

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7472397号
(P7472397)

(45)発行日 令和6年4月22日(2024.4.22)

(24)登録日 令和6年4月12日(2024.4.12)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 21/16 (2016.01) H 0 2 P 21/16
H 0 2 P 21/26 (2016.01) H 0 2 P 21/26

請求項の数 13 (全21頁)

(21)出願番号	特願2023-512635(P2023-512635)	(73)特許権者	000006622 株式会社安川電機
(86)(22)出願日	令和3年4月9日(2021.4.9)		福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号
(86)国際出願番号	PCT/JP2021/015056	(74)代理人	100088155 弁理士 長谷川 芳樹
(87)国際公開番号	WO2022/215263	(74)代理人	100145012 弁理士 石坂 泰紀
(87)国際公開日	令和4年10月13日(2022.10.13)	(74)代理人	100171099 弁理士 松尾 茂樹
審査請求日	令和5年8月8日(2023.8.8)	(72)発明者	髙本 慶太 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内
		(72)発明者	森本 進也 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置、推定器及び推定方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

一次側電力を二次側電力に変換して電動機に供給する電力変換回路と、
前記電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系における電流指令と、前記回転座標系の第1座標軸と第2座標軸との間の相互インダクタンスとに基づいて、前記回転座標系における電圧指令を生成する電圧指令生成部と、
前記電圧指令に対応する二次側電圧を前記電動機に印加するように前記電力変換回路を制御する制御部と、を備える電力変換装置。

【請求項2】

前記電動機の磁極位置と、前記第1座標軸に対応する前記電動機の第1インダクタンスと、前記第2座標軸に対応する前記電動機の第2インダクタンスとに基づいて前記相互インダクタンスを推定する相互インダクタンス推定部を更に備え、
前記電圧指令生成部は、前記相互インダクタンス推定部により推定された前記相互インダクタンスに基づいて前記電圧指令を生成する、請求項1記載の電力変換装置。

【請求項3】

二次側電流に基づいて前記磁極位置を推定する磁極位置推定部を更に備え、
前記相互インダクタンス推定部は、前記磁極位置推定部により推定された前記磁極位置に基づいて前記相互インダクタンスを推定する、請求項2記載の電力変換装置。

【請求項4】

二次側電流に基づいて、前記第1座標軸と前記第2座標軸との間の電磁的な相互干渉を

10

20

表す干渉係数を算出する係数算出部を更に備え、

前記磁極位置推定部は、前記干渉係数に更に基づいて前記磁極位置を推定する、請求項 3 記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記電力変換装置は、前記電圧指令生成部による前記電圧指令の生成と、前記係数算出部による前記干渉係数の算出と、前記磁極位置推定部による前記磁極位置の推定と、前記相互インダクタンス推定部による前記相互インダクタンスの推定と、を含む制御サイクルを繰り返し、

前記係数算出部は、一つ以上前の制御サイクルにおいて前記磁極位置推定部により推定された前記磁極位置に更に基づいて前記干渉係数を算出する、請求項 4 記載の電力変換装置。

10

【請求項 6】

前記制御サイクルの周期は、前記相互インダクタンスの変動周期よりも短い、請求項 5 記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記相互インダクタンス推定部は、前記干渉係数と、前記第 1 インダクタンスと、前記第 2 インダクタンスとに基づいて前記相互インダクタンスを推定する、請求項 4 ~ 6 のいずれか一項記載の電力変換装置。

【請求項 8】

二次側電流と、前記磁極位置推定部により推定された前記磁極位置とに基づいて前記第 1 インダクタンス及び前記第 2 インダクタンスを推定する軸別インダクタンス推定部を更に備え、

20

前記相互インダクタンス推定部は、前記軸別インダクタンス推定部により推定された前記第 1 インダクタンス及び前記第 2 インダクタンスに基づいて前記相互インダクタンスを推定する、請求項 3 ~ 7 のいずれか一項記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記電圧指令生成部は、

前記電流指令の前記第 1 座標軸の成分と、二次側電流の前記第 1 座標軸の成分との偏差に基づいて前記電圧指令の前記第 1 座標軸の成分を生成する第 1 指令生成部と、

前記電流指令の前記第 2 座標軸の成分と、前記二次側電流の前記第 2 座標軸の成分との偏差に基づいて前記電圧指令の前記第 2 座標軸の成分を生成する第 2 指令生成部と、

30

前記相互インダクタンスと前記二次側電流の前記第 2 座標軸の成分とに基づいて、前記相互インダクタンスが前記二次側電圧の前記第 1 座標軸の成分に及ぼす影響を補償するように、前記電圧指令の前記第 1 座標軸の成分を補正する第 1 補償部と、

前記相互インダクタンスと前記二次側電流の前記第 1 座標軸の成分とに基づいて、前記相互インダクタンスが前記二次側電圧の前記第 2 座標軸の成分に及ぼす影響を補償するように、前記電圧指令の前記第 2 座標軸の成分を補正する第 2 補償部と、を有する、請求項 1 ~ 8 のいずれか一項記載の電力変換装置。

【請求項 10】

前記電圧指令生成部は、前記電流指令の前記第 1 座標軸の成分と、二次側電流の前記第 1 座標軸の成分との偏差と、前記電流指令の前記第 2 座標軸の成分と、前記二次側電流の前記第 2 座標軸の成分との偏差と、前記相互インダクタンスとに基づいて、前記電圧指令を非線形に算出する、請求項 1 ~ 8 のいずれか一項記載の電力変換装置。

40

【請求項 11】

電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数と、前記第 1 座標軸に対応する前記電動機の第 1 インダクタンスと、前記第 2 座標軸に対応する前記電動機の第 2 インダクタンスとに基づいて、前記第 1 座標軸と前記第 2 座標軸との間の相互インダクタンスを推定する相互インダクタンス推定部を備える推定器。

【請求項 12】

50

前記電動機に供給される電流に基づいて前記干渉係数を算出する係数算出部を更に備え、前記推定器は、係数算出部による干渉係数の算出と、相互インダクタンス推定部による相互インダクタンスの推定とを含む推定サイクルを繰り返し、

前記係数算出部は、一つ以上前の推定サイクルにおける前記磁極位置に更に基づいて、前記干渉係数を算出する、請求項 11 記載の推定器。

【請求項 13】

電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数を、前記電動機に供給される電流に基づいて算出することと、

前記干渉係数と、前記第 1 座標軸に対応する前記電動機の第 1 インダクタンスと、前記第 2 座標軸に対応する前記電動機の第 2 インダクタンスとに基づいて前記第 1 座標軸と前記第 2 座標軸との間の相互インダクタンスを推定することと、を含む推定方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、電力変換装置、推定器及び推定方法に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 には、突極性を有するロータを備えた回転電機に高周波電流を印加し、高周波電流への応答成分として電圧指令に含まれる高周波成分に基づいてロータの磁極方向を推定し、回転電機を制御するいわゆるセンサレスベクトル制御を行う回転電機制御装置であって、d q 軸間の磁束干渉により生じる磁極方向の推定値の誤差を算出し、当該誤差に基づいて補正を行う回転電機制御装置が開示されている。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開 2013 - 90552 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本開示は、電動機の動作リップルの更なる低減に有効な電力変換装置を提供する。

30

【課題を解決するための手段】

【0005】

本開示の一側面に係る電力変換装置は、一次側電力を二次側電力に変換して電動機に供給する電力変換回路と、電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系における電流指令と、回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の相互インダクタンスとに基づいて、回転座標系における電圧指令を生成する電圧指令生成部と、電圧指令に対応する二次側電圧を電動機に印加するように電力変換回路を制御する制御部と、を備える。

【0006】

本開示の他の側面に係る推定器は、電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数と、第 1 座標軸に対応する電動機の第 1 インダクタンスと、第 2 座標軸に対応する電動機の第 2 インダクタンスとに基づいて、第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の相互インダクタンスを推定する相互インダクタンス推定部を備える。

