

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3972124号
(P3972124)

(45) 発行日 平成19年9月5日(2007.9.5)

(24) 登録日 平成19年6月22日(2007.6.22)

(51) Int.C1.

F 1

HO2P 6/18	(2006.01)	HO2P	6/02	371S
HO2P 27/06	(2006.01)	HO2P	7/63	303V
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	C
HO2P 27/04	(2006.01)			

請求項の数 8 (全 21 頁)

(21) 出願番号

特願2002-200800 (P2002-200800)

(22) 出願日

平成14年7月10日 (2002.7.10)

(65) 公開番号

特開2004-48868 (P2004-48868A)

(43) 公開日

平成16年2月12日 (2004.2.12)

審査請求日

平成16年10月20日 (2004.10.20)

(73) 特許権者 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区丸の内一丁目6番6号

(73) 特許権者 399048917

日立アプライアンス株式会社

東京都港区海岸一丁目16番1号

(74) 代理人 100098017

弁理士 吉岡 宏嗣

(72) 発明者 岩路 善尚

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号

株式会社日立製作所 日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】同期電動機の速度制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

同期電動機の回転数指令を入力し該同期電動機を駆動するインバータにパルス幅制御信号を生成して出力する制御器を備え、前記制御器は、前記インバータの直流部の電流をサンプリングするサンプリング手段と、前記サンプリング手段のサンプリングによるサンプリング電流値を基に前記同期電動機に流れる交流電流を再現する電流再現手段と、前記電流再現手段の再現による交流電流を、前記同期電動機内部の磁極軸を仮定したd c 軸上の電流と前記d c 軸に直交するq c 軸上の電流に座標変換するd q 座標変換手段と、前記d q 座標変換手段の座標変換により得られたq c 軸上の電流成分に遅れ要素を与えて前記同期電動機に関するトルク電流指令を生成するトルク電流指令生成手段と、前記回転数指令と前記トルク電流指令と与えられるd軸電流指令と前記同期電動機のモデル演算式に基づいて前記d c 軸と前記q c 軸上の各印加電圧指令を演算する印加電圧指令演算手段と、前記回転数指令に基づいて前記同期電動機の駆動周波数に関連する交流位相を算出する位相算出手段と、前記各印加電圧指令を前記位相算出手段の算出による交流位相に基づいて三相交流電圧指令に座標変換するd q 逆変換手段と、前記三相交流電圧指令に基づいて前記パルス幅制御信号を生成するパルス幅制御信号生成手段と、前記q c 軸上の電流成分と前記トルク電流指令に基づいて前記d c - q c 軸と前記同期電動機の実際の磁極軸であるd - q 軸との誤差角に相当する状態量を演算する状態量演算手段と、前記状態量に基づいて前記d q 座標変換手段と前記d q 逆変換手段で用いる前記交流位相を補正する位相補正手段とから構成されてなる同期電動機の速度制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の同期電動機の速度制御装置において、前記状態量演算手段は、前記 d q 座標変換手段の座標変換により得られた q c 軸上の電流成分と前記トルク電流指令生成手段の生成によるトルク電流指令との差に従って前記状態量を演算してなることを特徴とする同期電動機の速度制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の同期電動機の速度制御装置において、前記状態量演算手段は、前記同期電動機の q 軸インダクタンスを L_q 、巻線抵抗を R 、前記 d q 座標変換手段の座標変換により得られた q c 軸上の電流成分を I_{qc} 、前記 d q 座標変換手段の座標変換により得られた d c 軸上の電流成分を I_{dc} 、前記回転数指令から得られる電気角周波数指令を ω_1 、前記 d c 軸上の印加電圧指令を V_{dc} 、前記 q c 軸上の印加電圧指令を V_{qc} として、下記式(数 1)に基づいて、

【数 1】

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \frac{V_{dc}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1^* L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R \cdot I_{qc} - \omega_1^* L_q \cdot I_{dc}} \quad \cdots \text{(数 1)}$$

前記状態量として、軸誤差 θ_c を演算してなることを特徴とする同期電動機の速度制御装置。

【請求項 4】

請求項 1、2 または 3 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の速度制御装置において、前記 d c 軸と前記 q c 軸上の各印加電圧指令と前記位相算出手段の算出による交流位相とから電圧指令位相を演算する電圧位相演算手段と、前記電圧位相演算手段の演算による電圧指令位相の特定の位相毎に前記サンプリング手段に対してサンプリングを指令するための割り込み信号を出力する割り込み信号発生手段とを備えてなることを特徴とする同期電動機の速度制御装置。

【請求項 5】

請求項 1、2 または 3 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の速度制御装置において、前記 d q 逆変換手段の出力による三相交流電圧指令の各相の極性を演算して各相の極性信号を出力する極性演算手段と、前記いずれか一つの相の極性信号の極性の変化に応答して、前記サンプリング手段に対してサンプリングを指令するための割り込み信号を出力する割り込み信号発生手段とを備えてなることを特徴とする同期電動機の速度制御装置。

【請求項 6】

請求項 1、2 または 3 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の速度制御装置において、前記 d q 逆変換手段の出力による三相交流電圧指令の各相の絶対値を演算して出力する絶対値演算手段と、前記各相の絶対値のうちいずれか 2 つの相の絶対値が近似した値になったときに、前記サンプリング手段に対してサンプリングを指令するための割り込み信号を出力する割り込み信号発生手段とを備えてなることを特徴とする同期電動機の速度制御装置。

【請求項 7】

請求項 1、2 または 3 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の速度制御装置において、前記 d q 座標変換手段の座標変換により得られた d c 軸上の電流成分と d 軸電流指令との差を演算する減算手段と、前記 q c 軸上の印加電圧指令を算出するための電動機定数を前記減算手段の演算結果に従って補正する電動機定数補正手段とを備えてなることを特徴とする同期電動機の速度制御装置。

【請求項 8】

同期電動機と、前記同期電動機の速度を制御する速度制御装置として、請求項 1 ~ 7 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の速度制御装置と、前記同期電動機を動力源とした圧縮機とを備えてなる空調機。

【発明の詳細な説明】

10

20

30

40

50

【0001】**【発明の属する技术分野】**

本発明は、同期電動機の速度制御装置に係り、特に、同期電動機の磁極位置を検出する磁極位置センサと同期電動機の電流を検出する電流センサを用いずに、同期電動機の速度を制御するに好適な同期電動機の速度制御装置に関する。

