



(19)
 Bundesrepublik Deutschland
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 103 44 914 B4** 2008.12.04

(12)

Patentschrift

(21) Aktenzeichen: **103 44 914.0**
 (22) Anmeldetag: **26.09.2003**
 (43) Offenlegungstag: **06.05.2004**
 (45) Veröffentlichungstag
 der Patenterteilung: **04.12.2008**

(51) Int Cl.⁸: **H02P 21/13** (2006.01)

Innerhalb von drei Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(30) Unionspriorität:
10/268503 10.10.2002 US

(73) Patentinhaber:
General Motors Corp., Detroit, Mich., US

(74) Vertreter:
Manitz, Finsterwald & Partner GbR, 80336 München

(72) Erfinder:
Patel, Nitinkumar R., Cypress, Calif., US; Schulz, Steven E., Torrance, Calif., US; Nagashima, James M., Cerritos, Calif., US; Sul, Seung Ki, Seoul, KR; Son, Yo-Chan, Seoul, KR; Bae, Bon-Ho, Seoul, KR

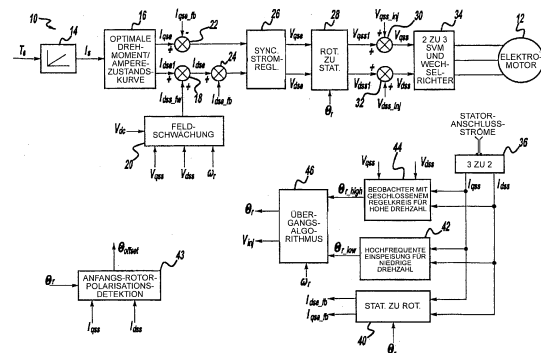
(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:
R.Lorenz et al.: "Encoderless IPM Traction Drive for EV/HEV's" in Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Volume: 3, 30.Sept.-4. Oct. 2001, Page(s): 1703-1707 vol.3;

(54) Bezeichnung: **Steuerungsalgorithmus für eine AC-Maschine ohne Positionssensor**

(57) Hauptanspruch: Steuerungssystem (10) für einen Elektromotor (12), umfassend:
 einen Wechselrichter (34) zur Lieferung von Strom an den Elektromotor (10);
 eine Steuereinrichtung zur Steuerung des Wechselrichters (34);
 einen ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock (42) in der Steuereinrichtung, der ein hochfrequentes Signal in den Elektromotor (12) einspeist, um die Drehzahl und Position des Elektromotors (12) zu bestimmen;
 einen zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock (44) in der Steuereinrichtung, der die gegenelektromotorische Kraft erfasst, um die Drehzahl und Position des Elektromotors (12) zu bestimmen;

und

einen Übergangssteuerungsblock (46) in der Steuereinrichtung, um den ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock (42) bei relativ niedrigen Drehzahlen und den zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock (44) bei relativ hohen Drehzahlen zu betreiben;
 dadurch gekennzeichnet, dass die Größe der Einspeisespannung des hochfrequenten Signals eine Funktion der Motordrehzahl ist, wobei die Größe der Einspeisespannung des hochfrequenten Signals für Motordrehzahlen unterhalb eines festgelegten Schwellwerts konstant ist und für Motordrehzahlen oberhalb des Schwellwerts linear mit der Motordrehzahl...



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein Steuerungssystem für einen Elektromotor gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 1 und ein Verfahren zur Steuerung eines Elektromotors gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 9. Ein solches Steuerungssysteme und Verfahren sind aus der Publikation "Encoderless IPM Traction Drive for EV/HEV's" von Patel et al., Industry Applications Conference, 2001, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2001 IEEE, Vol. 3, p. 1703–1707 bekannt.

[0002] Herkömmliche Motorsteuerungssysteme enthalten normalerweise eine Rückkopplungseinrichtung oder einen Positionssensor, wie beispielsweise einen Resolver oder Impulsgeber [Encoder], um Drehzahl- und Positionsinformationen für einen Motor bereitzustellen. Rückkopplungseinrichtungen und zugehörige Schnittstellenschaltungen erhöhen die Kosten eines Motorsteuerungssystems, und diese Kosten können bei Massenfertigungs-Anwendungen, wie beispielsweise Kraftfahrzeuganwendungen, untragbare Höhen erreichen. Außerdem erhöhen ein Positionssensor und sein zugehöriger Kabelbaum die Komplexität und Montagezeit eines Elektroantriebssystems in einem Fahrzeug.

[0003] Elektrofahrzeuge, die von Brennstoffzellen, Batterien und Hybridsystemen angetrieben werden, die Elektromotoren enthalten, sind auf dem Kraftfahrzeugmarkt immer häufiger anzutreffen. Da die Produktionsvolumina für Elektrofahrzeuge steigen, werden die Kosten der Rückkopplungseinrichtungen und der zugehörigen Schnittstellenschaltungen signifikant werden. Die Autohersteller unterliegen einem starken Druck des Marktes, die Kosten zu senken und die Anzahl der Teile für ein Fahrzeug zu reduzieren. Die Beseitigung einer Rückkopplungseinrichtung für ein Elektromotorsteuerungssystem wird zu signifikanten Kostenreduzierungen für ein Elektrofahrzeug führen.

[0004] Hybrid-Elektro- und Elektrofahrzeuge verwenden heute zahlreiche Technologien für die Steuerung von Elektromotoren, wie beispielsweise die Vektorsteuerung von Elektromotoren. Ein Vektormotorsteuerungsschema ist ein rechenintensives Motorsteuerungsschema, das die Phasenspannungen/-ströme eines Dreiphasenmotors in einem Zwei-Achsen-Koordinatensystem abbildet. Die Struktur, die verwendet wird, um einen Elektromotor anzuregen, der ein Vektorsteuerungsschema verwendet, ist ein typischer Dreiphasen-Stromquellenwechselrichter, der sechs Leistungstransistoren enthält, die die Ausgangsspannung an einen Elektromotor formen. Die Vektorsteuerung benötigt Rotorpositionsinformationen, welche üblicherweise über eine Rückkopplungseinrichtung oder einen Positionssensor erhalten werden. Das Ziel der Steuerung ohne Positionssensor besteht darin, die Rotorpositionsinformationen unter Nutzung der elektromagnetischen Eigenschaften einer AC-Maschine zu erhalten, wobei der Positionssensor und seine zugehörigen Schnittstellenschaltungen beseitigt werden.