40

【0007】

本開示の更に他の側面に係る推定方法は、電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数を、電動機に供給される電流に基づいて算出することと、干渉係数と、第 1 座標軸に対応する電動機の第 1 インダクタンスと、第 2 座標軸に対応する電動機の第 2 インダクタンスとに基づいて第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の相互インダクタンスを推定することと、を含む。

50

【発明の効果】

【0008】

本開示によれば、電動機の動作リプルの更なる低減に有効な電力変換装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】電力変換装置の構成を例示する模式図である。

【図2】重畳される電圧ベクトルを例示する図である。

【図3】電圧指令生成部の構成を例示するブロック図である。

【図4】制御回路のハードウェア構成を例示する図である。

10

【図5】電力変換手順を例示するフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、実施形態について、図面を参照しつつ詳細に説明する。説明において、同一要素又は同一機能を有する要素には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。

【0011】

〔電力変換装置〕

図1に示す電力変換装置1は、電源3から供給された一次側電力を二次側電力に変換して電動機2に供給する装置である。一次側電力及び二次側電力は、交流電力であってもよく、直流電力であってもよい。以下においては、一次側電力及び二次側電力がいずれも三相交流電力である場合を例示する。電源3の具体例としては、電力会社の電力系統、又は無停電電源等が挙げられる。

20

【0012】

電動機2は、突極性を有する。突極性を有するとは、回転座標系の座標軸間でインダクタンスが異なることを意味する。回転座標系は、電動機2の磁極位置に同期して回転する座標系である。突極性を有する電動機2の具体例としては、IPM (Interior Permanent Magnet) 電動機又はシンクロナスリラクタンス電動機等が挙げられる。IPM電動機の磁極位置は、例えば、鉄心に埋め込まれた永久磁石が形成する界磁の磁極の位置である。シンクロナスリラクタンス電動機の磁極位置は、例えばインダクタンスが最も大きい位置である。

30

【0013】

電力変換装置1は、電力変換回路10と、制御回路100とを備える。電力変換回路10 (電力変換部) は、電源3から供給された一次側電力を二次側電力に変換して電動機2に供給する。一例として、電力変換回路10は、整流回路11と、平滑コンデンサ12と、インバータ回路13と、電流センサ14とを有する。

【0014】

整流回路11は、例えばダイオードブリッジ回路又はPWMコンバータ回路であり、一次側電力を直流電力に変換する。平滑コンデンサ12は、上記直流電力を平滑化する。インバータ回路13は、上記直流電力と二次側電力との間の電力変換を行う。例えばインバータ回路13は、力行状態において、直流電力を二次側電力に変換して電動機2に供給し、回生状態において、電動機2が発電する二次側電力を直流電力に変換する。例えばインバータ回路13は、複数のスイッチング素子15を有し、複数のスイッチング素子15のオン・オフを切り替えることによって上記電力変換を行う。スイッチング素子15は、例えばパワーMOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 又はIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 等であり、ゲート駆動信号に応じてオン・オフを切り替える。

40

【0015】

電流センサ14は、インバータ回路13と電動機2との間に流れる電流 (以下、「二次側電流」という。) を検出する。例えば電流センサ14は、二次側電力の全相 (U相、V

50

相及びW相)の電流を検出するように構成されていてもよいし、二次側電力のいずれか二相の電流を検出するように構成されていてもよい。零相電流が生じない限り、U相、V相、及びW相の電流の合計はゼロなので、二相の電流を検出する場合にも全相の電流の情報が得られる。

【0016】

以上に示した電力変換回路10の構成はあくまで一例である。電力変換回路10の構成は、一次側電力を二次側電力に変換して電動機2に供給し得る限りにおいていかようにも変更可能である。例えば、整流回路11は交流電力を直流電力に変換するPWMコンバータ回路であってもよい。電力変換回路10は、直流化を経ることなく電源電力と駆動電力との双方向の電力変換を行うマトリクスコンバータ回路であってもよい。電源電力が直流電力である場合に、電力変換回路10は整流回路11を有していなくてもよい。

10

【0017】

制御回路100は、インバータ回路13と電動機2との間に、電流指令に対応する二次側電流を流すための電圧指令を生成し、電圧指令に対応する二次側電圧を電動機2に印加するように電力変換回路10を制御する。

【0018】

電圧指令の生成においては、電動機2の特性を表すパラメータが必要となる。パラメータにより表される電動機2の特性と、実際の特性とが乖離すると、電流指令に対する二次側電流の追従性が低下する。電流指令に対する二次側電流の追従性が低下すると、適切なタイミングで二次側電流を発生させることができず、電動機2の動作のリプルが大きくなる可能性がある。このため、リプルの低減のためには、電動機2の特性をよりの確に表すパラメータを用いることが望ましい。

20

【0019】

これに対し、制御回路100は、回転座標系における電流指令と、回転座標系の第1座標軸と第2座標軸との間の相互インダクタンスとに基づいて、回転座標系における電圧指令を生成することと、電圧指令に対応する二次側電圧を電動機2に印加するように電力変換回路10を制御することと、を実行するように構成されている。相互インダクタンスに基づくことで、二次側電流の第1座標軸成分が二次側電圧の第2座標軸成分に及ぼす影響と、二次側電流の第2座標軸成分が二次側電圧の第1座標軸成分に及ぼす影響とを補償するように電圧指令を生成し、電流指令に対する二次側電流の変動を抑制することができる。

30

【0020】

制御回路100は、電動機2の磁極位置と、第1座標軸に対応する電動機2の第1インダクタンスと、第2座標軸に対応する電動機2の第2インダクタンスとに基づいて相互インダクタンスを推定することを更に実行し、推定した相互インダクタンスに基づいて電圧指令を生成してもよい。制御回路100は、二次側電流に基づいて磁極位置を推定することを更に実行し、推定した磁極位置に基づいて相互インダクタンスを推定してもよい。例えば制御回路100は、二次側電流に基づいて磁極位置を推定することと、推定した磁極位置に基づいて相互インダクタンスを推定することと、電流指令と、推定した相互インダクタンスとに基づいて電圧指令を生成することと、電圧指令に対応する二次側電圧を電動機2に印加するように電力変換回路10を制御することと、を含む制御サイクルを所定の制御周期で繰り返す。

40

【0021】

一例として、制御回路100は、機能上の構成要素として、高周波重畳部112と、電流指令生成部113と、3相2相変換部114と、座標変換部115と、高周波応答評価部116と、係数算出部117と、相互インダクタンス推定部118と、磁極位置推定部119と、電圧指令生成部120と、PWM制御部111とを有する。

【0022】

高周波重畳部112は、各制御サイクルにおいて、磁極位置の推定用の高周波成分を二次側電圧又は二次側電流に重畳する。なお、高周波成分とは、電動機2の動作に実質的な影響を与えない程度に高い周波数を有する成分である。例えば、高周波成分の周波数は、

50

電動機 2 が機械的に応答可能な周波数よりも十分に高く設定される。一例として、高周波重畳部 1 1 2 は、二次側電圧に高周波成分を重畳する。例えば高周波重畳部 1 1 2 は、次式で表される高周波成分を二次側電圧に重畳する。

【数 1】

$$\begin{bmatrix} V_{ah} \\ V_{bh} \end{bmatrix} = \begin{cases} [V_{inj}, 0]^T, & 0 < t \leq (T/4) \\ [0, V_{inj}]^T, & (T/4) < t \leq (T/2) \\ [-V_{inj}, 0]^T, & (T/2) < t \leq (3T/4) \\ [0, -V_{inj}]^T, & (3T/4) < t \leq T \end{cases} \dots (1)$$

10

V_h : 高周波電圧の 軸成分
 V_h : 高周波電圧の 軸成分
 T : 高周波電圧の周期
 V_{inj} : 電圧ベクトルの大きさ

【0023】

軸及び 軸は、座標系の座標軸である。座標系は、電動機 2 のステータに固定された固定座標系の一例である。軸は、電動機 2 の u 相巻線が磁界を発生する方向に沿っており、軸は、軸、及び電動機 2 の回転子の回転中心に垂直である。