【0002】**【従来の技术】**

磁石モータで構成された同期電動機の速度を制御する制御方式として、磁極位置センサを用いない方式のものや電流センサを用いない方式のものなど各種のものが提案されている。

10

【0003】

従来の制御方式のうち磁極位置センサを用いない制御方式のものは、磁極位置センサの代わりに、磁極位置推定器を設けたものであり、基本的な構成は、速度制御器、電流制御器などからなり、構成自体は磁極位置センサ付きのものと同様にベクトル制御に基づいたものである。

【0004】

磁極位置推定の基本原理は、同期電動機の電気定数と、電動機電圧および電動機電流に基づいて、磁極位置の推定演算を行うものであり、誘起電圧を利用するものとして、例えば、特開2001-251889号公報に記載されているものなどが知られている。

20

【0005】

磁極位置の推定原理は、同期電動機の磁極位置を基準とした回転座標軸（d - q 軸）と、制御上で仮定している回転座標軸（d c - q c 軸）との間の軸誤差 を推定演算するものであり、この演算によって得られた軸誤差が0になるように、同期電動機の周波数指令を修正することで、位置センサレス・ベクトル制御を実現することができる。

【0006】

位置センサレス・ベクトル制御の場合は、駆動電流の大きさ、位相を、負荷条件に応じて理想的に制御することが可能となり、高トルク・高性能な同期電動機の制御が実現できる。

【0007】

一方、電流センサを用いない制御方式としては、電動機を駆動するインバータの直流電流を検出し、その瞬時値と、インバータのゲートパルス信号から、電動機の交流電流を再現する所謂電流再現方式が提案されている。この電流再現方式は、例えば、特開平2-197295号公報に記載されているように、インバータを駆動するゲート・パルス信号を利用し、インバータの直流電流に瞬間に表れる電動機電流をサンプル／ホールドし、電動機電流を間接的に検出するものである。

30

【0008】**【発明が解决しようとする課題】**

従来の位置センサ付きベクトル制御に基づいた磁極位置センサレス制御方式では、速度制御器、電流制御器および磁極位置推定器など、フィードバックループを形成する制御器を複数個設けなければならず、制御構成が複雑になる。特に、高速回転で電動機を駆動しようとすると、制御系全体の安定化が難しくなる。制御系全体を安定化するには、制御演算周期を短くし、制御ゲインを高く設定しなければならず、DSP（デジタル・シグナル・プロセッサ）などの高性能な演算処理器を用いなければ実現が難しい。

40

【0009】

一方、電流再現方式を用いたものには以下のようないくつかの課題がある。すなわち、電流再現方式では、インバータの直流電流と、インバータのゲート・パルス信号から、電動機電流を再現しているため、起動時など指令電圧が低くゲートパルスのパルス幅が極端に短い場合には、電動機の電流成分を捕らえることが難しくなる。特に、電動機の速度を高速化するときに、インバータの平均スイッチング周波数（キャリア周波数）を高く設定する程、ゲートパルスのパルス幅が短くなり、電流の再現が難しくなる。この対策としては、電動機の

50

起動時などにのみインバータのキャリア周波数を下げることで対処することは可能であるが、インバータのキャリア周波数を下げると、電流高調波の増大に伴って効率が低下したり、耳ざわりな電磁ノイズの原因となる。

【0010】

このように、「磁極位置センサレス制御方式」と「電流再現方式」とを組合せた場合、電動機を、例えば、400Hz以上の周波数で高速度で回転させるときには、キャリア周波数に対応して演算周期を速くしなければならず、しかもゲートパルス幅に制限があるため、演算周期を単に速くすることは困難である。したがって、磁極位置センサと電流センサの両者をなくした状態で高速・高性能な同期電動機の制御装置を実現することは困難である。

10

【0011】

本発明の課題は、磁極位置センサと電流センサを用いることなく、制御系を安定した状態で電動機を高速回転させることができる同期電動機の速度制御装置を提供することにある。

【0012】

【課題を解決するための手段】

前記課題を解決するために、本発明は、同期電動機を駆動する手段として、回転速度制御器および電流制御器などの複雑な制御系を用いずに、回転数指令および電流指令に基づいたフィードフォワード型の制御系を構成し、その際、トルク電流指令を実際のトルク電流を用いて生成し、電流検出にはインバータの直流電流の検出値から電動機電流を再現して、電動機の検出電流とし、また制御上の磁極軸と実際の磁極軸との誤差角の状態量を推定演算し、この演算値を基に電動機の駆動周波数に相当する交流位相を補正することで、定常的な軸ずれを零に制御し、制御系が安定で、且つ高いキャリア周波数での運転を可能にしたものである。具体的には、本発明は、同期電動機の回転数指令を入力し該同期電動機を駆動するインバータにパルス幅制御信号を生成して出力する制御器を備え、前記制御器は、前記インバータの直流部の電流をサンプリングするサンプリング手段と、前記サンプリング手段のサンプリングによるサンプリング電流値を基に前記同期電動機に流れる交流電流を再現する電流再現手段と、前記電流再現手段の再現による交流電流を、前記同期電動機内部の磁極軸を仮定したd c 軸上の電流と前記d c 軸に直交するq c 軸上の電流に座標変換するd q 座標変換手段と、前記d q 座標変換手段の座標変換により得られたq c 軸上の電流成分に遅れ要素を与えて前記同期電動機に関するトルク電流指令を生成するトルク電流指令生成手段と、前記回転数指令と前記トルク電流指令と与えられるd軸電流指令と前記同期電動機のモデル演算式に基づいて前記d c 軸と前記q c 軸上の各印加電圧指令を演算する印加電圧指令演算手段と、前記回転数指令に基づいて前記同期電動機の駆動周波数に関連する交流位相を算出する位相算出手段と、前記各印加電圧指令を前記位相算出手段の算出による交流位相に基づいて三相交流電圧指令に座標変換するd q 逆変換手段と、前記三相交流電圧指令に基づいて前記パルス幅制御信号を生成するパルス幅制御信号生成手段と、前記q c 軸上の電流成分と前記トルク電流指令に基づいて前記d c - q c 軸と前記同期電動機の実際の磁極軸であるd - q 軸との誤差角に相当する状態量を演算する状態量演算手段と、前記状態量に基づいて前記d q 座標変換手段と前記d q 逆変換手段で用いる前記交流位相を補正する位相補正手段とから構成されてなる同期電動機の速度制御装置を構成したものである。

