

(11) 特許出願公開番号

特開2020-5404

(P2020-5404A)

(43) 公開日 令和2年1月9日(2020.1.9)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02P 21/16 (2016.01)	H02P 21/16	5H505
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48	5H770
H02P 21/22 (2016.01)	H02P 21/22	

審査請求 未請求 請求項の数 13 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2018-122783 (P2018-122783)
(22) 出願日 平成30年6月28日 (2018. 6. 28)

(71) 出願人	502129933 株式会社日立産機システム 東京都千代田区神田練堀町 3 番地
(74) 代理人	110001689 青稜特許業務法人
(72) 発明者	戸張 和明 東京都千代田区丸の内一丁目 6 番 6 号 株 式会社日立製作所内
(72) 発明者	岩路 善尚 東京都千代田区丸の内一丁目 6 番 6 号 株 式会社日立製作所内
(72) 発明者	ハディナタ アグネス 東京都千代田区丸の内一丁目 6 番 6 号 株 式会社日立製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

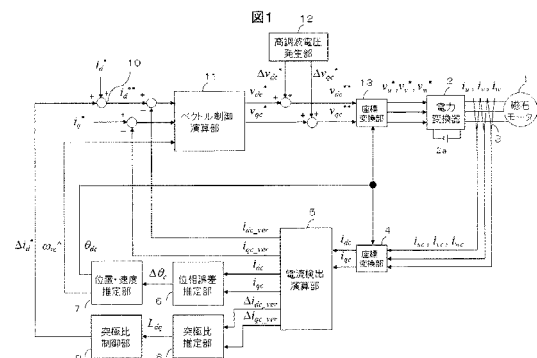
【課題】

高トルクであっても安定した位置センサレス制御ができる電力変換装置を提供することにある。

【解決手段】

電力変換装置は、位置センサレスベクトル制御により、負荷装置を制御し、負荷装置の電流を検出する電流検出部と、検出した電流に基づいて、制御軸であるdc軸及びqc軸の高調波電流成分を演算する電流検出演算部と、dc軸及びqc軸の高調波電流成分に基づいて、突極比推定値を出力する突極比推定部と、突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、回転子座標系のd軸の電流指令値を増減する電流成分を出力する突極比制御部とを有する。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

位置センサレス制御により、負荷装置を制御する電力変換装置であって、
前記負荷装置の電流を検出する電流検出部と、
検出した電流に基づいて、制御軸であるdc軸及びqc軸の高調波電流成分を演算する電流検出演算部と、
前記dc軸及び前記qc軸の前記高調波電流成分に基づいて、突極比推定値を出力する突極比推定部と、
前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、回転子座標系のd軸の電流指令値を増減する電流成分を出力する突極比制御部とを有することを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、
前記電流検出演算部は、前記dc軸および前記qc軸の電流に基づいて、前記dc軸および前記qc軸の高調波電流の振幅値を出力し、
前記突極比推定部は、前記dc軸および前記qc軸の前記高調波電流の振幅値に基づいて、前記突極比推定値を出力し、
前記突極比制御部は、前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、P I 制御をする P I 制御部を有することを特徴とする電力変換装置。

20

【請求項 3】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、
前記電流検出演算部は、
前記dc軸の電流成分および前記qc軸の電流成分に基づいて、前記dc軸および前記qc軸の高調波電流の振幅値を算出し、
前記突極比推定部は、
前記dc軸および前記qc軸の前記高調波電流の振幅値に基づいて、前記d軸のインダクタンス推定値とq軸のインダクタンス推定値を算出し、
前記d軸のインダクタンス推定値と前記q軸のインダクタンス推定値に基づいて、前記突極比推定値を出力することを特徴とする電力変換装置。

30

【請求項 4】

位置センサレス制御により、負荷装置を制御する電力変換装置であって、
回転子座標系のd軸の電流指令に対応した前記d軸のインダクタンス推定値を保持したd軸インダクタンス参照テーブルと、回転子座標系のq軸の前記電流指令に対応した前記q軸のインダクタンス推定値を保持したq軸インダクタンス参照テーブルとを有し、前記d軸の前記電流指令と前記q軸の前記電流指令に基づいて、前記d軸インダクタンス参照テーブルと前記q軸インダクタンス参照テーブルを参照し、前記d軸のインダクタンス推定値と前記q軸のインダクタンス推定値を算出し、前記d軸のインダクタンス推定値と前記q軸のインダクタンス推定値に基づいて、突極比推定値を出力する突極比推定部と、

前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、d軸電流指令値を増減する電流成分を出力する突極比制御部とを有することを特徴とする電力変換装置。

40

【請求項 5】

位置センサレス制御により、負荷装置を制御する電力変換装置であって、
回転子座標系のd軸の電流指令とq軸の前記電流指令に対応した突極比推定値を保持した突極比参照テーブルを有し、前記d軸の前記電流指令と前記q軸の前記電流指令に基づいて、前記突極比参照テーブルを参照し、前記突極比推定値を出力する突極比推定部と、
前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、d軸電流指令値を増減する電流成分を出力する突極比制御部とを有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、
前記突極比制御部は、

50

前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、P I 制御をする P I 制御部と、

前記d軸の前記電流指令値の制限値を保持し、前記制限値に基づいて、前記d軸の前記電流指令値を制限するd軸電流制限部とを有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記定めておいた突極比を入力する外部装置を有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 8】

位置センサレス制御により、負荷装置を制御する電力変換装置であって、

前記負荷装置の電流を検出する電流検出部と、

検出した電流に基づいて、制御軸であるdc軸及びqc軸の高調波電流成分を演算する電流検出演算部と、

前記dc軸及び前記qc軸の前記高調波電流成分に基づいて、突極比推定値を出力する突極比推定部と、

前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、位相誤差の指令値を出力する突極比制御部とを有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 9】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記電流検出部は、三相電流を検出し、

座標変換部が、前記三相電流を前記dc軸及び前記qc軸の電流検出値に座標変換し、

前記電流検出演算部は、

前記dc軸及び前記qc軸の電流検出値に基づいて、

前記dc軸及び前記qc軸の高調波電流の振幅値と平均値を出力することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 10】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記負荷装置は、磁石モータであり、

前記磁石モータの回転子の表面に永久磁石を配置した表面磁石型、および前記磁石モータの前記回転子の内部に永久磁石を配置した埋め込み磁石型から選択した前記磁石モータであることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 11】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記負荷装置と接続する電力変換器と、