【0024】

図 2 は、高周波重畳部 1 1 2 が重畳する高周波電圧を表す電圧ベクトルを座標系に図示したものである。図 2 に示されるように、高周波重畳部 1 1 2 は、時間 $0 < t < T/4$ において、電圧ベクトル A 1 で表される電圧を二次側電圧に加え、時間 $T/4 < t < T/2$ において、電圧ベクトル A 2 で表される電圧を二次側電圧に加え、時間 $T/2 < t < 3T/4$ において、電圧ベクトル A 3 で表される電圧を二次側電圧に加え、時間 $3T/4 < t < T$ において、電圧ベクトル A 4 で表される電圧を二次側電圧に加えることを繰り返す。

20

【0025】

図 1 に戻り、電流指令生成部 1 1 3 は、各制御サイクルにおいて、電動機 2 に所望の動作をさせるための電流指令を生成する。例えば電流指令生成部 1 1 3 は、電動機 2 の動作速度（例えば回転速度）を速度指令（例えば周波数指令）に追従させるための電流指令を生成する。例えば電流指令生成部 1 1 3 は、速度指令と動作速度との偏差に比例演算、比例・積分演算、又は比例・積分・微分演算等を行って電流指令を生成する。

30

【0026】

電流指令生成部 1 1 3 は、回転座標系における電流指令を生成する。例えば電流指令生成部 1 1 3 は、回転座標系の一例である d q 座標系における電流指令を生成する。d q 座標系は、座標軸として d 軸と q 軸とを有する。d 軸は、電動機 2 の磁極方向に向かい、q 軸は、d 軸、及び電動機 2 の回転子の回転中心に垂直である。d 軸及び q 軸は、上述した第 1 座標軸及び第 2 座標軸の一例である。d 軸が第 1 座標軸の一例であり、q 軸が第 2 座標軸の一例であってもよく、q 軸が第 1 座標軸の一例であり、d 軸が第 2 座標軸の一例であってもよい。なお、回転座標系は、d q 座標系に限られないので、第 1 座標軸及び第 2 座標軸も d 軸及び q 軸には限られない。

40

【0027】

例えば電流指令生成部 1 1 3 は、d 軸電流指令 i_{d_cmd} と、q 軸電流指令 i_{q_cmd} とを算出する。d 軸電流指令は、電流指令を表す電流指令ベクトルの d 軸成分であり、q 軸電流指令は、当該電流指令ベクトルの q 軸成分である。

【0028】

3 相 2 相変換部 1 1 4 は、各制御サイクルにおいて、電流センサ 1 4 により検出された u 相電流 i_u 、v 相電流 i_v 及び w 相電流 i_w を取得し、これらに 3 相 2 相変換を行って軸電流 i 、及び 軸電流 i を算出する。軸電流 i は、電流センサ 1 4 により検出された電流を表す電流ベクトルの 軸成分であり、軸電流 i は、当該電流ベクトルの

50

軸成分である。

【 0 0 2 9 】

座標変換部 1 1 5 は、各制御サイクルにおいて、 軸電流 i_d 及び 軸電流 i_q に座標変換を行って d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q を算出する。d 軸電流 i_d は、電流ベクトルの d 軸成分であり、q 軸電流 i_q は、電流ベクトルの q 軸成分である。座標変換には、磁極位置の情報が必要である。例えば座標変換部 1 1 5 は、一つ以上前の制御サイクル（例えば一つ前の制御サイクル）において、後述の磁極位置推定部 1 1 9 により推定された磁極位置に基づいて座標変換を行う。

【 0 0 3 0 】

高周波応答評価部 1 1 6 は、各制御サイクルにおいて、電流指令生成部 1 1 3 により重畳された高周波成分に対する応答を評価する。例えば高周波応答評価部 1 1 6 は、二次側電圧に重畳された高周波成分に対応する応答成分を、 軸電流 i_d 及び 軸電流 i_q から抽出し、抽出結果を評価する。応答成分の抽出手法としては、バンドパス型のフィルタリング又は高速フーリエ変換等が挙げられる。一例として、高周波応答評価部 1 1 6 は、応答成分の評価結果として、次式により、正弦成分 n 及び余弦成分 m を算出する。

10

【数 2】

$$n = \frac{d}{dt} I_{\alpha h V \alpha} - \frac{d}{dt} I_{\beta h V \beta} \quad \dots (2)$$

【数 3】

$$m = -\frac{d}{dt} I_{\alpha h V \beta} - \frac{d}{dt} I_{\beta h V \alpha} \quad \dots (3)$$

20

(d / d t) I_{hV} : 軸方向に電圧を重畳した際に、重畳した電圧ベクトルの方向を正としたときの 軸電流の変化

(d / d t) I_{hV} : 軸方向に電圧を重畳した際に、重畳した電圧ベクトルの方向を正としたときの 軸電流の変化

(d / d t) I_{hV} : 軸方向に電圧を重畳した際に、重畳した電圧ベクトルの方向を正としたときの 軸電流の変化

(d / d t) I_{hV} : 軸方向に電圧を重畳した際に、重畳した電圧ベクトルの方向を正としたときの 軸電流の変化

30

【 0 0 3 1 】

d 軸と q 軸との間の電磁的な相互干渉を無視した場合、正弦成分 n は、上記磁極位置を表す回転角 の 2 倍（以下、「倍角 2」という。）の正弦値に相当する。また、上記相互干渉を無視した場合、余弦成分 m は、倍角 2 の余弦値に相当する。なお、回転角 は、例えば 座標系に対する d q 座標系の回転角である。上述のように、d q 座標系は、電動機 2 の磁極位置に同期して回転する回転座標系の一例であるため、回転角 は磁極位置を表す。以下、正弦成分 n が上記倍角 2 の正弦値に相当し、余弦成分 m が倍角 2 の余弦値に相当する理由を説明する。

【 0 0 3 2 】

上記相互干渉を無視した場合の、 座標系における高周波成分の電圧方程式は次式のとおりである。

40

【数 4】

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha h} \\ V_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L + l \cos 2\theta & l \sin 2\theta \\ l \sin 2\theta & L - l \cos 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha h} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

V_h : 軸電圧の高周波成分

V_h : 軸電圧の高周波成分

I_h : 軸電流の高周波成分

I_h : 軸電流の高周波成分

50

【 0 0 3 3 】

上式 (4) 中の L 及び l は、次式 (5) , (6) で表される。

【数 5】

$$L = \frac{L_d + L_q}{2} \quad \dots (5)$$

【数 6】

$$l = \frac{L_d - L_q}{2} \quad \dots (6)$$

10

L_d : d 軸インダクタンス

L_q : q 軸インダクタンス

【 0 0 3 4 】

d 軸インダクタンス L_d は、d 軸電流 i_d に対する d 軸磁束 (d 軸電流 i_d により d 軸方向に発生する磁束) の比例定数であり、q 軸インダクタンス L_q は、q 軸電流 i_q に対する q 軸磁束 (q 軸電流 i_q により q 軸方向に発生する磁束) の比例定数である。

【 0 0 3 5 】

上式 (1) , (4) に基づくと、倍角 2 の正接は次式 (7) により表される。

【数 7】

$$\tan 2\theta = \frac{\frac{d}{dt}I_{ahv\alpha} - \frac{d}{dt}I_{\beta hv\beta}}{-\frac{d}{dt}I_{ahv\beta} - \frac{d}{dt}I_{\beta hv\alpha}} \quad \dots (7)$$

20

【 0 0 3 6 】

上式 (2) の右辺と、上式 (7) の右辺の分子とが一致していることから、上式 (2) により算出される正弦成分 n が倍角 2 の正弦値に相当するといえる。上式 (3) の右辺と、上式 (7) の右辺の分子とが一致していることから、上式 (3) により算出される余弦成分 m が倍角 2 の余弦値に相当するといえる。

