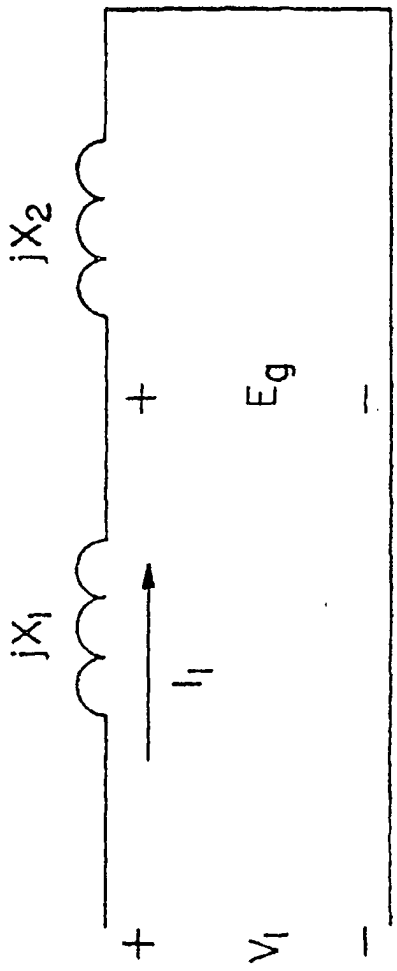


FIG. 13

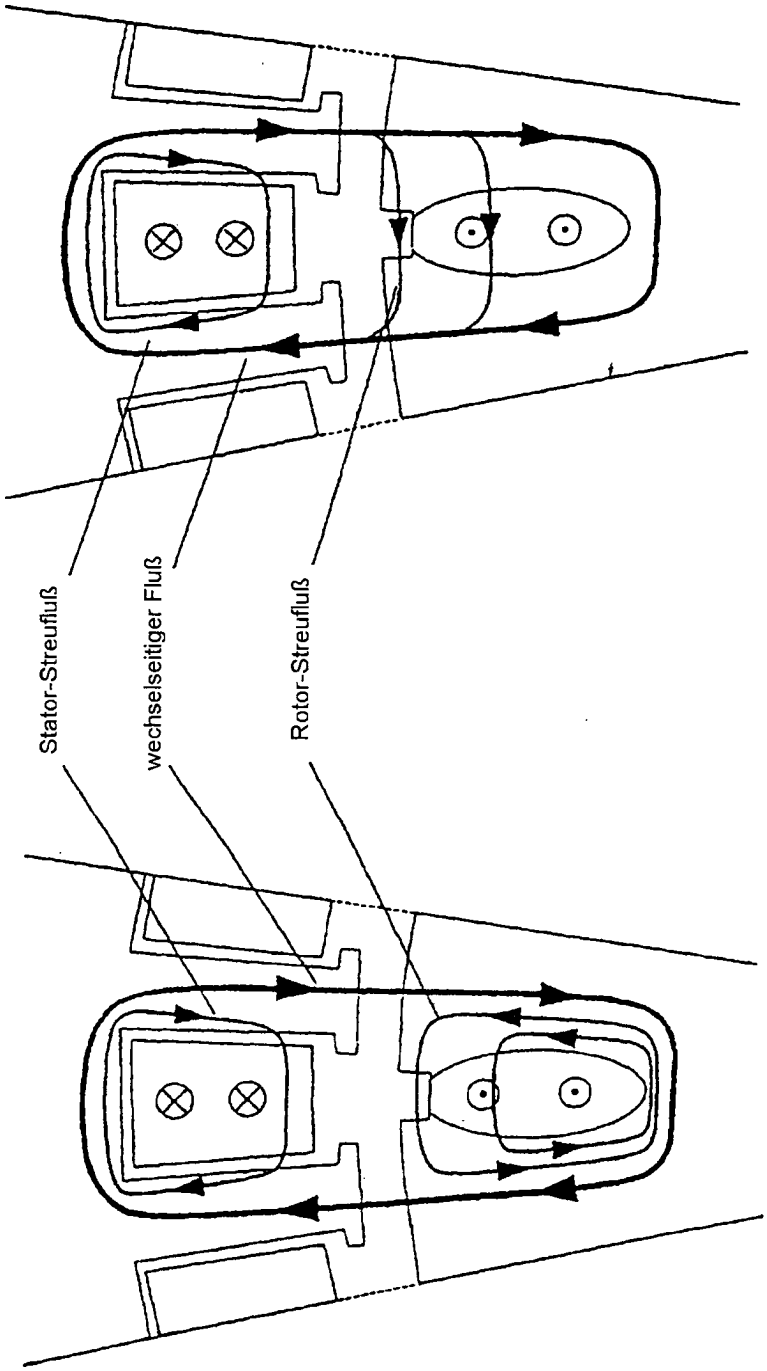


FIG. 14

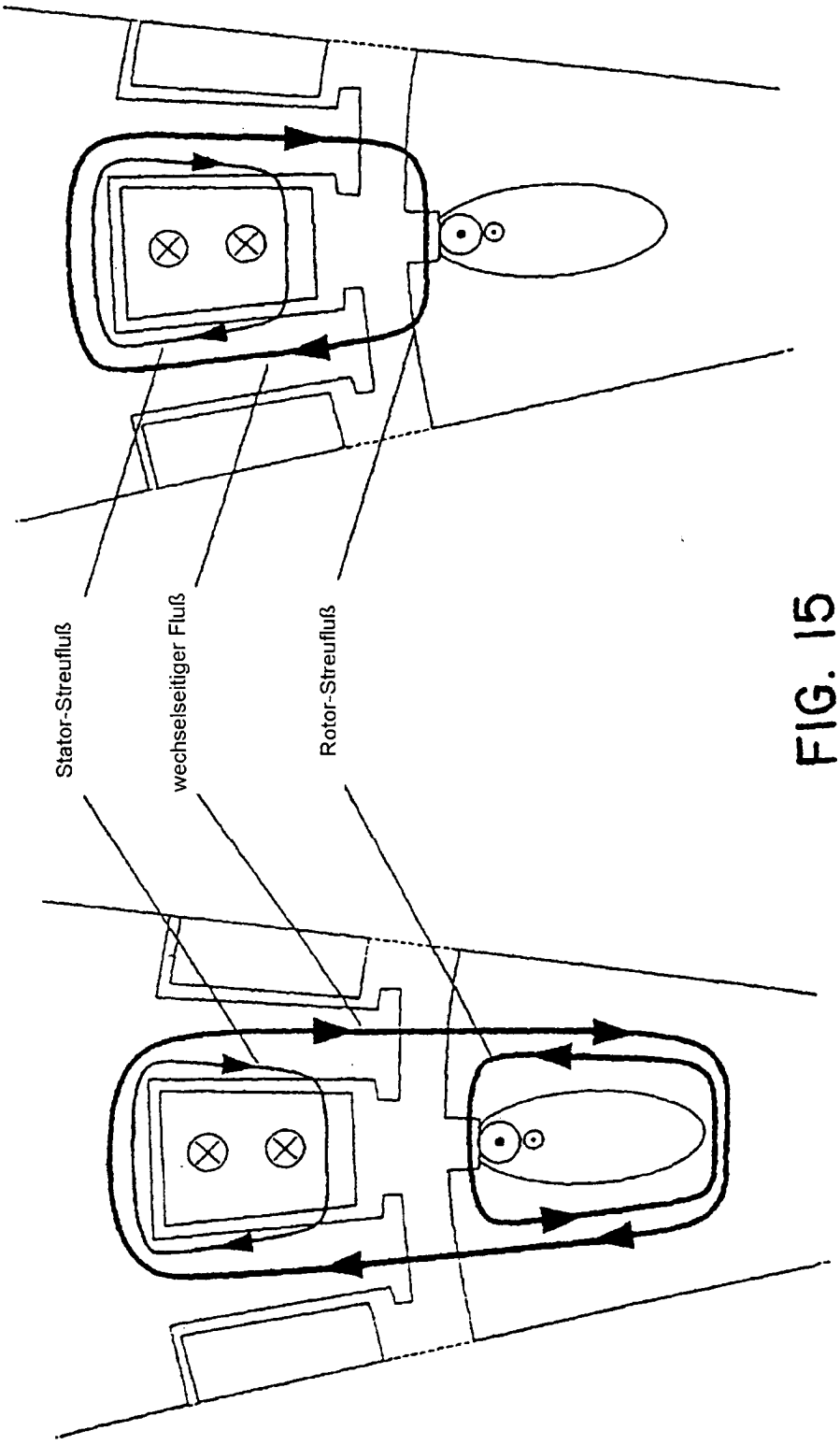
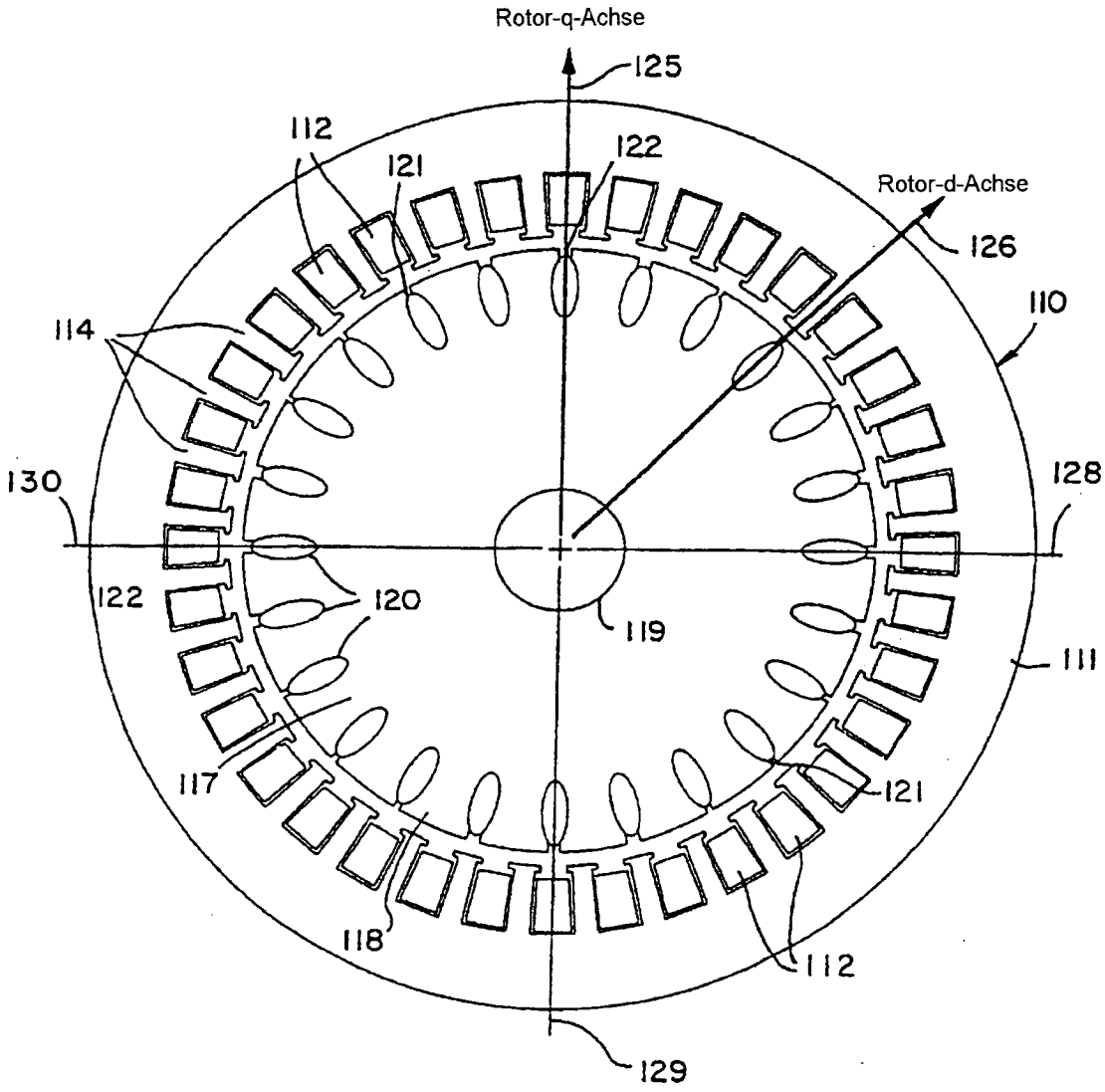


