



(10) **DE 10 2012 223 441 A1** 2013.07.11

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2012 223 441.1**

(22) Anmeldetag: **17.12.2012**

(43) Offenlegungstag: **11.07.2013**

(51) Int Cl.: **H02P 21/13 (2013.01)**

(30) Unionspriorität:

13/344,241 **05.01.2012** **US**

(71) Anmelder:

**GM Global Technology Operations LLC (n. d. Ges.
d. Staates Delaware), Detroit, Mich., US**

(74) Vertreter:

**isarpatepat GbR Patent- und Rechtsanwälte,
80801, München, DE**

(72) Erfinder:

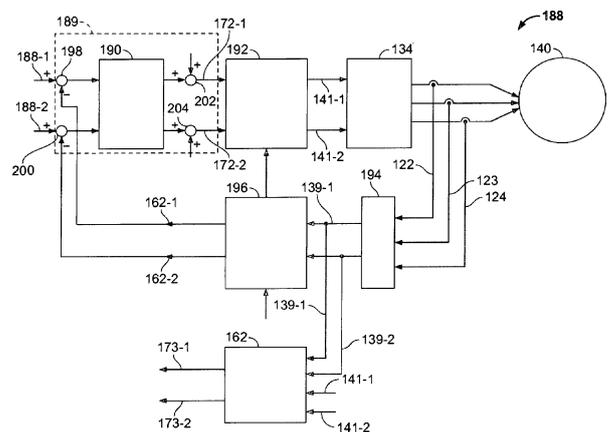
**Son, Yo Chan, Torrance, Calif., US; Dunbar, Leah,
Brighton, Mich., US; Hiti, Silva, Redondo Beach,
Calif., US**

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) Bezeichnung: **Verfahren und System für sensorloses Steuern eines elektrischen Motors**

(57) Zusammenfassung: Es werden verfahren und Systeme für das Steuern eines elektrischen Motors bereitgestellt. Ein geschätzter Rotorfluss-Winkelpositionsfehler wird basierend auf geschätzten Rück-Elektromotorische Kraft-(EMF-) Werten erzeugt, und basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler können eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition, eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz und/oder eine geschätzte Rotorfrequenz erzeugt werden.



Beschreibung

TECHNISCHER BEREICH

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich im Allgemeinen auf das Steuern von elektrischen Motoren. Spezieller ausgedrückt, bezieht sich die vorliegende Erfindung auf ein Verfahren und ein System für sensorloses Steuern eines elektrischen Motors, wie z. B. eines, wie er in einem Antriebssystem eines Automobils benutzt wird.

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

[0002] In den letzten Jahren haben die Fortschritte in der Technologie ebenso wie immer mehr sich ergebende Geschmacksänderungen bezüglich des Stils zu wesentlichen Veränderungen in der Gestaltung von Automobilen geführt. Eine der Änderungen beinhaltet die Komplexität der elektrischen und Antriebssysteme innerhalb der Automobile, speziell von Fahrzeugen mit alternativem Brennstoff, wie z. B. Hybride-, Elektrische- und Brennstoffzellen-Fahrzeuge. Derartige Fahrzeuge mit alternativem Brennstoff benutzen typischerweise einen elektrischen Motor, vielleicht in Kombination mit einem anderen Aktuator, um die Räder anzutreiben.

[0003] Herkömmliche Motorsteuersysteme beinhalten normalerweise eine Rückkopplungseinrichtung oder einen Winkelpositionssensor, wie z. B. einen Drehmelder oder Encoder, um eine Winkelfrequenz (oder "Geschwindigkeit") und Winkelpositionsinformation über den Motor bereitzustellen. Rückkopplungseinrichtungen und dazugehörige Schnittstellenschaltungen erhöhen die Kosten eines Motor-Steuersystems, und diese Kosten können bei Anwendungen mit hohem Volumen, wie z. B. bei der Produktion von Automobilen, hinderlich werden. Zusätzlich erhöhen ein Winkelpositionssensor und seine dazugehörige Kabelbaumverdrahtung die Komplexität und die Anordnungszeit eines elektrischen Antriebssystems in einem Fahrzeug.

[0004] Elektrische Fahrzeuge, welche durch Brennstoffzellen mit Leistung versorgt werden, Batterien bzw. Akkus und Hybridsysteme, welche elektrische Motoren beinhalten, werden auf dem Automobilmarkt immer gebräuchlicher. Da die Produktionsvolumina für elektrische Fahrzeuge zunehmen, werden die Kosten für Rückkopplungseinrichtungen und dazugehörige Schnittstellenschaltungen immer signifikanter. Autohersteller streben immer danach, die Kosten zu senken und die Anzahl der Teile für ein Fahrzeug zu reduzieren. Das Entfernen einer Rückkopplungseinrichtung für ein elektrisches Motorsteuersystem wird zu signifikanten Kostenreduzierungen für ein elektrisches Fahrzeug führen.

[0005] Hybridelektrische- und Elektrische-Fahrzeuge benutzen heute zahlreiche elektrische Motor-Steuertechnologien, wie z. B. die Vektorsteuerung von elektrischen Motoren. Ein Vektor-Motorsteuerungsschema ist ein rechnerisch intensives Motorsteuerungsschema, welches die Phasenspannungen/-ströme eines Dreiphasenmotors in ein Zweiachsen-Koordinatensystem abbildet. Die Struktur, welche benutzt wird, um einen elektrischen Motor anzuregen, wobei ein Vektorsteuersystem benutzt wird, ist ein typischer Dreiphasen-Leistungsquelle-Wechselrichter, welcher sechs Leistungstransistoren beinhaltet, welche die Ausgangsspannung für einen elektrischen Motor gestalten bzw. bilden. Die Vektorsteuerung erfordert Winkelpositionsinformation für den Rotor, welche normalerweise über eine Rückkopplungseinrichtung oder einen Winkelpositionssensor erhalten wird. Die Aufgabe der sensorlosen Steuerung liegt darin, die Rotorwinkel-Positionsinformation zu erhalten, wobei elektromagnetische Charakteristika einer AC-Maschine benutzt werden, wobei der Winkelpositionssensor und dessen zugehörige Schnittstellenschaltungen eliminiert werden.

[0006] Verfahren und Systeme für die sensorlose Steuerung eines elektrischen Motors werden in der Patentanmeldungsveröffentlichung der Vereinigten Staaten mit der Nummer 2009/0140676 mit dem Titel "METHOD AND SYSTEM FOR SENSORLESS CONTROL OF AN ELECTRIC MOTOR", bzw. „Verfahren und System für sensorloses Steuern eines elektrischen Motors“, eingereicht am 29. November 2007, beschrieben, welche hier als Referenz in ihrer Gesamtheit eingearbeitet ist. Die Verfahren und Systeme für sensorloses Steuern sind für Permanentmagnet-AC-Maschinen anwendbar, wie z. B. einen 3-Phasen-Permanentmagnet-Motor.

[0007] Trotz dieser Fortschritte ist es wünschenswert, ein verbessertes Verfahren und System für sensorloses Steuern eines elektrischen Motors bereitzustellen, welche in Verbindung mit elektrischen Maschinen benutzt werden können, wobei wenigstens Permanentmagnet-Maschinen, synchrone elektrische Widerstandsmaschinen und Induktionsmaschinen beinhaltet sind. Außerdem werden andere wünschenswerte Merkmale und Charakteristika der vorliegenden Erfindung aus der nachfolgenden detaillierten Beschreibung und den angehängten Ansprüchen offensichtlich, welche in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen und dem vorhergehenden technischen Bereich und Hintergrund gegeben werden.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0008] Ein Verfahren für das Steuern eines elektrischen Motors wird bereitgestellt. Basierend auf geschätzten Rück-elektromotorische-Kraft-(EMF-)Werten und eines geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehlers können wenigstens zwei von: einer geschätzten Rotorfluss-Winkelposition, einer geschätzten elektrischen Synchronfrequenz und/oder einer geschätzten Rotorfrequenz erzeugt werden.

BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0009] Die vorliegende Erfindung wird hier nachfolgend in Verbindung mit den folgenden gezeichneten Figuren beschrieben, wobei gleiche Ziffern gleiche Elemente bezeichnen, und

[0010] [Fig. 1](#) ein Diagramm ist, welches eine Rück-EMF-Projektion in einem sich synchron drehenden Referenzrahmen darstellt.

[0011] [Fig. 2A](#) ein Blockdiagramm eines Beispiels eines sensorlosen vektorgesteuerten Motorantriebssystems ist, entsprechend einer der veröffentlichten Ausführungsformen.

[0012] [Fig. 3](#) eine schematische Ansicht ist, welche eine beispielhafte Implementierung eines Teilbereichs eines elektrischen Motorantriebssystems der [Fig. 2A](#) in größerem Detail darstellt, wobei ein Dreiphasen-Spannungsquelle-Wechselrichter beinhaltet ist, welcher an einem Dreiphasen-AC-Motor angeschlossen ist.

[0013] [Fig. 2B](#) entsprechend einer Ausführungsform einen Teilbereich eines PWM-Signals darstellt, welches durch das Wechselrichtermodul erzeugt ist und beispielhaft das Stromabtasten zeitlich regelt.

[0014] [Fig. 4](#) ein Blockdiagramm ist, welches entsprechend einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ein Hochgeschwindigkeits-sensorloses-Flussbeobachtungsglied darstellt, welches konfiguriert ist, die Rotorwinkelgeschwindigkeit und die Winkelposition eines Motors zu schätzen.

[0015] [Fig. 5A](#) ein Strom-Transformationsmodul des Motormodell-Moduls darstellt, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist, entsprechend einer beispielhaften Implementierung.

[0016] [Fig. 5B](#) ein Spannungs-Transformationsmodul des Motormodell-Modus darstellt, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist, entsprechend einer beispielhaften Implementierung.

[0017] [Fig. 5C](#) ein Fluss-Inkrement-Berechnungsmodul des Motormodell-Moduls darstellt, welche in [Fig. 4](#) dargestellt ist, entsprechend einer beispielhaften Implementierung.

[0018] [Fig. 6](#) eine beispielhafte Implementierung eines Fluss-Modell-Moduls und eines Fluss-Fehlerberechnungs-Moduls darstellen, welche in [Fig. 4](#) dargestellt sind.

[0019] [Fig. 7](#) eine beispielhafte Implementierung eines Fluss-Schätzmoduls des Fluss-Beobachtungsglied-Moduls darstellt, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist.

[0020] [Fig. 8](#) eine beispielhafte Implementierung eines BEMF-Schätzmoduls des Fluss-Beobachtungsglied-Moduls darstellt, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist.

[0021] [Fig. 9](#) eine beispielhafte Implementierung eines Koordinaten-Wandlungsmoduls und eines Winkelgeschwindigkeit- und Winkelposition-Beobachtungsglied-Moduls darstellen, welche in [Fig. 4](#) dargestellt sind.

BESCHREIBUNG EINER BEISPIELHAFTEN AUSFÜHRUNGSFORM

[0022] Wie es hier benutzt wird, bedeutet das Wort „beispielhaft“ „als ein Beispiel, ein Umstand oder eine Darstellung dienend“. Die folgende detaillierte Beschreibung ist nur von ihrer Art her beispielhaft und es ist nicht beabsichtigt, dass sie die Erfindung oder die Anwendung und das Gebrauchen der Erfindung begrenzt. Jegliche hier als „beispielhaft“ beschriebene Ausführungsform ist nicht notwendiger Weise als bevorzugt oder vorteilhaft gegenüber anderen Ausführungsformen zu interpretieren. Alle der Ausführungsformen, welche in dieser Detaillierten Beschreibung beschrieben werden, sind beispielhafte Ausführungsformen, welche geliefert werden, um Fachleute in die Lage zu versetzen, die Erfindung durchzuführen oder zu gebrauchen und nicht, um den Umfang der Erfindung zu begrenzen, welcher durch die Ansprüche definiert ist. Außerdem gibt

es keine Absicht, an irgend eine ausgedrückte oder beinhaltete Theorie gebunden zu sein, welche in dem vorausgegangenen technischen Bereich, dem Hintergrund, der kurzen Zusammenfassung oder der folgenden detaillierten Beschreibung zitiert wird.

[0023] Bevor im Detail Ausführungsformen beschrieben werden, welche entsprechend der vorliegenden Erfindung sind, sollte beobachtet werden, dass die Ausführungsformen in erster Linie hier in Kombinationen der Verfahrensschritte und der Gerätekomponenten angesiedelt sind, welche sich auf das Steuern des Betriebs eines Mehrphasensystems beziehen, welches eine Mehrphasen-Wechselstrom-Maschine beinhaltet, ohne einen Winkelgeschwindigkeits- oder Winkelpositionssensor zu benutzen. Es wird gewürdigt werden, dass Ausführungsformen der hier beschriebenen Erfindung implementiert werden können, indem Hardware, Software oder eine Kombination davon benutzt wird. Die Steuerschaltungen, welche hier beschrieben sind, weisen verschiedene Komponenten, Module, Schaltungen und andere Logik auf, welche unter Benutzung einer Kombination von analogen/oder digitalen Schaltungen, diskreten oder integrierten, analogen oder digitalen elektronischen Schaltungen oder Kombinationen davon implementiert werden können. Wie er hier benutzt wird, bezieht sich der Term „Modul“ auf eine Einrichtung, eine Schaltung, eine elektrische Komponente und/oder auf eine auf Software basierende Komponente für das Durchführen einer Aufgabe. In einigen Implementierungen können die hier beschriebenen Steuerschaltungen implementiert werden indem eine oder mehrere Anwendungsspezifische Schaltungen (ASICs), eine oder mehrere Mikroprozessoren und/oder einer oder mehrere Digitalsignalprozessor-(DSP-) basierte Schaltungen benutzt werden, wenn ein Teil oder die gesamte Steuerlogik in derartigen Schaltungen implementiert wird. Es wird gewürdigt werden, dass Ausführungsformen der hier beschriebenen Erfindung einen oder mehrere herkömmliche Prozessoren und einzigartig gespeicherte Programminstruktionen aufweisen können, welche einen oder mehrere Prozessoren steuern, um, in Verbindung mit bestimmten Nichtprozessorschaltungen einige, die meisten oder alle der Funktionen zum Steuern des Betriebs eines Mehrphasensystems, welches eine Mehrphasen-Wechselstrom-Maschine beinhaltet, ohne einen Winkelgeschwindigkeits- oder Winkelpositionssensor zu benutzen, wie es hier beschrieben wird, zu implementieren. Demnach können diese Funktionen als Schritte eines Verfahrens für das Steuern des Betriebes eines Mehrphasensystems interpretiert werden, welches eine Mehrphasen-Wechselstrom-Maschine beinhaltet, ohne einen Winkelgeschwindigkeits- oder Winkelpositionssensor zu benutzen. Alternativ können einige oder alle Funktionen durch eine Zustandsmaschine implementiert werden, welche keine gespeicherten Programminstruktionen besitzt, oder in einer oder mehreren anwendungsspezifischen Schaltungen (ASICs), in welchem bzw. welchen jede Funktion oder einige Kombinationen von bestimmten Funktionen als maßgeschneiderte Logik implementiert sind. Natürlich kann eine Kombination der zwei Vorgehensweisen genutzt werden. Demnach werden hier Verfahren und Mittel für diese Funktionen beschrieben. Außerdem wird erwartet, dass ein Fachmann, welcher möglicherweise keine Anstrengung und viele Gestaltungsmöglichkeiten scheut, welche zum Beispiel durch verfügbare Zeit, aktuelle Technologie und ökonomische Betrachtungen motiviert sind, schließlich in der Lage sein wird, wenn er durch die Konzepte und Prinzipien geführt wird, welche hier veröffentlicht sind, derartige Softwareinstruktionen und Programme und ICs mit minimalem Experimentieren zu erzeugen.

Typen von AC-Maschinen und entsprechenden Maschinenparametern

[0024] Vor dem Beschreiben der veröffentlichten Ausführungsformen im Detail, werden nun nachfolgend einige Typen von den unterschiedlichen Typen der Wechselstrommaschinen und deren Merkmale beschrieben.

[0025] Wie er hier benutzt wird, bezieht sich der Term „Wechselstrom-AC-Maschine“ im Allgemeinen auf „eine Einrichtung oder ein Gerät, welches elektrische Energie in mechanische Energie oder umgekehrt wandelt“. Obwohl eine AC-Maschine ein AC-Motor sein kann (z. B. ein Gerät, welches benutzt wird, um elektrische AC-Energieleistung an seinem Eingang zu wandeln, um mechanische Energie oder Leistung herzustellen), ist eine AC-Maschine nicht darauf begrenzt, ein AC-Motor zu sein, sondern kann auch Generatoren umfassen, welche benutzt werden, um mechanische Energie oder Leistung an seinem primären Bewegungsglied in elektrische AC-Energie oder Leistung an seinem Ausgang zu wandeln. Jede der Maschinen kann ein AC-Motor oder AC-Generator sein. Ein AC-Motor ist ein elektrischer Motor, welcher durch einen Wechselstrom angetrieben wird.

[0026] Eine AC-Maschine beinhaltet typischerweise einen stationären Stator, welcher Spulen besitzt, welche mit Wechselstrom beliefert werden, um ein rotierendes magnetisches Feld zu erzeugen, und einen Rotor, welcher an einer Ausgangswelle befestigt ist. Der Rotor erzeugt den magnetischen Fluss und wird durch das Drehmoment angetrieben, welches durch die Beziehung zwischen dem Stator- und dem Rotorfluss bestimmt ist. Der Stator besitzt einen Statorwiderstand (r_s) und eine Induktivität (L_s). Einige der Parameter, welche mit Bezug auf jede Art von AC-Maschine gemessen oder bestimmt werden können, beinhalten Stator-Anschlussspannungen (v_s), welche in d-Achse-Stator-Anschlussspannung (v_{sd}), q-Achse-Stator-Anschlussspannung (v_{sq}) aufgeteilt werden können, Statorströme (i_s), welche in d-Achse-Statorstrom (i_{sd}) und q-Achse-Statorstrom (i_{sq}) aufgeteilt

werden können, Statorfluss (Ψ_s), welcher in d-Achse-Statorfluss (Ψ_{sd}) und q-Achse-Statorfluss (Ψ_{sq}) aufgeteilt werden kann, und Rotorfluss (Ψ_f), wie dieser bei der Statorwicklung beobachtet wird.