前記dc軸および前記qc軸の高調波電圧を出力する高調波電圧発生部とを有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 12】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記d軸の電流指令値を増減する電流成分を加算した第 2 のd軸電流指令値と、前記dc軸の高調波電流の平均値との偏差と、

q軸の電流指令値と、前記qc軸の高調波電流の平均値の偏差と、

速度推定値に基づいて、前記dc軸および前記qc軸の電圧指令を出力するベクトル制御演算部を有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 13】

請求項 12 に記載の電力変換装置において、

スイッチング素子を有する電力変換器と、高周波電圧を発生する高周波電圧発生部とを有し、

前記高周波電圧と前記ベクトル制御演算部の出力とに基づいて、前記電力変換器は、制御されることを特徴とする電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

20

30

40

50

【0001】

本発明は、電力変換装置に関し、特に、位置センサレス制御の電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

磁石モータとしては、磁石モータの回転子の表面に永久磁石を配置するSPM（Surface Permanent Magnet：表面磁石形）型と、回転子の内部に永久磁石を配置するIPM（Interior Permanent Magnet：埋め込み磁石形）型のモータが知られている。

【0003】

一般に、SPMモータの磁気抵抗は、回転子の位置と無関係となるため、d軸インダクタンス L_d とq軸インダクタンス L_q の比率（ L_q / L_d を以下、突極比と呼ぶ）は、ほぼ1となる。一方、IPMモータでは、磁気抵抗の大きい永久磁石が存在するため、d軸方向の電流磁束は通りにくく、q軸方向の電流磁束は磁気抵抗の小さい回転子の鉄心内部を通るため、突極比は1以上となる。

10

【0004】

このため、これまで高調波重畳方式の位置センサレス制御は、専用設計されたIPMモータのみに適用されてきた。

【0005】

特許文献1は、IPMモータを前提としており、三相高調波電流振幅の交流振幅を演算により求め、高周波電流振幅の最大値と最小値の比を突極比として推定している。また、突極比の推定値があらかじめ定められた値を下回らないように、速度制御系の出力である電流指令のリミット値を決定する技術を開示している。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】WO2015/190150公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

特許文献1では、電流指令値のリミット値を決定しているため、回転子に与える電流を下げることで磁石モータの突極比が1に近づくことによる脱調を防止するためのものである。

30

【0008】

しかしながら、従来の技術では、id電流とiq電流からなる電流全体を下げることで、突極比の推定値があらかじめ定められた値を下回らないようにしているので、高トルクであっても安定駆動できる位置センサレス制御をすることは、困難である。また、SPMモータにおいても、高トルクであっても安定した位置センサレス制御を安定駆動させることは難しい。

【0009】

本発明の目的は、高トルクであっても安定した位置センサレス制御ができる電力変換装置を提供することにある。

40

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明の好ましい一例は、位置センサレス制御により、負荷装置を制御する電力変換装置であって、前記負荷装置の電流を検出する電流検出部と、検出した電流に基づいて、制御軸であるdc軸及びqc軸の高調波電流成分を演算する電流検出演算部と、前記dc軸及び前記qc軸の前記高調波電流成分に基づいて、突極比推定値を出力する突極比推定部と、前記突極比推定値と、定めておいた突極比との偏差に基づいて、回転子座標系のd軸の電流指令値を増減する電流成分を出力する突極比制御部とを有する電力変換装置である。

【発明の効果】

【0011】

50

本発明によれば、高トルクであっても安定した位置センサレス制御ができる電力変換装置を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】実施例1における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図。

【図2】比較例におけるトルクと位相誤差の特性を示す図。

【図3】実施例1における電流検出演算部の構成を示す図。

【図4】実施例1における突極比推定部の構成を示す図。

【図5】実施例1における突極比制御部の構成を示す図。

【図6】実施例1におけるトルクと位相誤差の特性を示す図。

10

【図7】実施例1を採用した場合の検証方法を説明する図。

【図8】実施例2における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図。

【図9】実施例2における突極比推定部の構成図。

【図10】実施例3における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図。

【図11】実施例3における突極比推定部82の構成図。

【図12】実施例4における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図。

【図13】実施例4における突極比制御部91の構成図。

【図14】実施例5における電力変換装置と磁石モータなどを含むシステム構成図。

【図15】実施例5における突極比制御部92の構成を示す図である。

【図16】実施例6における電力変換器と磁石モータを含むシステム構成を示す図である

20

。【発明を実施するための形態】

【0013】

以下に、図面を用いて、実施例を詳細に説明する。

【実施例1】

【0014】

図1は、実施例1における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図である。磁石モータ1は、永久磁石の磁束によるトルク成分と電機子巻線のインダクタンスによるトルク成分を合成したモータトルクを出力する。

【0015】

30

電力変換器2は、スイッチング素子としての半導体素子を備える。電力変換器2は、3相交流の電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を入力し、電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に比例したゲート信号（オン、オフ）電圧を作成する。スイッチング素子の一例であるIGBTを使う場合には、ゲート信号に基づいて、IGBTがスイッチング動作をする。また、電力変換器2は、直流電圧源2aの出力である直流電圧 E_{dc} と、3相交流の電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に比例した電圧を出力し、磁石モータ1の出力電圧と回転数は可変にすることができる。

【0016】

電流検出器3は、磁石モータ1の3相の交流電流 i_u 、 i_v 、 i_w を検出する。ここで磁石モータ1の3相の内の2相、例えば、u相とw相の相電流を検出し、交流条件（ $i_u + i_v + i_w = 0$ ）から、v相の相電流を $i_v = -(i_u + i_w)$ として求めてもよい。本実施例では、電流検出器3は、電力変換装置内に設けた例を示したが、電力変換装置の外部に設けてもよい。

40

【0017】

次に、電力変換器を制御する制御部の各構成要素について、説明する。座標変換部4は、位置推定値 θ_{dc} を基準にして、前記3相の交流電流 i_u 、 i_v 、 i_w の検出値 i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} からdc軸およびqc軸の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} を出力する。

【0018】

ここで、回転子座標系と制御軸などについて、説明をしておく。d軸とq軸により定義されるdq軸座標系は、回転子の磁極位置を表すための回転子座標系であり、負荷装置のひとつである磁石モータ1の回転子と同期して回転する。磁石モータ1が永久磁石同期電

50

動機の場合、d 軸は一般的に回転子に取り付けられた永久磁石の位相を基準にとられる。d 軸は、磁極軸とも呼ばれ、q 軸はトルク軸とも呼ばれる。d c 軸と q c 軸は、磁極位置の推定位相、すなわち、電流検出演算部 5 などの制御部が行う制御において想定している、d 軸と q 軸の方向をそれぞれ表している。d c 軸は制御軸とも呼ばれ、d c 軸に直交する軸を q c 軸とした d c - q c 軸座標系が定義される。