FIG. 15

FIG. 16


Rotor-q-Achse
125
112
121
122
Rotor-d-Achse
126
110
114
130
128
122
120
119
111
117
121
118
112
129

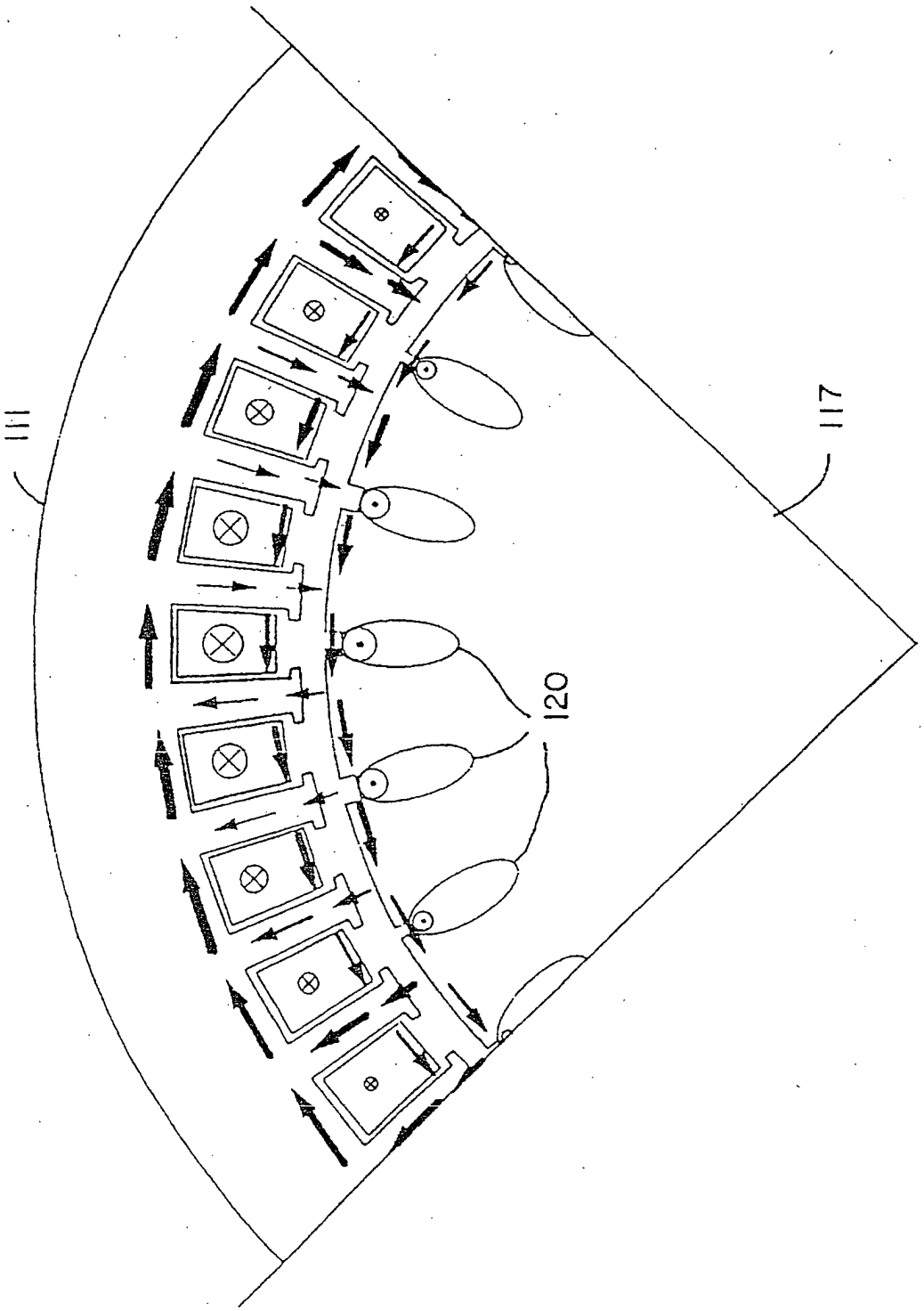


FIG. 17

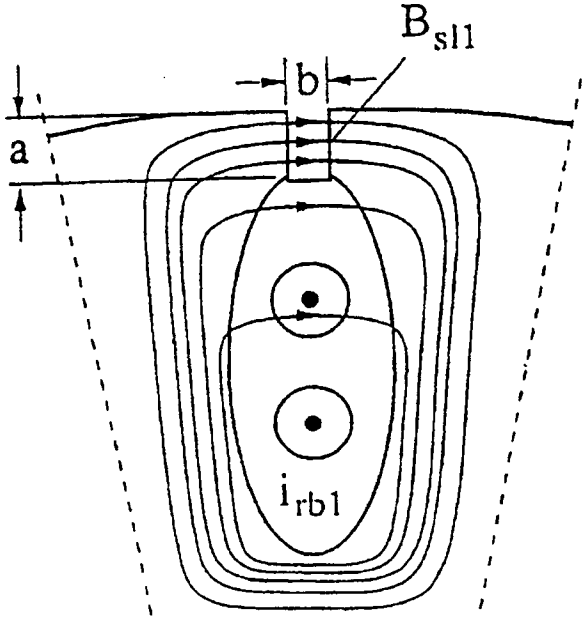


FIG. 18

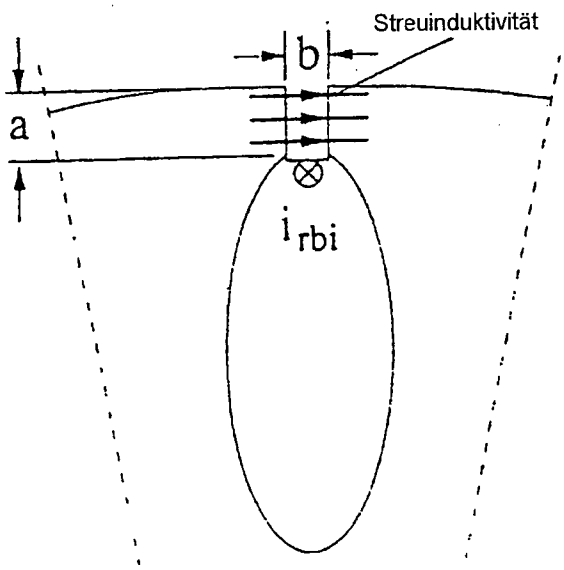


FIG. 19