【 0 0 3 7 】

係数算出部 117 は、二次側電流に基づいて、回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数を算出する。係数算出部 117 は、一つ以上前の制御サイクルにおいて後述の磁極位置推定部 119 により推定された磁極位置に更に基づいて干渉係数を算出してもよい。

30

【 0 0 3 8 】

まず、干渉係数を具体的に例示する。上記相互干渉を考慮した場合の、座標系における高周波成分の電圧方程式は次式のとおりである。

【数 8】

$$\begin{bmatrix} V_{ah} \\ V_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L + l \cos 2\theta - L_x \sin 2\theta & l \sin 2\theta - l_x + L_x \cos 2\theta \\ l \sin 2\theta + l_x + L_x \cos 2\theta & L - l \cos 2\theta + L_x \sin 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

40

【数 9】

$$L_x = \frac{L_{qd} + L_{dq}}{2} \quad \dots (9)$$

【数 10】

$$l_x = \frac{L_{qd} - L_{dq}}{2} \quad \dots (10)$$

【 0 0 3 9 】

50

上式(1), (8)に基づくと、倍角2θの正接は次式により表される。

【数11】

$$\tan 2\theta = \frac{\frac{d}{dt}I_{\alpha h\nu\alpha} - \frac{d}{dt}I_{\beta h\nu\beta} - \frac{L_x}{l}(-\frac{d}{dt}I_{\alpha h\nu\beta} - \frac{d}{dt}I_{\beta h\nu\alpha})}{-\frac{d}{dt}I_{\alpha h\nu\beta} - \frac{d}{dt}I_{\beta h\nu\alpha} + \frac{L_x}{l}(\frac{d}{dt}I_{\alpha h\nu\alpha} - \frac{d}{dt}I_{\beta h\nu\beta})} = \frac{n - \frac{L_x}{l}m}{m + \frac{L_x}{l}n} \quad \dots (11)$$

【0040】

式(9)によれば、上記相互干渉によって、正弦成分nにLx/lを乗算した値が正接の分母に影響し、余弦成分mにLx/lを乗算した値が正接の分子に影響しているといえる。よって、Lx/lは、相互干渉を表す係数の一例だといえる。そこで、一例として、干渉係数cを次式のように定義する。

10

【数12】

$$c = \frac{L_x}{l} \quad \dots (12)$$

【0041】

ここで、正弦成分n及び余弦成分mを角度θにより表すと、次式のようになる。

【数13】

$$n = \frac{d}{dt}I_{\alpha h\nu\alpha} - \frac{d}{dt}I_{\beta h\nu\beta} = V_{inj}(l \sin 2\theta + L_x \cos 2\theta) \quad \dots (13)$$

20

【数14】

$$m = -\frac{d}{dt}I_{\alpha h\nu\beta} - \frac{d}{dt}I_{\beta h\nu\alpha} = V_{inj}(l \cos 2\theta - L_x \sin 2\theta) \quad \dots (14)$$

【0042】

式(12), (13), (14)に基づくと、干渉係数cは次式により表される。

【数15】

$$c = \frac{n \cdot \cos 2\theta - m \cdot \sin 2\theta}{n \cdot \sin 2\theta + m \cdot \cos 2\theta} \quad \dots (15)$$

30

【0043】

式(15)に基づき干渉係数cを導出するには、上式(2), (3)により導出される正弦成分n及び余弦成分mに加えて、回転角θの値が必要となる。これに対し、係数算出部117は、各制御サイクルにおいて、座標変換部115により算出されたd軸電流id及びq軸電流iqと、一つ以上前の制御サイクルにおいて磁極位置推定部119により推定された磁極位置とに基づいて干渉係数を算出してもよい。例えば係数算出部117は、次式により干渉係数cを算出する。

【数16】

$$c = \frac{n[k] \cos 2\theta[k-1] - m[k] \sin 2\theta[k-1]}{n[k] \sin 2\theta[k-1] + m[k] \cos 2\theta[k-1]} \quad \dots (16)$$

40

n[k] : 実行中の制御サイクルにおいて高周波応答評価部116により算出された正弦成分n

m[k] : 実行中の制御サイクルにおいて高周波応答評価部116により算出された余弦成分m

[k-1] : 一つ前の制御周期において磁極位置推定部119により推定された回転角

【0044】

50

相互インダクタンス推定部 118 は、電動機 2 の磁極位置と、第 1 座標軸に対応する電動機 2 の第 1 インダクタンスと、第 2 座標軸に対応する電動機 2 の第 2 インダクタンスとに基づいて電動機 2 の相互インダクタンスを推定する。例えば相互インダクタンス推定部 118 は、各制御サイクルにおいて、上記回転角 θ と、d 軸に対応する d 軸インダクタンス L_d と、q 軸に対応する q 軸インダクタンス L_q とに基づいて、相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} を推定する。

【0045】

相互インダクタンス L_{dq} と相互インダクタンス L_{qd} との差はわずかである場合が多い。そこで、相互インダクタンス L_{dq} と相互インダクタンス L_{qd} とが等しいと仮定すると、相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} と d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q との関係は次式により表される。

10

【数 17】

$$L_{dq} = L_{qd} \cong c \cdot \frac{L_d - L_q}{2} \quad \dots (17)$$

【0046】

そこで、相互インダクタンス推定部 118 は、一例として、干渉係数 c と、d 軸インダクタンス L_d と、q 軸インダクタンス L_q とに基づいて相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} を推定する。例えば相互インダクタンス推定部 118 は、d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q の値と、係数算出部 117 により算出された干渉係数 c の値とを上式 (9) に代入して、相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} の推定値を算出する。

20

【0047】

上述したように、係数算出部 117 は、一つ以上前の制御サイクルにおいて磁極位置推定部 119 により推定された磁極位置に基づき干渉係数 c を算出するので、干渉係数 c に基づき相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} を推定することは、一つ以上前の制御サイクルにおいて磁極位置推定部 119 により推定された磁極位置に基づいて干渉係数 c を算出することの一例に相当する。

【0048】

磁極位置推定部 119 は、二次側電流に基づいて上記磁極位置を推定する。上式 (14) より、磁極位置を表す回転角 θ については、次式が成立する。

30

【数 18】

$$\theta \cong \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{n - cm}{cn + m} \right) \quad \dots (18)$$

【0049】

そこで、磁極位置推定部 119 は、干渉係数 c に更に基づいて磁極位置を推定してもよい。例えば磁極位置推定部 119 は、各制御サイクルにおいて、高周波応答評価部 116 により算出された正弦成分 n 及び余弦成分 m の値と、係数算出部 117 により算出された干渉係数 c の値とを上式 (12) に代入して回転角 θ を算出する。

【0050】

40

上述したように、高周波応答評価部 116 は、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q に基づいて正弦成分 n 及び余弦成分 m を算出するので、正弦成分 n 及び余弦成分 m に基づき磁極位置を推定することは、二次側電流の検出結果に基づき磁極位置を推定することの一例に相当する。

【0051】

干渉係数 c は、電流センサ 14 による検出結果のノイズ等に起因して振動的になる可能性がある。そのような場合、磁極位置推定部 119 は、0 より大きく 1 より小さい任意の係数を干渉係数 c に乗算し、次式 (13) により角度推定値 θ を算出してもよい。

【数 19】

50

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{n - kcm}{kcn + m} \right) \quad \dots (19)$$

【0052】

磁極位置推定部119は、回転角の微分値に相当する角周波数を更に算出してもよい。角周波数は、例えば座標系に対するdq座標系の角速度であり、磁極位置の変化速度に相当する。

【0053】

なお、磁極位置の推定手法は、干渉係数cに基づく手法に限られない。例えば、磁極位置推定部119は、相互インダクタンス推定部118による相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} の推定結果に基づいて回転角を算出してもよい。一例として、磁極位置推定部119は、上記相互干渉を無視して回転角を仮推定し、上記相互干渉を無視することによる推定誤差を次式により算出し、仮推定結果を推定誤差の算出結果に基づき補正して回転角を算出してもよい。