[0005] Die Aufgabe der Erfindung besteht darin, ein Steuerungssystem und ein Verfahren der eingangs genannten Art bereitzustellen, welche für niedrige Motordrehzahlen verbessert sind.

[0006] Die Lösung der Aufgabe erfolgt durch ein Steuerungssystem mit den Merkmalen von Anspruch 1 und ein Verfahren mit den Merkmalen von Anspruch 10. Die vorliegende Erfindung stellt ein Verfahren und eine Vorrichtung für ein Steuerungssystem ohne Sensor bereit, das in Anwendungen von Elektro- und Hybrid-Elektrofahrzeug-Antriebssträngen verwendet wird. Das Motorsteuerungssystem der vorliegenden Erfindung nutzt vorzugsweise die räumliche Änderung der Maschineninduktivität, die aus der Einspeisung eines hochfrequenten Signals bei einer relativ niedrigen Drehzahl ($< 10\%$ der Maschinennendrehzahl) und einer gegenelektromotorischen Kraft (Gegen-EMK) einer AC-Maschine bei einer relativ hohen Drehzahl ($> 5\%$ der Maschinennendrehzahl) resultiert. Während die Grenzen der Maschinendrehzahlbereiche unter Bezugnahme auf eine niedrige Drehzahl und eine hohe Drehzahl beschrieben worden sind, wird es als im Rahmen der vorliegenden Erfindung liegend betrachtet, die auf der räumlichen Änderung und der Gegen-EMK basierenden Verfahren der vorliegenden Erfindung bei jeder beliebigen Drehzahl eines Elektromotors zu nutzen.

[0007] Das vorliegende System umfasst ferner ein Anfangs-Rotorpolaritätsdetektionsverfahren, das verwendet wird, um die Polarität des Rotormagneten während statischer und dynamischer Zustände zu erfassen. Die vorliegende Erfindung ist über der gesamten Drehmoment-/Drehzahl-Betriebsebene wirksam, einschließlich eines Stillstands- und Null-Statorfrequenz-Zustands. Der Niedrig-Drehzahl-Rückkopplungsbeobachter verfolgt die absolute Differenz zwischen den D- und Q-Achsen-Hochfrequenz-Impedanzen, um die Empfindlichkeit gegenüber erzeugten Harmonischen während der kurzzeitigen Statorstromstöße zu vermeiden. Bei hoher Drehzahl verwendet die vorliegende Erfindung einen Drehzahlbeobachter mit vollständig geschlossenem Regelkreis (full order closed loop speed observer). Die Rotordrehzahl für die Verfolgung hoher Drehzahlen wird unter Verwendung einer Steuereinrichtung oder eines Controllers des Proportional-Integral(PI)-Typs geschätzt. Die

geschlossene Form dieses Beobachters macht ihn weniger empfindlich gegenüber Parameterabweichungen und gestattet eine schnellere dynamische Ausführung. Ein Übergangsalgorithmus stellt eine Steuerung auf hoher Ebene bereit, um den Betrieb der sensorlosen Steuerungsverfahren/-beobachter der vorliegenden Erfindung für niedrige und hohe Drehzahlen zu überwachen.

[0008] [Fig. 1](#) ist ein Blockdiagramm eines Steuerungssystems in der vorliegenden Erfindung.

[0009] [Fig. 2](#) ist ein Blockdiagramm des elektrischen Drehzahl-/Positionsschätzverfahrens der vorliegenden Erfindung für einen Rotor mit niedriger Drehzahl.

[0010] [Fig. 3](#) ist ein Blockdiagramm des Anfangs-Polaritätsdetektionsverfahrens der vorliegenden Erfindung.

[0011] [Fig. 4](#) ist ein Blockdiagramm des elektrischen Drehzahl-/Positionsschätzverfahrens der vorliegenden Erfindung für einen Rotor mit hoher Drehzahl.

[0012] [Fig. 5](#) ist ein Zustandsdiagramm des Übergangsverfahrens der vorliegenden Erfindung.

[0013] [Fig. 1](#) ist eine schematische Zeichnung eines bevorzugten Ausführungsbeispiels eines Steuerungssystems **10** der vorliegenden Erfindung. Das Steuerungssystem **10** wird als eine Sequenz von Blockdiagrammen dargestellt, die die Software repräsentieren, die in einer Steuereinrichtung, einem Mikroprozessor oder einer ähnlichen Einrichtung ausgeführt wird, um einen Elektromotor **12** zu steuern. In dem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung ist die Steuereinrichtung eine Fahrzeug-Antriebsstrang-Steuereinrichtung, die den Elektromotor **12** steuert, aber jede beliebige andere Motorsteuerungsanwendung wird als im Bereich der vorliegenden Erfindung liegend angesehen. Der Elektromotor kann Motortechnologien wie beispielsweise Synchron-Reluktanzmotoren, Asynchronmotoren und Motoren mit inseitigem Dauermagnet umfassen. Der Eingang in das Steuerungssystem ist ein Drehmomentsteuersignal T_e , das von der Fahrzeugsteuereinrichtung erzeugt wird. Das Drehmomentsteuersignal T_e wird von einem Drehmoment-Linearisierungsmodell **14** verarbeitet, um einen entsprechenden Statorstrom I_s zu erzeugen, der zur Entwicklung des gewünschten elektromagnetischen Drehmoments in dem Motor **12** benötigt wird. Der Statorstrom, der bei Block **14** erzeugt wird, wird dann an einen Optimales-Drehmoment-pro-Ampere-Block **16** geleitet. Block **16** verarbeitet den steuersignalbezogenen oder befohlenen Statorstrom und zerlegt ihn in die entsprechenden D- und Q-Achsen-Komponenten des Stromsteuersignals (I_{dse1} und I_{qse}), um das maximale Drehmoment für die gegebene Statorstromamplitude bereitzustellen.