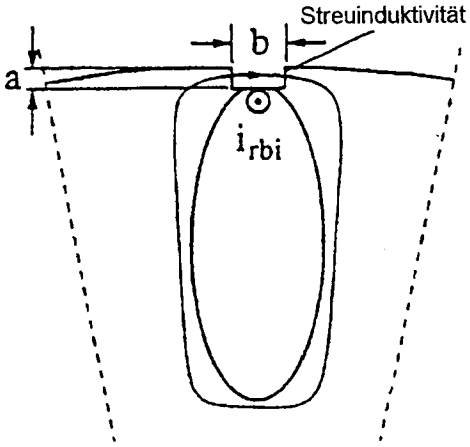


FIG. 20

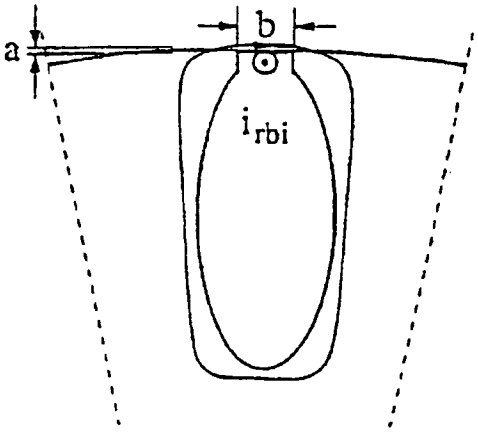


FIG. 21

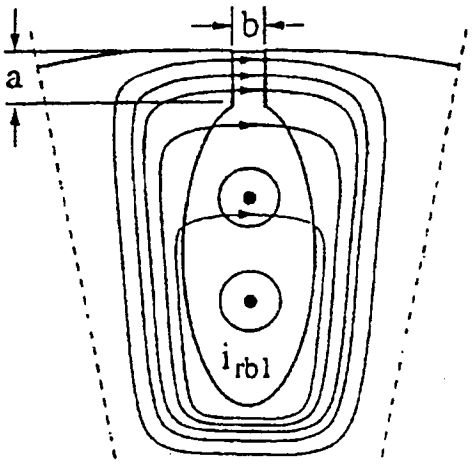


FIG. 22

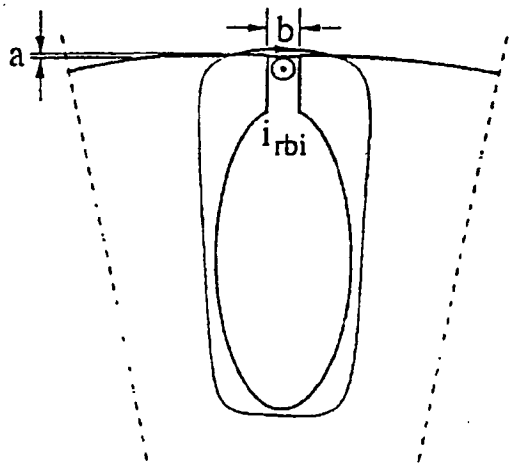


FIG. 23

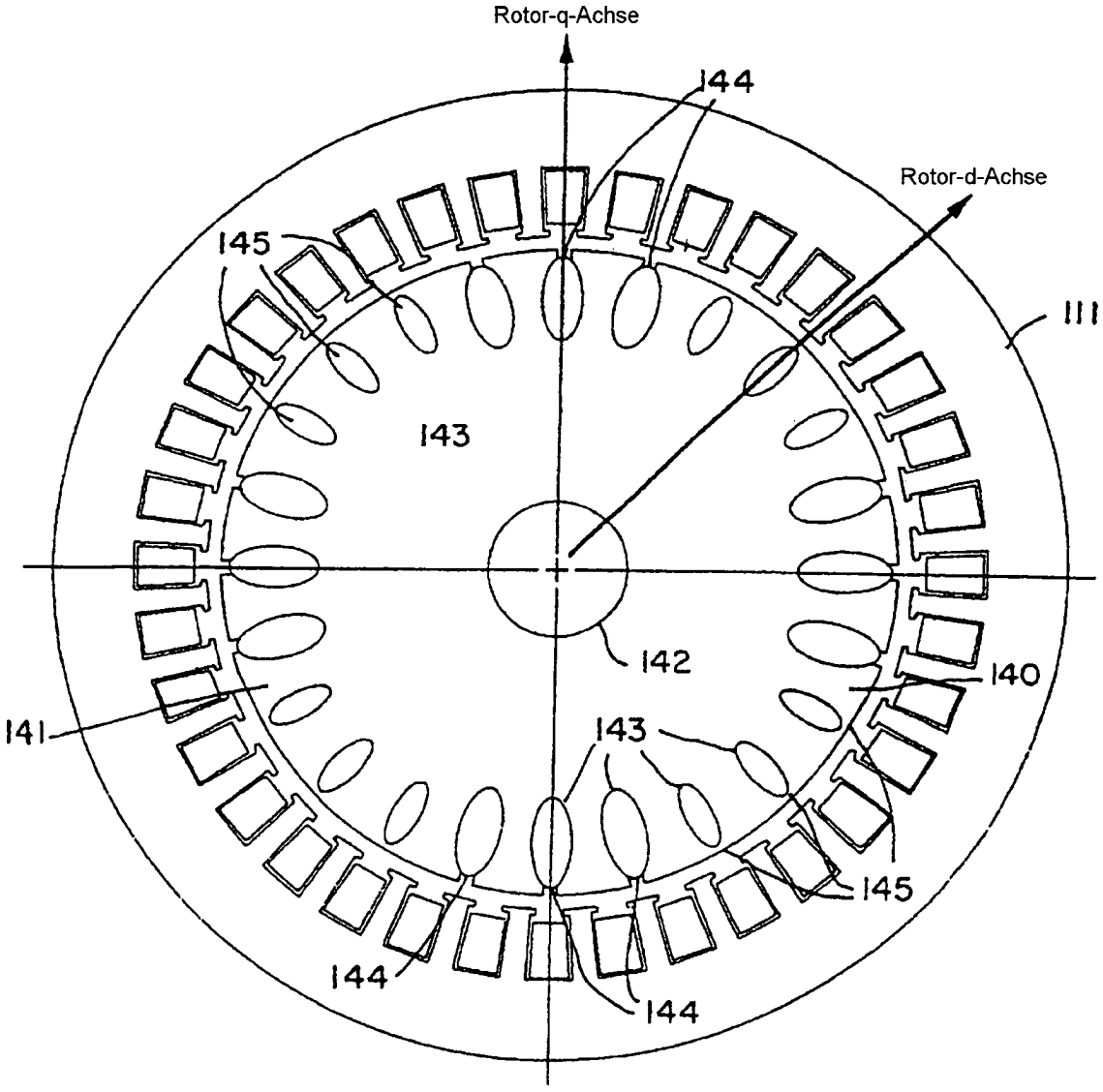

Rotor-q-Achse
144
Rotor-d-Achse
145
111
143
142
140