【数20】

$$\theta^e = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2L_{dq}}{L_d - L_q} \right) \quad \dots (20)$$

e ：相互干渉を無視することによる推定誤差

【0054】

電圧指令生成部120は、回転座標系における電流指令と、回転座標系の第1座標軸と第2座標軸との間の相互インダクタンスとに基づいて、回転座標系における電圧指令を生成する。例えば電圧指令生成部120は、各制御サイクルにおいて、電流指令生成部113が生成したd軸電流指令 i_{d_cmd} 及びq軸電流指令 i_{q_cmd} と、座標変換部115が算出したd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q と、d軸インダクタンス L_d と、q軸インダクタンス L_q と、電動機2の巻線抵抗 R と、電動機2の角周波数と、相互インダクタンス推定部118により推定された相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} と、磁石磁束とに基づいて、dq座標系におけるd軸電圧指令 V_{d_cmd} 及びq軸電圧指令 V_{q_cmd} を生成する。d軸電圧指令 V_{d_cmd} は、電圧指令を表す電圧指令ベクトルのd軸成分であり、q軸電圧指令 V_{q_cmd} は、当該電圧指令ベクトルのq軸成分である。角周波数は、座標系に対するdq座標系の角速度に相当し、磁極位置推定部119により推定される。

【0055】

例えば電圧指令生成部120は、図3に示すように、第1指令生成部121と、第2指令生成部122と、第1補償部123と、第2補償部124とを有する。第1指令生成部121は、電流指令の第1座標軸の成分と、二次側電流の第1座標軸の成分との偏差に基づいて電圧指令の第1座標軸の成分を生成する。例えば第1指令生成部121は、加え合わせ点P11で表されるように、d軸電流指令 i_{d_cmd} とd軸電流 i_d との偏差を算出し、当該偏差に対し、ブロックB11で表される比例・積分演算、比例演算、又は比例・積分・微分演算等を行ってd軸電圧指令 V_{d_cmd} を算出する。

【0056】

第2指令生成部122は、電流指令の第2座標軸の成分と、二次側電流の第2座標軸の成分との偏差に基づいて電圧指令の第2座標軸の成分を生成する。例えば第2指令生成部122は、加え合わせ点P21で表されるように、q軸電流指令 i_{q_cmd} とq軸電流 i_q との偏差を算出し、当該偏差に対し、ブロックB21で表される比例・積分演算、比例演算、又は比例・積分・微分演算等を行ってq軸電圧指令 V_{q_cmd} を算出する。

【0057】

第1補償部123は、相互インダクタンスと二次側電流の第2座標軸の成分とに基づいて、相互インダクタンスが二次側電圧の第1座標軸の成分に及ぼす影響を補償するように、電圧指令の第1座標軸の成分を補正する。例えば第1補償部123は、q軸インダクタ

10

20

30

40

50

ンス L_q と、電動機 2 の角周波数 ω と、相互インダクタンス推定部 118 により推定された相互インダクタンス L_{dq} とに基づいて補償値 V_{d_ff} を算出し、加え合わせ点 P31 で表されるように、補償値 V_{d_ff} を d 軸電圧指令 V_{d_cmd} に加算する。一例として、第 1 補償部 123 は、次式により補償値 V_{d_ff} を算出する。

【数 2 1】

$$V_{d_ff} = \frac{d(L_{dq} \cdot i_q)}{dt} - \omega L_q i_q \quad \dots (21)$$

【0058】

第 2 補償部 124 は、相互インダクタンスと二次側電流の第 1 座標軸の成分とに基づいて、相互インダクタンスが二次側電圧の第 2 座標軸の成分に及ぼす影響を補償するように、電圧指令の第 2 座標軸の成分を補正する。例えば第 2 補償部 124 は、d 軸インダクタンス L_d と、電動機 2 の角周波数 ω と、相互インダクタンス推定部 118 により推定された相互インダクタンス L_{qd} とに基づいて補償値 V_{q_ff} を算出し、加え合わせ点 P41 で表されるように、補償値 V_{q_ff} を q 軸電圧指令 V_{q_cmd} に加算する。一例として第 2 補償部 124 は、次式により補償値 V_{q_ff} を算出する。

【数 2 2】

$$V_{q_ff} = \frac{d(L_{qd} \cdot i_d)}{dt} + \omega(L_d i_d + \phi) \quad \dots (22)$$

【0059】

電圧指令生成部 120 は、電流指令の第 1 座標軸の成分と、二次側電流の第 1 座標軸の成分との偏差と、電流指令の第 2 座標軸の成分と、二次側電流の第 2 座標軸の成分との偏差と、相互インダクタンスとに基づいて、電圧指令を非線形に算出してもよい。例えば電圧指令生成部 120 は、非線形制御の一例であるスライディングモード制御における電圧指令を次式により算出してもよい。

【数 2 3】

$$\begin{bmatrix} V_{d_cmd} \\ V_{q_cmd} \end{bmatrix} = -(K^T \cdot B)^{-1} \cdot K^T \cdot A \cdot e - (K^T \cdot B)^{-1} \cdot K_{nl} \cdot \text{sgn}(K^T \cdot e) \quad \dots (23)$$

【数 2 4】

$$e = \begin{bmatrix} \int (i_{d_cmd} - i_d) dt \\ i_{d_cmd} - i_d \\ \int (i_{q_cmd} - i_q) dt \\ i_{q_cmd} - i_q \end{bmatrix} \quad \dots (24)$$

【数 2 5】

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -L_q R & 0 & L_{qd} R \\ 0 & \frac{L_d L_q - L_{qd}^2}{L_d L_q - L_{qd}^2} & 0 & \frac{L_{qd} R}{L_d L_q - L_{qd}^2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{L_{qd} R}{L_d L_q - L_{qd}^2} & 0 & -L_d R \\ 0 & \frac{L_{qd} R}{L_d L_q - L_{qd}^2} & 0 & \frac{-L_d R}{L_d L_q - L_{qd}^2} \end{bmatrix} \quad \dots (25)$$

【数 2 6】

10

20

30

40

50

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_q & -L_{qd} \\ \frac{L_d L_q - L_{qd}^2}{L_d L_q - L_{qd}^2} & \frac{-L_{qd}}{L_d L_q - L_{qd}^2} \\ 0 & 0 \\ \frac{-L_{qd}}{L_d L_q - L_{qd}^2} & \frac{L_d}{L_d L_q - L_{qd}^2} \end{bmatrix} \dots (26)$$

K : 式(18)における偏差 e の各成分に対するゲインを表す行列

K_{n1} : 非線形ゲイン

【0060】

図1に戻り、PWM制御部111(制御部)は、各制御サイクルで電圧指令生成部120により生成される電圧指令に対応する二次側電圧を電動機2に印加するように電力変換回路10を制御する。例えばPWM制御部111は、磁極位置推定部119により推定された磁極位置に基づく座標変換により、d軸電圧指令 V_{d_cmd} 及びq軸電圧指令 V_{q_cmd} を座標系における電圧指令に変換し、更に、2相3相変換により、座標系における電圧指令をu相、v相及びw相の各相の電圧指令に変換する。以下、各相の電圧指令を相別電圧指令という。

【0061】

上述した電圧指令生成部113は、相別電圧指令に変換される前の電圧指令に上述の高周波成分を重畳してもよい。これにより、相別電圧指令にも高周波成分が重畳されることとなる。PWM制御部111は、PWM(Pulse Width Modulation)方式によって、u相、v相及びw相の各相に、相別電圧指令に対応する電圧を印加するように、スイッチング素子15のオン・オフを切り替える。

【0062】

電動機2においては、二次側電流によって第1インダクタンス及び第2インダクタンスも変化し得る。そこで、制御回路100は、二次側電流に応じて第1インダクタンス及び第2インダクタンスの現在値を推定するように構成されていてもよい。

【0063】

例えば制御回路100は、軸別インダクタンス推定部131を更に有してもよい。軸別インダクタンス推定部131は、二次側電流と、磁極位置推定部119により推定された磁極位置とに基づいて第1インダクタンス及び第2インダクタンスを推定する。例えば軸別インダクタンス推定部131は、各制御サイクルにおいて、座標変換部115により算出されたd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q に基づいてd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を推定する。