[0027] Einige der Parameter, welche benutzt werden können, um die Leistungsfähigkeit in jeder Art von elektrischer Maschine zu charakterisieren, beinhalten die Rotorfluss-Winkelposition (θ_e), welche an dem Statoranschluss gesehen werden kann, die Rotorwinkelposition (θ_r), welche an dem Statoranschluss gesehen werden kann, und die Rotorfrequenz (ω_r) in Radian/Sekunde. Die Rotorfrequenz (ω_r) in Radian/Sekunde ist gleich zu dem Produkt der Rotorwinkelgeschwindigkeit (ω_{rm}) in Radian/Sekunde und der Anzahl der Polpaare (PP) der elektrischen Maschine (d. h. $\omega_r = \omega_{rm} \times PP$).

[0028] AC-Maschinen können im Allgemeinen klassifiziert werden, dass sie entweder Synchron-AC-Maschinen oder Asynchron-AC-Maschinen sind.

[0029] In einer synchronen Maschine übt das rotierende magnetische Feld des Stators ein Drehmoment auf das Magnetfeld des Rotors aus, was ihn veranlasst, stetig zu drehen. Das Magnetfeld auf dem Rotor wird entweder durch Strom erzeugt, welcher über Schleifringe oder durch einen Permanentmagneten geliefert wird. Es wird synchron genannt, da im Dauerzustand die Winkelgeschwindigkeit des Rotors mit der Winkelgeschwindigkeit des drehenden Magnetfeldes in dem Stator übereinstimmt. Eine Synchronmaschine kann exakt bei der Lieferfrequenz oder einem Unter-Vielfachen der Lieferfrequenz drehen, da es nicht auf Induktion beruht.

[0030] Synchron-AC-Maschinen können Permanentmagnet-AC-(PMAC-)Maschinen und synchron-elektrische Widerstandsmaschinen beinhalten. PMAC-Maschinen beinhalten oberflächenbefestigte Permanentmagnet-Maschinen (SMPMMs) und Innen-Permanentmagnet-Maschinen (IPMMs). Synchronmaschinen besitzen eine Stator-Induktivität (L_s), welche in eine d-Achse-Stator-Induktivität (L_d) und eine q-Achse-Stator-Induktivität (L_q) aufgeteilt werden kann. Die Rotorfluss-Winkelposition (θ_e), welche an dem Statoranschluss gesehen wird, ist gleich zu der Rotorwinkelposition (θ_r), welche an dem Statoranschluss gesehen werden kann. In einer Synchronmaschine ist die elektrische Synchronfrequenz (ω_e) in Radian/Sekunde gleich zur Rotorfrequenz (ω_r) in Radian/Sekunde. Zusätzlich wird festgestellt, dass in dem Fall der Permanentmagnet-AC-Maschine der Rotorfluss (Ψ_f), wie er an der Statorwicklung beobachtet wird, durch einen Permanentmagnet verursacht ist.

[0031] In einer Asynchron-Maschine wird ein magnetisches Feld auf dem Rotor des Motors durch einen Strom geschaffen, welcher in dem Rotor induziert ist. Um dies durchzuführen, sind Statorwicklungen so angeordnet, dass, wenn sie mit Energie versorgt werden, sie ein rotierendes magnetisches Feld schaffen, welches Strom in den Rotorleitungen induziert. Diese Ströme wechselwirken mit dem rotierenden magnetischen Feld, wobei sie eine Drehbewegung des Rotors auslösen. Eine Asynchronmaschine (z. B. eine Induktionsmaschine) läuft geringfügig langsamer oder schneller als die Lieferfrequenz bzw. zugeführte Frequenz. Das Verhältnis zwischen der Winkelgeschwindigkeit des magnetischen Feldes, wie es durch den Rotor gesehen wird (Schlupfwinkelgeschwindigkeit), und die Winkelgeschwindigkeit des rotierenden Feldes des Stators ist einheitslos und wird als Schlupf bezeichnet. Asynchron-AC-Maschinen beinhalten Induktionsmaschinen.

[0032] Eine Asynchron-AC-Maschine besitzt eine Stator-Induktivität (L_s), eine Rotor-Induktivität (L_r) und eine magnetisierende Induktivität (L_m). In einer Asynchron-AC-Maschine wird eine stationäre Stator-Induktivität (σL_s) durch den Ausdruck (1) wie folgt definiert:

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} . \quad (1)$$

[0033] Zusätzlich gleicht für eine Asynchronmaschine die Rotorfluss-Winkelposition (θ_e) an dem Statoranschluss nicht immer der Rotorwinkelposition (θ_r) an dem Statoranschluss ($\theta_e \neq \theta_r$). Zusätzlich ist die elektrische Synchronfrequenz (ω_e) in Radian/Sekunde gleich zu der Summe der Rotorfrequenz (ω_r) in Radian/Sekunde und einer Schlupffrequenz (ω_{sl}) in Radian/Sekunde (d. h. $\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$). In dem Fall eines Induktionsmotors (IM) wird der Rotorfluss (Ψ_f) an der Statorwicklung induziert.

[0034] Wenn eine d-Achse auf die Rotorfluss-Winkelposition ausgerichtet ist (wie dies an einer Statorwicklung beobachtet wird), können Statorspannungen der AC-Maschinen (ungeachtet des Typs der AC-Maschine) durch Benutzen der Ausdrücke (2) und (3) wie folgt berechnet werden:

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_e \Psi_{sq} \quad (2)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega_e \Psi_{sd} \quad (3)$$

wobei Ψ_{sd} und Ψ_{sq} die Statorflüsse sind, welche unterschiedlich abhängig von dem Motortyp sind.

[0035] Wie in Ausdrücken (4) und (5) gezeigt wird, können jedoch die Statorflüsse (Ψ_{sd} und Ψ_{sq}) aufgeteilt werden.

$$\Psi_{sd} = \psi_d + \psi_f \quad (4)$$

$$\Psi_{sq} = \psi_q \quad (5)$$

wobei ψ_d und ψ_q als die Stator-Wicklungsflüsse an den d-Achse- und q-Achse-Wicklungen betrachtet werden, ohne das Vorhandensein des jeweiligen Rotorflusses, und ψ_f ist der Fluss, welcher durch den Rotor erbracht wird (oder, anders ausgedrückt, der Rotorfluss, wie er bei der Statorwicklung beobachtet wird).

[0036] Da die d-Achse an dem räumlichen Ort des Rotorflusses ausgerichtet ist, enthält der Ausdruck (5) nicht irgendeinen Term, welcher auf ψ_f bezogen ist. Tabelle 1 (nachfolgend) fasst unterschiedliche Flusstypen für unterschiedliche AC-Maschinentypen zusammen.

	Synchron-AC-Maschine	Asynchron-AC-Maschine
d-Achse-Wicklungsfluss ψ_d	$L_d i_{sd}$	$\sigma L_s i_{sd}$
q-Achse-Wicklungsfluss ψ_q	$L_q i_{sq}$	$\sigma L_s i_{sq}$
d-Achse-Rotorfluss ψ_f	$L_m i_f$	$L_m \Psi_{rd} / L_r$

Tabelle 1

[0037] Spalte 1 der Tabelle 1 führt den d-Achse-Wicklungsfluss (ψ_d), den q-Achse-Wicklungsfluss (ψ_q) und den Rotorfluss (ψ_f) auf, wie sie an der Statorwicklung beobachtet werden. Für jeden Typ von Fluss fasst die Spalte 2 einige der entsprechenden Motorparameter für Synchron-AC-Motore zusammen, und die Spalte 3 fasst einige der entsprechenden Motorparameter für Asynchron-AC-Motoren zusammen. In Spalte 1 der Tabelle 1 ist i_f der Feldstrom in dem Synchronmotor, und er könnte durch den externen Feldregelschaltkreis geliefert werden (wie es bei einer Schleifenrotor-Synchronmaschine der Fall ist), oder durch den Permanentmagneten, wie es bei einer Permanentmagnet-AC-Maschine der Fall ist). In dem Fall eines Synchron-Reluktanzmotors bzw. eines synchronen elektrischen Widerstandsmotors, welcher ein anderer Fall der Synchronmaschine ist, gibt es keinen Magneten für den Rotorfluss, und die Flussaufteilung des Ausdrucks (4) in einem Synchron-Reluktanzmotor kann durch die Ausdrücke (6) und (7) wie folgt definiert werden:

$$i_{sd} = i_{sd0} + \tilde{i}_{sd} \quad (6)$$

$$\Psi = \psi_d + \psi_f = L_d i_{sd0} + L_d \tilde{i}_{sd} \quad (7)$$

[0038] Für einen Synchron-Reluktanzmotor gibt es einen minimalen d-Achse-Strom i_{sd0} , welcher erforderlich ist, um den Fluss für die Winkelgeschwindigkeit und die Positionsschätzung zu liefern, sogar bei null Drehmoment, und \tilde{i}_{sd} kann als i_{sd} in Tabelle 1 behandelt werden. i_{sd0} entspricht i_f in Tabelle 1, und er kann sich bezüglich des Drehmoments ändern, solange er genug Spannung für die Winkelgeschwindigkeit und die Positionsschätzung bereitstellt.

[0039] Angenommen, dass sich der d-Achse-Rotorfluss in Tabelle 1 langsam ändert, werden die Ausdrücke (2) und (3) in den Ausdrücken (8) und (9) wie folgt überschrieben:

$$v_{sd} \cong r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_e \Psi_q \quad (8)$$

$$\begin{aligned} v_{sq} &= r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_e \Psi_d + \omega_e \Psi_f \\ &= r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_e \Psi_d + E_{sq0} \end{aligned} \quad (9)$$

[0040] E_{sq0} ist die Rück-EMF als ein Ergebnis des d-Achse-Rotorflusses Ψ_f in Tabelle 1, multipliziert mit der elektrischen Synchronfrequenz ω_e ($E_{sq0} = \omega_e \times \Psi_f$). Der Ausdruck (8) besitzt keine d-Achse-Wicklungsfluss- (Ψ_d -)Komponente, wenn die d-Achse perfekt auf die Rotorfluss-Winkelposition ausgerichtet ist.

[0041] Fig. 1 ist ein Diagramm, welches eine Rück-EMF-Projektion in einem synchron drehenden Referenzrahmen (welcher auch hier als der synchrone Referenzrahmen bezeichnet wird) darstellt, wenn die geschätzte d-Achse nicht exakt auf die richtige Rotorflussposition ausgerichtet ist ($\Delta\theta_e \neq 0$).

[0042] In Fig. 1 sind die d_0 -Achse **13** und die q_0 -Achse **12** die wahren Achsen, welche auf den aktuellen Rotorfluss ausgerichtet sind. Die d-Achse **14** und die q-Achse **16** sind geschätzte Achsen. Der q-Achse-BEMF- (E_{sq0} -)Vektor ist auf die d-Achse **14** und die q-Achse **16** projiziert. In Fig. 1 sind die d-Achse **14** und die q-Achse **16** um einen Winkel ($\Delta\theta_e$) **18** bezüglich der d_0 -Achse **13** und der q_0 -Achse **12** gedreht, was einem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler entspricht. Wenn in einem Steuersystem implementiert, führt der geschätzte Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **18** des Rück-EMF- (E_{sq0} -)Vektors zu einer Nicht-Null-d-Achse-Statoranschlussspannung (v_{sd}) und einer reduzierten q-Achse-Statoranschlussspannung (v_{sq}) (wie dies in Gleichung (12) unten gezeigt wird).

[0043] Maschinengleichungen der Ausdrücke (8) und (9) können jeweils als Ausdrücke (10) bzw. (11) ausgedrückt werden.

$$v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_e \psi_q - E_{sd} \quad (10)$$

$$v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_e \psi_d + E_{sq} \quad (11),$$

wobei die d-Achse-BEMF (E_{sd}) **14** und die q-Achse-BEMF (E_{sq}) **16** in den Ausdrücken (12) und (13) wie folgt repräsentiert werden können:

$$E_{sd} = E_{sq0} \sin \Delta\theta_e = \omega_e \psi_f \sin \Delta\theta_e \quad (12)$$

$$E_{sq} = E_{sq0} \cos \Delta\theta_e = \omega_e \psi_f \cos \Delta\theta_e \quad (13).$$

[0044] Es wird festgestellt, dass die Ausdrücke (10) bis (13) die Maschinengleichungen charakterisieren, mit einer Annahme, dass die drehende Winkelgeschwindigkeit beider Achsen die gleichen sind wie die elektrische Synchronfrequenz (ω_e).

[0045] Entsprechend der veröffentlichten Ausführungsformen, Verfahren, Systeme wird ein Gerät für das Steuern des Betriebs eines Mehrphasensystems bereitgestellt, welches eine Mehrphasen-Wechselstrom-Maschine beinhaltet, ohne dabei die Winkelgeschwindigkeit oder einen Positionssensor zu nutzen. Entsprechend zu einigen der veröffentlichten Ausführungsformen wird ein digital gesteuertes Hochgeschwindigkeits-, sensorloses Fluss-Beobachtungsglied bereitgestellt, um das System während des Hochwinkelgeschwindigkeits-Maschinenbetriebs sensorlos zu steuern.

[0046] Basierend auf den befohlenen oder gemessenen Motorspannungen und den gemessenen Strömen berechnet ein Motormodell das Fluss-Inkrement bei jedem Abtastzyklus. Die Motorspannung kann direkt gemessen werden, oder sie kann von dem Ausgangssignal des Stromsteuergliedes hergenommen werden.

[0047] Ein Flussmodell berechnet den Wicklungsfluss basierend auf dem Motorstrom. Der geschätzte Fluss kann mit dem gemessenen Fluss verglichen werden, um einen Flussfehler zu erzeugen.

[0048] Das berechnete Flussinkrement und der Flussfehler werden in das Fluss-Beobachtungsglied gefügt, welches diese Eingabesignale benutzt, um den Fluss und die Rück-Elektromotorische-Kraft (BEMF) zu schätzen. Zu der Zeit, da die Aktualisierungen für die Fluss- und Rück-Elektromotorische-Kraft-(BEMF)-Messungen durchgeführt wurden, nutzt das Fluss-Beobachtungsglied ein Pulsweitenmodulations-(PWM-)Signal, welches benutzt wird, um den elektrischen Motor zu treiben.

[0049] Die geschätzte BEMF wird benutzt, um einen geschätzten Winkelpositionsfehler der geschätzten BEMF zu bestimmen.

[0050] Ein Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsglied benutzt den geschätzten Winkelpositionsfehler der geschätzten BEMF, um eine geschätzte Rotorwinkelgeschwindigkeit und/oder geschätzte Rotorwinkelposition zu erzeugen.

[0051] Beachtenswert ist, dass die veröffentlichten Ausführungsformen angewendet werden können, um die Motorwinkelgeschwindigkeit und die Rotorwinkelposition für alle Typen von Mehrphasen-Wechselstrom-(AC-)

Maschinen zu schätzen, ungeachtet des Maschinentyps (z. B. sowohl Synchron- als auch Asynchron-Maschinen) oder der Anzahl von Maschinenphasen.

[0052] [Fig. 2A–Fig. 9](#) stellen Ausführungsformen der Verfahren, Systeme und Geräte dar, um den Betrieb eines Mehrphasensystems zu steuern, welches eine Mehrphasen-Wechselstrom-Maschine beinhaltet, ohne das Benutzen der Winkelgeschwindigkeit oder eines Positionssensors.

[0053] [Fig. 2A](#) ist ein Blockdiagramm eines Beispiels eines sensorlosen vektorgesteuerten Motorantriebssystems **188** entsprechend einer der veröffentlichten Ausführungsformen. Das System **188** steuert eine Dreiphasen-AC-Maschine **140** über ein Dreiphasenpulsweiten-modulierten-(PWM-)Wechselrichtermodul **134**, welches an die Dreiphasen-AC-Maschine **140** gekoppelt ist, so dass die Dreiphasen-AC-Maschine **140** effizient eine DC-Eingangsspannung (V_{dc}) nutzen kann, welche an das Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **134** geliefert wird, indem die Strombefehle, welche die Dreiphasen-AC-Maschine **140** steuern, justiert werden. In einer speziellen Implementierung kann das sensorlose, vektorgesteuerte Motorantriebssystem **188** benutzt werden, um das Drehmoment in einem Hybrid-Elektrischen-Fahrzeug (HEV) zu steuern.

[0054] In der folgenden Beschreibung einer speziellen, nicht eingrenzenden Implementierung wird die Dreiphasen-AC-Maschine **140** als ein Dreiphasen-AC- mit Leistung versorgter Motor **140** beschrieben; jedoch sollte gewürdigt werden, dass die dargestellte Ausführungsform nur ein nicht eingrenzendes Beispiel der Arten von AC-Maschinen ist, an welchen die veröffentlichten Ausführungsform angewendet werden können, und außerdem, dass die veröffentlichten Ausführungsformen an jedem Typ von Mehrphasen-AC-Maschine angeschlossen werden können, welcher weniger oder mehr als drei Phasen beinhaltet.

[0055] Der Dreiphasen-AC-Motor **140** ist an das Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **134** über drei Wechselrichterpole gekoppelt und erzeugt mechanische Leistung (Drehmoment X Winkelgeschwindigkeit) basierend auf Dreiphasen-Sinusstromsignalen **122...124**, welche von dem PWM-Wechselrichtermodul **134** empfangen werden. Wie nachfolgend beschrieben wird, kann eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}_e(k)$) **173-1** des Dreiphasen-AC-Motors **140** geschätzt werden, ohne eine Winkelgeschwindigkeit oder einen Positionssensor zu benutzen, indem die sensorlosen Schätzungstechniken benutzt werden, wie nachfolgend mit Bezug auf [Fig. 4–Fig. 9](#) beschrieben wird.

[0056] Mit Bezug wieder auf [Fig. 2A](#) beinhaltet das sensorlose Vektor-Steuer-elektrische Motorantriebssystem **188** ein Synchroner-Rahmen-Strom-Regelmodul **189**, ein Synchron-zu-Stationär-Transformationsmodul **192**, ein Leistungs-Wechselrichtermodul **134**, einen abc-Referenzrahmen-zu- $\alpha\beta$ -Referenzrahmen (abc-zu- $\alpha\beta$ -)Transformationsmodul **194**, ein Stationär-zu-Synchron-Transformationsmodul **196** und ein Hochgeschwindigkeitssensorloses Fluss-Beobachtungsglied **162**.