141
143
145
144
144

FIG. 24

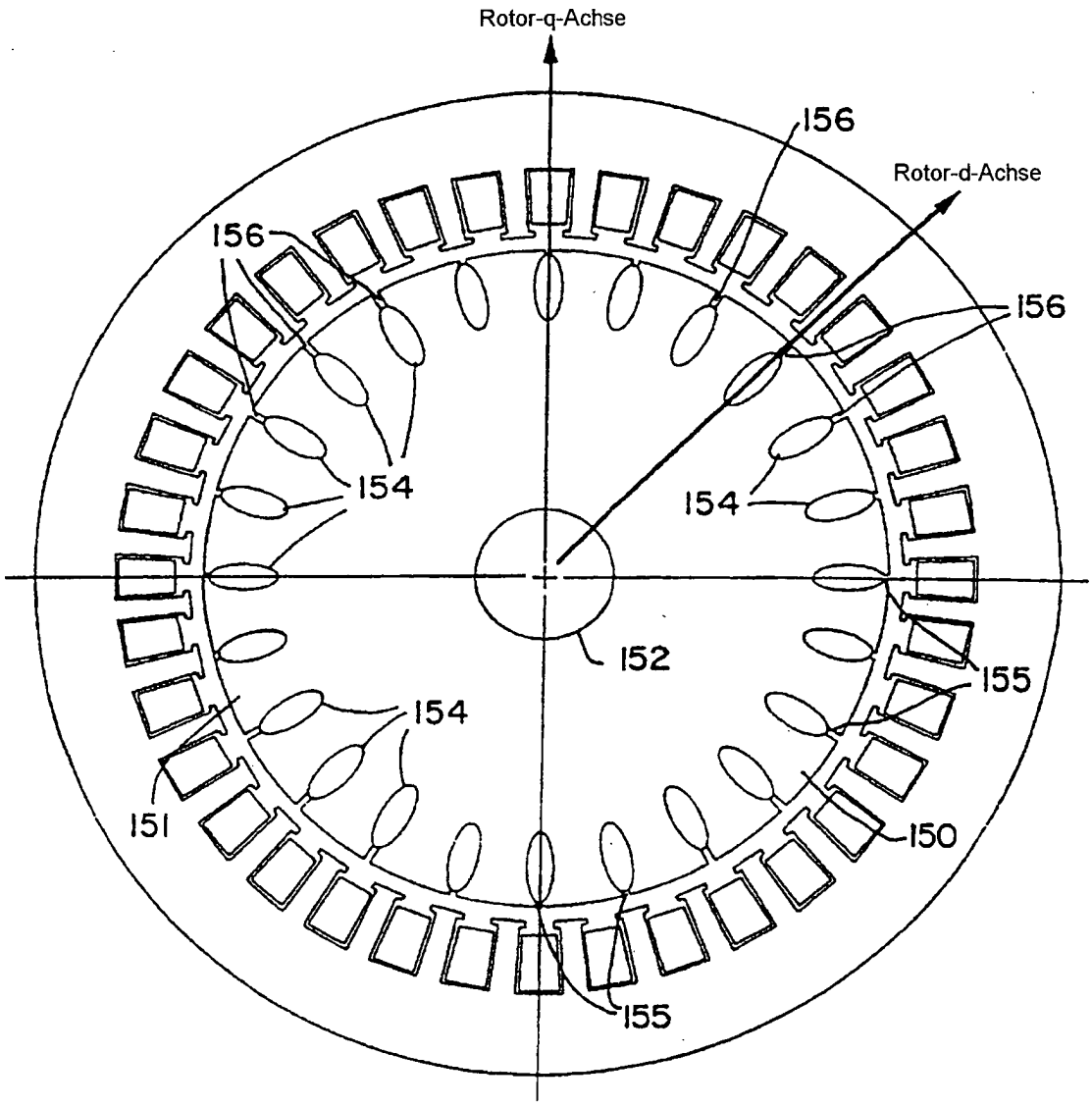

Rotor-q-Achse
Rotor-d-Achse
156
156
156
154
154
154
152
155
155
151
150

FIG. 25

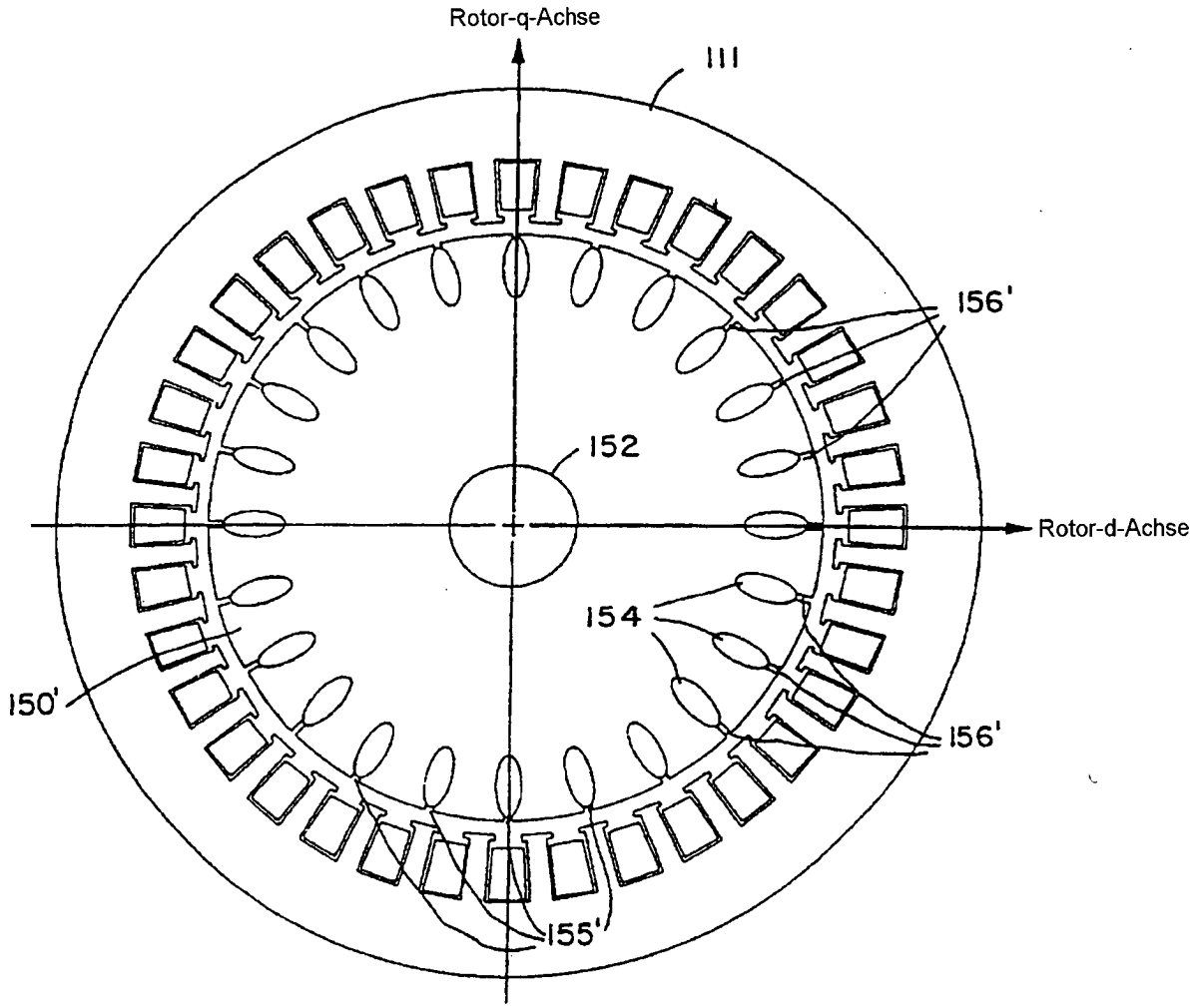


FIG. 26

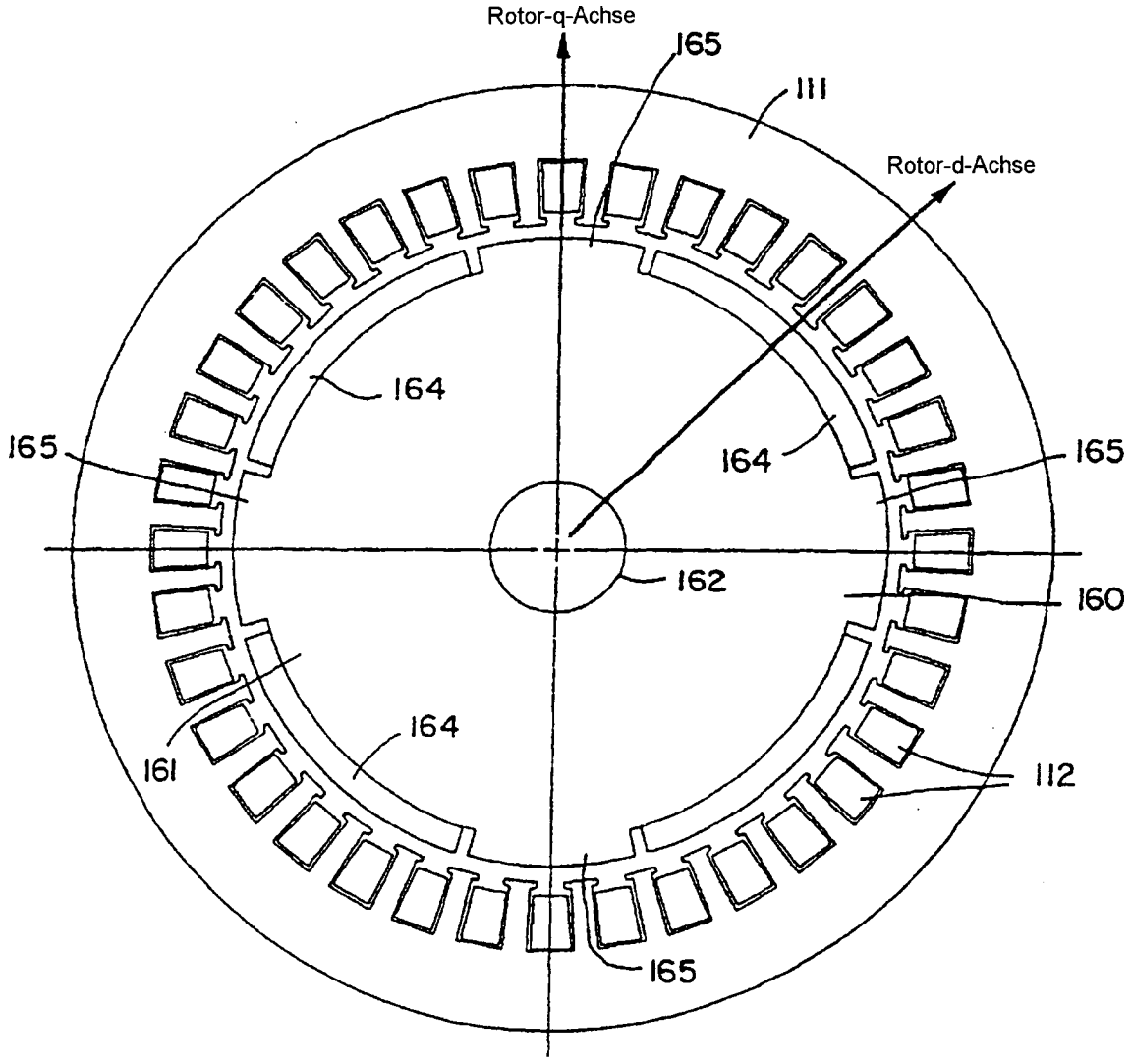
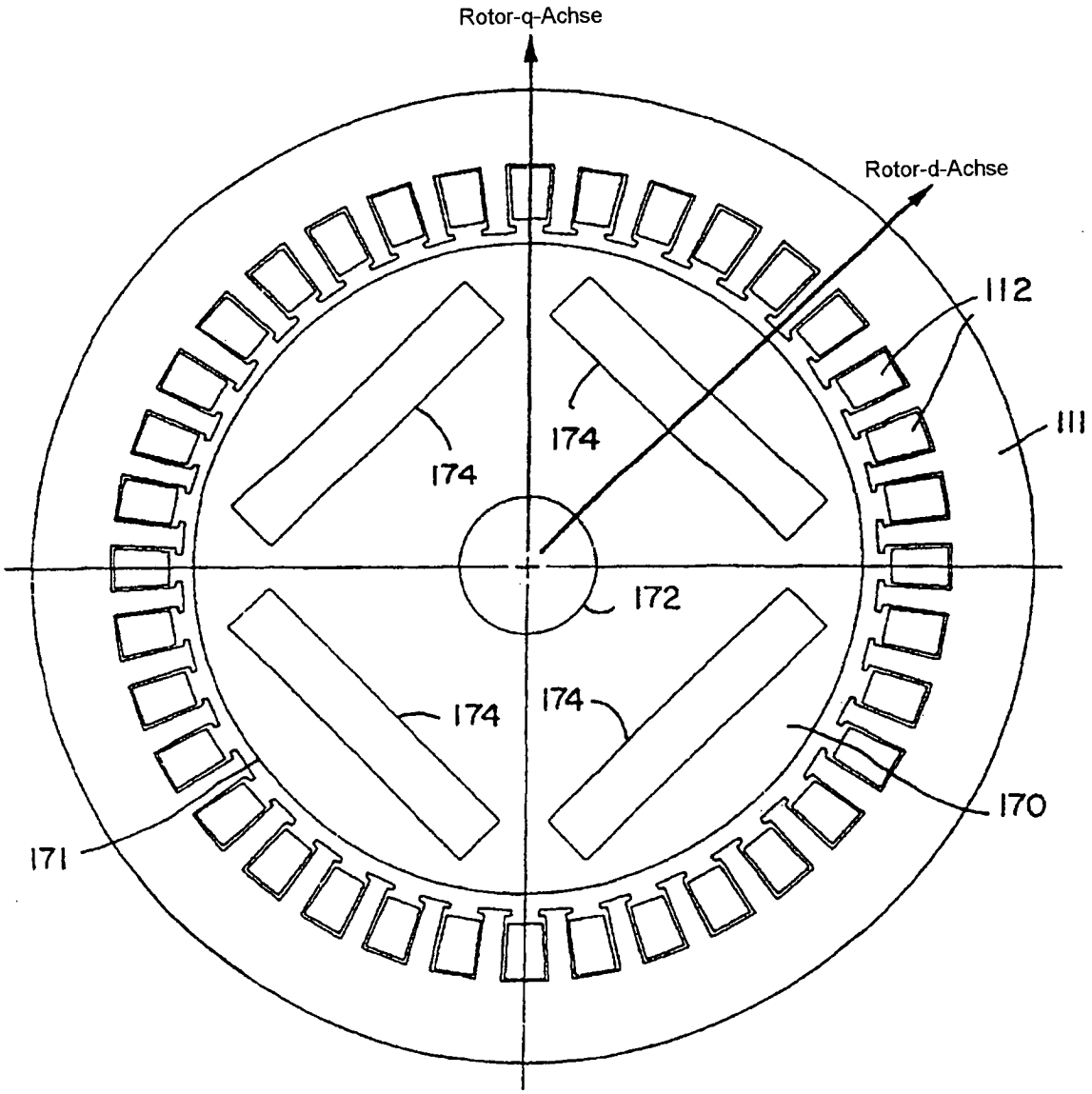