20

30

40

【0013】

前記同期電動機速度制御装置を構成するに際しては、以下の要素を付加することができる。

【0014】

(1) 前記状態量演算手段は、前記d q 座標変換手段の座標変換により得られたq c 軸上の電流成分と前記トルク電流指令生成手段の生成によるトルク電流指令との差に従って前記状態量を演算してなる。

【0015】

50

(2) 前記状態量演算手段は、前記同期電動機のq軸インダクタンスをL_q、巻線抵抗をR、前記d q座標変換手段の座標変換により得られたq c軸上の電流成分をI_{qc}、前記d q座標変換手段の座標変換により得られたd c軸上の電流成分をI_{dc}、前記回転数指令から得られる電気角周波数指令をω₁、前記d c軸上の印加電圧指令をV_{dc}、前記q c軸上の印加電圧指令をV_{qc}として、下記式(数2)に基づいて、

【0016】

【数2】

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \frac{V_{dc}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1^* L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R \cdot I_{qc} - \omega_1^* L_q \cdot I_{dc}} \quad \cdots \text{ (数2)}$$

10

前記状態量として、軸誤差θ_cを演算してなる。

【0017】

(3) 前記d c軸と前記q c軸上の各印加電圧指令と前記位相算出手段の算出による交流位相とから電圧指令位相を演算する電圧位相演算手段と、前記電圧位相演算手段の演算による電圧指令位相の特定の位相毎に前記サンプリング手段に対してサンプリングを指令するための割り込み信号を出力する割り込み信号発生手段とを備えてなる。

【0018】

(4) 前記d q逆変換手段の出力による三相交流電圧指令の各相の極性を演算して各相の極性信号を出力する極性演算手段と、前記いずれか一つの相の極性信号の極性の変化に応答して、前記サンプリング手段に対してサンプリングを指令するための割り込み信号を出力する割り込み信号発生手段とを備えてなる。

20

【0019】

(5) 前記d q逆変換手段の出力による三相交流電圧指令の各相の絶対値を演算して出力する絶対値演算手段と、前記各相の絶対値のうちいずれか2つの相の絶対値が近似した値になったときに、前記サンプリング手段に対してサンプリングを指令するための割り込み信号を出力する割り込み信号発生手段とを備えてなる。

【0020】

(6) 前記d q座標変換手段の座標変換により得られたd c軸上の電流成分とd軸電流指令との差を演算する減算手段と、前記q c軸上の印加電圧指令を算出するための電動機定数を前記減算手段の演算結果に従って補正する電動機定数補正手段とを備えてなる。

30

【0021】

(7) 少なくとも前記インバータと前記制御器および前記インバータ電流検出器をモジュール化してなる。

【0022】

また、本発明は、同期電動機と、前記いずれかの同期電動機の速度制御装置と、前記同期電動機を動力源とした圧縮機とを備えてなる空調機を構成したものである。

【0023】

前記した手段によれば、同期電動機のd-q軸と制御軸d c-q c軸との軸誤差θ_cに起因した状態量を演算し、この状態量を修正量として、回転数指令から得られた電気角周波数指令を補正して駆動周波数を求め、この駆動周波数から交流位相を算出し、さらにインバータ電流をサンプリングして得られた電流にしたがって同期電動機の交流電流を再現し、再現された交流電流を交流位相に基づいてd q座標変換してトルク電流を求め、このトルク電流からトルク電流指令(q軸電流指令)を生成するとともに、トルク電流指令と回転数指令から得られた電気角周波数指令に基づいてd c軸とq c軸上の各印加電圧指令を演算し、各印加電圧指令を交流位相にしたがってd q逆変換して三相交流電圧指令を生成し、三相交流電圧指令を基にパルス幅制御信号を生成し、このパルス幅制御信号にしたがってインバータを制御するようにしたため、磁極位置センサレス・電流センサレスでも、同期電動機を安定に高速度で回転させることが可能になる。

40

50

【0024】

すなわち、実質的に、フィードバック制御を行っているのは $d - q$ 軸と $d - q_c$ 軸との誤差角に相当する状態量にしたがって、軸ずれを補正する制御だけであり、軸ずれ補正の制御を行うための修正ループゲインは数 10 ms 程度の応答時間で良く、インバータ電流から電動機電流を再現し、再現された電流から実際のトルク電流を生成する処理時間は修正ループゲインの 1 / 5 程度の処理周期で行えば十分である。このため、速度制御器や電流制御器を省いても、トルク電流を検出するための処理に要する時間を遅くすることで、同期電動機を安定した状態で高速回転させることが可能になる。

【0025】**【発明の実施の形態】**

10

以下、本発明の一実施形態を図面に基づいて説明する。

【0026】**(実施形態 1)**

図 1 は本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態 1 の系統構成を示すブロック図である。図 1 において、同期電動機の速度制御装置は、同期電動機 5 に回転数指令 r^* を与えるための回転数指令 r^* を発生する回転数指令発生器 1 と、同期電動機 5 の交流印加電圧を演算し、この演算結果を基に、パルス幅制御信号としてのパルス幅変調信号 (PWM 信号) 生成してインバータ 3 に印加する制御器 2 と、この PWM 信号により駆動されるインバータ 3 と、インバータ 3 に電力を供給する直流電源 4 と、直流電源 4 からインバータ 3 に供給されるインバータ電流 I_0 を検出する電流検出器 (インバータ電流検出器) 6 を備えて構成されており、インバータ 3 の交流出力側には、制御対象として、例えば、磁石モータで構成された同期電動機 5 が接続されている。

20

【0027】

制御器 2 は、変換ゲイン 7 と、積分器 8 と、検出電流処理器 9 と、トルク電流指令 (I_q^*) 発生器 10 と、 I_d^* 発生器 11 と、電圧指令演算器 12 と、 $d - q$ 逆変換器 13 と、 PWM 発生器 14 と、 1 補正器 15 と、加算器 16 とを備えて構成されている。