【0019】

電流検出演算部 5 は、前記 d c 軸および q c 軸の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} から d c 軸および q c 軸の高調波電流の振幅値 Δi_{dc_ver} 、 Δi_{qc_ver} と平均値 i_{dc_ver} 、 i_{qc_ver} を出力する。

【0020】

位相誤差推定部 6 は、d c 軸および q c 軸の電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} より位相誤差の推定値 $\Delta \theta_c$ を出力する。

【0021】

位相・速度推定部 7 は、前記位相誤差の推定値 $\Delta \theta_c$ より速度推定値 $\omega_{rc}^{\wedge}$ および位置推定値 θ_{dc} を出力する。

【0022】

突極比推定部 8 は、d c 軸および q c 軸の高調波電流の振幅値 Δi_{dc_ver} 、 Δi_{qc_ver} より突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を出力する。

【0023】

突極比制御部 9 は、突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ より d 軸の直流電流成分の補正值 Δi_d^* を出力する。

【0024】

加算部 10 は、d 軸の電流指令 i_d^* と d 軸の直流電流成分の補正值 Δi_d^* を加算して、第 2 の d 軸の電流指令 i_{dd}^{**} を出力する。

【0025】

ベクトル制御演算部 11 は、第 2 の d 軸の電流指令 i_{dd}^{**} と平均値 i_{dc_ver} との偏差および、q 軸の電流指令 i_q^* と平均値 i_{qc_ver} との偏差、磁石モータ 1 の電気定数、速度推定値 $\omega_{rc}^{\wedge}$ に基づいて、d c 軸および q c 軸の電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を出力する。

【0026】

高調波電圧発生部 12 は、高調波電圧の波高値および周波数を設定し、d c 軸の高調波電圧 Δv_{dc}^* 、および q c 軸の高調波電圧 Δv_{qc}^* を出力する。

【0027】

座標変換部 13 は、位置推定値 θ_{dc} を基準にして、電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* と高調波電圧 Δv_{dc}^* 、 Δv_{qc}^* の加算値である v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} から、3 相交流の電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を、電力変換器に対して出力する。

【0028】

最初に、高調波重畳方式の基本動作について説明する。まず、ベクトル制御による電圧制御と位相制御の基本動作について説明する。

【0029】

電圧制御の基本動作は、ベクトル制御演算部 11 は、第 2 の d 軸の電流指令 i_{dd}^{**} と平均値 i_{dc_ver} との偏差および、q 軸の電流指令 i_q^* と平均値 i_{qc_ver} との偏差に基づいて、d 軸電流制御の P I 制御出力 Δv_{dc_pi} 、d 軸電流制御の I 制御出力 Δv_{dc_i} 、q 軸電流制御の P I 制御出力 Δv_{qc_pi} 、q 軸電流制御の I 制御出力 Δv_{qc_i} を演算する。

【0030】

また、ベクトル制御演算部 11 は、d c 軸および q c 軸の電流制御の出力である d 軸電流制御の P I 制御出力 Δv_{dc_pi} 、d 軸電流制御の I 制御出力 Δv_{dc_i} 、q 軸電流制御の P I 制御出力 Δv_{qc_pi} 、q 軸電流制御の I 制御出力 Δv_{qc_i} と、速度推定値 $\omega_{rc}^{\wedge}$ 、および磁石モータ 1 の電気定数 (R 、 L_d 、 L_q 、 K_e) を用いて式 (1) に従い電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を演算する。

【0031】

10

20

30

40

50

【数 1】

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^* &= -\omega_{rc}^* \cdot \frac{L_q^*}{R^*} \cdot \Delta v_{qc_l} + \Delta v_{dc_pi} \\ v_{qc}^* &= \omega_{rc}^* \cdot \frac{L_d^*}{R^*} \cdot \Delta v_{dc_l} + \omega_{rc}^* \cdot K_e^* + \Delta v_{qc_pi} \end{aligned} \right\} \text{----- 式(1)}$$

【0032】

ここで、式（１）の各記号の定義は、次の通りである。

R ：磁石モータの全体の抵抗値

L_d ：d 軸インダクタンス値、 L_q ：q 軸インダクタンス値

K_e ：誘起電圧係数 $*$ ：設定値を示す

Δv_{dc_pi} ：d 軸電流制御の P I 制御出力、 Δv_{dc_i} ：d 軸電流制御の I 制御出力、 Δv_{qc_pi} ：q 軸電流制御の P I 制御出力、 Δv_{qc_i} ：q 軸電流制御の I 制御出力。

【0033】

高調波電圧発生部 12 は、振幅値 v_h と周波数 f_h の矩形波あるいは正弦波の高調波電圧 Δv_{dc}^* 、 Δv_{qc}^* を出力し、式（２）に示すように電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* と加算して、 v_{dc}^{**} 、 v_{qc}^{**} を演算し、電力変換器 2 を制御する 3 相の電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を制御する。

【0034】

【数 2】

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^{**} &= v_{dc}^* + \Delta v_{dc}^* \\ v_{qc}^{**} &= v_{qc}^* + \Delta v_{qc}^* \end{aligned} \right\} \text{----- 式(2)}$$

【0035】

一方、位相制御の基本動作については、位相誤差演算部 6 は磁極位置を推定できるのであれば、どのような方法を用いても構わない。例えば、参考文献として、電気学会論文誌 D（産業応用部門誌）、123 巻（2003）2 号 140-148 の「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」がある。

【0036】

高調波信号発生部 12 では、振幅値 V_h と周波数 f_h の矩形波あるいは正弦波の高調波電圧 Δv_{dc}^* 、 Δv_{qc}^* を dc、qc 軸に重畳し、位相誤差推定部 6 において式（３）に従い位相誤差の推定値 $\Delta \theta_c$ を演算する。

【0037】

【数 3】

$$\Delta \theta_c = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2 \{ (L_d + L_q) V_{vdc}^* V_{vqc}^* - L_d \cdot L_q (V_{vqc}^* V_{idc} + V_{vdc}^* V_{iqc}) \}}{2 \cdot L_d \cdot L_q (V_{vdc}^* V_{idc} - V_{vqc}^* V_{iqc}) - (L_d + L_q) (V_{vdc}^{*2} - V_{vqc}^{*2})} \right] \text{----- 式(3)}$$

【0038】

ここで、式（３）の各記号の定義は、次の通りである。

L_d ：d 軸インダクタンス値、 L_q ：q 軸インダクタンス値、

V_{vdc}^* ：dc 軸に重畳した高調波電圧指令、 V_{vqc}^* ：qc 軸に重畳した高調波電圧指令、 V_{idc} ：dc 軸の高調波電流、 V_{iqc} ：qc 軸の高調波電流。