[0014] Das Stromsteuersignal I_{dse1} wird zu einer Feldschwächungskomponente I_{dse_fw} addiert, die an Summierknotenpunkt **18** erzeugt wird, um das endgültige D-Achsen-Stromsteuersignal I_{dse} zu erzeugen. Die Feldschwächungskomponente I_{dse_fw} wird von einem Feldschwächungsblock **20** unter Verwendung der gemessenen DC-Anschlussspannung V_{dc} , den steuersignalbezogenen Ausgangsspannungen V_{qss} und V_{dss} und der Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_r erzeugt. Der Summierknotenpunkt **22** subtrahiert den Rückkopplungsstrom I_{qse_fb} von dem Q-Achsen-Stromsteuersignal I_{qse} , um den Fehler des Q-Achsen-Stromreglers zu erhalten. Der Summierknotenpunkt **24** subtrahiert den Rückkopplungsstrom I_{dse_fb} von dem D-Achsen-Stromsteuersignal I_{dse} , um den Fehler des D-Achsen-Stromreglers zu erhalten. Die Fehler, die von den Summierknotenpunkten **22** und **24** erzeugt werden, werden von einem Synchronstromreglerblock **26** verwendet, um die synchronen System-Spannungssteuersignale V_{dse} und V_{qse} zu steuern.

[0015] Block **28** verwendet die geschätzte Rotorwinkelposition θ_r , um die synchronen System-Spannungssteuersignale V_{dse} und V_{qse} in die stationären System-Spannungssteuersignale V_{dss1} und V_{qss1} umzuwandeln. Die hochfrequenten Spannungssignale V_{dss_inj} und V_{qss_inj} werden von den Summierknotenpunkten **30** und **32** zu den stationären Referenz-System-Spannungssteuersignalen hinzuaddiert, was zu den endgültigen Spannungssteuersignalen V_{dss} und V_{qss} führt. Der Spannungsquellen-Wechselrichter **34** verarbeitet die endgültigen Spannungssteuersignale V_{dss} und V_{qss} , um die tatsächlichen Phasenspannungen zu erzeugen, die an Motor **12** angelegt werden. Die Phasenströme werden gemessen und von einem Dreiphasen-in-Zweiphasen-Transformationsblock **36** verarbeitet. Die Ausgänge von Block **36** sind stationäre Systemströme I_{dss} und I_{qss} . Ein Stationär-in-Rotierend-System-Transformationsblock **40** verwendet die stationären Systemströme I_{dss} und I_{qss} und die geschätzte Rotorwinkelposition θ_r , um die synchronen Referenz-Systemrückkopplungsströme I_{dse_fb} und I_{qse_fb} zu erzeugen.

[0016] Die vorliegende Erfindung umfasst die sensorlose Steuerung der Rotordrehzahl und -position, die einschließt: ein/einen Winkelpositionsschätzverfahren/-beobachter für einen Rotor mit niedriger Drehzahl bei Block **42**; ein Anfangs-Rotorpolaritätsdetektionsverfahren bei Block **43**; ein/einen Winkelpositionsschätzver-

fahren/-beobachter für einen Rotor mit hoher Drehzahl bei Block **44**; und einen Übergangsalgorithmus bei Block **46**, um die Schätzverfahren für niedrige und hohe Drehzahlen nahtlos zu verschmelzen.

[0017] Block **42** von [Fig. 1](#) stellt das Schätzverfahren für niedrige Drehzahlen der vorliegenden Erfindung dar. [Fig. 2](#) zeigt ein detailliertes Blockdiagramm der Implementierung von Block **42**, um die elektrische Position des Rotors während der Betriebe mit niedriger Drehzahl zu schätzen, wie es oben beschrieben ist. Das Schätzverfahren für niedrige Drehzahlen wird verwendet, um die elektrische Position des Rotors während eines Betriebes mit Null und mit niedriger Drehzahl (vorzugsweise < 10% der Maschinennendrehzahl, aber jede beliebige Maschinendrehzahl wird innerhalb des Bereichs des Schätzverfahrens für niedrige Drehzahlen der vorliegenden Erfindung berücksichtigt) zu schätzen. Die Schätzung der elektrischen Position des Rotors wird ausgeführt, indem ein hochfrequentes Spannungssignal auf einer geschätzten D-Achse der Maschine eingespeist wird. Das fluktuierende hochfrequente Signal in einem synchron rotierenden Referenzsystem mit der Statorgrundfrequenz wird verwendet, um eine Asymmetrie der räumlichen Impedanz in einer AC-Maschine zu erfassen. Eine Asymmetrie der räumlichen Impedanz wird durch eine ausgeprägte Konstruktion des Rotors der Maschine oder eine induzierte magnetische Sättigung in der Maschine verursacht.