[0057] Obwohl nicht in [Fig. 2A](#) dargestellt, empfängt ein Drehmoment-zu-Strom-Abbildungsmodul (nicht dargestellt) typischerweise ein Drehmoment-Befehlssignal (T_e^*) von einem Hochpegel-Steurglied, eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **173-2**, welche bei dem Hochgeschwindigkeit-Sensorlosen-Fluss-Beobachtungsglied-Modul **162** erzeugt wird, und die DC-Eingangsspannung (V_{DC}) als Eingangssignale (zusammen mit möglicherweise einer Vielzahl von anderen Systemparametern, abhängig von der Implementierung), und benutzt diese Eingangssignale, um einen d-Achse-Strombefehl (i_{sd}^*) **188-1** und einen q-Achse-Strombefehl (i_{sq}^*) **188-2** zu erzeugen. Das d-Achse-Strombefehlssignal (i_{sd}^*) **188-1** und das q-Achse-Strombefehlssignal (i_{sq}^*) **188-2** sind Eingangssignale für das **189**. Die Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Strombefehlssignale (i_{sd}^* , i_{sq}^*) **188** sind DC-Befehle, welche einen konstanten Wert besitzen, als eine Funktion der Zeit. Idealerweise werden das d-Achse-Strombefehlssignal (i_{sd}^*) **188-1** und das q-Achse-Strombefehlssignal (i_{sq}^*) **188-2** den Motor **140** veranlassen, das Befehlsdrehmoment (T_e^*) bei der geschätzten elektrischen Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **173-2** zu erzeugen.

[0058] Das abc-zu- $\alpha\beta$ -Transformationsmodul **194** empfängt die gemessenen Dreiphasen-Stationärer-Referenzrahmen-Rückkopplungs-Statorströme ($i_{sa}...i_{sc}$) **122–123**, welche von dem Motor **140** rückgekoppelt abgetastet wurden, und transformiert sie in Zweiphasenströme. In einer Ausführungsform führt das abc-zu- $\alpha\beta$ -Transformationsmodul **194** eine abc-Referenz-Rahmen-zu- $\alpha\beta$ -Referenzrahmen-Transformation durch, um die Dreiphasen-Stationärer-Referenzrahmen-Rückkopplungs-Statorströme ($i_{sa}...i_{sc}$) **122–124** in Zweiphasen-Stationärer-Referenzrahmen-Rückkopplungs-Statorströme (i_a , i_b) **139-1**, **139-2** zu transformieren, z. B. durch Berechnen der folgenden Matrizen, welche im Ausdruck **(14)** gezeigt werden:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (14)$$

[0059] Die abc-zu- $\alpha\beta$ -Transformation ist in der Fachwelt gut bekannt und wird der Kürze wegen nicht im Detail beschrieben.

[0060] Das Stationär-zu-Synchron-Transformationsmodul **196** stellt die Drehtransformation (z. B. stationäre in synchrone Rahmen) bezüglich der Rotorfluss-Winkelposition bereit, um die Zweiphasen-Stationäre-Referenzrahmen-Rückkopplung-Statorströme (i_α, i_β) **139-1, 139-2** in Zweiphasen-DC-Ströme zu wandeln, welche als Strom-Rückkopplung benutzt werden. In einer Ausführungsform empfängt das Stationär-zu-Synchron-Transformationsmodul **196** die Zweiphasen-Stationärer-Referenzrahmen-Rückkopplungs-Statorströme (i_α, i_β) **139-1, 139-2** und die geschätzte Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}_e(k)$) **173-1** und bearbeitet (z. B. transformiert drehförmig oder wandelt) die Zweiphasen-Stationärer-Referenzrahmen-Rückkopplungs-Statorströme (i_α, i_β) **139-1, 139-2**, um ein Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Stromsignal (i_{sd}) **163-1** und ein Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Stromsignal (i_{sq}) **163-2** zu erzeugen. Das Bearbeiten kann durchgeführt werden, beispielsweise durch Berechnen der folgenden Matrizen, welche in Ausdruck (15) gezeigt werden:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

[0061] Der Prozess der Stationär-zu-Synchron-Wandlung ist in der Fachwelt gut bekannt und wird der Kürze wegen nicht im Detail beschrieben.

[0062] Das Synchroner-Rahmen-Strom-Regelmodul **189** beinhaltet ein Stromsteuerglied **190** und Subtrahiermodule **198, 200** und Summiermodule **202, 204**.

[0063] Das Subtrahiermodul **198** des Synchroner-Rahmen-Strom-Regelmoduls **189** empfängt das Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Stromsignal (i_{sd}) **163-1** und den d-Achse-Strombefehl (i_{sd}^*) **188-1** und benutzt diese Signale, um einen Stromsteuerfehler zu erzeugen, welcher dem Stromsteuerglied **190** bereitgestellt wird. In ähnlicher Weise empfängt das Subtrahiermodul **200** des Synchroner-Rahmen-Strom-Regelmoduls **189** das Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Stromsignal (i_{sq}) **163-2** und den q-Achse-Strombefehl (i_{sq}^*) **188-2** und benutzt diese Signale, um einen Stromsteuerfehler zu erzeugen, welcher dem Stromsteuerglied **190** bereitgestellt wird.

[0064] Die Differenz zwischen dem Strombefehl und der Stromrückkopplung treibt das Stromsteuerglied **190**, um Spannungsbefehle (v_{sd}^* und v_{sq}^*) zu erzeugen, welche auch DC-Beträge sind. In einer Ausführungsform wandelt das Stromsteuerglied **190** diese Eingangssignale in entsprechende Spannungssignale ($v_{sd}^*(fb)$ und $v_{sq}^*(fb)$), welche an die Summiermodule **202, 204** ausgegeben werden, wobei fb benutzt wird, um zu identifizieren, dass sie die Spannungen von einem Rückkopplungs-Steuerkreis sind (z. B. Stromsteuerglied). Der Prozess der Strom-zu-Spannung-Wandlung kann implementiert werden, indem ein Proportional-Integral-(PI-)Steuerglied benutzt wird, welches in der Fachwelt bekannt ist und der Kürze wegen nicht im Detail beschrieben wird.

[0065] Die Summiermodule **202, 204** summieren ihre jeweiligen Eingangssignale, um ein Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Spannungsbefehlssignal (v_{sd}^*) **172-1** und ein Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Spannungsbefehlssignal (v_{sq}^*) **172-2** jeweils zu erzeugen. In einer Ausführungsform, bei den Summiermodulen **202, 204**, werden Vorwärtskopplungsterme (oder Entkoppelungsspannungen) ($v_{sd(ff)}^*, v_{sq(ff)}^*$) benutzt, um die Spannung zu entkoppeln, welche durch den Fluss innerhalb des Motors bei dem Ausgang des Stromsteuergliedes **190** induziert werden. Die Vorwärtskopplungsterme können aus den Flussstabilen Ψ_d und Ψ_q durch die Ausdrücke (16) und (17) wie folgt berechnet werden:

$$v_{sd(ff)}^* = -\omega_r \Psi_q(i_{sd}, i_{sq}) \quad (16)$$

$$v_{sq(ff)}^* = \omega_r \Psi_d(i_{sd}, i_{sq}) \quad (17)$$

[0066] Obwohl die befohlenen Ströme in den Ausdrücken (16) und (17) benutzt werden können, können die Entkopplungsspannungen, welche berechnet sind, indem die befohlenen Ströme benutzt werden, zu einer oszillierenden Stromsteuerantwort bei hohem Winkelgeschwindigkeitsbetrieb führen.

[0067] Die Synchroner-Referenzrahmen-Spannungsbefehlssignale (v_{sd}^* , v_{sd}^*) **172** sind DC-Befehle, welche einen konstanten Wert als eine Funktion der Zeit für den Betrieb in stationärem Zustand besitzen. Da die Strombefehle DC-Signale in dem synchronen Referenzrahmen sind, sind sie im Vergleich zu AC-Stationärer-Referenzrahmen-Strombefehlen leichter zu regeln.

[0068] Das Synchron-zu-Stationär-Transformationsmodul **192** empfängt das Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Spannungsbefehlssignal (v_{sd}^*) **182-1** und das Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Spannungsbefehlssignal (v_{sq}^*) **172-2** als Eingangssignale zusammen mit der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}_e(k)$) **173-1** und führt eine dq-zu- $\alpha\beta$ -Transformation durch, um ein α -Achse-Stationärer-Referenzrahmen-Spannungsbefehlssignal (v_{α}^*) **141-1** und ein β -Achse-Stationärer-Referenzrahmen-Spannungsbefehlssignal (v_{β}^*) **141-2** zu erzeugen. Die Stationärer-Referenzrahmen- α -Achse- und - β -Achse-Spannungsbefehlssignale (v_{α}^* , v_{β}^*) **141-1**, **141-2** sind in dem stationären Referenzrahmen und besitzen deshalb Werte, welche sich als eine Sinuswelle als Funktion der Zeit verändern. Der Prozess der Synchron-zu-Stationär-Wandlung ist in der Fachwelt gut bekannt und wird der Kürze wegen nicht im Detail beschrieben.

[0069] Das Wechselrichtermodul **134** beinhaltet ein $\alpha\beta$ -Referenzrahmen-zu-abc-Referenzrahmen ($\alpha\beta$ -zu-abc-)Transformationsmodul, ein Pulsweitenmodulations-(PWM-)Modul und einen Dreiphasen-PWM-Wechselrichter **135**.

[0070] Das $\alpha\beta$ -zu-abc-Transformationsmodul (nicht dargestellt) empfängt die Stationärer-Referenzrahmen-Spannungsbefehlssignale (v_{α}^* , v_{β}^*) **141-1**, **141-2**, und basierend auf diesen Signalen erzeugt es Stationärer-Referenzrahmen-Spannungsbefehlssignale ($v_{sa}^* \dots v_{sc}^*$) (auch als "Phasenspannung-Befehlssignale" bezeichnet), welche zu dem PWM-Modul (nicht dargestellt) gesendet werden. Die $\alpha\beta$ -zu-abc-Transformation ist in der Fachwelt gut bekannt und wird der Kürze wegen nicht im Detail beschrieben.

[0071] Das PWM-Modul (nicht dargestellt) steuert die Pulsweitenmodulation der Phasenspannung-Befehlssignale ($v_{sa}^* \dots v_{sc}^*$). Das PWM-Modul modifiziert die Phasenspannung-Befehlssignale ($v_{sa}^* \dots v_{sc}^*$) basierend auf Betriebszyklus-Wellenformen (welche intern innerhalb des PWM-Moduls erzeugt sind), um die Schaltvektorsignale zu erzeugen, welche sie dem Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **135** bereitstellt, um die Schaltzustände der Schalter in dem PWM-Wechselrichter **135** zu steuern und die Dreiphasen-Spannungsbefehle ($v_{sa}^* \dots v_{sc}^*$) bei jeder Phase A, B, C zu erzeugen. Der spezielle Modulationsalgorithmus, welcher in dem PWM-Modul implementiert ist, kann irgendein Modulationsalgorithmus sein, wobei Space Vector Pulse Width Modulation- bzw. Raumvektor-Pulsweitenmodulation-(SVPWM-)Techniken beinhaltet sind, welche gewöhnlich benutzt werden, um die Pulsweitenmodulation (PWM) zu steuern, um Wechselstrom-(AC-)Wellenformen zu erzeugen, welche die Dreiphasen-AC- mit Leistung versorgte Maschine **140** bei sich ändernden Winkelgeschwindigkeiten basierend auf dem DC-Eingangssignal **122** antreiben.

[0072] Das Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **135** ist an das PWM-Modul gekoppelt. Das Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **135** empfängt die DC-Eingangsspannung (V_{dc}) **122** und die Schaltvektorsignale, und benutzt sie, um die Dreiphasen-Wechselstrom-(AC-)Spannungssignal-Wellenformen ($(v_{sa}^* \dots v_{sc}^*)$) an den Wechselrichterpolen zu erzeugen, welche die Dreiphasen-AC-Maschine **140** bei sich verändernden Winkelgeschwindigkeiten antreiben, entsprechend zu der geschätzten elektrischen Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **173-2**. Wie von Fachleuten gewürdigt werden wird, muss das Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **135** gesteuert werden, so dass zu keiner Zeit beide Schalter in dem gleichen Wechselrichter-Untermodule oder -"Zweig" eingeschaltet sind, um zu verhindern, dass die DC-Versorgung kurzgeschlossen wird. Demnach werden die Schalter in dem gleichen Wechselrichter-Untermodule so bedient, dass, wenn einer aus ist, der andere ein ist und umgekehrt.

[0073] Die Dreiphasen-Maschine **140** empfängt die Dreiphasen-Spannungssignale, welche durch den PWM-Wechselrichter **135** erzeugt sind, und erzeugt ein Motorausgangssignal an dem Befehl-Drehmoment T_e^* . Obwohl in [Fig. 2A](#) nicht dargestellt, kann das System **188** auch ein Getriebe beinhalten, welches angekoppelt ist und durch eine Welle der Dreiphasen-AC-Maschine **140** angetrieben wird. Die gemessenen Rückkopplungs-Statorströme (i_a-i_c) **122-124** werden erfasst, abgetastet und dem abc-zu- $\alpha\beta$ -Transformationsmodul **194** bereitgestellt, wie oben beschrieben.

[0074] Das Hochgeschwindigkeits-Sensorlose-Fluss-Beobachtungsglied **162** empfängt die Stationärer-Referenzrahmen-Rückkopplungs-Statorströme (i_a , i_b) **1391-**, **139-2** und die Stationärer-Referenzrahmen- α -Achse- und β -Achse-Spannungsbefehlssignale (v_α^* , v_β^*) **141-1**, **141-2**, und basierend auf diesen Eingangssignalen berechnet es die geschätzte Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}_e(k)$) **173-1** und die geschätzte elektrische Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **173-2**.

[0075] Das Erzeugen und Takten eines PWM-Signals wird nun mit Bezug auf [Fig. 2B](#) erklärt. [Fig. 2B](#) stellt einen Teilbereich eines PWM-Signals **202**, welches durch das Wechselrichtermodul **134** erzeugt ist, und das beispielhafte Takten des Stromabtastens entsprechend einer Ausführungsform dar. Der Teilbereich des PWM-Signals **202** beinhaltet einen erste Zyklus **204**, einen zweiten Zyklus **206** und einen dritten Zyklus **208**. Es wird festgestellt, dass in jedem der Symbole, welche in der Beschreibung der [Fig. 2B](#) und [Fig. 4–Fig. 9](#) benutzt werden, der Wert k einem speziellen Abtastpunkt oder einem speziellen Zyklus des PWM-Signals entspricht. Obwohl die Zyklen in dem Signal **202** im Allgemeinen einer sequenziellen Reihenfolge folgen (d. h. $k - 1$, k , $k + 1$, etc.), wird für erläuternde Zwecke der dritte Zyklus **208** beschrieben, dass er sofort vor dem ersten Zyklus **204** auftritt, und der erste Zyklus **204** wird beschrieben, dass er sofort vor dem zweiten Zyklus **206** auftritt.

[0076] Das Wechselrichtermodul **134** besitzt eine innewohnende Verzögerung um einen Zyklus, welcher durch die PWM verursacht ist, welche, wenn sie nicht berücksichtigt wird, zu einem Steuerungs- und Schätzfehler führen kann. Die Spannung, welche an der Maschine **140** während des ersten (oder k -ten) Zyklus **204** angelegt ist, wird während des dritten (oder $(k - 1)$ -ten) Zyklus **208** berechnet und zu Beginn des k -ten Zyklus aktualisiert. Für jeden Zyklus wird die neue Spannung an dem Beginn derselben angelegt, und zu der gleichen Zeit wird der Maschinenstrom abgetastet. Beispielsweise bei dem Beginn des ersten Zyklus **204** kann der Maschinenstrom als $i_a(k)$ repräsentiert werden. Die Spannung, welche angelegt ist, um die $i_a(k)$ zu bilden, ist die Spannung (d. h. $v_a(k - 2)$), welche während des dritten (oder $(k - 1)$ -ten) Zyklus **208** angelegt ist, welche während des $(k - 2)$ -ten Zyklus (nicht gezeigt) berechnet wird. Demnach tritt eine Verzögerung von zwei Zyklen zwischen einer befohlenen Spannung und dem Beobachten der befohlenen Spannung durch das Fluss-Beobachtungsglied **162** auf. Zusätzlich, obwohl jede Variable neben der stationären Spannung aktualisiert werden kann, wie dies in [Fig. 2B](#) gezeigt wird (d. h. am Beginn jedes Zyklus), tritt die aktuelle Durchschnittsspannung, welche durch das PWM-Signal **202** gesucht wurde, an dem Mittelpunkt jedes Zyklus (oder Abtastperiode) auf. Dies führt zu einer Verzögerung des Spannungswinkels der Maschine **140**, welcher umgekehrt zu einem Spannungsfehler während des Hochfrequenzbetriebs führen kann.

[0077] Vor dem Beschreiben der Betriebsdetails des Systems **188** wird eine detailliertere Beschreibung einer beispielhaften Implementierung des Dreiphasen-Spannungsquelle-Wechselrichters **135**, und wie dieser an den Dreiphasen-AC-Motor **140** angeschlossen ist, mit Bezug auf [Fig. 3](#) bereitgestellt.

[0078] [Fig. 3](#) ist eine schematische Ansicht, welche eine beispielhafte Implementierung eines Teilbereichs eines elektrischen Motorantriebssystems **188** der [Fig. 2A](#) in größerem Detail darstellt, wobei ein Dreiphasen-Spannungsquelle-Wechselrichter **135** beinhaltet ist, welcher an einen Dreiphasen-AC-Motor **140** angeschlossen ist. Es sollte beachtet werden, dass der Dreiphasen-Spannungsquelle-Wechselrichter **135** und der Dreiphasen-Motor **140** in [Fig. 3](#) nicht auf diese Implementierung begrenzt sind; vielmehr ist [Fig. 3](#) nur ein Beispiel, wie der Dreiphasen-Spannungsquelle-Wechselrichter **135** und der Dreiphasen-Motor **140** in [Fig. 2A](#) in einer speziellen Ausführungsform implementiert werden können.