【0039】

また、位置・速度推定部 7 では、位相誤差の推定値 $\Delta \theta_c$ を「零」とするように、式（４）に示す演算により、速度推定値 ω_{rc} と位置推定値 θ_{dc} を制御する。

【0040】

10

20

30

40

【数 4】

$$\left. \begin{aligned} \omega_{rc} &= 0 - \Delta\theta_c \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \\ \theta_{dc} &= \frac{1}{s} \cdot \omega_{rc} \end{aligned} \right\} \text{***** 式(4)}$$

【0041】

ここで、式（４）の各記号の定義は、次の通りである。

K_p ：比例ゲイン、 K_i ：積分ゲイン、 s ：ラプラス演算子。

【0042】

10

次に磁石モータ１の突極比が１近傍であり、突極比推定部８、突極比制御部９を用いない制御特性について述べる。図２は、磁石モータ１を負荷運転したときの比較例としてのトルクと位相誤差の特性を示す図である。

【0043】

図２の上側は、トルクと時間との関係を示し、下側は、位相誤差と時間との関係を示す図である。時刻（Ａ）点からランプ状に負荷トルク T_L を与えているが、図２の下側に示す位相誤差 $\Delta\theta$ が、無負荷の状態から -50deg しており位相誤差が発生し不安定であることがわかる。

【0044】

このとき電力変換器２の半導体スイッチング素子の電流耐量（最大電流）などから決定される過電流レベルに到達することがあり、磁石モータ１を駆動することは不可能になってしまう。このように、磁石モータ１の突極比が１近傍の場合、電力変換装置が過電流に陥りやすく運転不能となる問題があった。

20

【0045】

そこで、本実施例の特徴である電流検出演算部５、突極比推定部８、突極比制御部９を用いれば、この問題を改善することができる。

【0046】

以下、これらを用いた場合の制御特性について述べる。図３は、電流検出演算部５の構成を示す図である。

【0047】

30

５a、５bはＬ．Ｐ．Ｆ（Low Pass Filter）であり電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} に含まる高調波電流を除去して電流検出値の平均値 i_{dc_ver} 、 i_{qc_ver} を出力する。また電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} と電流検出値の平均値 i_{dc_ver} 、 i_{qc_ver} を用いて、式（５）に従い高周波電流 Δi_{dc} 、 Δi_{qc} を演算する。

【0048】

【数 5】

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{dc} &= i_{dc} - i_{dc_ver} \\ \Delta i_{qc} &= i_{qc} - i_{qc_ver} \end{aligned} \right\} \text{***** 式(5)}$$

40

【0049】

５cは、FFT（Fast Fourier Transform）演算部であり電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} に含まる高調波電流 Δi_{dc} 、 Δi_{qc} の振幅値である Δi_{dc_ver} 、 Δi_{qc_ver} を出力する。

【0050】

図４は、突極比推定部８の構成を示す図である。８aは除算部であり、高調波電流の振幅値である Δi_{qc_ver} と Δi_{dc_ver} の比率を出力する。８bはＬ．Ｐ．Ｆ（Low Pass Filter）であり、除算部８aの出力における高調波成分を除去して突極比の推定値 L_{dq} を出力する。

【0051】

図５は、突極比制御部９の構成を示す図である。９aは、定めておいた突極比 L_{dq_lmt}

50

である。9 b は、P I（比例＋積分）制御部であり、所定の突極比 L_{dq_lmt} と突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ の偏差（ $L_{dq}^{\wedge} - L_{dq_lmt}$ ）が入力され、偏差が零となるように d 軸の直流電流成分の補正值 Δi_{d*} を演算し出力する。d 軸電流指令 i_{d*} を増減させることで、d 軸インダクタンスを間接的に制御し、突極比を 1、0 より大きくすることができる。

【0052】

図 6 は、実施例 1 におけるトルクと位相誤差の特性を示す図である。図 2 に用いた条件で、 $L_{dq_lmt} = 1, 5$ に設定している。図 2 と図 6 に開示したトルクと位相誤差の特性を比較すれば効果は明らかであるが、磁石モータ 1 の突極比を制御することで 200 % の高トルクでも安定な位置センサレス制御を実現できている。

【0053】

ここで、図 7 は、実施例 1 を採用した場合の検証方法を説明する図である。磁石モータ 1 を駆動する電力変換装置 22 に電流検出器 20 を取り付け、磁石モータ 1 のシャフトにエンコーダ 21 を取り付ける。

【0054】

高調波電流および突極比の計算部 23 には、電流検出器 20 の出力である三相交流の電流検出値（ i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} ）とエンコーダ 21 の出力である位置 θ が入力され、電流検出演算部 5 および突極比推定演算 8 と同様な演算を行うことで、高調波電流 Δi_{dc} 、 Δi_{qc} あるいは高調波電流の振幅値 Δi_{dc_ver} 、 Δi_{qc_ver} と、突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を出力する。

【0055】

各部波形の観測部 24 では、 Δi_{dc} 、 Δi_{qc} あるいは Δi_{dc_ver} 、 Δi_{qc_ver} と $L_{dq}^{\wedge}$ の関係を観測し、 $L_{dq}^{\wedge}$ が一定であれば、本発明を採用していることが明白である。またエンコーダ 21 を取り付けられない場合は、三相交流の電流検出値（ i_{uc} 、 i_{vc} 、 i_{wc} ）の零近傍における電流リップルを Δi_{dc} 、その振幅値を Δi_{dc_ver} 、電流検出値が最大近傍における電流リップルを Δi_{qc} 、その振幅値を Δi_{qc_ver} として突極比を推定してもよい。

【0056】

実施例 1 によれば、d 軸の電流指令値を、q 軸の電流指令値とは、別に、独立して調整し、磁石モータ 1 の突極比を大きく出来る。そのために、センサレス制御が安定し、大きなトルクを出力できる。つまり、実施例 1 では、高トルクでも安定な位置センサレス制御を実現できる。さらに、IPM モータだけではなく、突極比がほぼ 1 になる、表面磁石型の突極比が小さな磁石モータでも、運転範囲を拡大して安定駆動することができる。

【実施例 2】

【0057】

図 8 は、実施例 2 における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図である。実施例 1 では、突極比の推定値を高調波電流の振幅値より演算する実施例であったが、実施例 2 では、高調波電流の振幅値よりインダクタンス $L_d^{\wedge}$ 、 $L_q^{\wedge}$ を算出し、それらの比率より突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を演算する。