[0018] Wenn das hochfrequente Spannungssignal auf der geschätzten D-Achse eingespeist wird, kann die orthogonale Komponente des Stroms, der an dem geschätzten Referenzsystem gemessen wird, als ein Fehlersignal verwendet werden, wie in Gleichung (1) gezeigt.

$$\begin{pmatrix} i_{dsi}^m \\ i_{qsi}^m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{avg} + y_{diff} \cos 2\theta_{err} & -y_{diff} \sin 2\theta_{err} \\ -y_{diff} \sin 2\theta_{err} & y_{avg} - y_{diff} \cos 2\theta_{err} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{dsi}^m \\ v_{qsi}^m \end{pmatrix} \quad (1)$$

wobei $y_{avg} = (z_q^e + z_d^e)/2z_d^e z_q^e$; und $y_{diff} = (z_q^e - z_d^e)/2z_d^e z_q^e$

[0019] Wenn das Spannungssignal auf der geschätzten D-Achse eingespeist wird, ($v_{dsi}^m = v_{inj} \sin \omega_h t$ und $v_{qsi}^m = 0$), dann verschwindet in dem Stromsignal der Q-Achse die diagonale Komponente und die nichtdiagonale Komponente erscheint, wie in Gleichung (2) gezeigt. Wenn ohmsche Komponenten viel kleiner als induktive Komponenten bei der hohen Frequenz sind ($r_d^e, r_q^e \ll x_d^e, x_q^e$) und auch die Impedanzdifferenz der Blindkomponente viel größer als die der ohmschen Komponente ist ($|x_d^e - x_q^e| \gg |r_d^e - r_q^e|$), dann kann Gleichung (2) vereinfacht werden, wie in Gleichung (3) quasistationär gezeigt wird.

$$i_{qsi}^m = (-y_{diff} \sin 2\theta_{err}) \cdot v_{inj} \sin \omega_h t = \left[\frac{(r_d^e - r_q^e) + j(x_d^e - x_q^e)}{(r_d^e + jx_d^e) \cdot (r_q^e + jx_q^e)} \right] \cdot (v_{inj} \sin 2\theta_{err}) \cdot \sin \omega_h t \quad (2)$$

$$i_{qsi}^m \approx -j \frac{x_d^e - x_q^e}{x_d^e x_q^e} \cdot (v_{inj} \sin 2\theta_{err}) \cdot \sin \omega_h t = -\frac{x_d^e - x_q^e}{x_d^e x_q^e} \cdot (v_{inj} \sin 2\theta_{err}) \cdot \cos \omega_h t \quad (3)$$

[0020] Das Multiplizieren des orthogonalen Signals bezüglich des eingespeisten Signals führt zu der DC-Größe des Fehlersignals für die Verfolgungssteuereinrichtung. Nach dem Tiefpassfiltern kann die DC-Größe erhalten werden, wie in Gleichung (4) gezeigt.

$$\varepsilon = LPF \left[i_{qsi}^m \times (-\cos \omega_h t) \right] = -\frac{Y_2}{2} \sin 2\theta_{err} \approx -Y_2 \theta_{err} \quad (4)$$

$$\text{wobei } Y_2 = -\frac{x_d^e - x_q^e}{x_d^e x_q^e}$$

[0021] Es wird auf [Fig. 2](#) Bezug genommen; Block **50** wandelt die stationären Systemströme I_{qss} und I_{dss} in den geschätzten synchronen Referenzsystemstrom I_{qsm} um. Block **52** weist einen Bandpassfilter zweiter Ordnung auf, damit nur die Verarbeitung des hochfrequenten Einspeisungssignals (vorzugsweise im Bereich von 300 bis 1000 Hz) am Multiplizierknotenpunkt **54** gestattet wird. Knotenpunkt **54** multipliziert den Ausgang des BPF von Block **52** mit dem Term $-\cos(\omega_{inj} t)$, um die DC-Komponente des Fehlersignals zu extrahieren. Block

56 weist einen Tiefpassfilter zweiter Ordnung auf, um die hochfrequenten Harmonischen aus dem Signal zu entfernen und den Term ε auszugeben. ε ist ein Fehlersignal, das in Gleichung (4) definiert wird.

[0022] Block **58** ist ein Positionsbeobachter dritter Ordnung, der den Fehlerterm ε verarbeitet. ε wird durch Proportionalsteuerungsblock **60**, Integralsteuerungsblock **62** und Optimalwertsteuerungsblock **64** (feed-forward control block) verarbeitet, um Ausgaben zu erzeugen. Die Integral- und Proportionalausgänge von Blöcken **60** und **62** werden bei Summierknotenpunkt **66** addiert und von Block **68** verarbeitet, um die Drehzahl ω_{r_low} zu erzeugen und zu schätzen. Der Ausgang von Optimalwertverstärkungsblock **64** wird von einem Begrenzungsblock **70** verarbeitet und dann vorwärts zum Summierknotenpunkt **72** geführt, damit er zur Drehzahl-Ausgabe von Block **68** hinzuaddiert wird. Block **74** verarbeitet den Ausgang von Summierknotenpunkt **72**, um den Term θ_{r_low} zu erzeugen, welcher die geschätzte Winkelposition des Rotors bei niedriger Drehzahl darstellt.

[0023] **Fig. 3** ist ein detailliertes Blockdiagramm der Implementierung des Blocks **43**, der zur Feststellung der Anfangs-Rotormagnetpolarität verwendet wird. Der Stationär-in-Rotierend-Referenzsystemblock **80** wandelt die stationären Systemströme I_{dss} und I_{qss} unter Verwendung von θ_r in die synchronen Referenzsystemströme I_{dse} und I_{qse} um. Nur der D-Achsen-Strom I_{dse} wird im Anfangs-Rotarpolaritätsdetektionsverfahren verwendet. I_{dse} wird durch einen Bandpassfilter **82** geführt, welcher alle Harmonischen außer der zweiten Harmonischen der Einspeisungsfrequenz des I_{dse} -Stroms herausfiltert. Der Ausgang des Bandpassfilters **82** ist I_{dse_bp} . Das Signal I_{dse_bp} wird demoduliert, indem es unter Verwendung des Multiplizierblocks **84** mit dem Term $\sin(2\omega_{inj}t - \phi)$ multipliziert wird. Das resultierende Signal I_{d1} enthält eine DC-Komponente und eine Hochfrequenzkomponente. Der Tiefpassfilterblock **86** filtert die Hochfrequenzkomponenten von I_{d1} heraus, und es bleibt nur der DC-Anteil I_d übrig. Das Signal I_d enthält die Informationen über die Polarität des Rotormagneten hinsichtlich der geschätzten D-Achse der Maschine. Zustandsblock **88** bestimmt unter Verwendung des Vorzeichens des Signals I_d die Polarität der geschätzten Position. Diese Bedingung kann nur einmal während der Startsequenz bewertet werden. Wenn das Vorzeichen von I_d negativ ist, werden 180 Grad zur geschätzten Rotorposition hinzuaddiert.