【0028】

変換ゲイン 7 は、回転数指令発生器 1 の出力による回転数指令 r^* を、同期電動機 5 の極数 P を用いて同期電動機 5 の電気角周波数指令 (駆動周波数指令) ω_1^* に変換し、変換した電気角周波数指令 ω_1^* を電圧指令演算器 12 と加算器 16 に出力するようになっている。加算器 16 は電気角周波数指令 ω_1^* と 1 補正器 15 の出力による修正量 $\Delta \omega$ を加算して駆動周波数 ω_1 を算出し、算出結果を積分器 8 に出力するようになっている。積分器 8 は、制御装置内部の交流位相 $d - c$ を演算し、同期電動機 5 の駆動周波数に関連する交流位相 $d - c$ を算出する位相算出手段として構成されている。

30

【0029】

検出電流処理器 9 は、電流検出器 6 の検出によるインバータ電流 I_0 に基づいて、回転座標軸 ($d - c / q - c$ 軸) 上の同期電動機 5 の電流成分を $I_d - c$ 、 $I_q - c$ を演算するよう構成されている。トルク電流指令発生器 10 は、検出電流処理器 9 の出力による $q - c$ 軸上の電流成分 $I_q - c$ (実際のトルク電流) に基づいて、トルク電流指令としての $q - c$ 軸電流指令 I_q^* を演算するトルク電流指令生成手段として構成されている。 I_d^* 発生器 11 は、 $d - c$ 軸電流指令 I_d^* を発生する $d - c$ 軸電流指令発生手段として構成されている。電圧指令演算器 12 は、 I_d^* 、 I_q^* 、 ω_1^* に基づいて、 $d - c - q - c$ 軸上の同期電動機 5 に印加する電圧指令 $V_{d - c}^*$ 、 $V_{q - c}^*$ を演算する印加電圧指令演算手段として構成されている。 $d - q$ 逆変換器 13 は、 $d - c - q - c$ 軸上の電圧指令 $V_{d - c}^*$ 、 $V_{q - c}^*$ を三相交流軸上の三相交流電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換する $d - q$ 逆変換手段として構成されている。 PWM 発生器 14 は、三相交流電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に基づいて、 PWM 信号を生成し、生成した PWM 信号をインバータ 3 に出力するパルス幅制御信号生成手段として構成されている。

40

【0030】

1 補正器 15 は、同期電動機 5 の $d - q$ 軸と制御軸 $d - c - q - c$ 軸との軸誤差に起因

50

した状態量を演算し、その演算結果に基づいて同期電動機 5 の電気角周波数指令（駆動周波数指令） I^* に対する修正量 ΔI を演算する状態量演算手段として構成されている。加算器 16 は、変換ゲイン 7 の出力による電気角周波数指令 I^* と 1 補正器 15 の出力による修正量 ΔI とを加算して駆動周波数 I_c を算出する位相補正手段として構成されている。すなわち、加算器 16 は、状態量としての修正量 ΔI に基づいて交流位相 d_c を補正するために、電気角周波数指令 I^* と修正量 ΔI とを加算して電気角周波数指令 I^* を補正して、駆動周波数 I_c を算出するようになっている。

【0031】

検出電流処理器 9 は、電流サンプラー 91 と、電流再現器 92、d q 座標変換器 93 を備えて構成されている。電流サンプラー 91 は、電流検出器 6 の検出によるインバータ電流 I_0 の瞬時値を順次サンプリングし、サンプリングした電流を電流再現器 92 に出力するサンプリング手段として構成されている。電流再現器 92 は、電流サンプラー 91 のサンプリングによるサンプリング電流値に基づいて、同期電動機 5 に流れる交流電流 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を再現する電流再現手段として構成されている。d q 座標変換器 93 は、電流再現器 92 の再現による交流電流を、同期電動機 5 内部の磁極軸を仮定した d_c 軸とこの d_c 軸に直交する q_c 軸上の電流成分、すなわち回転座標軸である $d_c - q_c$ 軸上の電流成分 I_{dc} 、 I_{qc} に変換する d q 座標変換手段として構成されている。

【0032】

インバータ 3 は、スイッチング素子 S_{up} 、 S_{un} 、 S_{vp} 、 S_{vn} 、 S_{wp} 、 S_{wn} 、各スイッチング素子に逆並列接続されたダイオードから構成された主回路部 31 と、主回路部 31 の各スイッチング素子にゲートパルス信号を印加するゲート・ドライバ 32 から構成されている。

【0033】

直流電源 4 は、ダイオードブリッジ 42 と平滑コンデンサ 43 を備えて構成されており、交流電源 41 からの交流信号を整流し、整流された信号に含まれる脈動成分を平滑コンデンサ 43 で抑制し、直流電圧 V_0 をインバータ 3 に印加するように構成されている。

【0034】

次に、実施形態 1 の動作原理について説明する。変換ゲイン 7 は、回転数指令発生器 1 の出力による回転数指令 r^* に基づいて、同期電動機 5 の電気角周波数指令 I^* を演算し、演算結果を電圧指令演算器 12 と加算器 16 に出力する。電圧指令演算器 12 では、電気角周波数 I^* 、電流指令 I_d^* 、 I_q^* に基づいて、同期電動機 5 に印加すべき印加電圧 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* を次の(3)式によって演算する。

【0035】

【数3】

$$\begin{aligned} V_{dc}^* &= R \cdot I_d^* - \omega_1^* L_q \cdot I_q^* \\ V_{qc}^* &= \omega_1^* \cdot L_d \cdot I_d^* + R \cdot I_q^* + K_e \cdot \omega l^* \end{aligned} \quad \cdots \text{ (数3)}$$

ただし、R：電動機抵抗、 L_d ：d 軸インダクタンス、 L_q ：q 軸インダクタンス、 K_e ：電動機の発電定数である。

【0036】

(3)式は、同期電動機の一般的なモデルから得られる演算式であり、電圧指令演算器 12 に与えられる電流指令 I_d^* 、 I_q^* はそれぞれ I_d^* 発生器 11、 I_q^* 発生器 10 で作成される。 d 軸電流指令 I_d^* は、同期電動機 5 として非突極型のものを用いたときには、通常 $I_d^* = 0$ が与えられる。一方、同期電動機 5 として突極型のものを用いたときには、効率を最大にするために、マイナスの値が与えられる。トルク電流指令としての I_q^* は、電流検出処理器 9 において求めた q_c 軸上の電流検出器 I_{qc} から演算によって求められる。