[0079] Wie in [Fig. 3](#) dargestellt wird, besitzt der Dreiphasen-AC-Motor **140** drei Stator- oder Motorwicklungen, welche an den Motoranschlüssen A, B, C angeschlossen sind. Der Strom in einer Motorwicklung fließt aus den anderen zwei Motorwicklungen. Das Dreiphasen-PWM-Wechselrichtermodul **135** beinhaltet einen Kondensator (nicht dargestellt) und drei Wechselrichter-Untermodule. Die Phasen A, B, C-Wechselrichter-Untermodule sind jeweils an eine der Motorwicklungen gekoppelt. Jedes Wechselrichter-Untermodul weist einen Doppelschalter **150/156**, **152/158**, **154/160** auf. Insoweit hat der Wechselrichter **135** sechs Festkörper-Steuerbare-Schaltanrichtungen und sechs Dioden, um eine Spannungsquelle (V_{DC}) **122** richtig zu schalten und eine Dreiphasen-Energieversorgung der Statorwicklungen des Dreiphasen-AC-Motors **140** bereitzustellen.

[0080] Die resultierenden Phasen- oder Statorströme (i_{sa} – i_{sc}) **122–124** fließen durch jeweilige Statorwicklungen. Die Rück-Elektromotorische-Kraft-(EMF-)Spannungen werden in jeder der Statorwicklungen erzeugt. Wie gut bekannt ist, wenn der Dreiphasen-AC-Motor **140** ein Permanentmagnet-Motor ist, sind diese Rück-EMF-Spannungen die Spannungen, welche in den jeweiligen Statorwicklungen durch die Drehung des Permanentmagnet-Rotors induziert sind. Obwohl nicht gezeigt, kann der Dreiphasen-AC-Motor **140** an eine Antriebswelle gekoppelt sein.

[0081] Obwohl nicht dargestellt, kann ein geschlossenes Regelkreis-Motor-Steuerglied Motorbefehlssignale und Motorbetriebssignale von dem Motor **140** empfangen und Steuersignale für das Steuern des Schaltens der Festkörper-Schaltinrichtungen innerhalb der Wechselrichter-Untermodule erzeugen. Durch das Bereitstellen geeigneter Steuersignale an die einzelnen Wechselrichter-Untermodule steuert das Geschlossener-Regelkreis-Motor-Steuerglied das Schalten der Festkörper-Schaltinrichtungen innerhalb der Wechselrichter-Untermodule und steuert dadurch die Stromausgangssignale der Wechselrichter-Untermodule, welche für die Motorwicklungen bereitgestellt werden. Die Spannungen über den Motorwicklungen fluktuieren über die Zeit, abhängig von den offenen/geschlossenen Zuständen der Schalter in den Wechselrichter-Untermodule des Wechselrichter-Moduls **135**.

[0082] Einige beispielhafte Ausführungsformen des Hochgeschwindigkeit-Sensorloses-Fluss-Beobachtungsglieds **162** werden nun unten mit Bezug auf [Fig. 4–Fig. 9](#) beschrieben.

[0083] [Fig. 4](#) ist ein Blockdiagramm, welches ein Hochgeschwindigkeit-Sensorloses-Fluss-Beobachtungsglied **162** darstellt, welches konfiguriert ist, die Winkelgeschwindigkeit (ebenso wie die elektrische Synchronfrequenz) eines Motors **140** und die Rotorflussposition (θ_e) und entsprechend einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zu schätzen.

[0084] Das Hochgeschwindigkeit-Sensorloses-Fluss-Beobachtungsglied **162** beinhaltet ein Motormodell-Modul **454**, ein Flussmodell-Modul **456**, ein Summiermodul **459**, ein Fluss-Beobachtungsglied-Modul **464**, ein Koordinaten-Wandlungsmodul **470** und ein Winkelgeschwindigkeit- und Positions-Beobachtungsglied-Modul **472**.

[0085] Das Motormodell-Modul **454** empfängt Motorströme **439**, Motorspannungen **441**, geschätzte BEMFs **466** von dem Fluss-Beobachtungsglied-Modul **464** und geschätzte Flüsse **469** von dem Fluss-Beobachtungsglied-Modul **464**. Jedes Eingangssignal für das Motormodell-Modul **454** besitzt eine d-Achse- und eine q-Achse-Komponente, und in der Beschreibung, welche folgt, werden die Motorströme **439** in Synchron-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2** transformiert (wie dies in [Fig. 5A](#) gezeigt wird), die Motorspannungen **441** werden in ein Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Stator-Spannungssignal ($v_{sd}(k)$) **572-1** und das q-Achse-Stator-Spannungssignale ($v_{sq}(k)$) **572-2** transformiert (wie dies in [Fig. 5B](#) gezeigt wird), und die geschätzten Rück-EMF-Werte **466** können als ein geschätzter d-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sd}(k)$) **466-1** und ein geschätzter q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** bezeichnet werden, und der geschätzte Fluss **469** kann auch als ein geschätzter d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k)$) **469-1** und ein geschätzter q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k)$) **469-2** bezeichnet werden. Das Motormodell-Modul **454** benutzt diese Eingangssignale, um berechnete Fluss-Inkrement **455** für jede Abtastzeit (oder jeden Zyklus des PWM-Signals) zu erzeugen, welche an das Fluss-Beobachtungsglied-Modul **464** gesendet werden. In der Beschreibung, welche folgt, können die berechneten Fluss-Inkrement **455** auch als ein berechnetes d-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta\hat{\Psi}_d(k)$) **455-1** und ein berechnetes q-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta\hat{\Psi}_q(k)$) **455-2** bezeichnet werden.

[0086] Das Flussmodell-Modul **456** empfängt die Motorströme **439**, transformiert sie in Synchron-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2**, welche dann benutzt werden, um gemessene Statorwicklungsflüsse **458** zu erzeugen welche einer gemessenen Flussmenge für den Motor entsprechen (von z. B. den Flusstabellen). Die gemessenen Stator-Wicklungsflüsse **458** können unten als ein d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_d(k)$) **458-1** und ein q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_q(k)$) **458-2** bezeichnet werden.

[0087] Ein Summiermodul **459** subtrahiert die geschätzten Stator-Wicklungsflüsse ($\hat{\Psi}_d(k)$ und $\hat{\Psi}_q(k)$) **469** von den gemessenen Stator-Wicklungsflüssen ($\Psi_d(k)$ und $\Psi_q(k)$) **458**, um Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$ und $\varepsilon_q(k)$) **462** zu erzeugen. Der Flussfehler wird aus der Differenz des geschätzten Stator-Wicklungsflusses **469** und des gemessenen Stator-Wicklungsflusses **458** berechnet. Die sich ergebenden Flussfehler **462** werden benutzt, um das Fluss-Beobachtungsglied **464** anzutreiben, was nachfolgend beschrieben wird.

[0088] Der Flussfehler **463** und die berechneten Fluss-Inkrement **455** werden an dem Fluss-Beobachtungsglied-Modul **464** bearbeitet. Das Fluss-Beobachtungsglied-Modul **464** benutzt die Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$ und $\varepsilon_q(k)$) **462**, um die BEMF-Abschätzungen ($\hat{E}_{sd}(k)$ und $\hat{E}_{sq}(k)$) **466** zu erzeugen, und benutzt die berechneten Fluss-Inkrement ($\Delta\hat{\Psi}_d(k)$, $\Delta\hat{\Psi}_q(k)$) **455**, um den geschätzten Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k)$, $\hat{\Psi}_q(k)$) **469** zu erzeugen.

[0089] In einer Ausführungsform, wenn die Maschine **140** eine Dreiphasen-AC-Maschine ist, bedient der geschätzte Stator-Wicklungsfluss **469** den Fluss, welcher durch die Wicklungen in dem Stator des Motors **140** erzeugt ist, während der Fluss, welcher durch die Permanentmagneten in dem Motor **140** erzeugt ist, ausgeschlossen ist. Die geschätzten Rück-EMF-Werte **466** entsprechen der Spannung, welche durch den Rotorfluss induziert ist.

[0090] Der Winkel der geschätzten Rück-EMF-Werte **466** entspricht einem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler **471**.

[0091] Das Koordinaten-Wandlermodul **470** bearbeitet die Winkelinformation von den geschätzten Rück-EMF-Werten **466**, um den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** zu extrahieren. Wie unten beschrieben wird, empfängt das Koordinaten-Wandlermodul **470** den geschätzten q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2** und erzeugt eine begrenzte Version des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2**, und bearbeitet dann den geschätzten d-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sd}(k-1)$) **466-1** und die begrenzte Version des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2**, um den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** zu erzeugen.

[0092] Der geschätzte Rotorfluss-Winkelpositionsfehler **471** wird dann an das Winkelgeschwindigkeit- und Position-Beobachtungsglied-Modul **472** gesendet, um die Rotorwinkelposition und die Winkelgeschwindigkeit zu schätzen, welche hier als die geschätzte Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}(k)$) **473-1** und die geschätzte elektrische Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **473-2** bezeichnet werden. Da die Größe der geschätzten Rück-EMF-Werte **466** nicht bei dem Winkelgeschwindigkeit- und Position-Beobachtungsglied-Modul **472** benutzt werden, um die Winkelgeschwindigkeit und Position zu schätzen, beeinträchtigt die Temperaturveränderung des Rotors, speziell des Permanentmagneten, nicht die Schätzung.

Beispielhafte Implementierung des Motormodells

[0093] In einer Implementierung kann das Motormodell-Modul **454** der [Fig. 4](#) implementiert werden, indem ein Strom-Transformationsmodul **454-1**, ein Spannungs-Transformationsmodul **454-2** und ein Fluss-Inkrement-Berechnungsmodul **454-3** verwendet werden, wie sie jeweils in [Fig. 5A](#), [Fig. 5B](#) und [Fig. 5C](#) dargestellt werden.

[0094] [Fig. 5A](#) stellt ein Strom-Transformationsmodul **454-1** des Motormodell-Moduls **454**, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist, entsprechend einer beispielhaften Implementierung dar. Das Strom-Transformationsmodul **454-1**, welches in [Fig. 5A](#) gezeigt wird, beinhaltet ein Strom-Kompensationsmodul **556**, ein Summierglied **558** und ein Wandlermodul **560**. Das Strom-Kompensationsmodul **556** wird benutzt, um eine Verzögerung zu kompensieren, welche durch den Gebrauch eines analogen Filters verursacht ist. Das Strom-Kompensationsmodul **556** empfängt die geschätzte elektrische Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **473-2** und multipliziert sie mit einer Verstärkung (gleich zu dem Produkt eines Stromwinkel-Verzögerungsfaktors (k_f) und der Abtastzeit (T_s)), um ein Kompensationssignal **557** zu erzeugen. Das Kompensationssignal **557** wird von der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}_e(k)$) **473-1** an dem Summierglied **558** subtrahiert, um ein Einstellsignal **559** zu erzeugen. Basierend auf dem Einstellsignal **559** wandelt das Wandlermodul **560** die Stationär-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme ($i_\alpha(k)$, $i_\beta(k)$) **439-1**, **439-2** in die Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Stromsignale ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2**.

[0095] [Fig. 5B](#) stellt ein Spannungstransformationsmodul **454-2** des Motormodell-Moduls **454** dar, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist, entsprechend einer beispielhaften Implementierung. Das Spannungs-Transformationsmodul **454-2**, welches in [Fig. 5B](#) gezeigt wird, beinhaltet Verzögerungsmodul **564**, ein Spannungs-Kompensationsmodul **566**, ein Summierglied **568** und ein Koordinaten-Wandlermodul **571**.

[0096] Die Verzögerungsmodul **564** verzögern die Stationärer-Referenzrahmen- α -Achse- und - β -Achse-Spannungsbefehlssignale ($v_\alpha^*(k)$, $v_\beta^*(k)$) **441-1**, **441-2** um zwei Zyklen (d. h. z^{-2}), um eine Zweizyklen-Verzögerung zwischen den befohlenen Spannungen und dem Beobachten des zugehörigen Flusses zu bewirken. Nachdem sie um zwei Zyklen verzögert sind, werden die Stationär-Referenzrahmen- α -Achse- und - β -Achse-Spannungsbefehlssignale ($v_\alpha^*(k-2)$, $v_\beta^*(k-2)$) **441-1**, **441-2** zu dem Koordinaten-Wandlermodul **571** geleitet.

[0097] Das Spannungs-kompensationsmodul **566** kompensiert die Verzögerung des Spannungswinkels und ist proportional zu der Betriebswinkelgeschwindigkeit. Das Spannungs-Kompensationsmodul **566** empfängt

die geschätzte elektrische Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e(k)$) **473-2** und multipliziert sie mit einer Verstärkung (gleich zu dem Produkt eines Spannungswinkel-Verzögerungsfaktors (k_v) und der Abtastzeit (T_s)), um ein Kompensationssignal **567** zu erzeugen. Das Kompensationssignal **567** wird von der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition ($\hat{\theta}_e(k)$) **473-1** an dem Summierglied **569** subtrahiert, um ein Einstellsignal **569** zu erzeugen.

[0098] Das Koordinaten-Wandlermodul **571** bearbeitet die verzögerten Stationärer-Referenzrahmen- α -Achse- und β -Achse-Spannungsbefehlssignale ($v_{\alpha}^*(k)$, $v_{\beta}^*(k)$) **441-1**, **441-2** und das Einstellsignal **569**, um die Stationärer-Referenzrahmen- α -Achse- und β -Achse-Spannungsbefehlssignale ($v_{\alpha}^*(k)$, $v_{\beta}^*(k)$) **441-1**, **441-2** in das Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Stator-Spannungssignal ($v_{sd}(k)$) **572-1** und das Synchron-Referenzrahmen-q-Achse-Stator-Spannungssignal ($v_{sq}(k)$) **572-2** zu wandeln.

[0099] Nachdem die Ströme und die Spannungen von dem Stationärer-Referenzrahmen zu dem Synchroner-Referenzrahmen gewandelt wurden, können die Ausgangssignale der [Fig. 5A](#) und [Fig. 5B](#) dann weiter bearbeitet werden, wie dies in [Fig. 5C](#) gezeigt wird.

[0100] [Fig. 5C](#) stellt ein Fluss-Inkrement-Berechnungsmodul **454-3** des Motormodell-Moduls **454** dar, welches in [Fig. 4](#) dargestellt ist, entsprechend einer beispielhaften Implementierung. Das Fluss-Inkrement-Berechnungsmodul **454-3** beinhaltet Summierglieder **576**, **577**, **579**, **582**, **585**, **588**, Stator-Widerstandswert-Module **591**, Betriebsfrequenzwert-Module **592** und Abtastzeitwert-Module **595**.

[0101] Das (gemessene) Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Stromsignal ($i_{sd}(k)$) **562-1** wird mit einem Widerstandswert des Statorwiderstands (r_s) an dem Stator-Widerstandswert-Modul **591** multipliziert, um ein Spannungssignal **574** zu erzeugen, welches einen Spannungsabfall über einen Statorwiderstand bewirkt. Bei dem Summierglied-Modul **577** wird dann das Spannungssignal **574** von dem Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse-Stator-Spannungssignal ($v_{sd}(k)$) **572-1** subtrahiert, um ein Netto-Ausgangsspannungssignal **578** zu erzeugen, welches zu dem Statorfluss beiträgt. Der geschätzte q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k-1)$) **469-2** wird mit der elektrischen Synchronfrequenz (ω_e) (des Motors) beim Modul **592** multipliziert, um ein Querkopplungs-Spannungssignal **580** zu erzeugen, welches der Spannung entspricht, welche durch den geschätzten q-Achse-Statorwicklungsfluss $\hat{\Psi}_q(k-1)$ **469-2** induziert ist. Bei dem Summierglied **579** wird das Spannungssignal **580** mit der Netto-Ausgangsspannung **578** summiert (durch das Summierglied **577**), um das Signal **581** zu erzeugen. Bei dem Summierglied **582** wird der geschätzte d-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sd}(k-1)$) **466-1-1** bei der k -ten -1 Abtastperiode mit dem Signal **581** summiert, um ein Spannungs-Inkrement-Signal **583** zu erzeugen, welches dann mit einer Abtastperiode (T_s) bei dem Abtastzeitwert-Modul **595** multipliziert wird, um ein berechnetes d-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta\hat{\Psi}_d(k)$) **455-1** bei der k -ten Abtastperiode zu erzeugen. Das berechnete d-Achse-Flussinkrement ($\Delta\hat{\Psi}_d(k)$) **455-1** ist das erwartete d-Achse-Flussinkrement des Wicklungsflusses.

[0102] Das (gemessene) Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Stromsignal ($i_{sq}(k)$) **562-2** wird mit einem Widerstandswert des Statorwiderstands (r_s) an dem Stator-Widerstandswert-Modul **591** multipliziert, um ein Spannungssignal **575** zu erzeugen, welches einen Spannungsabfall über einen Statorwiderstand bewirkt. Bei dem Summierglied-Modul **576** wird dann das Spannungssignal **575** von dem Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Stator-Spannungssignal ($v_{sq}(k)$) **572-2** subtrahiert, um ein Netto-Ausgangsspannungssignal **584** zu erzeugen. Die Netto-Ausgangsspannung (welche von dem Summierglied-Modul ausgegeben ist) trägt zu dem Statorfluss bei. Der geschätzte d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k-1)$) **469-1** wird mit der elektrischen Synchronfrequenz (ω_e) (des Motors) beim Betriebsfrequenzwert-Modul **592** multipliziert, um ein Querkopplungs-Spannungssignal **586** zu erzeugen, welches der Spannung entspricht, welche durch den geschätzten d-Achse-Statorwicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k-1)$) **469-1** induziert ist. Bei dem Summierglied **585** wird das Spannungssignal **586** von der Netto-Ausgangsspannung **584** von dem Summierglied **576** subtrahiert, um das Signal **587** zu erzeugen. Bei dem Summierglied **588** wird der geschätzte q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2-1** (bei der k -ten -1 Abtastperiode) von dem Signal **587** subtrahiert, um ein Spannungs-Inkrement-Signal **589** zu erzeugen, welches dann mit einer Abtastperiode (T_s) bei dem Abtastzeitwert-Modul **595** multipliziert wird, um ein berechnetes q-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta\hat{\Psi}_q(k)$) **455-2** bei der k -ten Abtastperiode zu erzeugen. Das berechnete q-Achse-Flussinkrement ($\Delta\hat{\Psi}_q(k)$) **455-2** ist das erwartete q-Achse-Flussinkrement der Wicklungsflüsse.