Rotor-q-Achse
165
111
Rotor-d-Achse
164
165
164
165
162
160
164
161
112
165

FIG. 27

FIG. 28


Rotor-q-Achse
Rotor-d-Achse
112
111
174
174
174
172
174
174
170
171

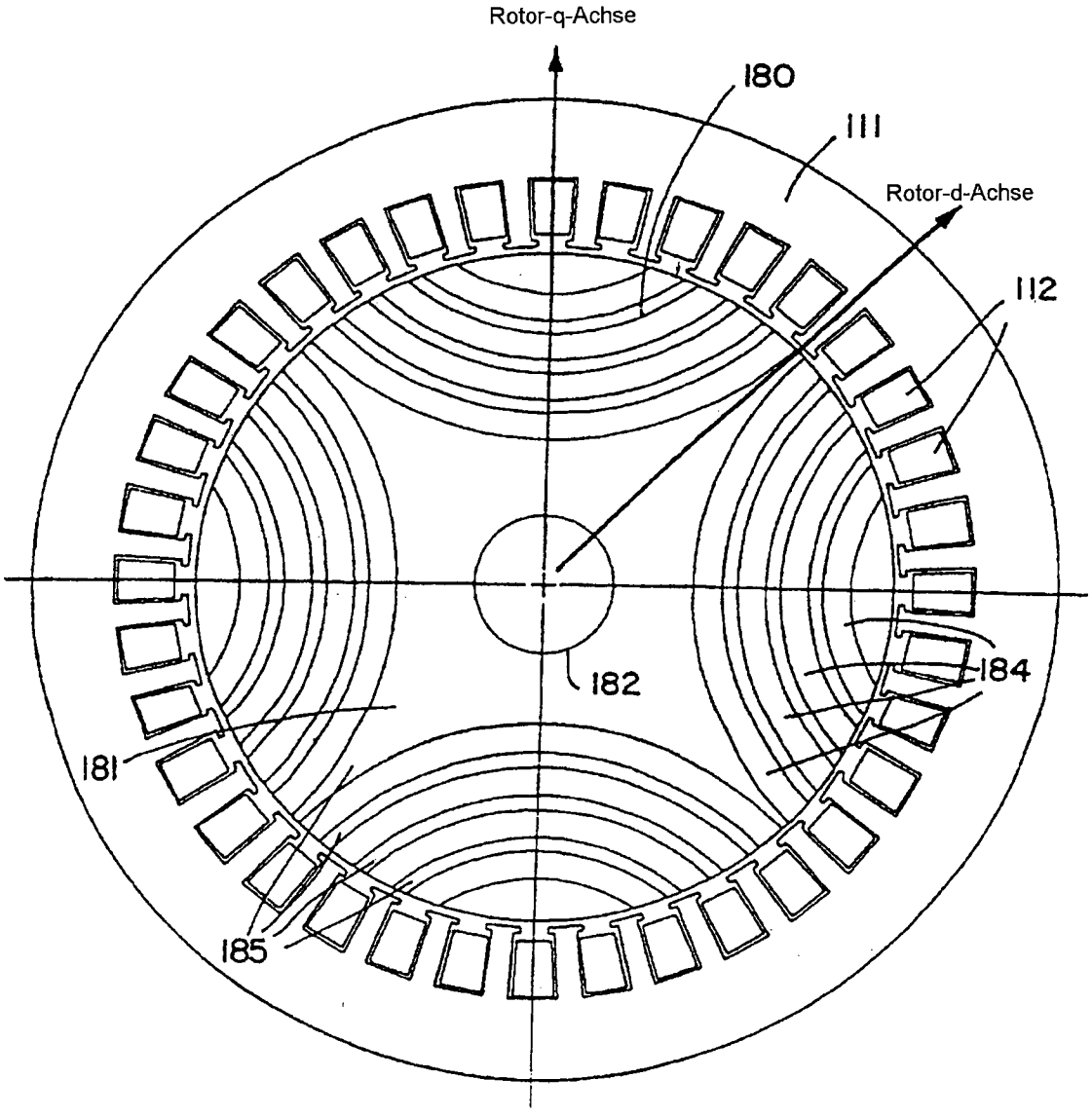


FIG. 29

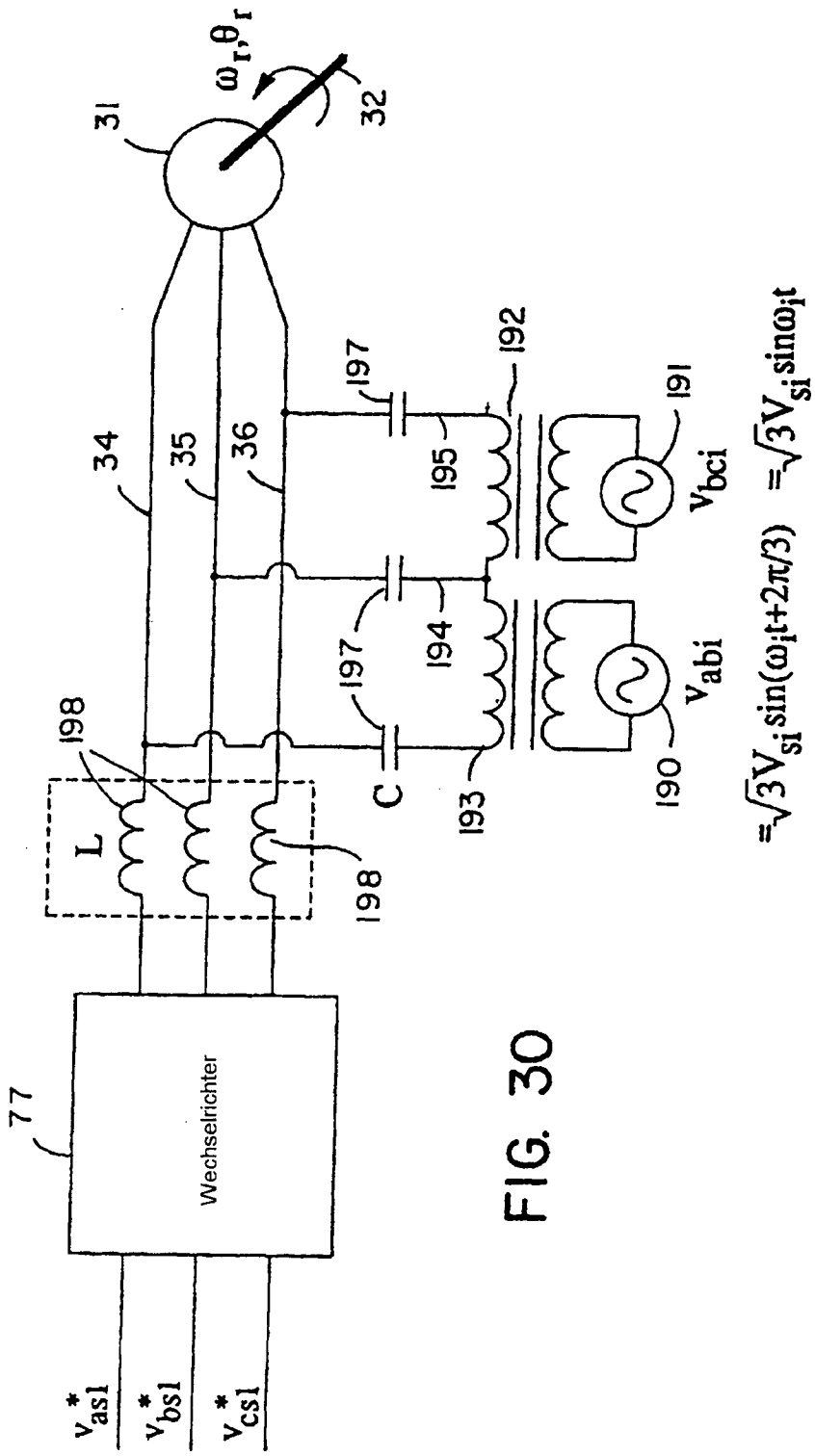

ω_r, θ_r
31
32
34
35
36
197
192
191
195
V_{bci}
197
194
V_{abi}
198
198
L
C
193
190
77
Wechselrichter
V^*_{asl}
V^*_{bsl}
V^*_{csl}
$=\sqrt{3}V_{si}\sin(\omega_i t+2\pi/3)$ $=\sqrt{3}V_{si}\sin\omega_i t$

FIG. 30

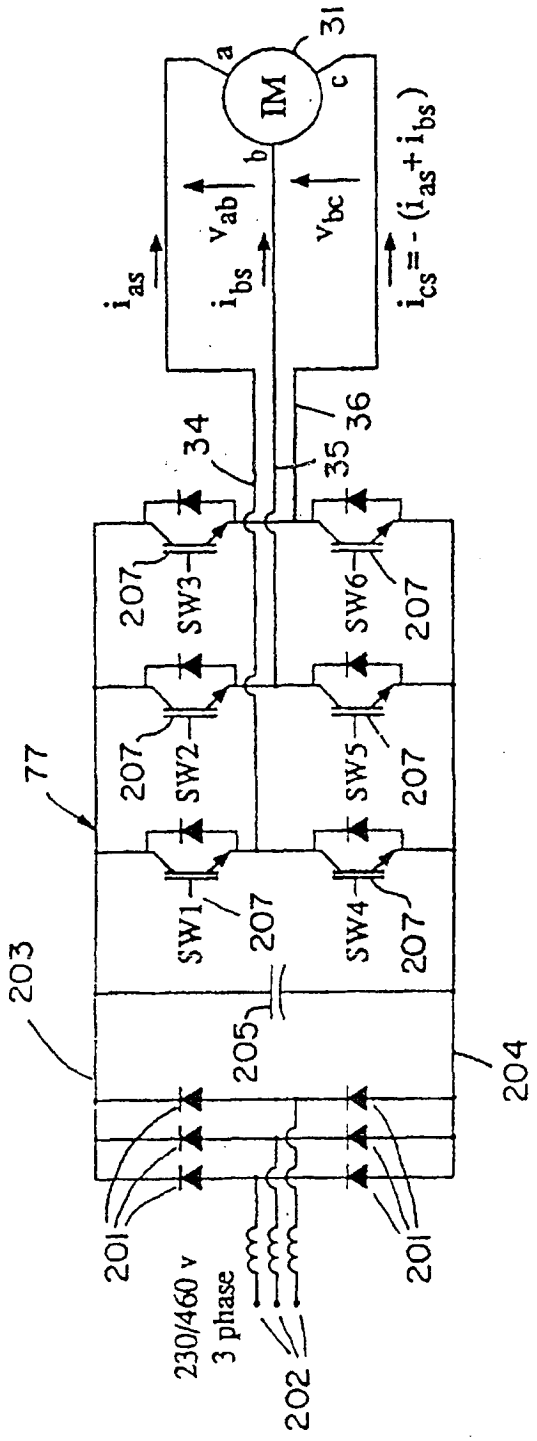

IM
a
b
c
31
i_{as}
i_{bs}
v_{ab}
v_{bc}
$i_{cs}=-(i_{as}+i_{bs})$
34
35
36
SW1
SW2
SW3
SW4
SW5
SW6
207
77
203
204
205
201
202
230/460 v
3 phase