図 8 の突極比推定部 81 以外は、図 1 と同様なので、説明は省略する。

【0058】

図 9 は、実施例 2 における突極比推定部 81 の構成を示す。

突極比推定部 81 は、高調波電圧の振幅値 V_h^* である定数 81 a、高調波の周波数 f_{cc} である定数 81 b、除算部 81 c、除算部 81 e、 $L \cdot P \cdot F$ 81 f より構成され、式（6）より d 軸および q 軸のインダクタンス $L_d^{\wedge}$ 、 $L_q^{\wedge}$ の推定値を演算する。

【0059】

【数 6】

$$\left. \begin{aligned} L_d^{\wedge} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{V_h^*}{2 \cdot f_{cc}} \cdot \frac{1}{\Delta i_{dc_ver}} \\ L_q^{\wedge} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{V_h^*}{2 \cdot f_{cc}} \cdot \frac{1}{\Delta i_{qc_ver}} \end{aligned} \right\} \text{式(6)}$$

10

20

30

40

50

【0060】

ここで、高調波電圧の振幅値 V_h^* は、図1のdc軸の高調波電圧 Δv_{dc}^* 、およびqc軸の高調波電圧 Δv_{qc}^* の振幅値となる。さらに、式(7)より突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を演算する。

【0061】

【数7】

$$L_{dq}^{\wedge} = L_q^{\wedge} / L_d^{\wedge} \quad \text{----- 式(7)}$$

【0062】

このような構成とすることで、演算で算出したd軸およびq軸のインダクタンス $L_d^{\wedge}$ 、 $L_q^{\wedge}$ を、式(3)の位相誤差の推定演算式に反映できるメリットがある。

【実施例3】

【0063】

図10は、実施例3における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図である。実施例1では、突極比の推定値を高調波電流の振幅値より演算する実施例であったが、実施例3は、d軸およびq軸のインダクタンス $L_d^{\wedge}$ 、 $L_q^{\wedge}$ をテーブル参照型で呼び出す実施例である。図10において、突極比推定部82以外は、図1と同様なので説明を省略する。

【0064】

図11は、実施例3における突極比推定部82を示す。

突極比推定部82は、d軸の電流指令 i_d^* 、およびq軸の電流指令 i_q^* を入力して、 $L_d^{\wedge}$ を出力するd軸インダクタンス参照テーブル82a、q軸の電流指令 i_q^* を入力して、q軸のインダクタンス $L_q^{\wedge}$ を出力するq軸インダクタンス参照テーブル82bから構成される。

【0065】

ここで、d軸インダクタンス参照テーブル82aは、d軸の電流指令 i_d^* に対応した $L_d^{\wedge}$ を保持している。また、q軸インダクタンス参照テーブル82bは、q軸の電流指令 i_q^* に対応したq軸のインダクタンス $L_q^{\wedge}$ を保持している。

【0066】

d軸インダクタンス参照テーブル82a、およびq軸インダクタンス参照テーブル82bは、汎用インバータの立ち上げ時に実施するオフライン・オートチューニングのときに作成することもできる。また、実施例1あるいは実施例2の方式により運転中して、テーブルのデータを学習し、学習が終わり次第、本実施例に切り替えるようにしてもよい。

【0067】

また、上記の説明では、d軸の電流指令 i_d^* およびq軸の電流指令 i_q^* に基づいて、d軸のインダクタンス、およびq軸のインダクタンスを算出していた。代わりに、d軸の電流指令 i_d^* およびq軸の電流指令 i_q^* に対応した突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を、オフライン・オートチューニングや、運転中に学習して、予め求めておくことができる。つまり、d軸の電流指令 i_d^* およびq軸の電流指令 i_q^* に対応した突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を保持した突極比参照テーブルと、d軸の電流指令 i_d^* およびq軸の電流指令 i_q^* に基づいて、突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ を取得するようにしてもよい。

【0068】

このような構成とすることで、オンラインでなくなるが、実施例1と同等の効果を得ることができる。

【実施例4】

【0069】

図12は、実施例4における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図である。実施例1では、突極比の推定値を所定の突極比に追従するようにd軸の電流指令を増減する実施例であったが、実施例4では、突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ が所定の突極比 L_{dq_lmt} より

低下した場合にd軸の電流指令を増加する実施例である。

図12において、突極比制御部91以外は、図1と同様なので、説明を省略する。

【0070】

図13は、実施例4における突極比制御部91の構成図を示す。

91aは、設定する所定の突極比 L_{dq_lmt} を示す。91bは、PI（比例＋積分）制御部であり、突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ と L_{dq_lmt} との偏差が零となるようにd軸の電流指令の補正值 Δi_d^* を演算し出力する。

【0071】

91cは、設定する所定のd軸の直流電流成分の制限値 i_{d_lmt} を示す。92dは、d軸の電流指令の補正值 Δi_d^* の制限部で上限値は i_{d_lmt} 、下限値が0である。突極比 L_{dq_lmt} 91bの出力が、d軸の電流指令制限部92bに入力される。この結果、d軸の電流指令の補正值 Δi_d^* は、正極性の電流値を出力することになる。

10

【0072】

このとき、電力変換器2の半導体スイッチング素子の電流耐量（最大電流）などから所定の突極比 i_{d_lmt} を決定してもよい。

このような構成とすることで、軽トルク時に必要以上のd軸電流を流すことがなくなり高効率化のメリットがある。

【実施例5】

【0073】

図14は、実施例5における電力変換装置と磁石モータを含むシステム構成図である。実施例1では、突極比の推定値を所定の突極比に追従するようにd軸の電流指令を増減する方式であったが、実施例5では、突極比の推定値を所定の突極比に追従するように位相誤差の指令を増減する方式である。

20

【0074】

図14において、突極比制御部92と位置・速度推定部7以外は、図1と同様なので、説明は省略する。

【0075】

図15は、実施例5における突極比制御部92の構成を示す図である。

92aは、設定する所定の突極比 L_{dq_lmt} である。92bはPI（比例＋積分）制御部であり、突極比の推定値 $L_{dq}^{\wedge}$ と L_{dq_lmt} との偏差が零となるように式(8)に従い位相誤差の指令値 $\Delta \theta_{dc}^*$ を演算し出力する。

30

【0076】

【数8】

$$\Delta \theta_{dc}^* = (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s})(L_{dq}^{\wedge} - L_{dq_lmt}) \quad \text{----- 式(8)}$$

【0077】

ここで、式(8)の各記号の定義は、次の通りである。

K_{p1} ：比例ゲイン、 K_{i1} ：積分ゲイン。

40

【0078】

位置・速度推定部7は、位相誤差の推定値 $\Delta \theta_c$ を無くすように、位相誤差の指令値 $\Delta \theta_{dc}^*$ に基づいて、位置推定値 θ_{dc} を出力する。