【0064】

上述のとおり、d軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q は、電流センサ14による検出結果と、磁極位置推定部119により推定された磁極位置とに基づいて算出される。このため、d軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q に基づいてd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を推定することは、二次側電流と、磁極位置推定部119により推定された磁極位置とに基づいてd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を推定することの一例に相当する。

【0065】

一例として、軸別インダクタンス推定部131は、d軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q と、d軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q との関係を表すように予め準備されたインダクタンスプロファイルと、d軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q の現在値とに基づいて、d軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q の現在値を推定する。この場合、制御回路100は、インダクタンス記憶部132を更に有してもよい。インダクタンス記憶部132は、実機試験又はシミュレーション等により予め準備されたインダクタンスプロファイルを記憶する。軸別インダクタンス推定部131は、インダクタンス記憶部132が記憶するインダクタンスプロファイルにおいて、d軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q の現

10

20

30

40

50

在値に対応する d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q を特定してもよい。

【 0 0 6 6 】

インダクタンスプロファイルは、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q と、d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q との関係を連続的に表す関数であってもよく、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q と、d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q との関係を離散的に表す点列データであってもよい。

【 0 0 6 7 】

インダクタンス記憶部 1 3 2 が離散的なインダクタンスプロファイルを記憶する場合、軸別インダクタンス推定部 1 3 1 は、インダクタンスプロファイルの点列を線形補間、多項式補間、又はスプライン補間等により補間して、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q の現在値に対応する d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q を特定してもよい。

10

【 0 0 6 8 】

制御回路 1 0 0 が軸別インダクタンス推定部 1 3 1 を備える場合、相互インダクタンス推定部 1 1 8 は、軸別インダクタンス推定部 1 3 1 により推定された第 1 インダクタンス及び第 2 インダクタンスに基づいて相互インダクタンスを推定してもよい。

【 0 0 6 9 】

以上に例示した制御回路 1 0 0 によれば、電圧指令生成部 1 2 0 による電圧指令の生成、係数算出部 1 1 7 による干渉係数の算出、磁極位置推定部 1 1 9 による磁極位置の推定、及び相互インダクタンス推定部 1 1 8 による相互インダクタンスの推定等を含む制御サイクルが制御周期で繰り返される。制御サイクルの周期は、相互インダクタンスの変動周期よりも短くてもよい。

20

【 0 0 7 0 】

以上に例示した電力変換装置 1 は、電動機の磁極位置に同期して回転する回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数を、電動機に供給される電流に基づいて算出することと、干渉係数と、第 1 座標軸に対応する電動機 2 の第 1 インダクタンスと、第 2 座標軸に対応する電動機 2 の第 2 インダクタンスとに基づいて、第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の相互インダクタンスを推定することと、を実行するように構成された推定器を含んでいる。

【 0 0 7 1 】

例えば電力変換装置 1 は、係数算出部 1 1 7 と、相互インダクタンス推定部 1 1 8 とを有する推定器を含んでいる。この推定器は、係数算出部 1 1 7 による干渉係数の算出と、相互インダクタンス推定部による相互インダクタンスの推定とを含む推定サイクルを繰り返し、係数算出部 1 1 7 は、一つ以上前の推定サイクルにおける磁極位置に更に基づいて、干渉係数を算出している。

30

【 0 0 7 2 】

また、磁極位置推定部 1 1 9 により、センサレスで磁極位置を推定する例を示したが、電動機 2 に設けられたセンサにより磁極位置を検出可能である場合には磁極位置推定部 1 1 9 を省略可能である。この場合、座標変換部 1 1 5 は回転角 の検出結果に基づき上述の座標変換を行い、係数算出部 1 1 7 は回転角 の検出結果に基づき干渉係数を算出し、及び PWM 制御部 1 1 1 は回転角 の検出結果に基づき 座標系における電圧指令を算出する。また、電圧指令生成部 1 2 0 は、角周波数 の検出結果に基づき回転座標系における電圧指令を生成する。

40

【 0 0 7 3 】

図 4 は、制御回路 1 0 0 のハードウェア構成を例示するブロック図である。図 4 に示すように、制御回路 1 0 0 は、1 以上のプロセッサ 1 9 1 と、メモリ 1 9 2 と、ストレージ 1 9 3 と、入出力ポート 1 9 4 と、スイッチング制御回路 1 9 5 とを含む。ストレージ 1 9 3 は、例えば不揮発性の半導体メモリ等、コンピュータによって読み取り可能な記憶媒体を有する。ストレージ 1 9 3 は、回転座標系における電流指令と、回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の相互インダクタンスとに基づいて、回転座標系における電圧指令を生成することと、電圧指令に対応する二次側電圧を電動機 2 に印加するように電力変

50

換回路10を制御することと、制御回路100に実行させるためのプログラムを記憶している。ストレージ193は、上述した機能上の各構成要素を制御回路100に構成させるためのプログラムを記憶している。

【0074】

メモリ192は、ストレージ193の記憶媒体からロードしたプログラム及びプロセッサ191による演算結果を一時的に記憶する。プロセッサ191は、メモリ192と協働して上記プログラムを実行することで、制御回路100の各機能ブロックを構成する。入出力ポート194は、プロセッサ191からの指令に従って、電流センサ14との間で電気信号の入出力を行う。スイッチング制御回路195は、プロセッサ191からの指令に従って、インバータ回路13に、スイッチング素子15のオン・オフを切り替えるための駆動信号を出力する。

10

【0075】

なお、制御回路100は、必ずしもプログラムにより各機能を構成するものに限られない。例えば制御回路100は、専用の論理回路又はこれを集積したASIC(Application Specific Integrated Circuit)により少なくとも一部の機能を構成してもよい。

【0076】

〔電力変換手順〕

続いて、制御方法の一例として、制御回路100が実行する制御手順を例示する。この制御手順は、相互インダクタンスの推定方法の一例として、電動機2に供給される電流に基づいて干渉係数を算出することと、干渉係数と、第1座標軸に対応する電動機2の第1インダクタンスと、第2座標軸に対応する電動機2の第2インダクタンスとに基づいて第1座標軸と第2座標軸との間の相互インダクタンスを推定することと、を含む。

20

【0077】

図5に示すように、制御回路100は、ステップS01, S02, S03, S04, S05, S06, S07, S08, S09, S11, S12を順に実行する。ステップS01では、電流指令生成部113が、電動機2に所望の動作をさせるためのd軸電流指令 i_{d_cmd} 及びq軸電流指令 i_{q_cmd} を生成する。

【0078】

ステップS02では、3相2相変換部114が、電流センサ14により検出されたu相電流 i_u 、v相電流 i_v 及びw相電流 i_w を取得する。ステップS03では、3相2相変換部114が、u相電流 i_u 、v相電流 i_v 及びw相電流 i_w に3相2相変換を行って軸電流 i 及び軸電流 i を算出する。ステップS04では、座標変換部115が、軸電流 i 及び軸電流 i に座標変換を行ってd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q を算出する。この際に、座標変換部115は、一つ以上前の制御サイクル(例えば一つ前の制御サイクル)において、磁極位置推定部119により推定された回転角に基づいて座標変換を行う。

30

【0079】

ステップS05では、軸別インダクタンス推定部131が、座標変換部115により算出されたd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q に基づいてd軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q を推定する。ステップS06では、高周波応答評価部116が、電流指令生成部113により重畳された高周波成分に対する応答を評価する。例えば高周波応答評価部116は、二次側電圧に重畳された高周波成分に対応する応答成分を、軸電流 i 及び軸電流 i から抽出し、抽出結果に基づいて、上述した正弦成分 n 及び余弦成分 m を算出する。