Beispielhafte Implementierung des Flussmodells

[0103] **Fig. 6** stellt eine beispielhafte Implementierung des Flussmodell-Moduls **456** und des Summierglied-Moduls **459** dar, welches in **Fig. 4** dargestellt ist. Obwohl nicht in **Fig. 6** dargestellt, wird bemerkt, dass das Flussmodell-Modul **456** ein Strom-Transformationsmodul **454-1** beinhalten kann, welches in **Fig. 5A** dargestellt ist, welches die Motorströme **439** empfängt und sie in Synchron-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkoppelungs-Statorströme ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2** transformiert, welche von dem Flussmodell-Modul **456** benutzt werden.

[0104] Das Flussmodell-Modul **456** beinhaltet die Fluss-Tabelle-Module **692**, **694**, **696** und das Summierglied-Modul **698**. Abhängig von der Motoreigenschaft können der d-Achse-Statorfluss (Ψ_{sd}) und der q-Achse-Statorfluss (Ψ_{sq}) nichtlineare Funktionen des Statorstromes aufgrund der magnetischen Sättigung sein. In einer Ausführungsform wird jede der Flusstabellen **692**, **694**, **696** implementiert, indem zweidimensionale Flusstabellen benutzt werden, ähnlich zu jenen, welche für das Entkoppeln in einem gesättigten Motor benutzt werden. In einem derartigen Fall können die 2-dimensionalen Tabellen benutzt werden, die Synchron-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Stromsignale ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2** an den d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_d(k)$) **458-1** und den q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_q(k)$) **458-2** anzupassen.

[0105] Die Flusstabelle-Module **692** und **694** benutzen die gleiche d-Achse-Tabelle mit unterschiedlichen eingegebenen Eingangssignalen.

[0106] Das erste d-Achse-Statorfluss (Ψ_{sd})-Flusstabelle-Modul **692** empfängt die Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Stromsignale ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2** als seine Eingangssignale und gibt den d-Achse-Statorfluss **693** an dem Betriebspunkt (i_{sd} , i_{sq}) aus.

[0107] Das zweite d-Achse-Statorfluss (Ψ_{sd})-Flusstabelle-Modul **694** empfängt das Synchroner-Referenzrahmen-q-Achse-Stromsignal ($i_{sq}(k)$) **562-2** als sein Eingangssignal und gibt den Rotorfluss (Ψ_f), wie er an der Statorwicklung **695** beobachtet wird, aus. Der Rotorfluss (Ψ_f), wie er an der Statorwicklung **695** beobachtet wird, entspricht dem d-Achse-Statorfluss, wenn es keinen d-Achse-Strom in dem Fall der Permanentmagnet-Maschine gibt. Mit anderen Worten, in dem Kontext einer Permanentmagnetmaschine gibt es keinen d-Achse-Strom, und es wird angenommen, dass der d-Achse-Fluss der Permanentmagnet-Fluss ist, so dass der Rotorfluss (Ψ_f) **695** von dem d-Achse-Flusstabelle Ψ_{sd} trennbar ist.

[0108] Bei dem Summierglied-Modul **698** wird der Rotorfluss (Ψ_f), wie er an der Statorwicklung **695** beobachtet wird, von dem d-Achse-Statorfluss **693** subtrahiert, um einen d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_d(k)$) **458-1** zu erzeugen. Damit wird durch das Subtrahieren des Rotorflusses (Ψ_f), wie er an der Statorwicklung **695** beobachtet wird, von dem d-Achse-Statorfluss **693** an dem Summierglied **698** der d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_d(k)$) **458-1** erhalten.

[0109] Das q-Achse-Statorfluss (Ψ_{sq})-Flusstabelle-Modul **696** empfängt die Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Stromsignale ($i_{sd}(k)$, $i_{sq}(k)$) **562-1**, **562-2** als seine Eingangssignale und gibt einen q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_q(k)$) **458-2** aus. In dem Kontext einer Permanentmagnet-Maschine kann Ψ_q direkt aus dem q-Achse-Statorfluss (Ψ_{sq})-Flusstabelle-Modul **696** erhalten werden, da der Permanentmagnet keine Wirkung auf den q-Achse-Fluss besitzt (z. B. der q-Achse-Fluss ist unabhängig von dem Permanentmagnet-Fluss).

[0110] Das Summiermodul **459** beinhaltet zwei Summier-Untermodule **459-1**, **459-2**. Das Summier-Untermodule **459-1** subtrahiert den geschätzten d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k)$) **469-1** von dem d-Achse-Statorwicklung-Fluss ($\Psi_d(k)$) **458-1**, um den Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$) **462-1** zu erzeugen. Das Summier-Untermodule **459-2** subtrahiert den geschätzten q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k)$) **469-2** von dem q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\Psi_q(k)$) **458-2**, um den Flussfehler ($\varepsilon_q(k)$) **462-2** zu erzeugen. Die resultierenden Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$, $\varepsilon_q(k)$) **462-1**, **462-2** werden benutzt, um das Fluss-Beobachtungsglied **464** zu treiben, wie dies unten mit Bezug auf **Fig. 7** und **Fig. 8** beschrieben wird.

[0111] Es wird bemerkt, dass, wenn die Maschine **140** nicht gesättigt ist, das Bearbeiten, welches bei **456** (den Blöcken **692** bis **698**) durchgeführt wird, durch die Gleichungen (18) und (19) ersetzt werden kann.

$$\Psi_d = L_d i_{sd} \quad (18)$$

$$\Psi_q = L_q i_{sq} \quad (19)$$

[0112] Zusätzlich wird bemerkt, dass, wenn die Maschine eine Asynchron-Maschine ist, die Ausdrücke (18) und (19) modifiziert werden würden, indem L_d und L_q in Gleichung (18) und (19) durch die Stator-Übergangsinduktivität (σL_s) ersetzt werden würden, wie dies in Tabelle 1 gezeigt wird.

Beispielhafte Implementierung des Fluss-Schätzmoduls

[0113] Fig. 7 stellt eine beispielhafte Implementierung des Fluss-Schätzmoduls 464-1 des Fluss-Beobachtungsglied-Moduls 464 dar, welches in Fig. 4 dargestellt ist, und Fig. 8 stellt eine beispielhafte Implementierung des BEMF-Schätzmoduls 464-2 des Fluss-Beobachtungsglied-Moduls 464 dar, welches in Fig. 4 dargestellt ist.

[0114] Das Fluss-Schätz-Modul 464-1 beinhaltet die Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkungsmodule 708, 710, 712, 714, die Abtastzeitmodule 720, die Verzögerungsmodule 722 und die Summierglieder 728, 730.

[0115] Das Fluss-Schätzmodul 464-1 empfängt das berechnete d-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta \hat{\Psi}_d(k)$) 455-1 und das berechnete q-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta \hat{\Psi}_q(k)$) 455-2 (für die k-te Abtastperiode) von dem Motormodell-Modul 454 und die Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$, $\varepsilon_q(k)$) 462-1, 462-2 von dem Flussmodell-Modul 456. Die Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$, $\varepsilon_q(k)$) 462-1, 462-2 werden durch die Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkungen I_{11} und I_{12} an den Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkungsmodulen 708, 710 jeweils multipliziert, und die sich ergebenden Produkte werden dann an dem Summierglied 724 addiert. In ähnlicher Weise werden die Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$, $\varepsilon_q(k)$) 462-1, 462-2 mit den Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkungen I_{21} und I_{22} bei den Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkungsmodulen 712, 714 multipliziert, und die sich ergebenden Produkte werden dann an dem Summierglied 726 addiert.

[0116] Die Ausgangssignale der Summierglieder 124 und 126 werden mit der Abtastzeit (T_s) an den Abtastzeit-Modulen 720 multipliziert, bevor sie an die Summierglieder 728 und 730 gesendet werden. Das berechnete d-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta \hat{\Psi}_d(k)$) 455-1 und das berechnete q-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta \hat{\Psi}_q(k)$) 455-2 werden auch durch die Summierglieder 728 und 730 jeweils empfangen. Die geschätzten Stator-Wicklungsflüsse $\hat{\Psi}_d(k)$ und $\hat{\Psi}_q(k)$ werden in die Summierglieder 728 und 730 zurückgeführt, nachdem sie um einen PWM-Zyklus durch die Verzögerungsmodule 722 verzögert wurden, als der geschätzte d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k-1)$) 469-1 und der geschätzte q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k-1)$) 469-2 bei der k-1-ten Abtastperiode.

[0117] Das berechnete d-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta \hat{\Psi}_d(k)$) 455-1, das Ausgangssignal des Abtastmoduls 720 und der geschätzte d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k-1)$) 469-1 werden dann an dem Summiermodul 728 summiert, um den geschätzten d-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_d(k)$) 469-1 bei der k-ten Abtastperiode zu erzeugen. In ähnlicher Weise werden dann das berechnete q-Achse-Fluss-Inkrement ($\Delta \hat{\Psi}_q(k)$) 455-2, das Ausgangssignal des anderen Abtastmoduls 720 und der geschätzte q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k-1)$) 469-2 an dem Summiermodul 728 summiert, um den geschätzten q-Achse-Stator-Wicklungsfluss ($\hat{\Psi}_q(k)$) 469-2 bei der k-ten Abtastperiode zu erzeugen.

Beispielhafte Implementierung des BEMF-Schätzmoduls

[0118] Mit Bezug nun auf Fig. 8 beinhaltet das BEMF-Schätzmodul 464-2 Verstärkungsmodule 731, 733, Verzögerungsmodule 722 und Summierglieder 732, 734.

[0119] Das Verstärkungsmodul 731 multipliziert den Flussfehler ($\varepsilon_d(k)$) 462-1 mit einer Verstärkung ($I_{31} T_s$), um ein erstes Produkt zu erzeugen. Die Verstärkung ist das Produkt der Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkung (I_{31}) und der Abtastzeit (T_s). Die BEMF-Schätzung wird zurück in das Summierglied 732 geführt, nachdem sie um einen PWM-Zyklus durch das Verzögerungsmodul 722 verzögert worden ist. Demnach verzögert das Verzögerungsmodul 722 den geschätzten d-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sd}(k-1)$) 466-1 bei der k-1-ten Abtastperiode um einen Zyklus, um eine verzögerte Rückkopplungsversion des geschätzten d-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sd}(k)$) 466-1 bei der k-ten Abtastperiode zu erzeugen. Das Summierglied 732 addiert das erste Produkt (welches durch das Verstärkungsmodul 731 erzeugt wurde) zu der verzögerten Rückkopplungsversion des geschätz-

ten d-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sd}(k-1)$ **466-1** (bei der $k-1$ -ten Abtastperiode), um den geschätzten d-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sd}(k)$) **466-1** bei der k -ten Abtastperiode zu erzeugen.

[0120] In ähnlicher Weise multipliziert das Verstärkungsmodul **733** den geschätzten q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **402-2** mit einer Verstärkung ($I_{42}T_s$), um ein zweites Produkt zu erzeugen. Die Verstärkung ist das Produkt der Fluss-Beobachtungsglied-Verstärkung (I_{42}) und der Abtastzeit (T_s). Die q-Achse-BEMF-Schätzung ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** wird zurück in das Summierglied **734** geführt, nachdem sie um einen PWM-Zyklus durch das Verzögerungsmodul **722** verzögert wurde. Demnach verzögert das Verzögerungsmodul **722** den geschätzten q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2** bei der $k-1$ -ten Abtastperiode um einen Zyklus, um eine verzögerte Rückkopplungsversion des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2** bei der k -ten Abtastperiode zu erzeugen. Das Summierglied **734** addiert das zweite Produkt (welches durch das Verstärkungsmodul **733** erzeugt wurde) zu der verzögerten Rückkopplungsversion des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sq}(k-1)$) **466-2** (bei der $k-1$ -ten Abtastperiode), um den geschätzten q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** bei der k -ten Abtastperiode zu erzeugen.

Beispielhafte Implementierung des Koordinaten-Wandler-Moduls und des Winkelgeschwindigkeit- und Position-Beobachtungsglied-Moduls

[0121] [Fig. 9](#) stellt eine beispielhafte Implementierung des Koordinaten-Wandler-Moduls **470** und des Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsglied-Moduls **472** dar, welche in [Fig. 4](#) dargestellt sind.

[0122] Das Koordinaten-Wandler-Modul **470** beinhaltet ein BEMF-Begrenzungsglied-Modul **962** und ein Winkelpositionsfehler-Modul **964**.

[0123] Das Winkelpositionsfehler-Modul **964** empfängt den geschätzten d-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sd}(k)$) **466-1** und die begrenzte Version des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** und gibt einen geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** an das Winkelpositions-Beobachtungsglied-Modul **472** aus. In einer Ausführungsform berechnet das Winkelpositionsfehler-Modul **964** den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** abhängig von der Polarität der geschätzten elektrischen Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e$), wobei eine zweidimensionale Arcustangens-Funktion benutzt wird, welche durch die Ausdrücke (20) und (21) wie folgt repräsentiert werden kann:

$$\Delta\theta_e = \tan^{-1}(\hat{E}_{sq}, \hat{E}_{ds}) \text{ if } \hat{\omega}_e > 0 \quad (20)$$

$$\Delta\theta_e = \tan^{-1}(-\hat{E}_{sq}, -\hat{E}_{ds}) \text{ if } \hat{\omega}_e < 0 \quad (21)$$

[0124] Wenn die geschätzte elektrische Synchronfrequenz ($\hat{\omega}_e$) genau null ist, dann kann das System nicht beobachtet werden, und der geschätzte Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** kann nicht bestimmt werden.

[0125] Bei niedrigen Winkelgeschwindigkeiten kann der geschätzte q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** zu niedrig sein, um benutzt zu werden, und damit kann er durch das BEMF-Begrenzungsglied-Modul **962** unterhalb einer bestimmten Winkelgeschwindigkeit begrenzt sein, abhängig von dem magnetischen Fluss des Motors **140**. Das BEMF-Begrenzungsglied-Modul **962** empfängt den geschätzten q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** und gibt eine begrenzte Version des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** an das Winkelpositionsfehler-Modul **964** aus. Das Begrenzen kann durch den Ausdruck (22) wie folgt repräsentiert werden:

$$\hat{E}_{sq(\text{lim})} = \begin{cases} \hat{E}_{sq} & \text{if } |\hat{E}_{sq}| \geq E_{sq(\text{min})} \\ E_{sq(\text{min})} \cdot \text{sgn}(\hat{E}_{sq}) & \text{if } |\hat{E}_{sq}| < E_{sq(\text{min})} \end{cases} \quad (22)$$

[0126] Wenn die Winkelgeschwindigkeit zu niedrig ist, kann die Qualität der Rück-EMF-Abschätzung schlecht sein, aufgrund der Spannungszerstörung, welche durch den PWM-Wechselrichter verursacht ist. Demnach

kann bei derartigen Betriebsszenarien der geschätzte q-Achse-BEMF-Wert ($\hat{E}_{sq}(k)$) **466-2** in den Gleichungen (20) und (21) mit einem konstanten Wert ersetzt werden, so dass der geschätzte Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** auf einen finiten Wert begrenzt ist. Wenn die Maschine **140** eine Permanentmagnet-Maschine ist, außer bei niedrigen Winkelgeschwindigkeiten, bei welchen der absolute Wert von \hat{E}_{sq} durch das BEMF-Begrenzungsmitglied-Modul **962** begrenzt ist, stellt das Winkelpositionsfehler-Modul **964** ein robustes Signal bereit, um die Winkelgeschwindigkeit und die -position des Motors unabhängig von der Größe des Permanentmagneten, welche durch die Betriebstemperatur beeinträchtigt wird, und von der Winkel-Betriebsgeschwindigkeit zu ziehen. Demnach ist es möglich, die Winkelposition und die Winkelgeschwindigkeit der Maschine **140** ungeachtet der Betriebszustände der Maschine **140** zu schätzen.

[0127] Sobald der geschätzte Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** bestimmt ist, wobei entweder der Ausdruck (20) oder (21) benutzt wird, kann ein Beobachtungsglied **472** eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_e(k+1)$) **473-2** und eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\theta}_e(k+1)$) **473-1** erzeugen.

[0128] Das Winkelgeschwindigkeit- und Positions-Beobachtungsglied **472** beinhaltet die Verstärkungsmodule **966**, **968** und **970**, die Verzögerungsmodule **972**, die Abtastzeit-Module **974**, ein Winkelpositions-Begrenzungsmitglied-Modul **976** und die Summierglied-Module **987-986**. Das Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsglied **472** stellt die geschätzte elektrische Synchronfrequenz und die Rotorfluss-Winkelposition ein, um eventuell oder idealerweise den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** zu treiben, welcher auf null eingegeben ist.

[0129] Die Verstärkungsmodule **966**, **968**, **970** (g_1, g_2, g_3T_s) bestimmen das dynamische Verhalten des Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsgliedes **472**. Das erste Verstärkungsmodul **966** multipliziert den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** mit einer ersten Verstärkung (g_3T_s), um ein erstes Produkt zu erzeugen. Das erste Verzögerungsmodul **972** erzeugt eine um einen Zyklus verzögerte Version einer ersten Summe, und das erste Summierglied-Modul **978** summiert das erste Produkt und die um einen Zyklus verzögerte Version der ersten Summe, um eine erste Summe zu erzeugen. Das zweite Verstärkungsmodul **968** (g_2) multipliziert den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** um eine zweite Verstärkung (g_3T_s), um ein zweites Produkt zu erzeugen. Das zweite Summierglied-Modul **980** summiert das zweite Produkt mit der ersten Summe, um eine zweite Summe zu erzeugen. Bei dem ersten Abtastzeit-Modul **974** wird die zweite Summe dann mit dem Abtastzeit-Intervall (T_s) multipliziert, um ein drittes Produkt zu erzeugen. Das zweite Verzögerungsmodul **972** erzeugt eine um einen Zyklus verzögerte Version der dritten Summe, und das dritte Summierglied-Modul **982** summiert das dritte Produkt mit der um einen Zyklus verzögerten Version des dritten Produktes, um die dritte Summe zu erzeugen. Das dritte Verstärkungsmodul **970** multipliziert den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler ($\Delta\theta_e$) **471** durch eine dritte Verstärkung (g_1), um ein viertes Produkt zu erzeugen. Das vierte Summierglied-Modul **984** summiert das vierte Produkt mit der dritten Summe, um eine vierte Summe zu erzeugen. Die vierte Summe ist eine geschätzte Rotorfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_r(k+1)$).