FIG. 31

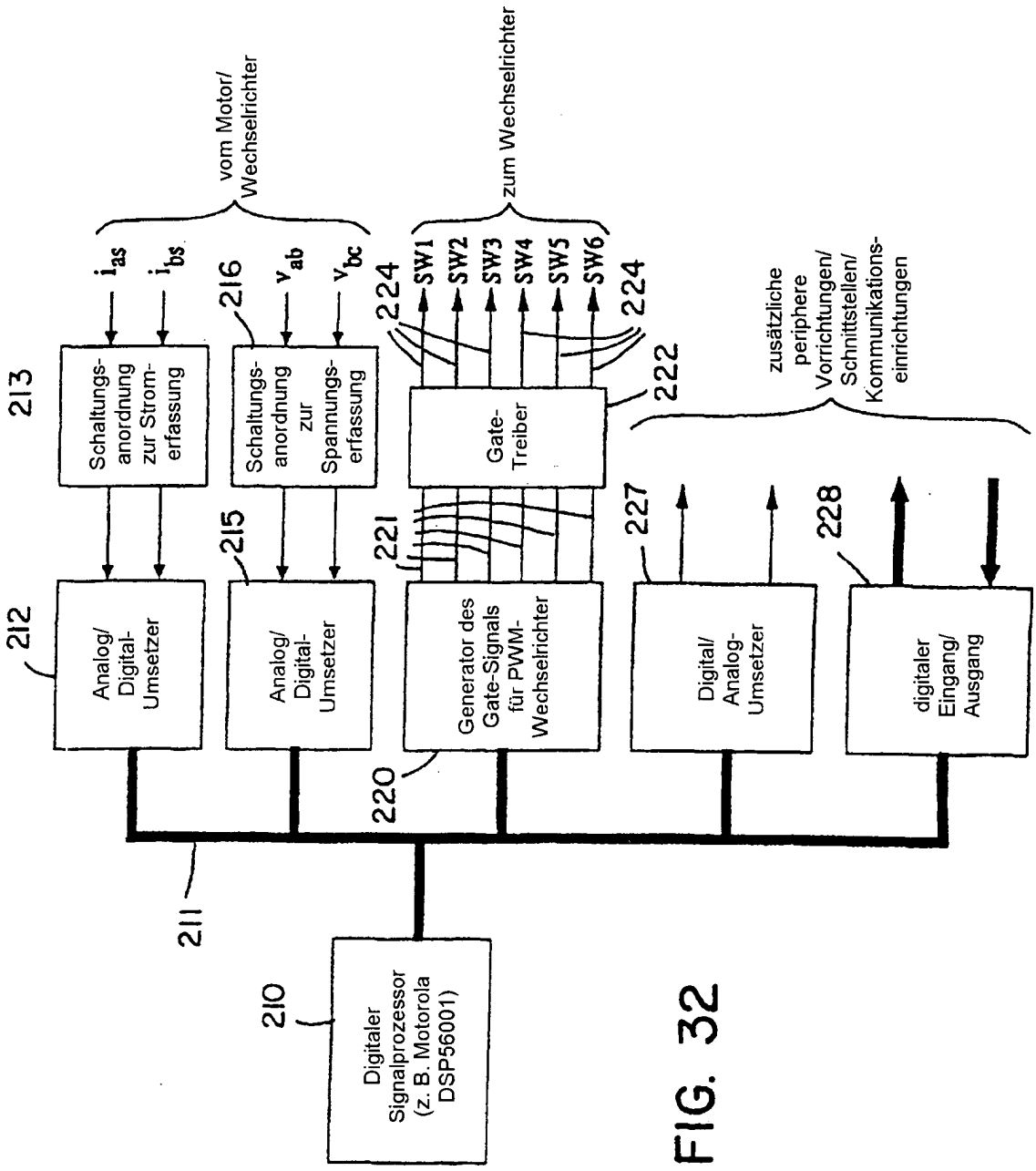

vom Motor/ Wechselrichter
zum Wechselrichter
zusätzliche periphere Vorrichtungen/ Schnittstellen/ Kommunikations-einrichtungen
i_{as}
i_{bs}
v_{ab}
v_{bc}
SW1
SW2
SW3
SW4
SW5
SW6
213
216
224
224
222
Schaltungs-anordnung zur Strom-erfassung
Schaltungs-anordnung zur Spannungs-erfassung
Gate-Treiber
215
221
227
228
212
Analog/ Digital-Umsetzer
Analog/ Digital-Umsetzer
Generator des Gate-Signals für PWM-Wechselrichter
Digital/ Analog-Umsetzer
digitaler Eingang/ Ausgang
220
211
210
Digitaler Signalprozessor (z. B. Motorola DSP56001)

FIG. 32

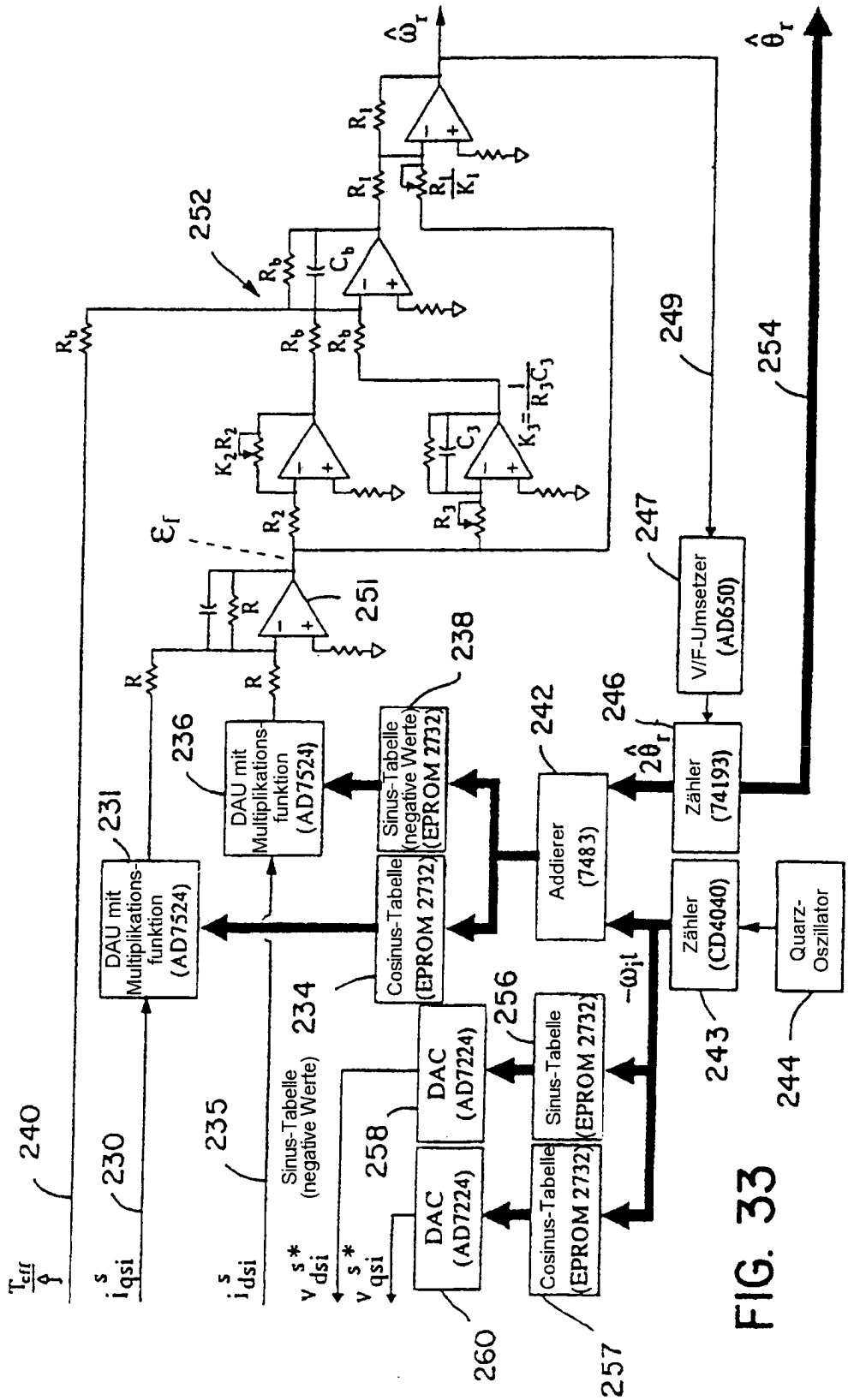

$\hat{\omega}_r$
$\hat{\theta}_r$
252
249
254
247
V/F-Umsetzer (AD650)
Zähler (74193)
246
$2\hat{\theta}_r$
242
Addierer (7483)
238
Sinus-Tabelle (negative Werte) (EPROM 2732)
236
DAU mit Multiplikations funktion (AD7524)
231
DAU mit Multiplikations-funktion (AD7524)
Cosinus-Tabelle (EPROM 2732)
234
Sinus-Tabelle (negative Werte)
235
240
230
$\frac{T_{eff}}{\hat{\psi}}$
i^s_{qsi}
i^s_{dsi}
v^{s*}_{dsi}
v^{s*}_{qsi}
DAC (AD7224)
258
DAC (AD7224)
260
256
Sinus-Tabelle (EPROM 2732)
Cosinus-Tabelle (EPROM 2732)
257
$-\omega_i$
Zähler (CD4040)
243
Quarz-Oszillator
244
ε_f
251
$K_2 R_2$
$K_3 = \frac{1}{R_3 C_3}$
$\frac{R_1}{K_1}$