【0079】

実施例5により、実施例1と同様に突極比の小さな磁石モータでも安定に駆動することができる。

【実施例6】

【0080】

図16は、実施例6における電力変換器と磁石モータを含むシステム構成を示す図である。実施例6は、磁石モータ駆動システムに適用した例である。

50

【0081】

磁石モータ1は、電力変換装置16により駆動される。電力変換装置16は、ソフトウェア16aとハードウェアからなる。ソフトウェア16aの各機能は、電力変換装置16のマイコンなどのプロセッサにより実行される。

【0082】

図1に示した座標変換部4、電流検出演算部5、位相誤差推定部6、位置・速度推定部7、突極比推定部8、突極比制御部9、加算部10、ベクトル制御演算部11、高調波電圧発生部12、座標変換部13は、図16のソフトウェア16aを構成している。

【0083】

図1の電力変換器2、直流電圧源2a、電流検出器3は、ハードウェアとして実装されている。電力変換装置16のデジタル・オペレータ16b、もしくは、パーソナル・コンピュータ17、タブレット18、スマートフォン20などの上位装置により、ソフトウェア16a内の所定の突極比 L_{dq_lmt} と、d軸の直流電流成分の制限値 i_{d_lmt} を設定することができる。

【0084】

本実施例を磁石モータ駆動システムに適用すれば、突極比の小さな磁石モータでも安定運転を実現することができる。また、所定の突極比 L_{dq_lmt} 、d軸の直流電流成分の制限値 i_{d_lmt} は、上位装置であるプログラマブル・ロジック・コントローラ（PLC）やコンピュータと接続するローカル・エリア・ネットワーク（LAN）上で設定してもよい。

【0085】

さらに、実施例1に限らず、実施例2から実施例5の実施例を適用しても良い。

【0086】

ここまでの実施例1から実施例5においては、電流指令値 i_{d_**} 、 i_{q_**} と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} および磁石モータ1の回路定数を用いて、式（1）に示す演算を行ったが、電流指令値 i_{d_**} 、 i_{q_**} と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} より、式（9）に示す演算により電圧補正值 Δv_{dc} 、 Δv_{qc} を作成し、この電圧補正值と、式（10）に示すベクトル制御の電圧基準値を加算する式（11）に示す演算を行ってもよい。

【0087】

【数9】

$$\left. \begin{aligned} \Delta v_{dc} &= \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_{dc}) \\ \Delta v_{qc} &= \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_{qc}) \end{aligned} \right\} \text{----- 式(9)}$$

【0088】

ここで、式（9）の各記号の定義は、次の通りである。

K_{pd} ：d軸電流制御の比例ゲイン、 K_{id} ：d軸電流制御の積分ゲイン、 K_{pq} ：q軸電流制御の比例ゲイン、 K_{iq} ：q軸電流制御の積分ゲイン s ：ラプラス演算子。

【0089】

【数10】

$$\left. \begin{aligned} v_{dc0}^* &= R^* i_d^{**} - \omega_r^* L_q^* \frac{1}{1+Tacr s} i_q^* \\ v_{qc0}^* &= R^* i_q^* + \omega_r^* L_q^* \frac{1}{1+Tacr s} i_d^{**} + \omega_r^* K_e^* \end{aligned} \right\} \text{----- 式(10)}$$

【0090】

ここで、式（10）の各記号の定義は、次の通りである。

v_{dc0}^* ：d軸電圧指令、 v_{qc0}^* ：q軸電圧指令、 $Tacr$ ：電流制御の応答周波数相当の時定

数、 s ：ラプラス演算子、 K_e ：誘起電圧係数。

【0091】

【数11】

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^* &= v_{dc0}^* + \Delta v_{dc} \\ v_{qc}^* &= v_{qc0}^* + \Delta v_{qc} \end{aligned} \right\} \text{----- 式(11)}$$

【0092】

また、電流指令値 i_d^* 、 i_q^* と電流検出値 i_{dc} 、 i_{qc} から、ベクトル制御演算に使用する式(12)に示す中間的な電流指令値 i_d^{**} 、 i_q^{**} を作成し、速度推定値 $\omega_{rc}^{\wedge}$ および磁石モータ1の回路定数を用いた式(13)に示す演算を行ってもよい。

10

【0093】

また、 d 軸の電流指令 i_d^* 、 q 軸の電流検出値 i_{qc} 、速度指令値 ω_r^* および磁石モータ1の回路定数を用いた式(14)を演算するベクトル制御方式にも適用することができる。 d 軸と q 軸の電圧指令値 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を演算するベクトル制御方式を用いてもよい。

【0094】

【数12】

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_d^{**} &= \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) (i_d^* - i_{dc}) \\ \Delta i_q^{**} &= \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} \right) (i_q^* - i_{qc}) \end{aligned} \right\} \text{----- 式(12)}$$

20

【0095】

ここで、式(12)の各記号の定義は、次の通りである。

K_{pd} ： d 軸電流制御の比例ゲイン、 K_{id} ： d 軸電流制御の積分ゲイン、 K_{pq} ： q 軸電流制御の比例ゲイン、 K_{iq} ： q 軸電流制御の積分ゲイン s ：ラプラス演算子。

【0096】

【数13】

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^* &= R^* i_d^{**} - \omega_{rc}^{\wedge} L_q^* \frac{1}{1 + L_q^* / R^* s} i_q^{**} \\ v_{qc}^* &= R^* i_q^{**} + \omega_{rc}^{\wedge} \left(L_d^* \frac{1}{1 + L_q^* / R^* s} i_d^{**} + K_e^* \right) \end{aligned} \right\} \text{----- 式(13)}$$

30

【0097】

【数14】

$$\left. \begin{aligned} v_{dc}^* &= R^* i_d^* - \omega_r^* L_q^* \frac{1}{1 + T_d s} i_{qc}^* \\ v_{qc}^* &= R^* i_q^* + \omega_r^* (L_d^* i_d^* + K_e^*) \end{aligned} \right\} \text{----- 式(14)}$$

40

【0098】

ここで、式(14)の各記号の定義は、次の通りである。

$R1$ ：磁石モータの一次抵抗、 Td ： q 軸の電流指令 i_q^* の遅れ時定数。

なお、実施例1から実施例5において、電力変換器2を構成するスイッチング素子としては、 Si （シリコン）半導体素子であっても、 SiC （シリコンカーバイド）や GaN （ガリウムナイトライド）などのワイドバンドギャップ半導体素子であってもよい。