[0024] **Fig. 4** ist ein detailliertes Blockdiagramm der Implementierung des Schätzverfahrens für hohe Drehzahlen von Block **44**, wie es in **Fig. 1** zu sehen ist. Block **89** ist eine Schätzeinrichtung für die Spannungen der Gegen-EMK E_{dq} der D- und Q-Achsen, die gemessene synchrone Systemströme I_{dqse} und steuersignalbezogene synchrone Systemspannungen V_{dqse} verwenden. Steuersignalbezogene Spannungen V_{dqse} werden mit Block **90** multipliziert, welcher in der folgenden Gleichung 5 die Matrix „B“ repräsentiert. Blöcke **94**, **98** und **108** repräsentieren die Matrix „A“ in Gleichung 5. Der Ausgang von Summierknotenpunkt **92** wird von Block **96** integriert, was zu einem geschätzten synchronen Referenzsystemstrom I_{dqse_hat} führt. Der Ausgang von Integrationsblock **96** wird an Block **94**, Knotenpunkt **100** und Block **102** bereitgestellt. Multiplizierknotenpunkt **100** multipliziert den Ausgang von Block **96** mit der geschätzten Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_r und stellt seinen Ausgang an Block **98** bereit. Summierknotenpunkt **102** vergleicht die gemessenen und geschätzten Ströme, um ein Fehlersignal zu erzeugen, welches dann wieder an Block **104** bereitgestellt wird. Block **104** ist eine Verstärkungsmatrix, die Matrix „G“ in Gleichung 5 repräsentiert. Block **106** integriert den Ausgang von **104**, um die geschätzten Spannungen der Gegen-EMK der D- und Q-Achsen zu erzeugen. Summierknotenpunkt **92** addiert die Ausgänge der Blöcke **90**, **94**, **98**, **104** und **108**, um die Zustandsmatrix „x“ in Gleichung 5 zu vervollständigen.

[0025] Ein Gesamtzustandsbeobachter mit geschlossenem Regelkreis von Block **89** kann durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + G(y - C\hat{x}) \quad (5)$$

$$\text{wobei } \hat{x} = [\hat{i}_{dse} \ \hat{i}_{qse} \ \hat{E}_d \ \hat{E}_q]^T, y = [i_{dse} \ i_{qse}]$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{1}{L_d} & 0 \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{r_s}{L_q} & 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix}$$

[0026] Die geschätzte Gegen-EMK E_{dq} wird verwendet, um die Drehzahl und elektrische Rotorposition unter Verwendung der Blöcke **110–118** zu erzeugen. Block **110** wird verwendet, um die ordnungsgemäße Skalierung und Polarität des Fehlersignals für den PI-Block **112** zu erzeugen. Wenn die Schätzung richtig ist, ist E_d gleich null. Wenn jedoch E_d ungleich null ist, kann sie als das Fehlersignal für den PI-Block **112** verwendet werden, was zu einer geschätzten Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_r führt.

[0027] Integrationsblock **114** erzeugt basierend auf der geschätzten Rotorwinkelgeschwindigkeit ω_r die geschätzte Rotorposition θ_r . Die Korrektursteuereinrichtung **118** für die elektrische Rotorposition wird verwendet, um jegliche Fehler in der Schätzung aufgrund der Nichtlinearität des Systems durch Summierknotenpunkt **116** zu kompensieren.

[0028] **Fig. 5** stellt ein Zustands-Flussdiagramm für den Übergangsverfahrensblock **46** der vorliegenden Erfindung dar, der einen reibungslosen Übergang zwischen den Schätzverfahren für Rotorwinkelposition und -drehzahl bei niedrigen und hohen Drehzahlen gewährleistet. Der in **Fig. 5** beschriebene Übergangsalgorithmus stellt eine Steuerung auf hoher Ebene bereit, um den Betrieb der sensorlosen Steuerungsverfahren für niedrige und hohe Drehzahlen zu überwachen. Beim Einschalten der Steuereinrichtung beginnt der Algorithmus mit dem Startmodul **120**, welches allgemeine Initialisierungsfunktionen ausführt. Im Fall einer Dauermagnet-Maschine wird Block **122** verwendet, um die Anfangspolarität des Rotormagneten zu bestimmen (d. h. Nord-/Südorientierung). Wenn die Anfangs-Rotorpolaritätsdetektion abgeschlossen ist, tritt der Algorithmus in einen Niedrigdrehzahlmodus **124** ein und bleibt dort, bis die Bedingungen, die in Bedingungsblock **126** beschrieben sind, erfüllt worden sind. Wenn der Bedingungsblock **126** wahr (true) ist, wird die Steuerung an den Hochdrehzahlmodus **132** weitergegeben. Die Steuerung bleibt im Hochdrehzahlmodus, bis die Bedingungen, die in Bedingungsblock **130** beschrieben sind, erfüllt worden sind. Wenn der Bedingungsblock **130** wahr ist, wird die Steuerung an den Niedrigdrehzahlmodus **124** zurückgegeben. Die Schwellendrehzahlen ω_{LH} und ω_{HL} werden mit ausreichendem Abstand ausgewählt, um mehrfache Rückwärts- und Vorwärtsübergänge zwischen den Modi zu verhindern. Die Größe der Einspeisungsspannung bei Block **128** ist als eine Funktion der Rotordrehzahl programmiert. Bei niedriger Drehzahl wird die Einspeisungsspannung konstant gehalten. Wenn die Drehzahl eine vorher festgelegte Schwelle überschreitet, wird die Einspeisungsspannung bezüglich der Drehzahl linear reduziert. Die Einspeisungsspannung wird während des Hochdrehzahlmodus an Null angeklemt.