[0130] Wie oben festgestellt, kann das Winkelgeschwindigkeits- und -Positionsbeobachtungsglied-Modul **472** in Verbindung mit sowohl synchronen als auch asynchronen Maschinen benutzt werden. Im Falle der Asynchron-Maschine (z. B. Induktionsmaschine) ist die Rotor-Winkelgeschwindigkeit nicht die gleiche wie die Winkelgeschwindigkeit des drehenden Flusses (oder die Fluss-Winkelgeschwindigkeit) (ω_e). Um die Fluss-Winkelgeschwindigkeit für eine asynchrone Maschine zu erhalten, sollte eine Schlupffrequenz (ω_{s1}) addiert werden. Die Schlupffrequenz kann durch den Ausdruck (23) unten berechnet werden, und die Summe der Rotor-Winkelgeschwindigkeit und der Schlupffrequenz gibt die Fluss-Winkelgeschwindigkeit durch den Ausdruck (24) nachfolgend:

$$\omega_{sl} = \frac{r_r L_m}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Psi_{dr}} \quad (23)$$

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (24)$$

[0131] Im Gegensatz dazu kann für eine Synchronmaschine (z. B. eine Oberflächen-Montierten-Permanentmagneten-(SMPM-)Motor, ein Innen-Permanentmagnet-(IPM-)Motor oder ein Synchroner-Reluktanz-Motor) die Schlupffrequenz (ω_{s1}) des Ausdrucks (24) auf null gesetzt werden.

[0132] Demnach summiert das fünfte Summierglied-Modul **985** die geschätzte Rotorfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_r(k+1)$) mit einer geschätzten Schlupffrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_{sl}(k+1)$), um die geschätzte elektrische Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_e(k+1)$) **473-2** zu erzeugen. Für eine Asynchron-Maschine ist die elektrische Synchronfrequenz (ω_e) in Radian/Sekunde gleich der Summe der Rotorfrequenz (ω_r) in Radian/Sekunde und einer Schlupffrequenz (ω_{s1}) in Radian/Sekunde (d. h. $\omega_e = \omega_r + \omega_{s1}$). Demnach muss, wenn die Maschine **140** eine Asynchron-Maschine ist, die geschätzte Schlupffrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_{sl}(k+1)$) berücksichtigt werden. Wenn die Maschine **140** eine Synchronmaschine ist, wird die geschätzte Schlupffrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_{sl}(k+1)$) notwendigerweise gleich zu null (0).

[0133] Das zweite Abtastzeit-Modul **974**, das sechste Summierglied-Modul **986**, das Winkelpositions-Begrenzungsglied-Modul **976**, das dritte Verzögerungsmodul **972** bilden gemeinsam ein Integrierglied, welches die geschätzte elektrische Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_e(k+1)$) **473-2** integriert, um die geschätzte Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\theta}_e(k+1)$) **473-1** zu erzeugen.

[0134] Um es weiter zu erklären, multipliziert das zweite Abtastzeit-Modul **974** die geschätzte elektrische Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_e(k+1)$) **473-2** mit dem Abtastzeit-Intervall (T_s), um ein fünftes Produkt zu erzeugen. Das dritte Verzögerungsmodul **972** erzeugt eine um einen Zyklus verzögerte Version der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\theta}_e(k+1)$) **473-1**, und das sechste Summierglied-Modul **986** summiert das fünfte Produkt mit der um einen Zyklus verzögerten Version der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\theta}_e(k+1)$) **473-1**, um eine fünfte Summe zu erzeugen (d. h. einen integrierten Wert der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\theta}_e(k+1)$) **473-1**). Das Winkelpositions-Begrenzungsglied-Modul **976** begrenzt die fünfte Summe innerhalb $\pm 180^\circ$ des elektrischen Winkels. Die geschätzte elektrische Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\omega}_e(k+1)$) **473-2** und die geschätzte Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus ($\hat{\theta}_e(k+1)$) **473-1** werden dann während der nächsten Abtastperiode benutzt, um die zeitliche Folge einzuhalten.

[0135] In einer beispielhaften Implementierung kann die Mehrphasen-Maschine in Betriebsumgebungen implementiert sein, wie z. B. einem Hybriden/Elektrischen Fahrzeug (HEV). In den beispielhaften Implementierungen, welche nun beschrieben werden, werden die Steuertechniken und Technologien beschrieben, wie sie an einem Hybriden/Elektrischen Fahrzeug angewendet werden. Es wird jedoch von Fachleuten gewürdigt werden, dass die gleichen oder ähnlichen Techniken und Technologien im Kontext anderer Systeme angewendet werden können, in welchen es wünschenswert ist, den Betrieb eines Mehrphasensystems zu steuern, welches eine Mehrphasen-Wechselstrom-Maschine beinhaltet, ohne einen Winkelgeschwindigkeits- oder Positionssensor zu benutzen. In dieser Hinsicht kann jedes der hier veröffentlichten Konzepte im allgemeinen für "Fahrzeuge" angewendet werden, und, wie es hier benutzt wird, bezieht sich der Term "Fahrzeug" in breitem Maße auf einen nicht lebenden Transportmechanismus, welcher eine AC-Maschine besitzt. Zusätzlich ist der Term "Fahrzeug" nicht durch irgendwelche spezielle Antriebstechnologie, wie z. B. Benzin- oder Diesel-Kraftstoff, begrenzt. Vielmehr beinhalten die Fahrzeuge auch Hybridfahrzeuge, Akku-elektrische Fahrzeuge, Wasserstofffahrzeuge und Fahrzeuge, welche arbeiten, indem verschiedene andere alternative Kraftstoffe benutzt werden.

[0136] Zusätzlich können die elektrische Maschine, welche oben beschrieben ist, und der Leistungswechsler unterschiedliche Anzahlen von Phasen besitzen, wie z. B. zwei oder mehr. Andere Formen von Leistungsquellen können benutzt werden, wie z. B. Stromquellen und Lasten, wobei Dioden-Gleichrichter, Thyristorwandler, Brennstoffzellen, Induktivitäten, Kondensatoren und/oder jegliche Kombination davon beinhaltet sind.

[0137] Während wenigstens eine beispielhafte Ausführungsform in der vorausgegangenen detaillierten Beschreibung präsentiert wurde, sollte gewürdigt werden, dass eine große Anzahl von Variationen existiert. Es sollte gewürdigt werden, dass die beispielhafte Ausführungsform oder beispielhafte Ausführungsformen nur Beispiele sind und dass es nicht beabsichtigt ist, dass diese den Umfang, die Anwendbarkeit oder die Konfiguration der Erfindung in irgendeiner Weise eingrenzen. Vielmehr wird die vorausgegangene detaillierte Be-

schreibung Fachleuten eine bequeme Anleitung für das Implementieren der beispielhaften Ausführungsform oder beispielhafter Ausführungsformen geben. Es sollte davon ausgegangen werden, dass verschiedene Änderungen in der Funktion und in der Anordnung der Elemente durchgeführt werden können, ohne vom Umfang der Erfindung abzuweichen, wie er in den angehängten Ansprüchen und den gesetzlichen Äquivalenten davon dargelegt ist.

WEITERE AUSFÜHRUNGSFORMEN

1. Verfahren, welches aufweist:

Erzeugen eines geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehlers, basierend auf geschätzten Rück-Elektromotorische-Kraft-(EMF-)Werten; und

Erzeugen, basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler, wenigstens zwei von: einer geschätzten Rotorfluss-Winkelposition, einer geschätzten Rotorfrequenz und einer geschätzten elektrischen Synchronfrequenz.

2. Verfahren nach Ausführungsform 1, welches ferner aufweist:

Erzeugen von geschätzten Stator-Wicklungs-Flusswerten basierend auf berechneten Fluss-Inkrementen; und

Erzeugen der geschätzten Rück-EMF-Werte, basierend auf Flussfehlern, wobei ein Winkel der geschätzten Rück-EMF-Werte dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler entspricht.

3. Verfahren nach Ausführungsform 2, welches ferner aufweist:

Subtrahieren der geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte von den gemessenen Statorwicklungs-Flusswerten, um die Flussfehler zu erzeugen.

4. Verfahren nach Ausführungsform 3, welches ferner aufweist:

Erzeugen der gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte, basierend auf Motorströmen.

5. Verfahren nach Ausführungsform 4, welches ferner aufweist:

Erzeugen der berechneten Fluss-Inkmente, basierend auf den Motorströmen und Motorspannungen, den geschätzten Rück-EMF-Werten und den geschätzten Statorwicklungs-Flusswerten.

6. Verfahren nach Ausführungsform 5, wobei die Motorströme Synchroner-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme sind, wobei die Motorspannungen Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Stator-Spannungssignale sind, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, wobei die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte ein geschätzter d-Achse- und ein q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind, wobei die berechneten Fluss-Inkmente für jede Abtastzeit berechnete d-Achse- und q-Achse-Fluss-Inkmente sind, und wobei die gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte ein d-Achse-Statorwicklungsfluss und ein q-Achse-Statorwicklungsfluss sind.

7. Verfahren nach Ausführungsform 1, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, und wobei das Erzeugen eines geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehlers, basierend auf geschätzten Rück-Elektromotorische-Kraft-(EMF-)Werten, aufweist:

Begrenzen des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes, wenn der geschätzte q-Achse-BEMF-Wert unterhalb eines Schwellwerts ist, um eine begrenzte Version des geschätzten q-Achse-BEMF-Wertes zu erzeugen; und

Berechnen einer zweidimensionalen Arcustangens-Funktion, welche von der Polarität einer elektrischen Synchronfrequenz (ω_e) abhängt, wobei der geschätzte d-Achse-BEMF-Wert und der geschätzte q-Achse-BEMF-Wert benutzt werden, um den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler zu erzeugen.

8. Verfahren nach Ausführungsform 1, wobei das Erzeugen, basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler, einer geschätzten Rotorfluss-Winkelposition und einer geschätzten elektrischen Synchronfrequenz aufweist:

Anwenden einer komplexen Verstärkung an dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler, um eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz für einen nächsten PWM-Zyklus zu erzeugen, wobei die geschätzte elektrische Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus entweder ist: eine geschätzte Rotorfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus, oder eine Summe der geschätzten Rotorfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus und einer geschätzten Schlupffrequenz für den nächsten PWM-Zyklus; und

Erzeugen, basierend auf der elektrischen Synchronfrequenz für den nächsten PWM-Zyklus, der geschätzten Rotorfluss-Winkelposition für den nächsten PWM-Zyklus.

9. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied, welches aufweist:

ein Koordinaten-Wandlungsmodul, welches konfiguriert ist, einen geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler basierend auf geschätzten Rück-Elektromotorische-Kraft-(EMF-)Werten zu erzeugen; und

ein Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsgliedmodul, welches konfiguriert ist, basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler, wenigstens zwei zu erzeugen von: eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition, eine geschätzte Rotorfrequenz und eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz.

10. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 9, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, und wobei k ein Abtastindex für jeden Zyklus eines Pulsweitenmodulations-(PWM-)Signals ist.
11. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 9, welches ferner aufweist: ein Fluss-Beobachtungsglied-Modul, welches konfiguriert ist, geschätzte Statorwicklungs-Flusswerte zu erzeugen, basierend auf berechneten Fluss-Inkrementen, und um die geschätzten Rück-EMF-Werte basierend auf Flussfehlern zu erzeugen, wobei ein Winkel der geschätzten Rück-EMF-Werte dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler entspricht.
12. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 11, wobei die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte ein geschätzter d-Achse- und q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind, wobei die berechneten Fluss-Inkmente für jede Abtastzeit berechnete d-Achse- und q-Achse-Fluss-Inkmente sind.
13. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 11, welches ferner aufweist: ein Summierglied-Modul, welches konfiguriert ist, die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte von gemessenen Statorwicklungs-Flusswerten abzuziehen, um Flussfehler zu erzeugen.
14. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 13, wobei die gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte ein d-Achse-Stator-Wicklungsfluss und ein q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind.
15. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 13, welches ferner aufweist: ein Fluss-Modellmodul, welches konfiguriert ist, die gemessenen Stator-Windungsflusswerte basierend auf Motorströmen zu erzeugen.
16. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 15, wobei die Motorströme Synchroner-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme sind.
17. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 11, welches ferner aufweist: ein Motormodell-Modul, welches konfiguriert ist, die berechneten Fluss-Inkmente basierend auf Motorströmen und Motorspannungen, die geschätzten Rück-EMF-Werte und geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte von dem Fluss-Beobachtungsglied-Modul zu erzeugen.
18. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 17, wobei die Motorströme Synchroner-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme sind, wobei die Motorspannungen Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse und -q-Achse-Stator-Spannungssignale sind, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, wobei die geschätzten Stator-Wicklungs-Flusswerte ein geschätzter d-Achse- und q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind, wobei die berechneten Fluss-Inkmente für jede Abtastzeit berechnete d-Achse- und q-Achse-Fluss-Inkmente sind.
19. Hochgeschwindigkeits-Sensorloses-Fluss-Beobachtungsglied, welches aufweist: ein Motormodell-Modul, welches konfiguriert ist, berechnete Fluss-Inkmente basierend auf Motorströmen und Motorspannungen, geschätzte Rück-EMF-Werte und geschätzte Statorwicklungs-Flusswerte zu erzeugen; Flussmodell-Modul, welches konfiguriert ist, gemessene Statorwicklungs-Flusswerte basierend auf den Motorströmen zu erzeugen; ein Summierglied-Modul, welches konfiguriert ist, die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte und die gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte zu subtrahieren, um die Flussfehler zu erzeugen; ein Fluss-Beobachtungsglied-Modul, welches konfiguriert ist, die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte basierend auf den berechneten Fluss-Inkrementen zu erzeugen und um die geschätzten Rück-EMF-Werte basierend auf den Flussfehlern zu erzeugen, wobei ein Winkel der geschätzten Rück-EMF-Werte einem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler entspricht; ein Koordinaten-Wandlungsmodul, welches konfiguriert ist, den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler basierend auf dem geschätzten Rück-EMF-Werten zu erzeugen; und ein Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsglied-Modul, welches konfiguriert ist, basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler wenigstens zwei zu erzeugen von: eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition, eine geschätzte Rotorfrequenz und eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz.
20. Hochgeschwindigkeits-Sensorloses-Fluss-Beobachtungsglied nach Ausführungsform 19, wobei die Motorströme Synchroner-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme sind, wobei die Motorspannungen Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse- und -q-Achse-Stator-Spannungssignale sind, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, wobei die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte ein geschätzter d-Achse- und ein q-Achse-Statorwicklungsfluss sind, wobei die berechneten Fluss-Inkmente für jede Abtastzeit berechnete d-Achse- und q-Achse-Fluss-Inkmente sind, wobei die gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte ein d-Achse-Statorwicklungsfluss und ein q-Achse-Statorwicklungsfluss sind.

Patentansprüche

1. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied, welches aufweist:
ein Koordinaten-Wandlungsmodul, welches konfiguriert ist, einen geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler basierend auf geschätzten Rück-Elektromotorische-Kraft-(EMF-)Werten zu erzeugen; und
ein Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsgliedmodul, welches konfiguriert ist, basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler, wenigstens zwei zu erzeugen von: eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition, eine geschätzte Rotorfrequenz und eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz.
2. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, und wobei k ein Abtastindex für jeden Zyklus eines Pulsweitenmodulations-(PWM-)Signals ist.
3. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, welches ferner aufweist:
ein Fluss-Beobachtungsglied-Modul, welches konfiguriert ist, geschätzte Statorwicklungs-Flusswerte zu erzeugen, basierend auf berechneten Fluss-Inkrementen, und um die geschätzten Rück-EMF-Werte basierend auf Flussfehlern zu erzeugen, wobei ein Winkel der geschätzten Rück-EMF-Werte dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler entspricht.
4. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte ein geschätzter d-Achse- und q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind, wobei die berechneten Fluss-Inkmente für jede Abtastzeit berechnete d-Achse- und q-Achse-Fluss-Inkmente sind.
5. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, welches ferner aufweist:
ein Summierglied-Modul, welches konfiguriert ist, die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte von gemessenen Statorwicklungs-Flusswerten abzuziehen, um Flussfehler zu erzeugen.
6. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte ein d-Achse-Stator-Wicklungsfluss und ein q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind.
7. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, welches ferner aufweist:
ein Fluss-Modellmodul, welches konfiguriert ist, die gemessenen Stator-Windungsflusswerte basierend auf Motorströmen zu erzeugen.
8. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, welches ferner aufweist:
ein Motormodell-Modul, welches konfiguriert ist, die berechneten Fluss-Inkmente basierend auf Motorströmen und Motorspannungen, die geschätzten Rück-EMF-Werte und geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte von dem Fluss-Beobachtungsglied-Modul zu erzeugen.
9. Sensorloses Fluss-Beobachtungsglied nach einem der vorherigen Ansprüche, wobei die Motorströme Synchroner-Referenzrahmen-Zweiphasen-Rückkopplungs-Statorströme sind, wobei die Motorspannungen Synchroner-Referenzrahmen-d-Achse und -q-Achse-Stator-Spannungssignale sind, wobei die geschätzten BEMF-Werte geschätzte d-Achse- und q-Achse-BEMF-Werte sind, wobei die geschätzten Stator-Wicklungs-Flusswerte ein geschätzter d-Achse- und q-Achse-Stator-Wicklungsfluss sind, wobei die berechneten Fluss-Inkmente für jede Abtastzeit berechnete d-Achse- und q-Achse-Fluss-Inkmente sind.
10. Hochgeschwindigkeits-Sensorloses-Fluss-Beobachtungsglied, welches aufweist:
ein Motormodell-Modul, welches konfiguriert ist, berechnete Fluss-Inkmente basierend auf Motorströmen und Motorspannungen, geschätzte Rück-EMF-Werte und geschätzte Statorwicklungs-Flusswerte zu erzeugen;
Flussmodell-Modul, welches konfiguriert ist, gemessene Statorwicklungs-Flusswerte basierend auf den Motorströmen zu erzeugen;
ein Summierglied-Modul, welches konfiguriert ist, die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte und die gemessenen Statorwicklungs-Flusswerte zu subtrahieren, um die Flussfehler zu erzeugen;
ein Fluss-Beobachtungsglied-Modul, welches konfiguriert ist, die geschätzten Statorwicklungs-Flusswerte basierend auf den berechneten Fluss-Inkrementen zu erzeugen und um die geschätzten Rück-EMF-Werte basierend auf den Flussfehlern zu erzeugen, wobei ein Winkel der geschätzten Rück-EMF-Werte einem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler entspricht;
ein Koordinaten-Wandlungsmodul, welches konfiguriert ist, den geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler basierend auf dem geschätzten Rück-EMF-Werten zu erzeugen; und

ein Winkelgeschwindigkeits- und Positions-Beobachtungsglied-Modul, welches konfiguriert ist, basierend auf dem geschätzten Rotorfluss-Winkelpositionsfehler wenigstens zwei zu erzeugen von: eine geschätzte Rotorfluss-Winkelposition, eine geschätzte Rotorfrequenz und eine geschätzte elektrische Synchronfrequenz.