40

【0080】

ステップS07では、係数算出部117が、座標変換部115により算出されたd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q と、一つ以上前の制御サイクルにおいて磁極位置推定部119により推定された回転角とに基づいて干渉係数 c を算出する。例えば係数算出部117は、高周波応答評価部116により算出された正弦成分 n 及び余弦成分 m と、一つ前の制御サイクルにおいて磁極位置推定部119により推定された回転角とに基づいて干渉係数

50

c を算出する。

【 0 0 8 1 】

ステップ S 0 8 では、相互インダクタンス推定部 1 1 8 が、一つ以上前の制御周期において磁極位置推定部 1 1 9 により推定された回転角 と、d 軸インダクタンス L_d と、q 軸インダクタンス L_q とに基づいて、相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} を推定する。例えば相互インダクタンス推定部 1 1 8 は、係数算出部 1 1 7 により算出された干渉係数 c と、軸別インダクタンス推定部 1 3 1 により推定された d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q とに基づいて相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} を推定する。

【 0 0 8 2 】

ステップ S 0 9 では、磁極位置推定部 1 1 9 が、二次側電流に基づいて回転角 及び角周波数 を推定する。例えば磁極位置推定部 1 1 9 は、高周波応答評価部 1 1 6 により算出された正弦成分 n 及び余弦成分 m と、係数算出部 1 1 7 により算出された干渉係数 c とに基づいて回転角 を算出する。

10

【 0 0 8 3 】

ステップ S 1 1 では、電流指令生成部 1 1 3 が生成した d 軸電流指令 i_{d_cmd} 及び q 軸電流指令 i_{q_cmd} と、座標変換部 1 1 5 が算出した d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q と、d 軸インダクタンス L_d と、q 軸インダクタンス L_q と、電動機 2 の巻線抵抗 R と、電動機 2 の角周波数 と、相互インダクタンス推定部 1 1 8 により推定された相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} とに基づいて、電圧指令生成部 1 2 0 が、dq 座標系における d 軸電圧指令 V_{d_cmd} 及び q 軸電圧指令 V_{q_cmd} を生成する。

20

【 0 0 8 4 】

ステップ S 1 2 では、電圧指令生成部 1 2 0 が生成した電圧指令に対応する電圧を電動機 2 に印加するように、PWM 制御部 1 1 1 が、電力変換回路 1 0 のスイッチング素子 1 5 のオン・オフを切り替えることを開始する。電流指令生成部 1 1 3 は、PWM 制御部 1 1 1 により相別電圧指令に変換される前の電圧指令（上記 座標系における電圧指令）に上述の高周波成分を重畳する。これにより、高周波成分が重畳された二次側電圧が電動機 2 に印加される。

【 0 0 8 5 】

制御回路 1 0 0 は、以上の制御サイクルを上記制御周期で繰り返す。ステップ S 0 9 における回転角 の推定結果は、次のサイクルにおいて、ステップ S 0 4（d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q の算出）と、ステップ S 0 7（干渉係数 c の算出）とに用いられる。

30

【 0 0 8 6 】

なお、以上の手順は適宜変更可能である。例えばステップ S 0 5（d 軸インダクタンス L_d 及び q 軸インダクタンス L_q の推定）を、ステップ S 0 7（干渉係数 c の算出）の後に行ってもよい。また、ステップ S 0 9（回転角 及び角周波数 の推定）を、ステップ S 0 8（相互インダクタンス L_{dq} 、 L_{qd} の推定）の前に実行してもよい。

【 0 0 8 7 】

〔本実施形態の効果〕

以上に説明したように、電力変換装置 1 は、一次側電力を二次側電力に変換して電動機 2 に供給する電力変換回路 1 0 と、電動機 2 の磁極位置に同期して回転する回転座標系における電流指令と、回転座標系の第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の相互インダクタンスとに基づいて、回転座標系における電圧指令を生成する電圧指令生成部 1 2 0 と、電圧指令に対応する二次側電圧を電動機 2 に印加するように電力変換回路 1 0 を制御する PWM 制御部 1 1 1 と、を備える。

40

【 0 0 8 8 】

この電力変換装置 1 によれば、相互インダクタンスに基づくことで、二次側電流の第 1 座標軸成分が二次側電圧の第 2 座標軸成分に及ぼす影響と、二次側電流の第 2 座標軸成分が二次側電圧の第 1 座標軸成分に及ぼす影響とを補償するように電圧指令を生成し、電流指令に対する二次側電流の追従性を向上させることができる。このため、電動機 2 の動作のリプルを低減するのに有効である。

50

【 0 0 8 9 】

電力変換装置 1 は、電動機 2 の磁極位置と、第 1 座標軸に対応する電動機 2 の第 1 インダクタンスと、第 2 座標軸に対応する電動機 2 の第 2 インダクタンスとに基づいて相互インダクタンスを推定する相互インダクタンス推定部 1 1 8 を更に備え、電圧指令生成部 1 2 0 は、相互インダクタンス推定部 1 1 8 により推定された相互インダクタンスに基づいて電圧指令を生成してもよい。この場合、相互インダクタンスをリアルタイムに推定し、推定結果を電圧指令に反映させることによって、相互インダクタンス自体の時間変化が二次側電圧に及ぼす影響を補償することができる。従って、電動機 2 の動作のリプルを更に低減するのに有効である。

【 0 0 9 0 】

電力変換装置 1 は、二次側電流に基づいて磁極位置を推定する磁極位置推定部 1 1 9 を更に備え、相互インダクタンス推定部 1 1 8 は、磁極位置推定部 1 1 9 により推定された磁極位置に基づいて相互インダクタンスを推定してもよい。この場合、センサレス制御を行う場合においても相互インダクタンスを的確に推定することができる。

【 0 0 9 1 】

電力変換装置 1 は、二次側電流に基づいて、第 1 座標軸と第 2 座標軸との間の電磁的な相互干渉を表す干渉係数を算出する係数算出部 1 1 7 を更に備え、磁極位置推定部 1 1 9 は、干渉係数に更に基づいて磁極位置を推定してもよい。この場合、磁極位置の推定精度を向上させることで、電動機 2 の動作のリプルを更に低減することができる。

【 0 0 9 2 】

電力変換装置 1 は、電圧指令生成部 1 2 0 による電圧指令の生成と、係数算出部 1 1 7 による干渉係数の算出と、磁極位置推定部 1 1 9 による磁極位置の推定と、相互インダクタンス推定部 1 1 8 による相互インダクタンスの推定と、を含む制御サイクルを繰り返し、係数算出部 1 1 7 は、一つ以上前の制御サイクルにおいて磁極位置推定部 1 1 9 により推定された磁極位置に更に基づいて干渉係数を算出してもよい。この場合、干渉係数を容易に算出することができる。干渉係数の算出の簡素化は、制御サイクルの周期の短縮化にも寄与し得る。

【 0 0 9 3 】

制御サイクルの周期は、相互インダクタンスの変動周期よりも短くてもよい。この場合、相互インダクタンスの変動に起因する動作リプルを更に抑制することができる。

【 0 0 9 4 】

相互インダクタンス推定部 1 1 8 は、干渉係数と、第 1 インダクタンスと、第 2 インダクタンスとに基づいて相互インダクタンスを推定してもよい。この場合、干渉係数を、相互インダクタンスの推定にも活用することで、相互インダクタンスを容易に算出することができる。

【 0 0 9 5 】

電力変換装置 1 は、二次側電流と、磁極位置推定部 1 1 9 により推定された磁極位置とに基づいて第 1 インダクタンス及び第 2 インダクタンスを推定する軸別インダクタンス推定部 1 3 1 を更に備え、相互インダクタンス推定部 1 1 8 は、軸別インダクタンス推定部 1 3 1 により推定された第 1 インダクタンス及び第 2 インダクタンスに基づいて相互インダクタンスを推定してもよい。この場合、第 1 インダクタンス及び第 2 インダクタンスをリアルタイムに推定し、推定結果を電圧指令に反映させることによって、第 1 インダクタンス及び第 2 インダクタンス自体の時間変化に起因する動作リプルを抑制することができる。