[0029] Ein Steuerungssystem für einen Elektromotor mit einem Wechselrichter zur Lieferung von Strom an einen Elektromotor, einer Steuereinrichtung für die Steuerung des Wechselrichters, einem ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock in der Steuereinrichtung, welcher ein hochfrequentes Signal in den Elektromotor einspeist, um die Drehzahl und Position des Elektromotors zu bestimmen, einem zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock in der Steuereinrichtung, welcher die gegenelektromotorische Kraft erfasst, um die Drehzahl und Position des Elektromotors zu bestimmen, und einem Übergangssteuerungsblock in der Steuereinrichtung, um den Betrieb zwischen dem ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock und dem zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock zu variieren.

Patentansprüche

1. Steuerungssystem (**10**) für einen Elektromotor (**12**), umfassend:
einen Wechselrichter (**34**) zur Lieferung von Strom an den Elektromotor (**10**);
eine Steuereinrichtung zur Steuerung des Wechselrichters (**34**);

einen ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock (42) in der Steuereinrichtung, der ein hochfrequentes Signal in den Elektromotor (12) einspeist, um die Drehzahl und Position des Elektromotors (12) zu bestimmen;
einen zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock (44) in der Steuereinrichtung, der die gegenelektromotorische Kraft erfasst, um die Drehzahl und Position des Elektromotors (12) zu bestimmen;
und

einen Übergangssteuerungsblock (46) in der Steuereinrichtung, um den ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock (42) bei relativ niedrigen Drehzahlen und den zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock (44) bei relativ hohen Drehzahlen zu betreiben;

dadurch gekennzeichnet, dass

die Größe der Einspeisespannung des hochfrequenten Signals eine Funktion der Motordrehzahl ist, wobei die Größe der Einspeisespannung des hochfrequenten Signals für Motordrehzahlen unterhalb eines festgelegten Schwellwerts konstant ist und für Motordrehzahlen oberhalb des Schwellwerts linear mit der Motordrehzahl abnimmt.

2. Steuerungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Elektromotor (12) ein Asynchronmotor ist.

3. Steuerungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Elektromotor (12) ein Motor mit innenseitigem Dauermagnet ist.

4. Steuerungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Elektromotor (12) ein Synchron-Reluktanzmotor ist.

5. Steuerungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Elektromotor (12) ein Dreiphasenmotor ist.

6. Steuerungssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das eingespeiste hochfrequente Signal im Bereich von im Wesentlichen 300 bis 1000 Hz liegt.

7. Steuerungssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Übergangsblock (46) den ersten Motordrehzahl-Steuerungsblock (42) unterhalb von zehn Prozent der Maschinennennendrehzahl betreibt.

8. Steuerungssystem nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Übergangsblock (46) den zweiten Motordrehzahl-Steuerungsblock (44) oberhalb von fünf Prozent der Maschinennennendrehzahl betreibt.

9. Verfahren zur Steuerung eines Elektromotors, umfassend:

Einspeisen eines hochfrequenten Signals in den Motor (12) bei einer ersten Drehzahl;

Verarbeiten der durch das eingespeiste hochfrequente Signal erzeugten Rückkopplung, um die Position eines Rotors in dem Elektromotor (12) bei der ersten Drehzahl zu bestimmen;

Bestimmen der Position und Drehzahl des Rotors in dem Elektromotor (12), basierend auf der gegenelektromotorischen Kraft bei einer zweiten Drehzahl;

Übergehen zwischen der Verarbeitung der durch das eingespeiste hochfrequente Signal erzeugten Rückkopplung, um die Position und Drehzahl des Rotors bei einer ersten, relativ niedrigen Drehzahl zu bestimmen, und Bestimmen der Position und Drehzahl des Rotors, basierend auf der gegenelektromotorischen Kraft bei einer zweiten, relativ hohen Drehzahl;

dadurch gekennzeichnet, dass

die Größe der Einspeisespannung des hochfrequenten Signals als Funktion der Motordrehzahl bestimmt wird, wobei die Größe der Einspeisespannung des hochfrequenten Signals für des Motordrehzahlen unterhalb eines festgelegten Schwellwerts konstant ist und für Motordrehzahlen oberhalb des Schwellwerts linear mit der Motordrehzahl abnimmt.

10. Verfahren nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch den Schritt: Bestimmen der Rotorposition des Elektromotors (12) in einem statischen Zustand.

11. Antriebsstrang für ein Fahrzeug, umfassend:

einen Elektromotor (12), der funktionell mit wenigstens einem Rad in dem Fahrzeug gekoppelt ist;