【0037】

10

20

30

40

50

すなわち、 I_q^* 発生器 10においては、例えば、次の(4)式にしたがって I_q^* を演算する。

【0038】

【数4】

$$I_q^* = \frac{1}{1 + T_r \cdot s} \cdot I_{qc} \quad \dots \text{(数4)}$$

ベクトル制御の場合、 I_q^* は、速度制御器の出力として与えられることが多いが、本発明に係る制御器2では、検出値 I_{qc} から I_q^* を作成することとしている。 10

【0039】

すなわち、(4)式から明らかなように、定常状態では、 $I_{qc} = I_q^*$ となるため、同期電動機5が負荷条件に対して必要としている電圧値を、制御装置から供給することになり、ベクトル制御を実現することができる。この結果、従来のベクトル制御に比べて制御系を大幅に簡略化でき、制御系の安定性を向上させることができる。

【0040】

(3)式にしたがって印加電圧 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* が得られたときには、dc逆変換器13において、(3)式で得られた印加電圧 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* を三相交流軸上の三相交流電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に座標変換する。次に、PWM発生器14において、交流電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* をPWM信号に変換し、変換したPWM信号をゲート・ドライバ32に出力する。ゲートドライバ32は、このPWM信号(パルス信号)に基づいてスイッチング素子 S_{up} 、 S_{un} 、 S_{vp} 、 S_{vn} 、 S_{wp} 、 S_{wn} を駆動し、同期電動機5に対して、 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* に相当する電圧を印加する。 20

【0041】

一方、1補正器15においては、図2に示すように、同期電動機5内の実際の磁極軸をd軸とし、d軸に直交する軸をq軸とし、さらに制御装置内で仮定している座標軸をdc/qc軸とし、軸誤差に相当する状態量を修正量1として算出する。

【0042】

具体的には、1補正器15は、図3に示すように、 I_q^* と I_{qc} との差を演算(減算)する減算器としての加算器17と、加算器17の出力にゲインK0を乗算する比例要素としての補正ゲイン18とから構成されている。 I_q^* と I_{qc} は定常状態においては両者は一致するが、加減速時や負荷外乱発生時には、両者の間にはずれが生じる。例えば、負荷トルク外乱が発生すると、dc-q軸がdc-qc軸よりも遅れることになり、軸誤差が増加する。この場合、 I_{qc} も増加する。逆に、負荷外乱が減少したときには、その逆の現象が発生している。したがって、 I_q^* と I_{qc} との差を観測していれば、軸誤差に関する情報が得られることになる。なお、図3の構成では、必ずしも正確な値を得られるとは限らない。しかし、dc-q軸に、dc-qc軸を一致させるという目的からは、を精度良く演算する必要はなく、軸ずれの存在の有無が分かれば良く、を精度良くするときの構成については次の実施形態2において説明する。 40

【0043】

1補正器15の出力である1は、dc-qc軸が、dc-q軸よりも遅れている場合には、「正」の値になる。「正」の修正量1にしたがって電気角周波数指令 ω_1^* を補正すると、同期電動機5の駆動周波数 ω_1 が高くなり、dc-qc軸がdc-q軸側に戻り、dc-qc軸がdc-q軸に一致し、軸誤差を0にすることができる。逆に、dc-qc軸がdc-q軸よりも進んでいるときには、1が「負」の値となる。「負」の1にしたがって電気角周波数指令 ω_1^* を補正すると、同期電動機5の駆動周波数 ω_1 が低くなり、交流位相dcが順次マイナスされて、dc-qc軸がdc-q軸に一致し、軸誤差を零にすることができる。

【0044】

10

20

30

40

50

次に、電流検出処理器 9 の具体的構成を図 4 にしたがって説明する。検出電流処理器 9 は、インバータ電流 I_0 をサンプリングする電流サンプラー 9 1 と、電流再現器 9 2 と、d-q 座標変換器 9 3 とを備えて構成されている。電流サンプラー 9 1 は、三相交流電圧指令 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に基づいて、インバータ電流 I_0 を順次指定のタイミングでサンプリングするためのタイミングを決定するサンプリング時間設定器 9 1 1 と、サンプリング時間設定器 9 1 1 により、サンプル／ホールド信号を発生する時間が設定される 2 個のタイマ 9 1 2 a、9 1 2 b と、各タイマ 9 1 2 a、9 1 2 b からの信号を受けて、インバータ電流 I_0 をサンプル／ホールドする 2 個のサンプル／ホールダー (S/H) 9 1 3 a、9 1 3 b と、信号の符号を反転する信号反転器 9 1 4 とから構成されている。

【0045】

10

電流再現器 9 2 は、三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ に基づいて、サンプリングにより得られた電流を U、V、W 相の三相電流値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} に割り当てる検出値割り当て器 9 2 1 と、検出値割り当て器 9 2 1 からの信号に基づいて、電流サンプラー 9 1 からの入力を切り替える 3 個のスイッチ 9 2 2 a、9 2 2 b、9 2 2 c と、電流サンプラー 9 1 から出力される 2 つの電流値 I_{max} 、 I_{min} との差 (I_{mid}) を演算する減算器 1 6 から構成されている。

【0046】

20

図 4において、電流サンプラー 9 1 の出力である電流検出値 I_{max} 、 I_{min} および電流再現器 9 2 内で演算される I_{mid} は、それぞれ三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ の大小関係に関連した電流値になる。例えば、三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ の関係が、 $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ である場合、 I_{max} は U 相の電流、 I_{mid} は V 相の電流、 I_{min} は W 相の電流になる。この具体例を図 5 にしたがって説明する。

20

【0047】

30

図 5において、(a) は、三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ 、PWM 信号に用いる三角波、キャリア、(b) はパルス幅変調された各相の PWM パルス信号の波形、(c) はインバータ 3 のスイッチング状態を表すスイッチモード、(d) は、同期電動機 5 に流れる三相交流電流の電流波形、(e) は、電流検出器 6 によって検出されたインバータ電流 I_0 の電流波形、(f) は、電流サンプラー 9 1 のサンプリングによって得られた電流 I_{max} 、 I_{min} の波形、(g) は電流再現器 9 2 によって再現された各相の再現電流 $I_{uc} \sim I_{wc}$ の波形である。