FIG. 33

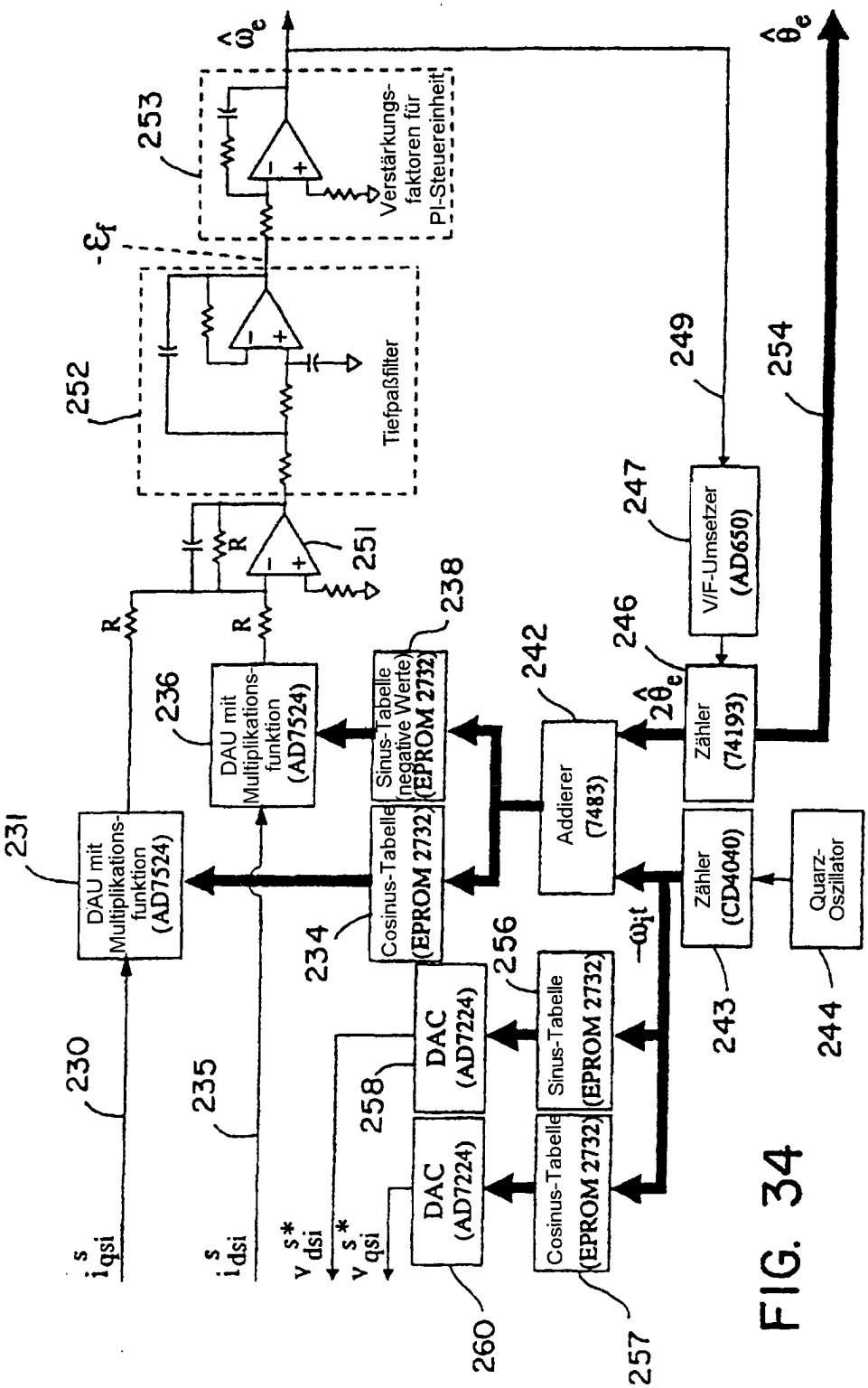

$\hat{\omega}_e$
253
Verstärkungs-faktoren für PI-Steuereinheit
$-\varepsilon_f$
252
Tiefpaßfilter
R
R
R
251
238
Sinus-Tabelle (negative Werte) (EPROM 2732)
236
DAU mit Multiplikations-funktion (AD7524)
242
246
$2\hat{\theta}_e$
247
V/F-Umsetzer (AD650)
249
254
$\hat{\theta}_e$
231
DAU mit Multiplikations-funktion (AD7524)
Cosinus-Tabelle (EPROM 2732)
Addierer (7483)
Zähler (74193)
234
256
$-\omega_i t$
Zähler (CD4040)
Quarz-Oszillator
230
235
DAC (AD7224)
Sinus-Tabelle (EPROM 2732)
258
i^s_{qsi}
i^s_{dsi}
v^{s*}_{dsi}
v^{s*}_{qsi}
DAC (AD7224)
Cosinus-Tabelle (EPROM 2732)
260
257
243
244

FIG. 34

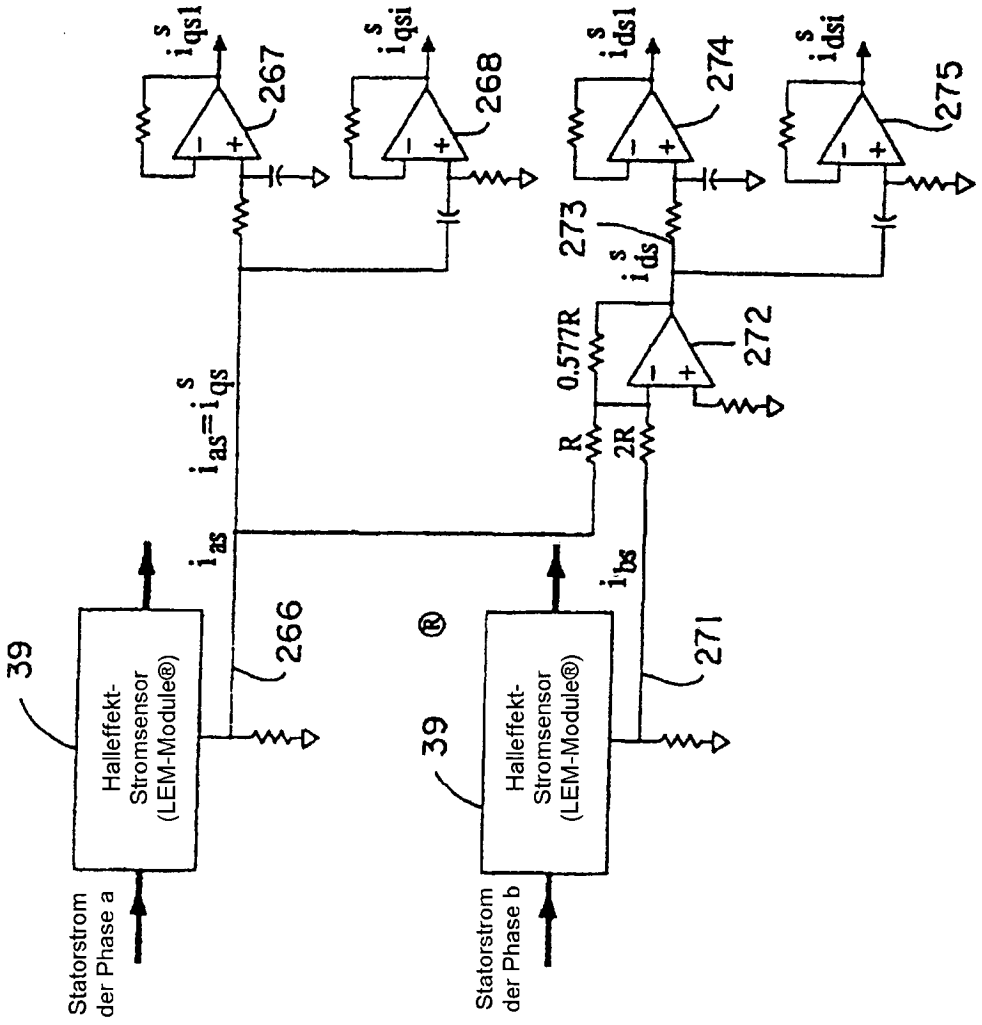

Halleffekt-Stromsensor (LEM-Module®)
39
266
271
267
268
272
273
274
275
0.577R
R
2R
Statorstrom der Phase a
Statorstrom der Phase b

FIG. 35

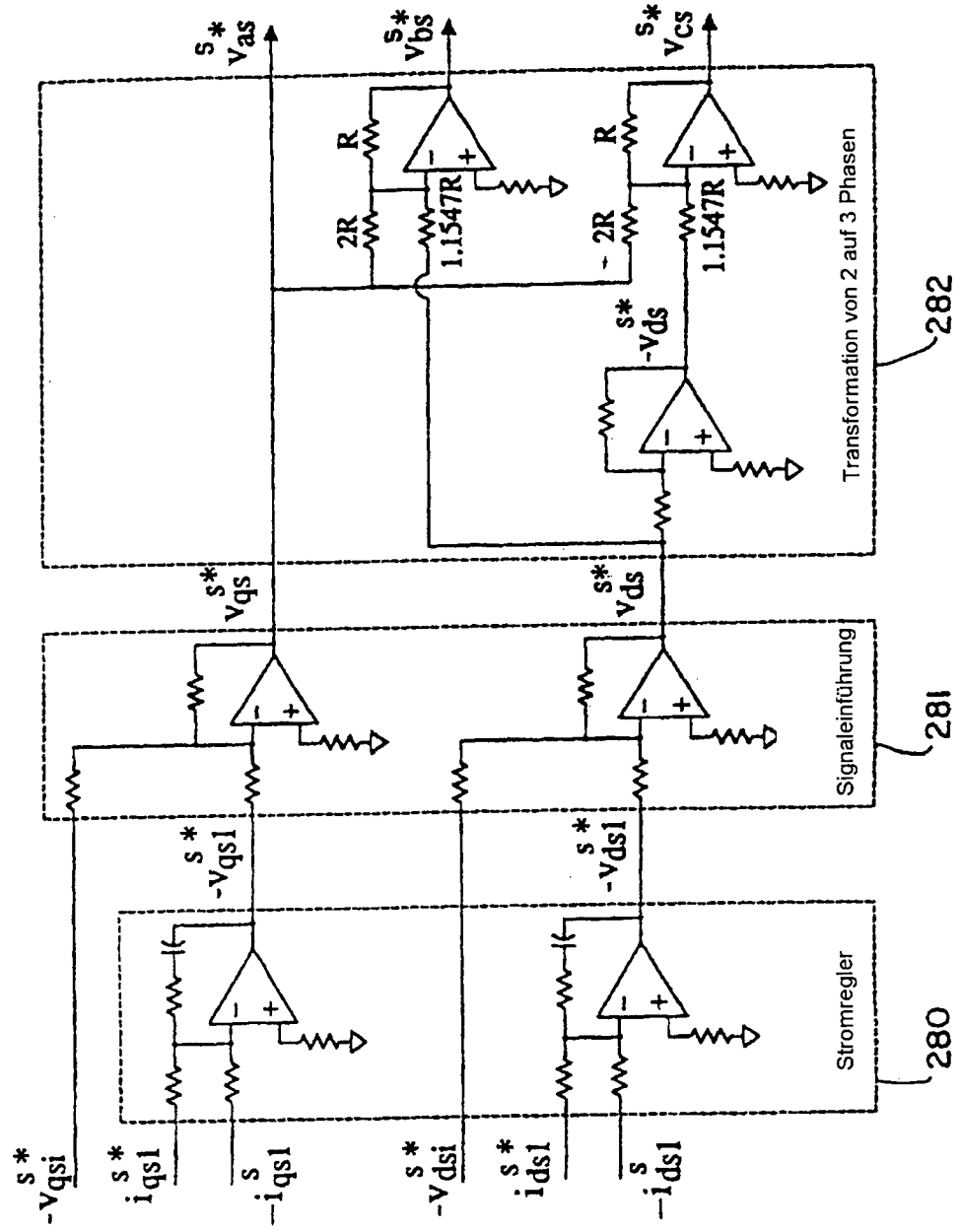

Transformation von 2 auf 3 Phasen
282
Signaleinführung
281
Stromregler
280
R
2R
1.1547R
- 2R