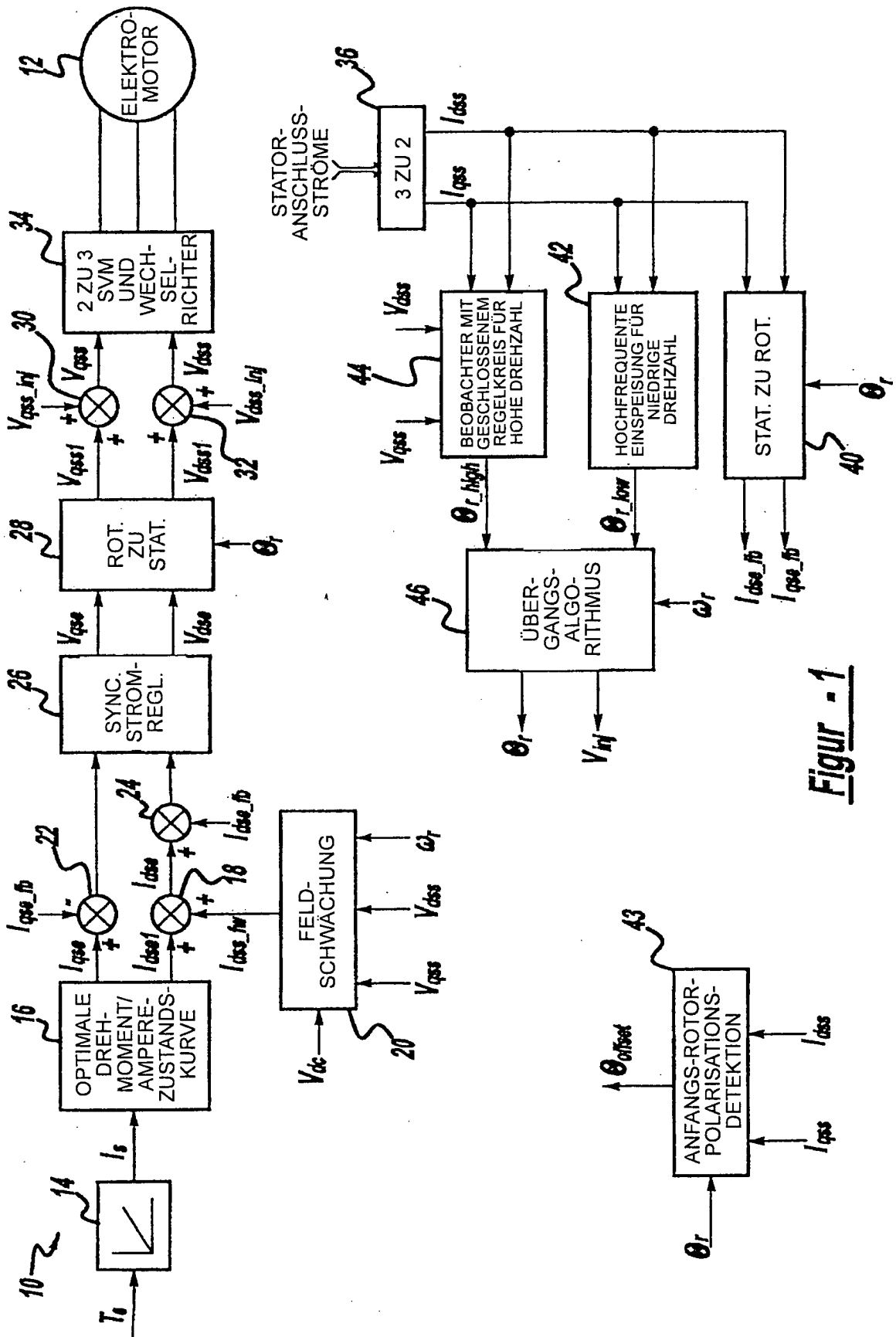
ein Steuerungssystem (10) nach einem der Ansprüche 1 bis 8, wobei der Wechselrichter (34) mit dem Elektromotor (12) elektrisch gekoppelt ist; und

eine DC-Spannungsquelle, die mit dem Wechselrichter (34) elektrisch gekoppelt ist.

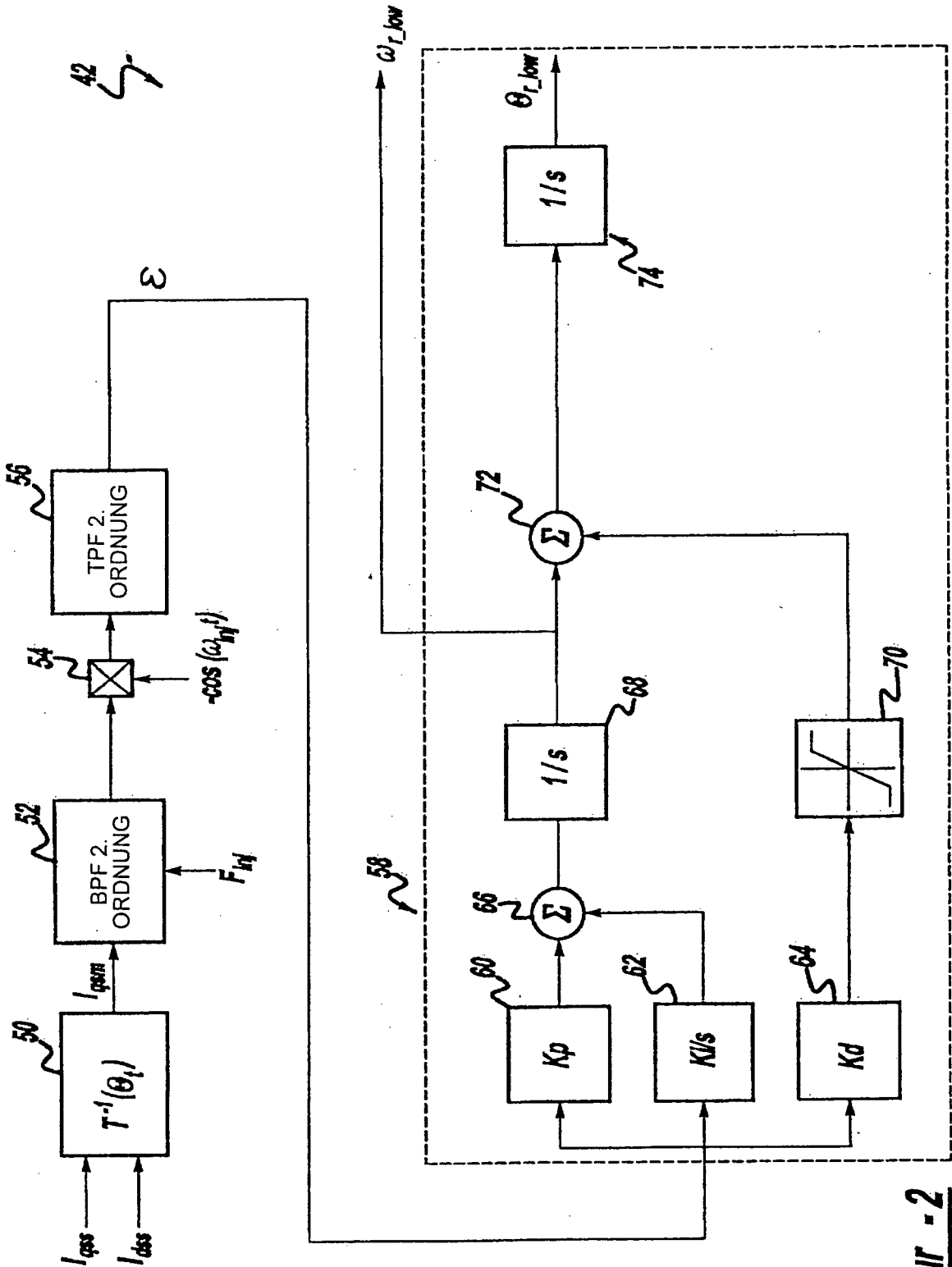
12. Antriebsstrang nach Anspruch 11, gekennzeichnet durch ein Rotorwinkelpositionsschätzmodul (28) in der Steuereinrichtung, um die Polarität des Rotors mit innseitigem Dauermagnet des Elektromotors (12) in einem statischen Zustand zu bestimmen.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