【0048】

30

図 5 では、三相交流電圧指令の大小関係が $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ である例を示しており、三角波キャリア周波数が同期電動機 5 の駆動周波数 1 c に比べて十分高いものとすると、三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ は三角波キャリアの波形の一周期間に對して一定であるとみなすことができ、(a) のような波形になる。このとき、PWM パルス信号の波形は、(b) のようになる。PWM パルス信号は、それぞれ F = 1 (スイッチングのレベルが “1”) のときに、インバータ 3 の上側のスイッチング素子 S_{up}、S_{vp}、S_{wp} がオンし、下側のスイッチング素子 S_{un}、S_{vn}、S_{wn} がオフすることを意味している。今、同期電動機 5 の交流電流が (d) の場合を仮定すると、インバータ電流 I_0 は (e) のような波形になる。そして、(5) の場合、次の 4 つのスイッチモードが存在し、各モードにおける電流値は次のようになる。

40

【0049】

(1) スイッチモード 1 :

$S_{up} = ON, S_{vp} = ON, S_{wp} = ON \quad I_0 = 0$

(2) スイッチモード 2 :

$S_{up} = ON, S_{vp} = ON, S_{wp} = OFF \quad I_0 = I_u + I_v = -I_w$

(3) スイッチモード 3 :

$S_{up} = ON, S_{vp} = OFF, S_{wp} = OFF \quad I_0 = I_u$

(4) スイッチモード 4 :

$S_{up} = OFF, S_{vp} = OFF, S_{wp} = OFF \quad I_0 = 0$

50

すなわち、スイッチモード2では、最も電圧指令の小さな相（この場合はW相）の電流値が観測され、またスイッチモード3のときには、最も電圧指令の大きな相の電流（この場合はU相）が観測される。すなわち、三角波キャリアの半周期内において、インバータ電流 I_0 には、「電圧最大相」と「電圧最小相」の電流情報が含まれることになる。

【0050】

よって、(e)の矢印のタイミングでインバータ電流 I_0 をサンプリングすれば、それぞれ電圧最小相の電流 I_{min} （この場合W相）と、電圧最大相の電流 I_{max} （この場合はU相）がサンプリングできる（図4(f)）。このサンプリングタイミングはサンプリング時間設定器911で決定される。サンプリング時間設定器911により、電圧指令の大小関係と、スイッチモードとの関係から、電圧最大相の電流と、電圧最小相の電流をサンプリングするためのサンプリング時間を決定し、決定された時間を基に2つのタイマ912a、912bにサンプリング時間を設定する。サンプル／ホールダー913a、913bでは、各タイマが発生する信号に基づいて、インバータ電流 I_0 のサンプル／ホールドを実行する。なお、 I_{min} は、符号が反転しているため、信号反転器914によって、符号を正しく修正する。10

【0051】

また三相交流の場合、中性点を接続しない限り、 $I_u + I_v + I_w = 0$ が成立するので、電圧中間相の電流値（この場合V相） I_{mid} は、 I_{max} と I_{min} との差を減算器16を用いて演算することで求めることができる。また電流再現器92内では、 I_{max} 、 I_{min} 、 I_{mid} をそれぞれU、V、W相に割り当てる。すなわち、検出値割り当て器921では、各相の交流電圧指令の大小関係から、3つのスイッチ922a～922cを使って電流検出値を各相ごとに割り当てる。各相ごとの電流値が割り当てられると、各相の電流値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を、dq座標変換器93を用いて、dc-qc軸上の電流成分 I_{dc} 、 I_{qc} に変換する。20

【0052】

このようにして得られた I_{qc} に基づいて、(4)にしたがって I_{q^*} を演算し、さらに演算によって得られた I_{q^*} と I_{qc} との差から1補正器15で修正量 Δ_1 を求め、電気角周波数指令 ω_1^* を修正量 Δ_1 で修正して駆動周波数 ω_1 を生成することで、ベクトル制御を実現することができる。

【0053】

このように、本実施形態においては、検出電流処理器9の動作が最も複雑になる。特に、三角波キャリアの周波数が高まるにしたがい、演算能力が重要な要素になる。しかし、本実施形態では、従来の「センサ付きベクトル制御」とは異なる構成のベクトル制御であるため、この制御のための演算処理時間は長くて良い。30

【0054】

すなわち、本実施形態における制御構成は、図1に示すように、実質的に「フィードバック制御」を行っているのは、1補正器15による軸ずれ補正の制御だけである。 Δ_1 の修正ループゲインは、例えば、ファン、ポンプ、エアコンの圧縮機などの用途においては、数10ms程度の応答時間で良い。よって、検出電流処理器9の検出電流処理も、この応答時間の1/5程度の処理周期で行えば十分である。すなわち、数msの周期で検出電流処理を行えば良いことになる。40

【0055】

これに対して、従来の「センサ付きベクトル制御」を基本構成にしたセンサレス制御では、速度制御器、電流制御器、速度推定器、位置推定器などを複数個用いてフィードバック制御系を構成するようにしているため、各要素の制御応答時間の設定が難しく、結局は演算速度を向上させる必要が出てくる。その結果として、検出電流処理も数100μs刻みで処理する必要性が出てくる。

【0056】

このように、本実施形態によれば、 I_{q^*} と I_{qc} との差を基に修正量 Δ_1 を求め、電気角周波数指令 ω_1^* を修正量 Δ_1 にしたがって修正して ω_1 を求めるようにしている50

ため、検出電流処理器 9 の応答時間を長くすることができ、磁極位置センサや電流センサを用いることなく、同期電動機 5 を安定に且つ高速度で回転させることができが可能になり、ハード的な構成要素の最小化および制御構成の簡略化の実現を図ることができる。

【0057】

(実施形態2)

次に、本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態2を図6にしたがって説明する。本実施形態は、1補正器15の代わりに、1補正器15Bを用いたものであり、他の構成は図1のものと同様である。すなわち、実施形態1では、軸誤差の演算を簡略化し、1補正器15を介して軸誤差の制御を行っているため、回転速度などの条件が異なると、1修正ループのゲインが変化し、制御系の安定性が損なわれることがあることを考慮し、1補正器15の代わりに1補正器15Bを用いたものである。