FIG. 36

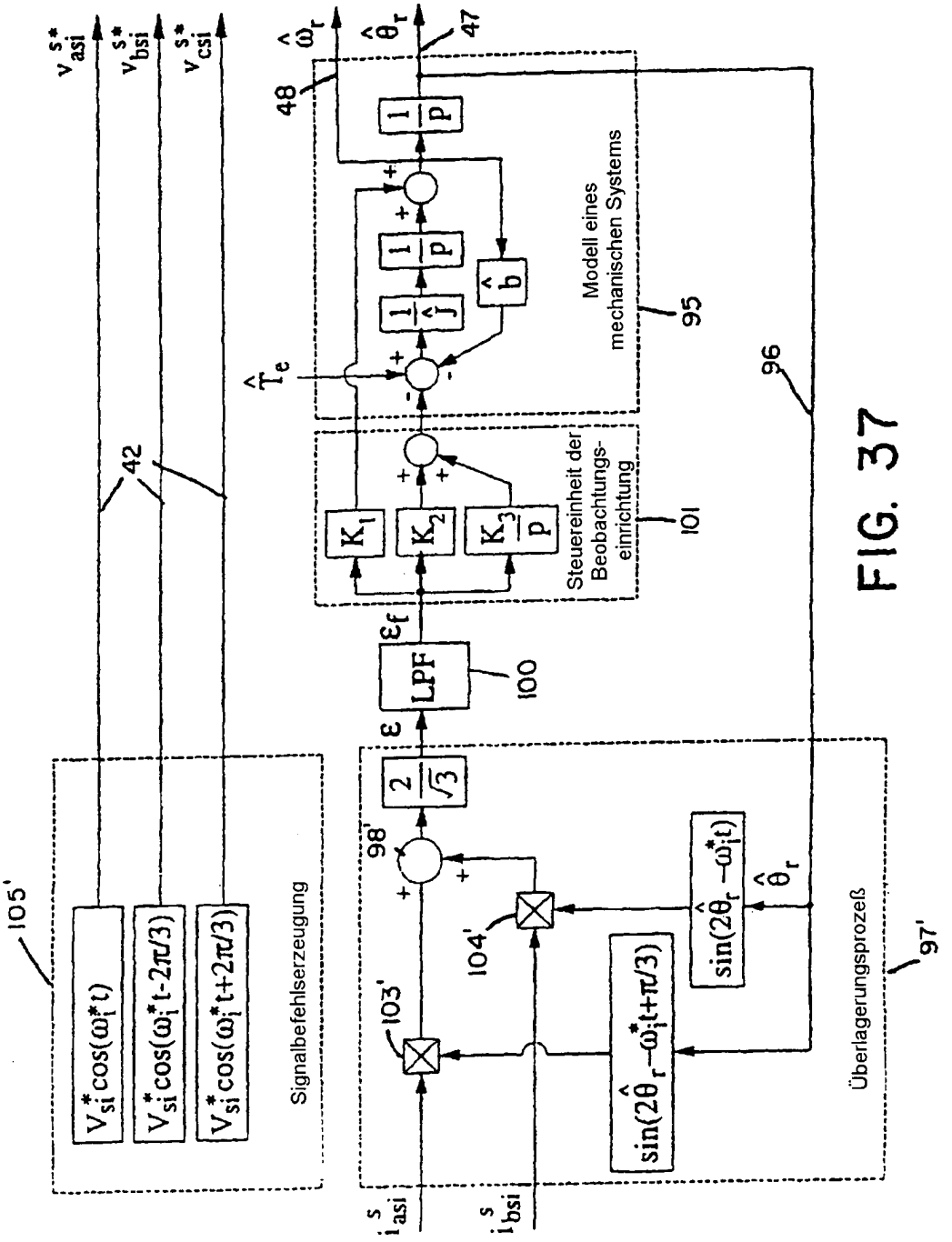

105'
Signalbefehlserzeugung
42
Modell eines mechanischen Systems
95
96
Steuereinheit der Beobachtungs-einrichtung
101
LPF
100
98'
103'
104'
97'
Überlagerungsprozeß
47
48

FIG. 37

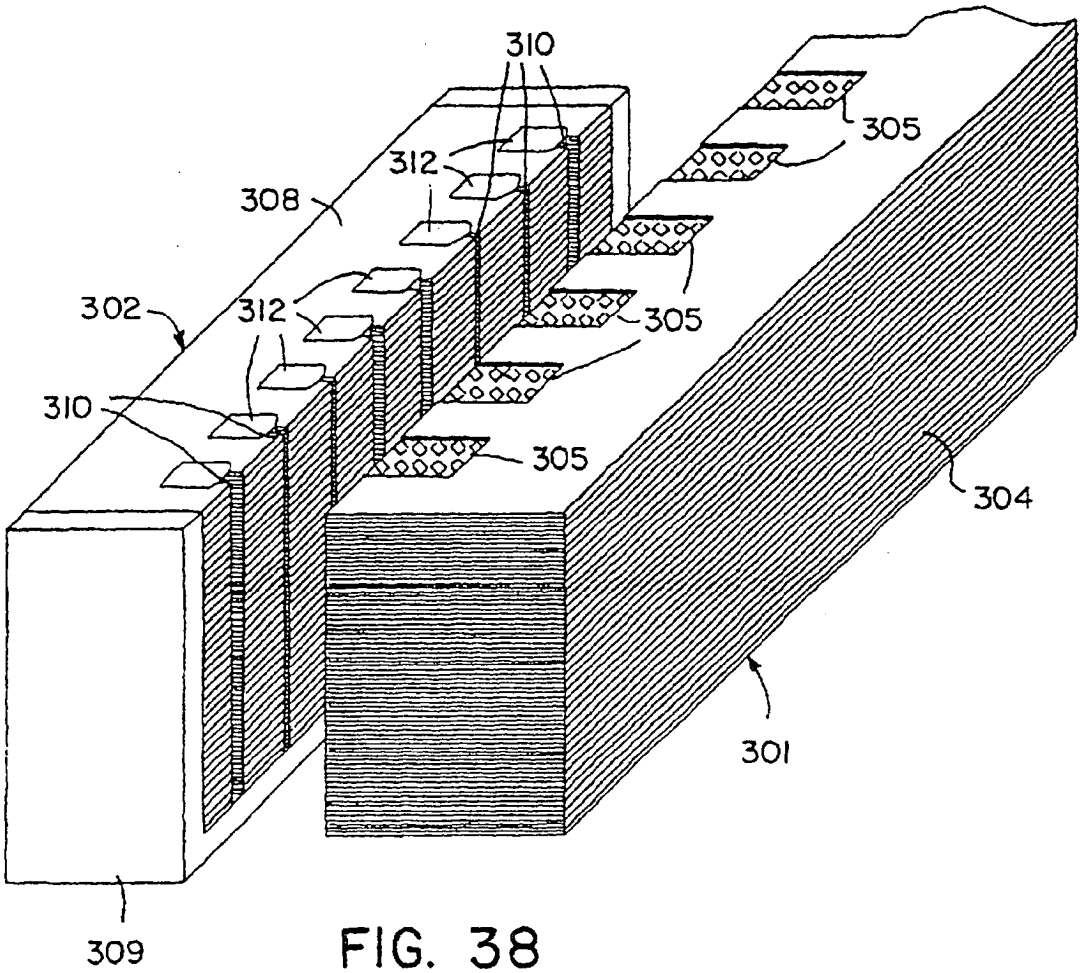


FIG. 38

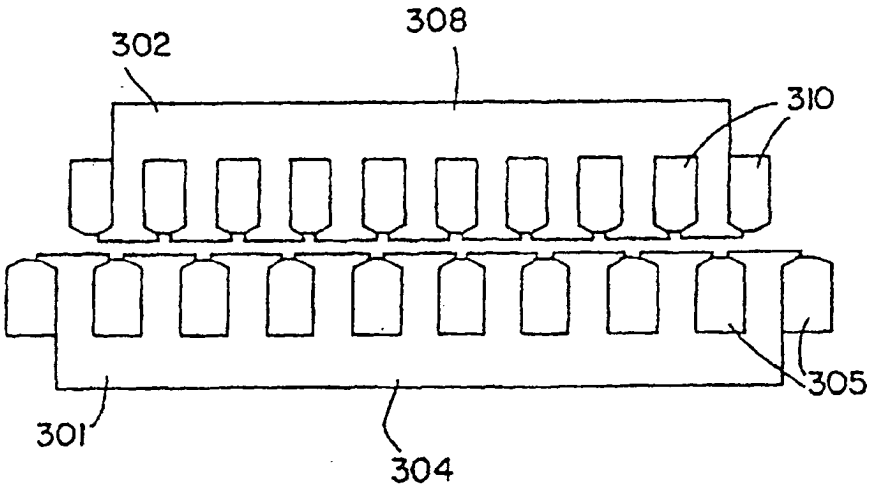


FIG. 39