Es folgen 12 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

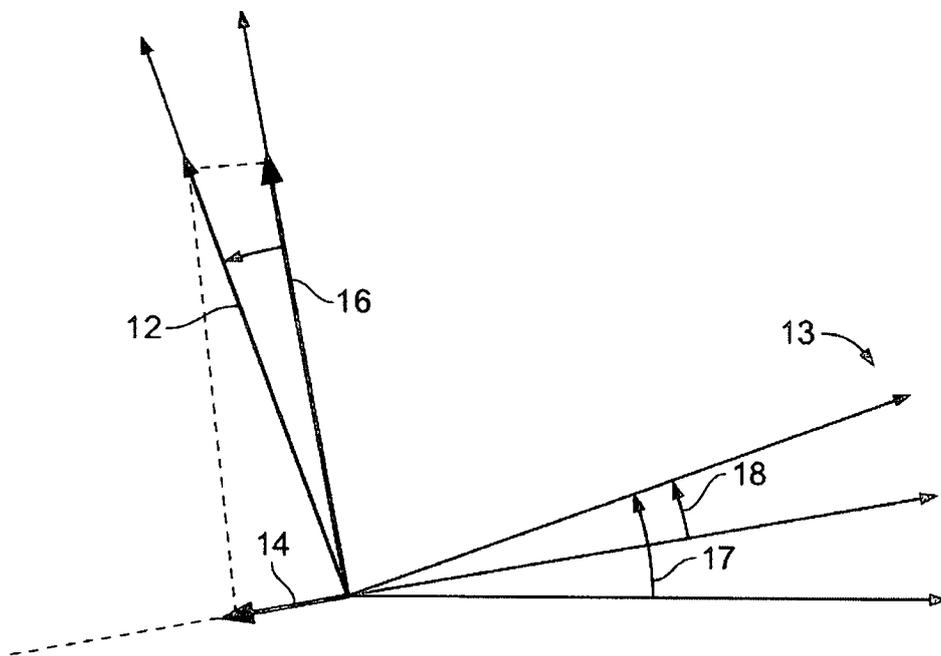


FIG. 1

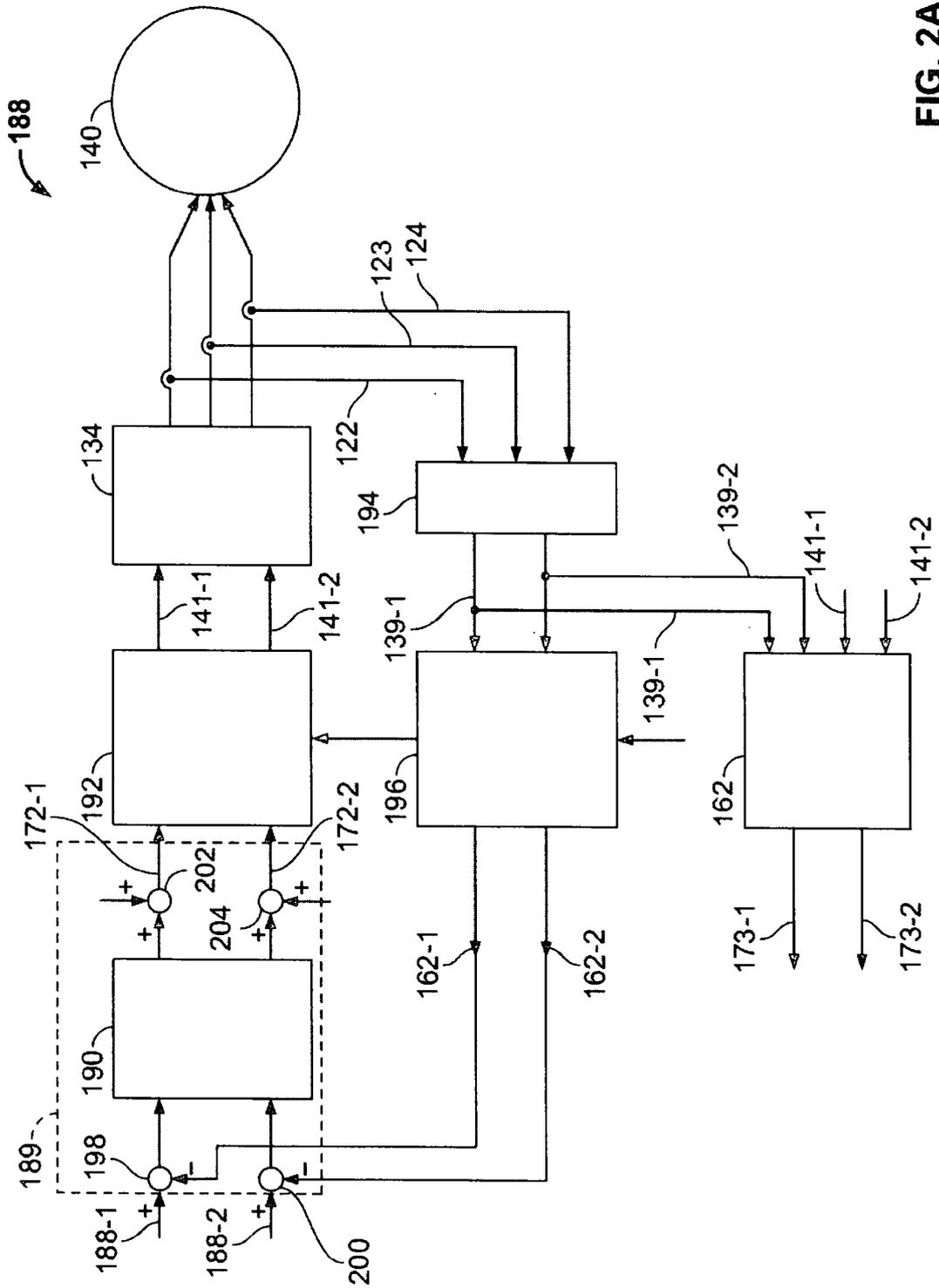


FIG. 2A

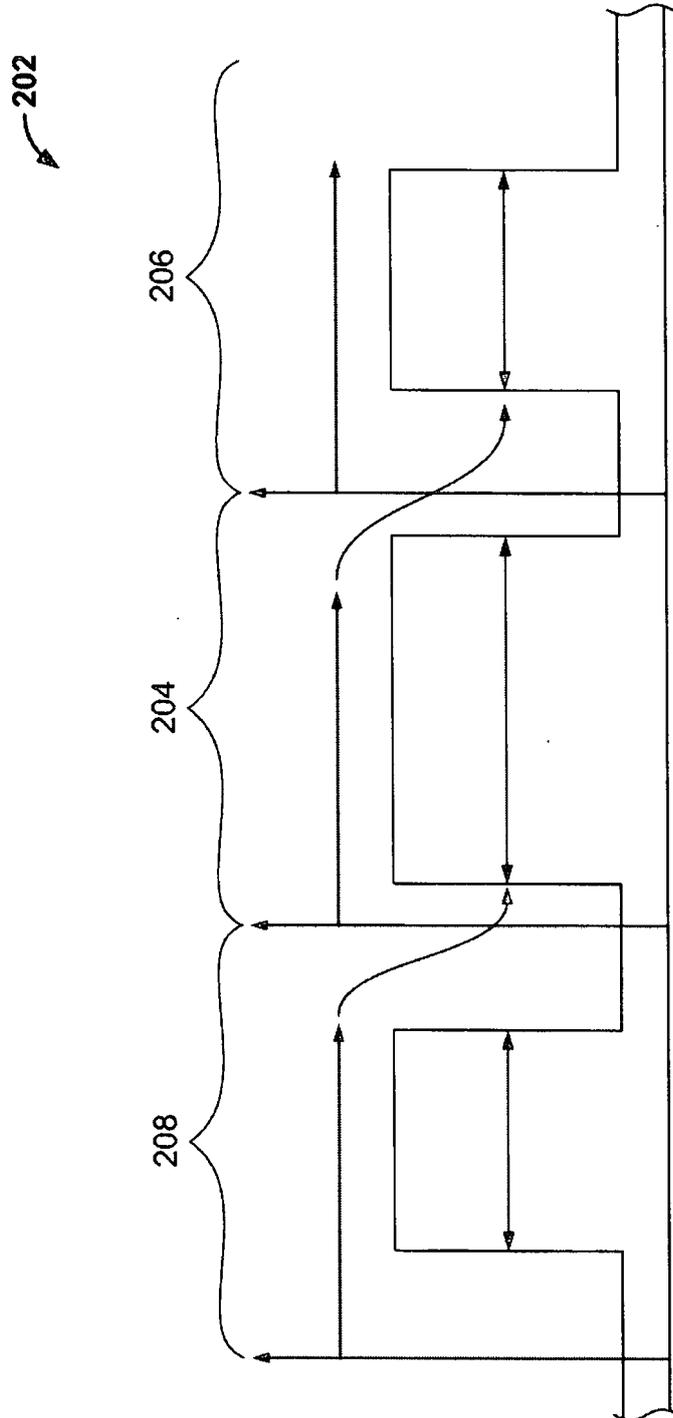


FIG. 2B

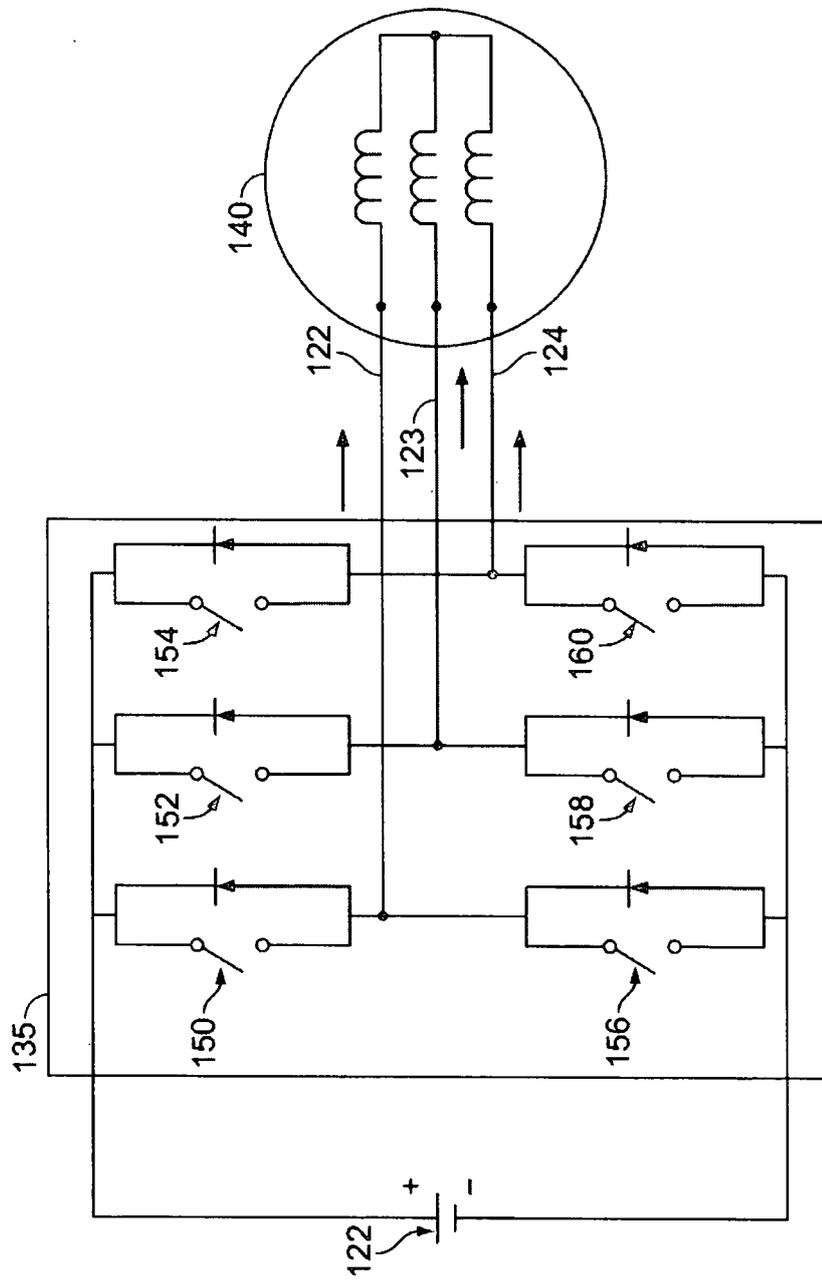


FIG. 3

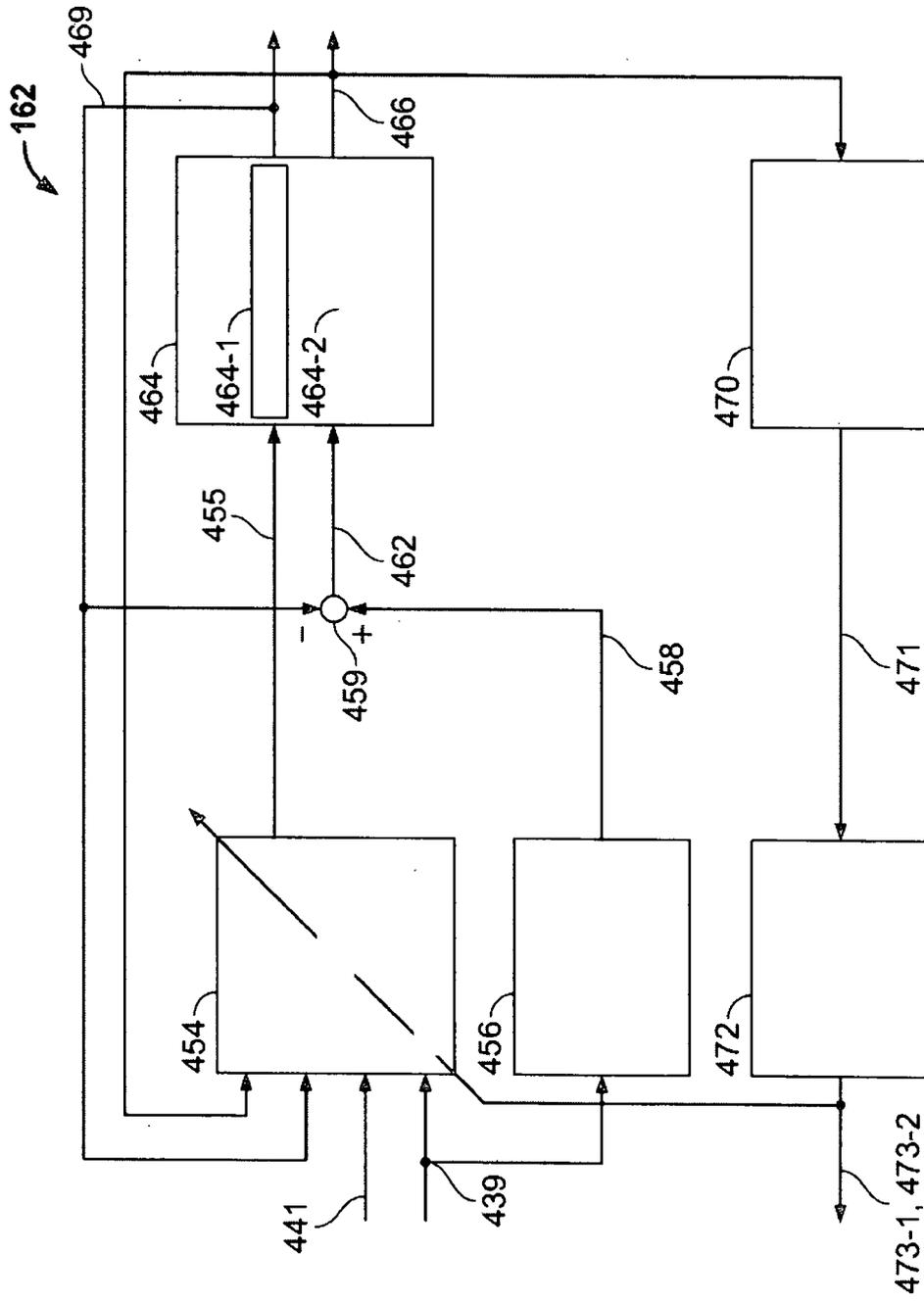