10

【0058】

1補正器15Bは、軸誤差を精度良く演算する軸誤差演算器19と、電動機定数としての巻線抵抗Rを設定する設定器20a、20bと、電動機定数としてのq軸インダクタンスL_qを設定する設定器21a、21bと、I_{dc}と1*とを乗算する乗算器22aと、1*とI_{qc}とを乗算する乗算器22bと、V_{dc}*、設定器20aの出力、設定器21bの出力をそれぞれ加減算する減算器としての加算器17aと、V_{qc}*、設定器20b、21aの出力をそれぞれ加減算する減算器としての加算器17bと、加算器17aと加算器17bの出力からそのアーケタンジェントを求めるアーケタンジェント演算器23と、演算器23の出力による軸誤差推定値cに対して「零」の指令を与える零指令発生器24と、軸誤差推定値cと「零」とを加減算する減算器としての加算器17cと、ゲインKであって比例要素としてのゲイン設定器25から構成されている。

20

【0059】

軸誤差演算器19では、V_{dc}*、V_{qc}*、1*、I_{dc}、I_{qc}に基づいて、次に(5)式にしたがって、軸誤差を推定演算する。

【0060】

【数5】

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \frac{V_{dc}^* - R \cdot I_{dc} + \omega_1^* L_q \cdot I_{qc}}{V_{qc}^* - R \cdot I_{qc} - \omega_1^* L_q \cdot I_{dc}} \quad \dots \text{ (数5)}$$

30

すなわち、軸誤差演算器19においては、(5)式における分子の演算を設定器20a、乗算器22b、設定器21b、加算器17aで行い、(5)式の分母の演算を乗算器22a、設定器21a、設定器20b、加算器17bを用いて行い、この演算結果からアーケタンジェント演算器23で軸誤差推定値cを演算するようになっている。

【0061】

このように、本実施形態においては、軸誤差推定値cを求めるに際して、1補正器15よりも多くの入力情報を用いて求めているため、前記実施形態よりも軸誤差推定値cを精度良く演算することができ、センサレス制御の性能の向上に寄与することができる。

40

【0062】

また、1補正器15Bでは、軸誤差の推定値cの目標値としての「零」を、零指令発生器24から加算器17cに与え、加算器17cの出力に対して比例ゲインKを乗算して修正するようにしているため、ゲイン設定器25の設定値が、1修正ループゲインを決定する応答に直接関係する量になる。この結果、速度条件や、負荷条件による制御系の依存性がなくなり、制御系全体の応答特性を前記実施形態よりも改善することができる。

【0063】

(実施形態3)

50

次に、本発明に係る同期電動機の制御装置の実施形態3を図7にしたがって説明する。

【0064】

本実施形態は、積分器8の出力による交流位相 $d c$ と印加電圧指令 V_{dc}^* 、 V_{qc}^* に基づいて、電圧指令位相 v を演算する電圧位相演算手段としての電圧位相演算器26と、電圧指令位相 v の特定の位相ごとに検出電流処理器9に対してサンプリングを指令するための割込み信号Sを出力する割込み信号発生手段としての割込み発生器27を新たに設けて制御器2Cを構成したものであり、他の構成は図1のものと同様である。

【0065】

本実施形態における制御器2Cの基本動作は、実施形態1とほぼ同じである。ただし、検出電流処理器9を動作させる際、電圧指令位相 v の特定のタイミングにおいて割込み信号をトリガとして発生させる点に特徴がある。
10

【0066】

具体的には、電圧位相演算器26では、次の(6)式にしたがって電圧指令位相 v を演算する。

【0067】

【数6】

$$\theta_v = \theta_{dc} + \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(-\frac{V_{dc}^*}{V_{qc}^*} \right) \quad \dots \text{ (数6)} \quad 20$$

(数6)の v と、電圧指令位相との関係は図8(a)に示すようになる。電圧指令位相 v の値に基づいて、割込み発生器27では、割込み信号Sを、図8(b)に示すタイミングで発生する。割込み信号Sは、 $v = 30$ 度、 90 度、 150 度、 \dots 、 330 度の時点できれいに発生する。割込み信号Sが検出電流処理器9に入力されると、検出電流処理器9の電流サンプラー91は割込み信号Sをトリガとしてインバータ電流を順次サンプリングする。電流サンプラー91が $v = 60$ 度の間隔で順次インバータ電流をサンプリングすると、次のような効果が得られる。

【0068】

具体的には、図9(a)に示すように、三相交流電圧指令において、A点($v = 30$ 度付近)におけるインバータ電流 I_0 の波形(動図(b))と、B点($v = 60$ 度付近)におけるインバータ電流 I_0 の波形(動図(c))を比較すると、インバータ電流 I_0 のパルス幅に大きな差異が生じていることが分かる。A点でサンプリングした場合は、 I_u 、 I_w の電流が I_0 として流れる時間が等しく、またどちらも広いパルス幅であるのに対して、B点でサンプリングすると、 I_u の流れる時間が短くなる。実際のインバータ電流 I_0 の波形には、スイッチング動作に起因したリンクが生じるため、図9(c)の I_u のような狭いパルス幅の電流をサンプリングするのは極めて困難である。なお、正確には $v = 60$ 度の場合には、 I_u の期間は完全に0になってしまふ。すなわち、B点近傍で検出電流処理を行った場合、三相全ての電動機電流を再現することは不可能であり、 I_w のみしか再現できない。この「電流再現が不可能になる」現象は、キャリア周波数が高くなる程範囲が拡大し、インバータ電流 I_0 を用いて電動機電流の検出を行う手法の本質的な問題点である。
30
40

【0069】

しかしながら、本実施形態における制御器2Cの場合は、常に、図9(b)に示すタイミングでのみ、検出電流処理器9を動作させているため、(c)に示すような不具合が生じることではなく、(b)に示すように、常に条件の良いタイミングで電流を検出することが可能になる。

【0070】

なお、本実施形態では、電圧位相指令 v の一周期間($0 < v < 360$ 度)に対して、
50

6回(60度ごと)にしか検出電流処理を行わないことになる。この場合、電流検出遅れの影響が懸念されるが、本実施形態における制御器2Cの構成では問題になることはない。すなわち、実施形態1で説明したように、制御器2Cでは、フィードバック制御が軸誤差制御のみであるため、系の安定化が容易であり、制御応答を下げても安定化できる。また実施形態1で述べたように、検出電流処理器9は、数ms周期で実行すれば良い。仮に、検出電流処理を5msごとに実行するとすれば、基本周波数33Hz($=1/(0.005 \times 6)$)以上であれば適用が可能である。同期電動機5の場合、基本周波数は数100Hzに達する高速回転用途が多いいため、ほとんどの周波数領域でも本発明を適用することができます。