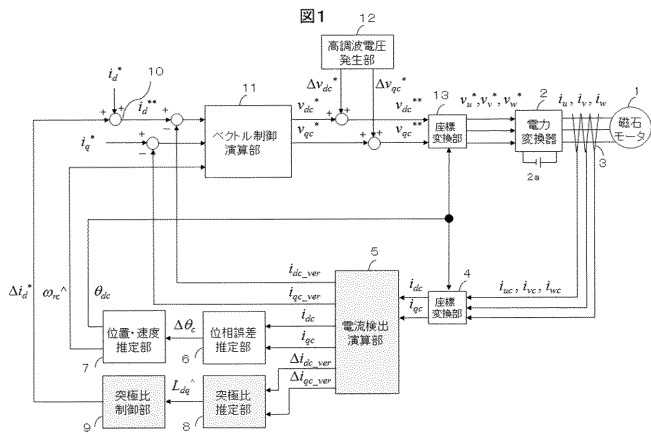
【符号の説明】

50

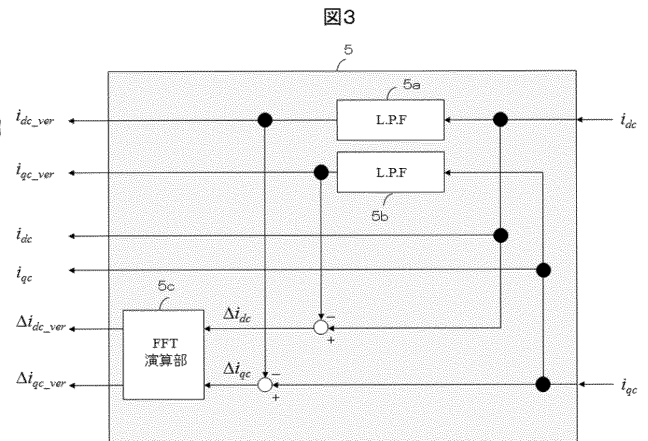
【0099】

1…磁石モータ、2…電力変換器、3…電流検出器、5…電流検出演算部、6…位相誤差推定部、7…位置・速度推定部、8…突極比推定部、9…突極比制御部、11…ベクトル制御演算部、