【 0 0 9 6 】

電圧指令生成部 1 2 0 は、電流指令の第 1 座標軸の成分と、二次側電流の第 1 座標軸の成分との偏差に基づいて電圧指令の第 1 座標軸の成分を生成する第 1 指令生成部 1 2 1 と、電流指令の第 2 座標軸の成分と、二次側電流の第 2 座標軸の成分との偏差に基づいて電圧指令の第 2 座標軸の成分を生成する第 2 指令生成部 1 2 2 と、相互インダクタンスと二次側電流の第 2 座標軸の成分とに基づいて、相互インダクタンスが二次側電圧の第 1 座標

10

20

30

40

50

軸の成分に及ぼす影響を補償するように、電圧指令の第1座標軸の成分を補正する第1補償部123と、相互インダクタンスと二次側電流の第1座標軸の成分とに基づいて、相互インダクタンスが二次側電圧の第2座標軸の成分に及ぼす影響を補償するように、電圧指令の第2座標軸の成分を補正する第2補償部124と、を有していてもよい。この場合、広く普及している電圧指令の算出手法に、d q軸間の電磁的な相互干渉の補償成分を容易に組み込むことができる。

【0097】

電圧指令生成部120は、電流指令の第1座標軸の成分と、二次側電流の第1座標軸の成分との偏差と、電流指令の第2座標軸の成分と、二次側電流の第2座標軸の成分との偏差と、相互インダクタンスとに基づいて、電圧指令を非線形に算出してもよい。この場合、相互インダクタンスに基づくことで、d q軸間の電磁的な相互干渉の補償成分を、非線形な電圧指令の算出にも容易に組み込むことができる。

10

【0098】

以上、実施形態について説明したが、本開示は必ずしも上述した実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で様々な変更が可能である。

【符号の説明】

【0099】

1...電力変換装置、2...電動機、10...電力変換回路(電力変換部)、111...PWM制御部(制御部)、117...係数算出部、118...相互インダクタンス推定部、119...磁極位置推定部、120...電圧指令生成部、121...第1指令生成部、122...第2指令生成部、123...第1補償部、124...第2補償部、131...軸別インダクタンス推定部。

20

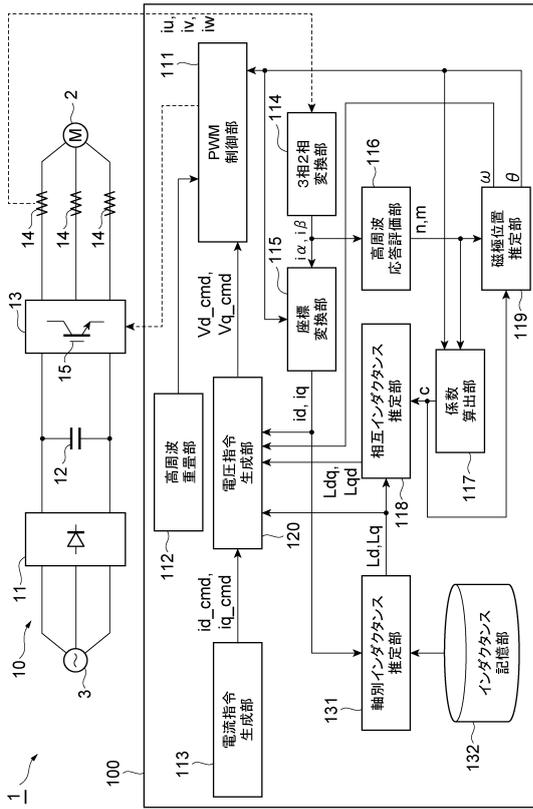
30

40

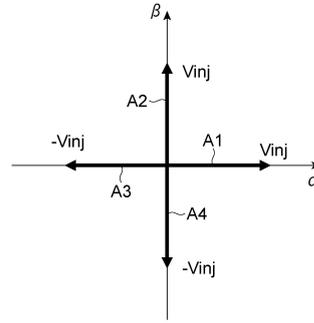
50

【図面】

【図 1】



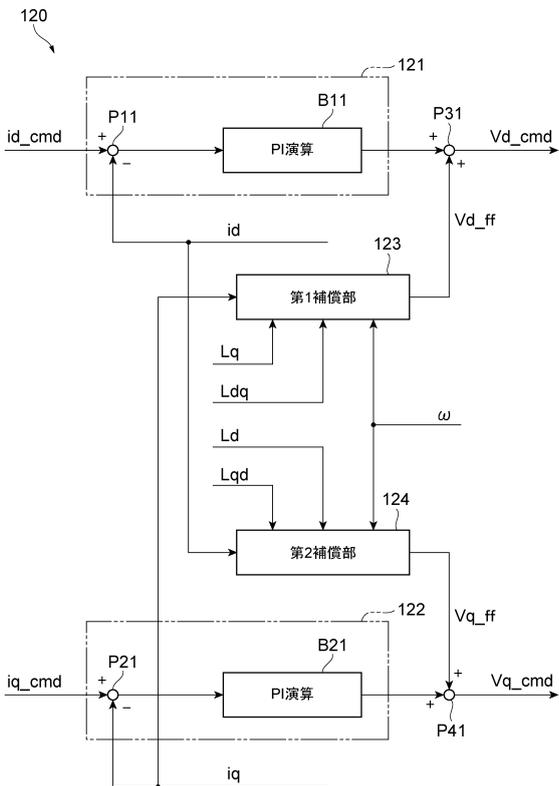
【図 2】



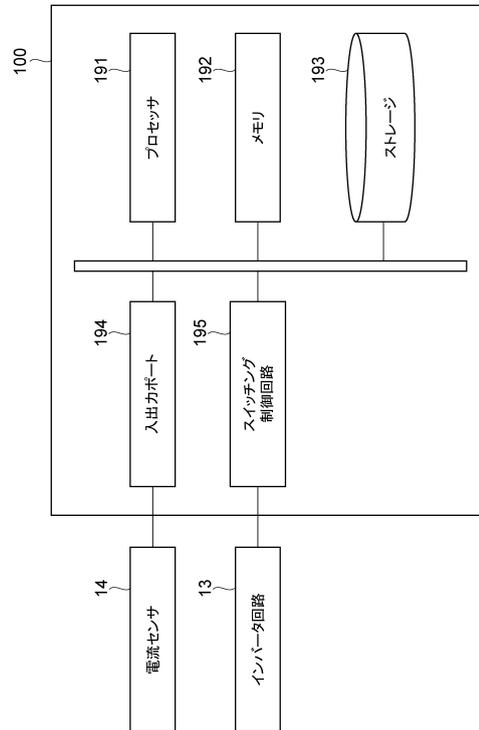
10

20

【図 3】



【図 4】

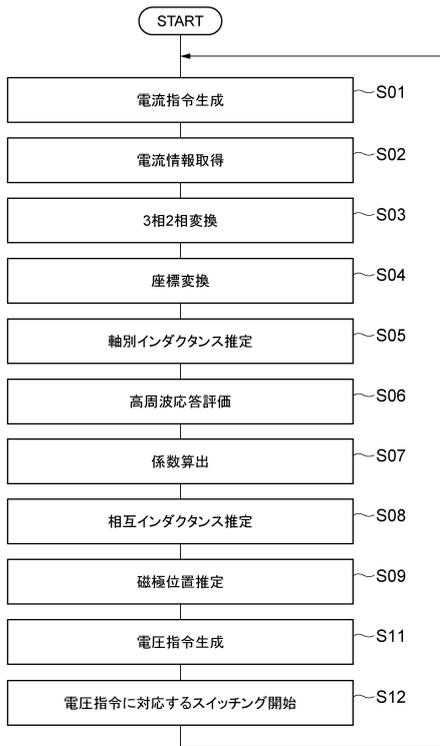


30

40

50

【 図 5 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

号 株式会社安川電機内

審査官 谿花 正由輝

- (56)参考文献 特開 2016 - 149822 (JP, A)
特開 2019 - 033582 (JP, A)
韓国公開特許第 10 - 2016 - 0032894 (KR, A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 21 / 16
H02P 21 / 26