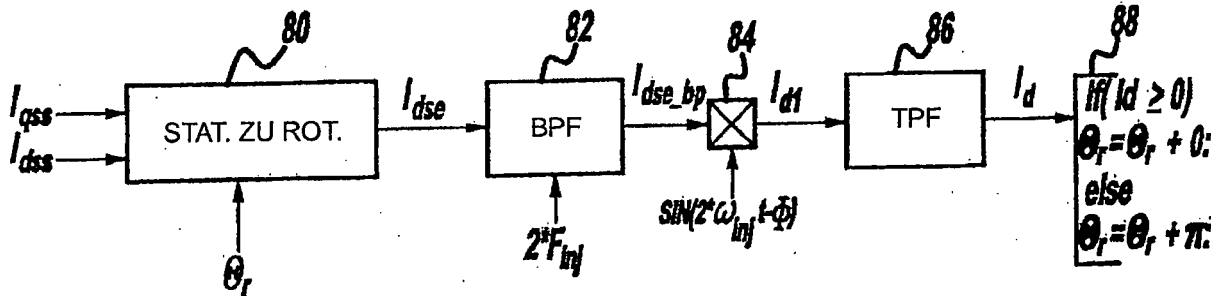
Anhängende Zeichnungen



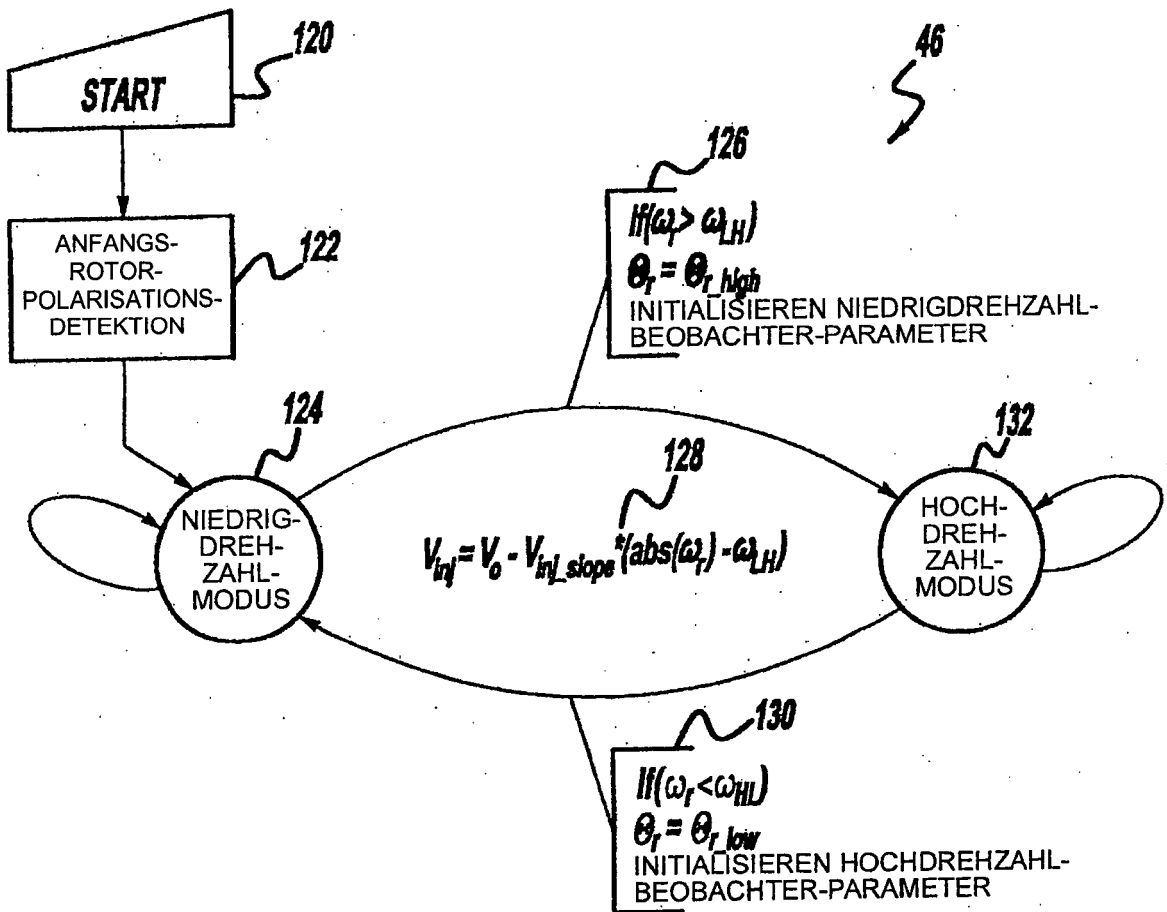
Figur - 1



Figur - 2



Figur - 3



Figur - 5