FIG. 4

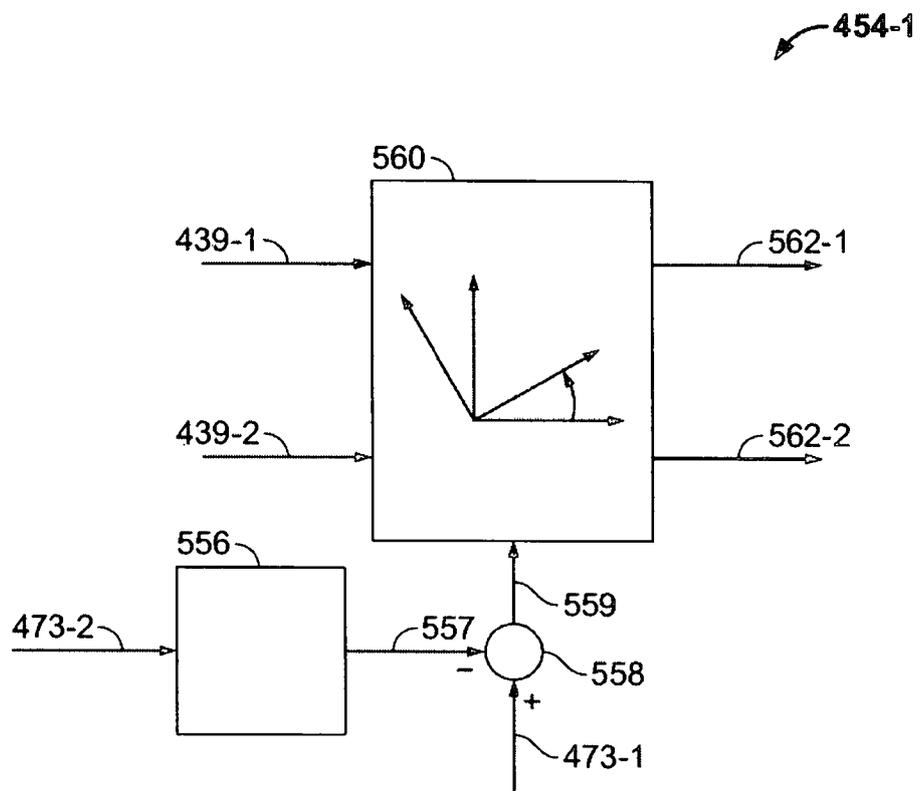


FIG. 5A

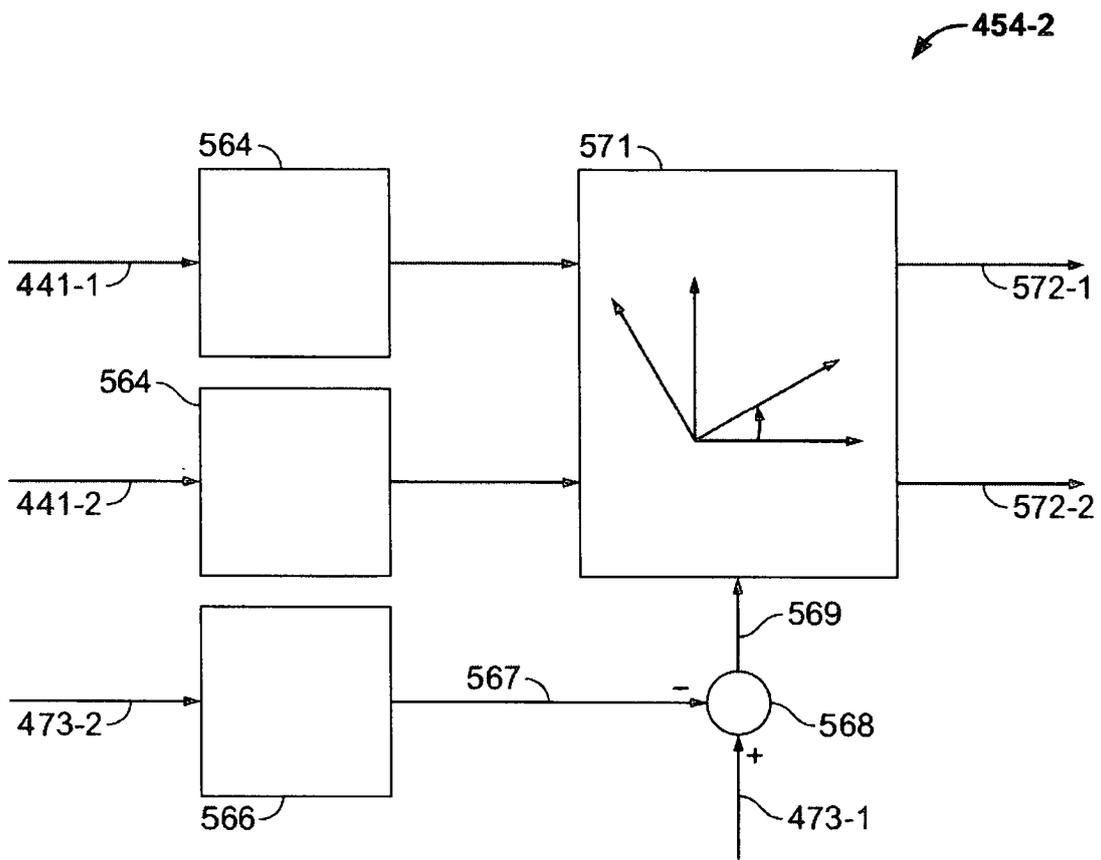
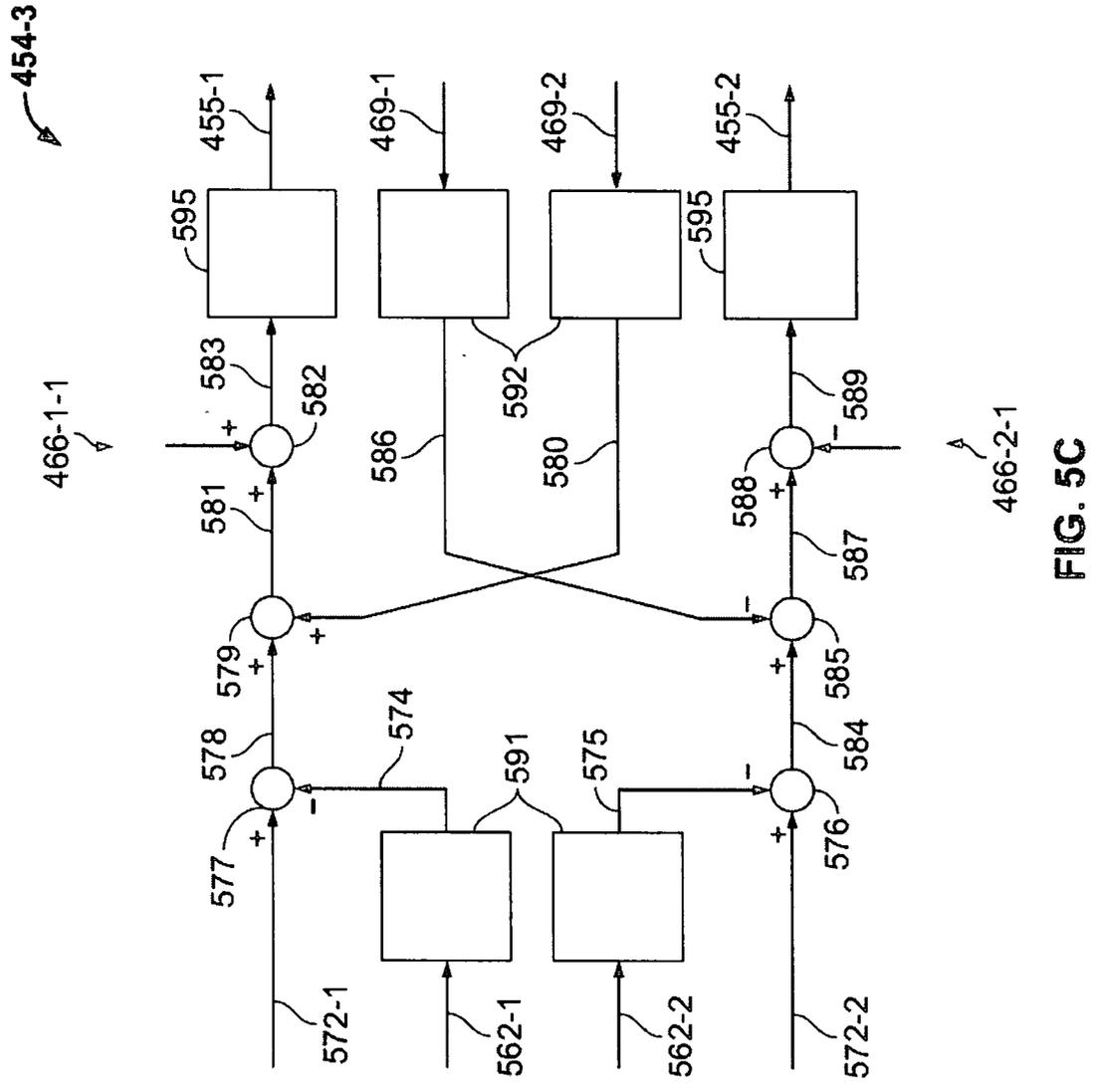


FIG. 5B



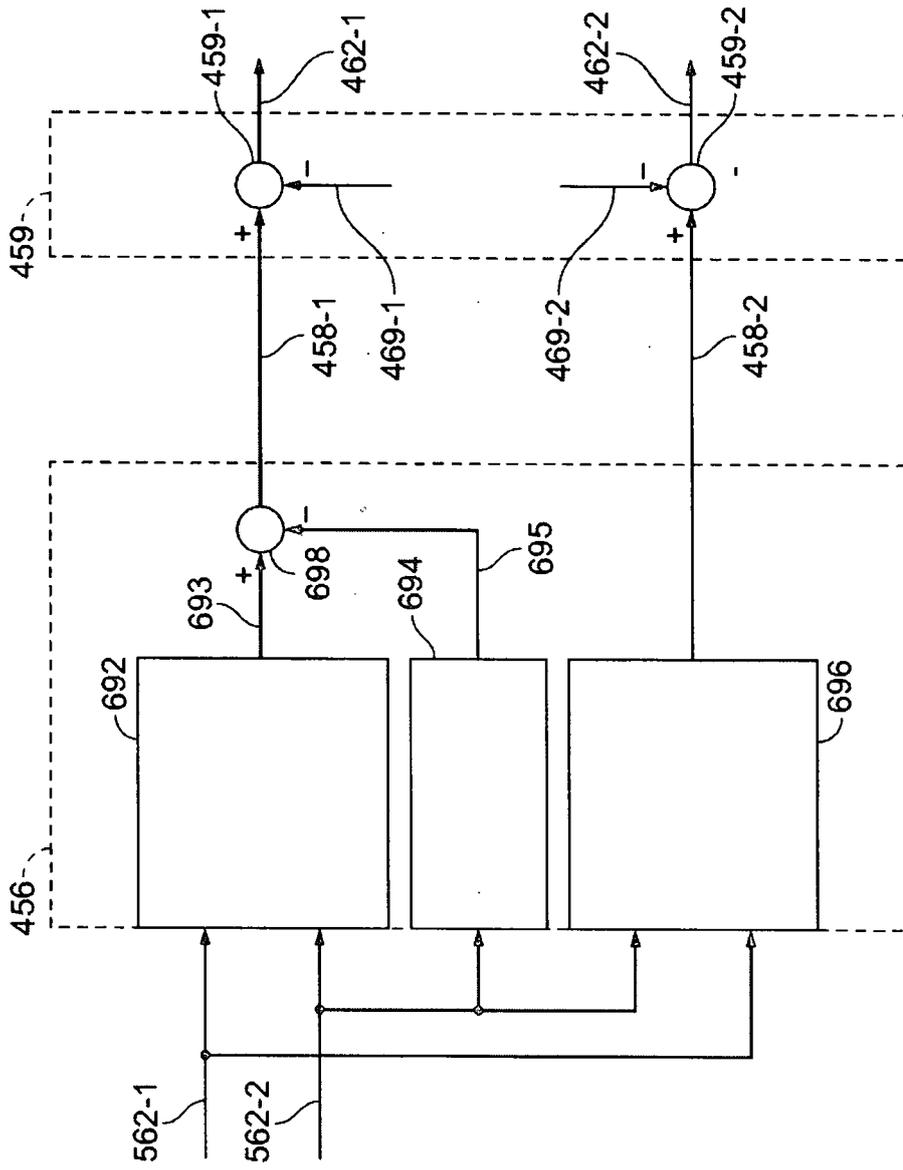


FIG. 6

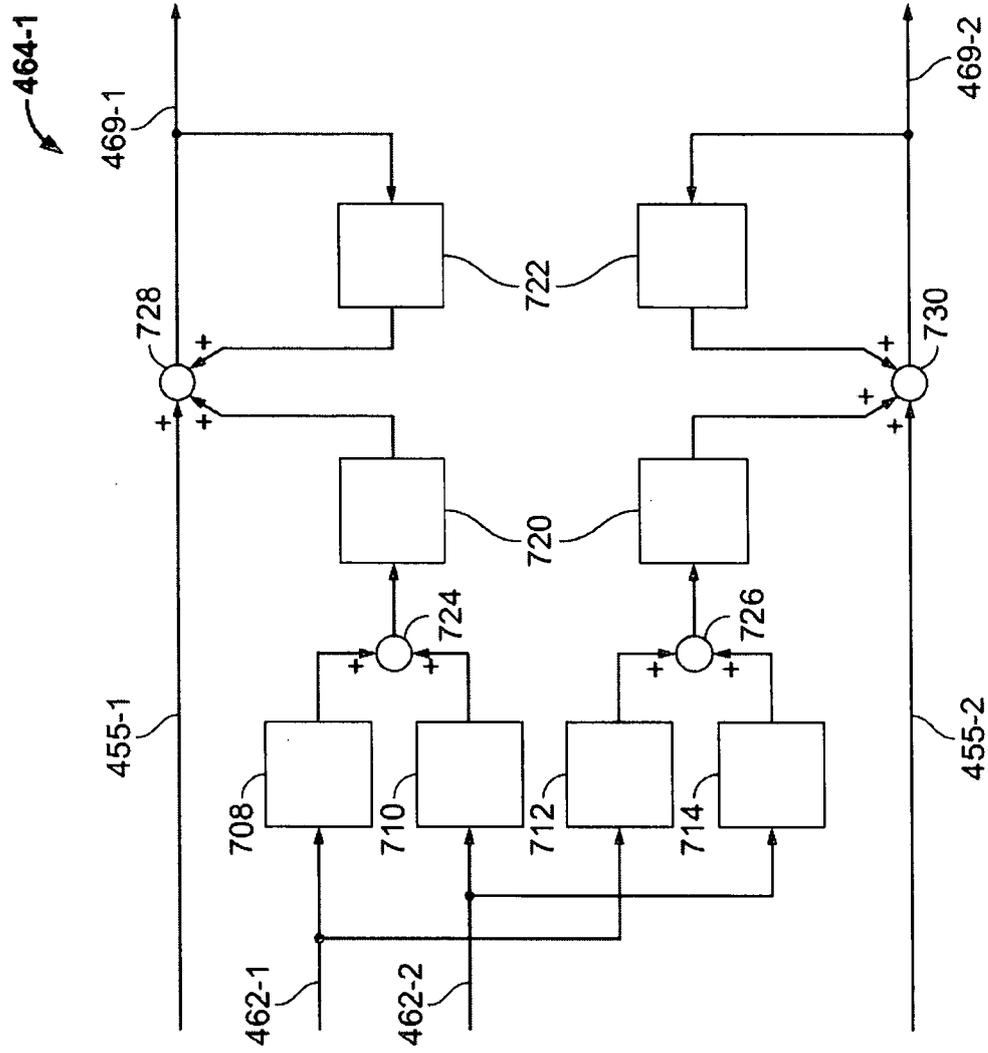


FIG. 7

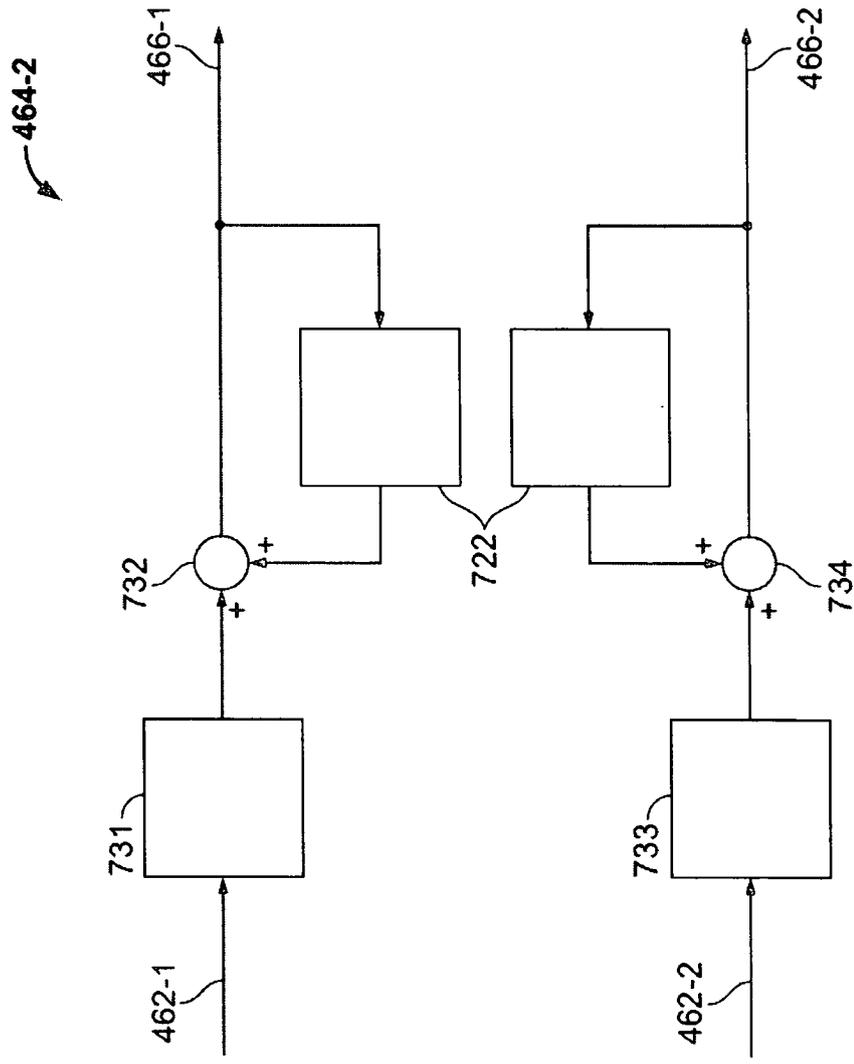


FIG. 8