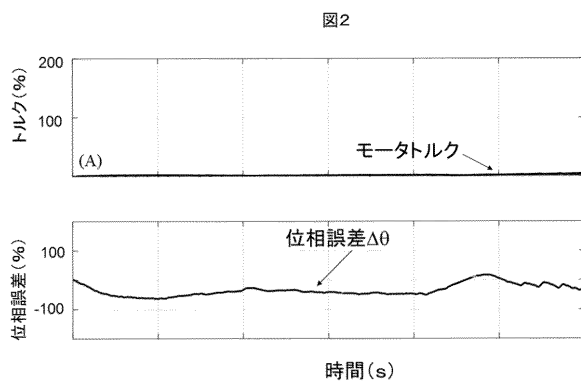
【図1】



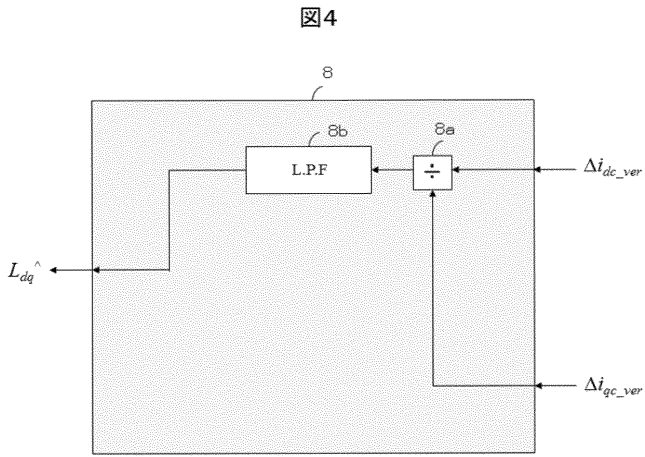
【図3】



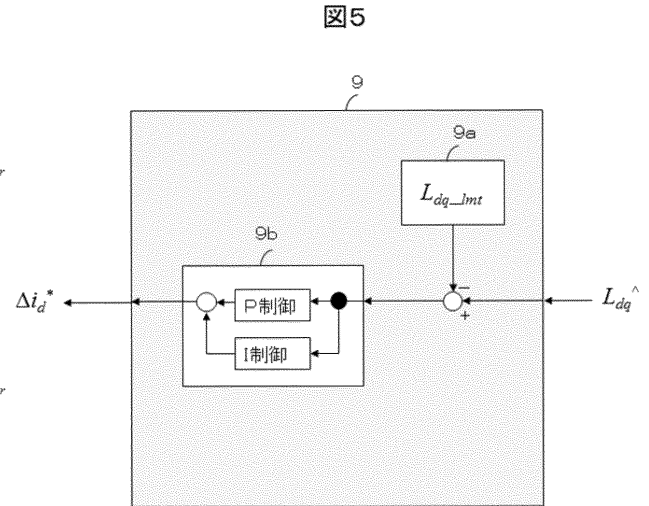
【図2】



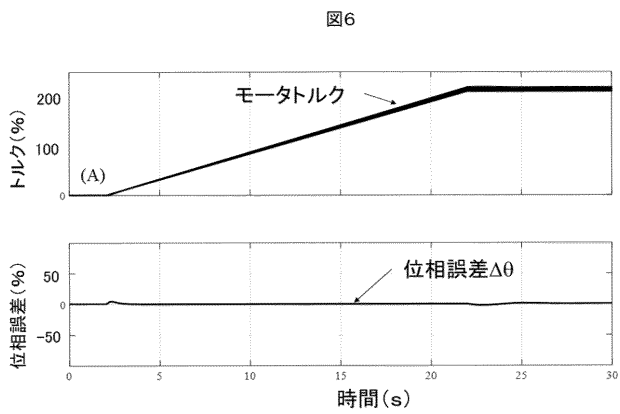
【図 4】



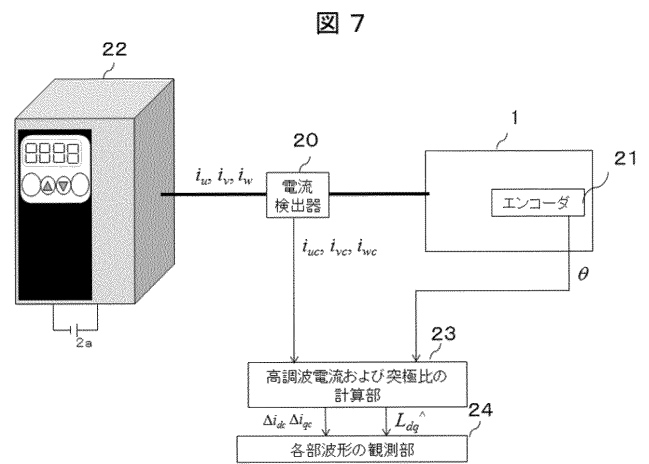
【図 5】



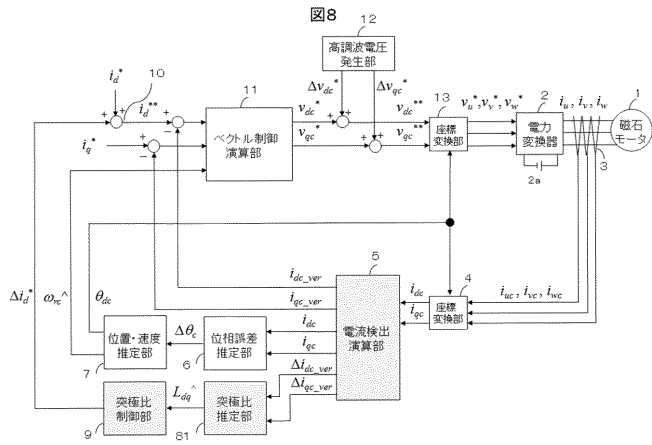
【図 6】



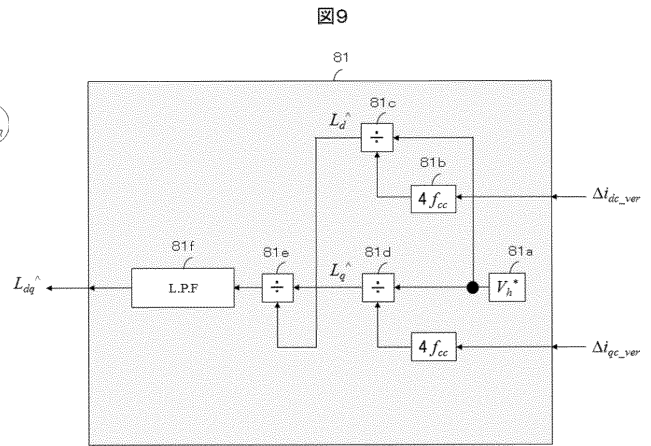
【図 7】



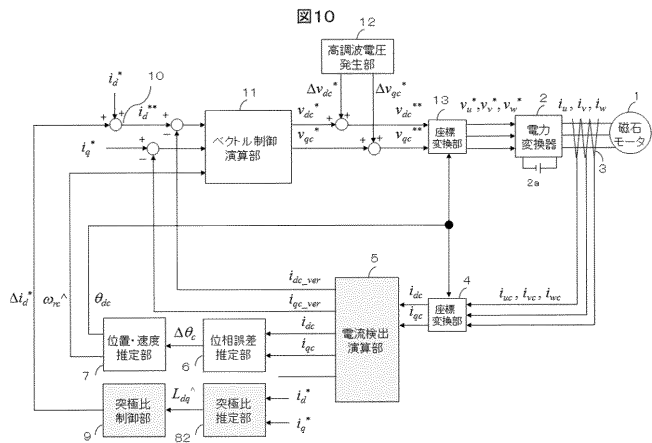
【図 8】



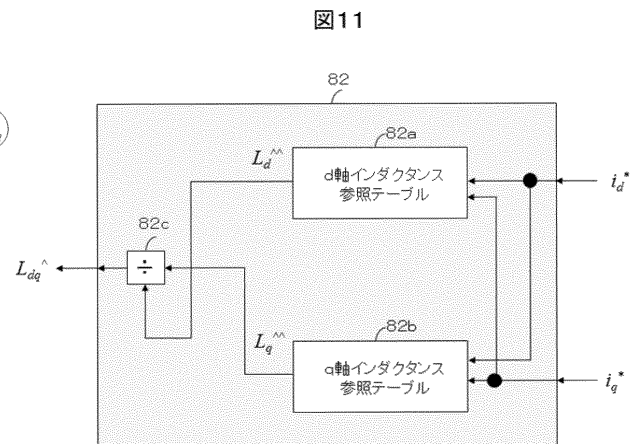
【図 9】



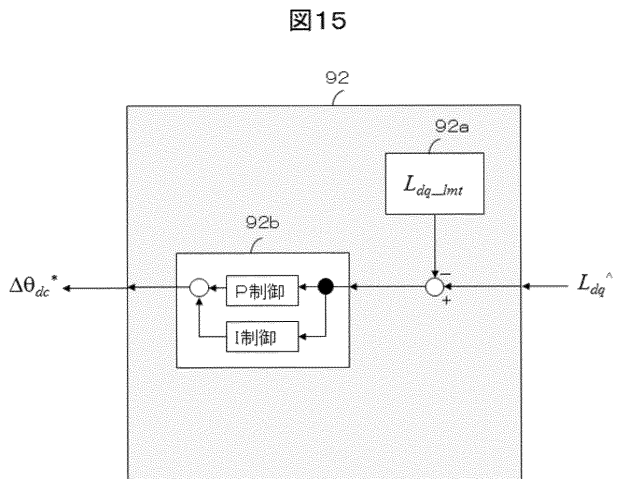
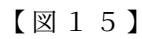
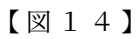
【図 10】



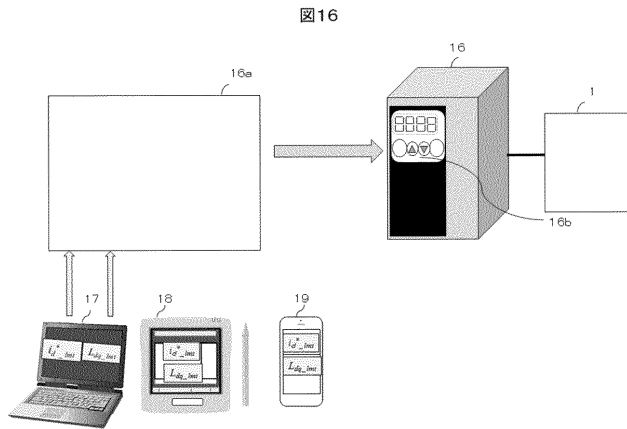
【図 11】



【 図 1 3 】



【図 16】



フロントページの続き

(72)発明者 小沼 雄作

東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内

(72)発明者 中村 敦彦

東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内

(72)発明者 杉本 卓也

東京都千代田区神田練堀町3番地 株式会社日立産機システム内

Fターム(参考) 5H505 BB02 DD03 DD08 EE41 GG02 GG04 HA10 HB01 JJ03 JJ04

JJ22 JJ24 JJ26 KK06 LL22

5H770 BA01 GA19 HA02Z KA01Z