【0071】

10

本実施形態によれば、磁極位置センサレス・電流センサレスでも、常に安定した制御系で同期電動機5を高速回転することができる。

【0072】

(実施形態4)

次に、本発明に係る第4実施形態を図10にしたがって説明する。本実施形態は、制御器2の代わりに制御器2Dを用いたものだり、他の構成は図1のものと同様である。

【0073】

具体的には、各相の交流出夏指令 $v_u^* \sim v_w^*$ の符号(極性)を演算して各相の極性信号を出力する極性演算手段としての符号演算器28と、符号演算器28の出力による極性信号 p_u 、 p_w に基づいて、検出電流処理器9に対してサンプリングを指令するための割込み信号Sを出力する割込み信号発生手段としての割込み発生器27Dを新たに付加したものである。

20

【0074】

次に、制御器2Dの動作について説明する。制御器2Dの基本動作は、実施形態1とほぼ同様である。ただし、検出電流処理器9を動作させる際、三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ の極性が変化するタイミングにおいて割込み信号をトリガとして発生させる点に特徴がある。

【0075】

30

具体的には、実施形態3では、割込み信号Sを生成する際に、電圧位相指令 v を用いていたが、(6)式に示すように、 v の演算には、アーキタンジェントを用いる必要があり、 v を求めるのに複雑な処理が必要であって時間がかかる。しかも、割込み信号Sのタイミングを監視するために、電圧指令位相が更新されるごとに、毎回演算する必要がある。このため、実施形態3では、この処理がネックとなり、全体の演算時間、キャリア周波数の値などが制限されてしまう。

【0076】

40

これに対して本実施形態では、実施形態3における問題点を解決するために、交流電圧指令の極性情報を利用することとしている。具体的には、図11に示すように、交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ に対して、図11(b)～(d)に示すように、各相の極相の変化を符号演算器28で求めることとしている。各相の交流電圧指令は、 $v = 30$ 度、 90 度、 150 度、 \dots 、 330 度の時点で生ずる。このため、割込み発生器27Dは、 $v = 30$ 度、 90 度、 150 度、 \dots 、 330 度のタイミングで、すなわち各相の極性信号 p_u 、 p_v 、 p_w の立上り並びに立ち下がりのタイミングで、(e)に示すように、割込み信号Sを発生する。この結果、図8(b)と同じ信号が得られるので、(6)式のような演算を必要とすることなく、割込み信号Sを発生させることができる。

【0077】

このように、本実施形態によれば、実施形態3よりもさらに簡略化した構成で高性能な同期電動機の速度制御装置を実現することができる。

【0078】

(実施形態5)

次に、本発明による実施形態5を図12に基づいて説明する。本実施形態は、符号演算器

50

28の代わりに絶対値演算器29を用い、割込み信号発生器27Dの代わりに割込み信号発生器27Eを用いたものであり、他の構成は実施形態4のものと同様である。

【0079】

絶対値演算器29は、三相交流電圧指令 $v_u^* \sim v_w^*$ の絶対値を演算して出力する絶対値演算手段として構成されており、割込み発生器27Eは、絶対値演算器29の出力による絶対値のうちいずれか2つの相の絶対値が近似した値になったときに、電流検出処理器9に対してサンプリングを指令するための割込み信号Sを出力する割込み信号発生手段として構成されている。

【0080】

実施形態4では、電圧指令位相の極性を用いて、その符号の反転時に割込み信号を発生させるようになっているが、この処理をソフトウェアで実施すると、符号の反転を検出するのに、演算周期分の遅れが生じることになる。すなわち、符号の反転は、前回値の比較となるため、どうしても遅れが生じてしまう。特に、基本周波数が高くなり、キャリア周波数に接近した場合には、この遅れが大きくなり、図9(a)に示すような理想的な条件での検出電流処理が困難になる。

10

【0081】

そこで、実施形態5では、このような問題点を解決するために、絶対値演算器29で三相交流電圧指令の絶対値を演算し、この演算結果を割込み発生器27Eに出力し、割込み発生器27Eでは、図13に示すように、各相の交流電圧指令の絶対値を比較し、各相の絶対値のうち大きなものを2つ選択し、選択した両者の差を演算し、その差が例えば「零」になった場合、あるいは所定値以下の範囲になったとき、すなわち、両者の値が接近したタイミング、例えば、 $v = 30$ 度、 90 度、 150 度、 \dots 、 330 度よりも速いタイミングで、割込み信号Sを発生することとしている。このような処理を行うと、実施形態4のように、割込み信号Sに遅れが生じることはなく、逆に割込み信号の発生タイミングを進ませることも可能になる。

20

【0082】

このように、本実施形態によれば、検出電流処理器9の起動タイミングを、状況に応じて任意にずらすことが可能になり、設定の自由度が向上する。なお、実施形態3を用いれば、同様の効果は得られるが、(6)式を用いているため、処理が複雑になる。これに対して、本実施形態では、交流電圧指令の絶対値の大きさを比較処理するだけであるため、演算処理は簡略化できる。

30

【0083】

このように、本実施形態によれば、実施形態4よりもさらに簡略化した構成でさらに高性能な同期電動機の速度制御装置を実現することができる。

【0084】

(実施形態6)

次に、本発明による実施形態6の構成を図14にしたがって説明する。本実施形態は制御器2の代わりに制御器2Fを用いたものだり、他の構成は図1のものと同様である。

【0085】

本実施形態における制御器2Fにおいては、d軸電流指令 I_d^* と I_{dc} との差を演算する減算手段としての減算器35と、減算器35の出力に基づいて、電圧指令演算器12F内の設定値 K_e を修正するための電流制御器36を新たに設けたものである。この電流制御器36は、q_c軸上の印加電圧指令を算出するための電動機定数を減算器35の出力にしたがって補正する電動機定数補正手段として構成されている。

40

【0086】

すなわち、前記各実施形態では、制御機内のフィードバック制御系は、軸誤差を修正する制御系のみであったが、この結果として次のようなこと生じことがある。例えば、同期電動機5に流れる電流の大きさに関しては無制御であるため、(3)式に示した設定値が全てであり、ここで用いる電動機定数にずれがあると、電動機電流が指令と異なる電流になる。例えば、無負荷であっても、過大な無負荷電流が生じたり、負荷時において電圧不

50

足が発生して、脱調などの不具合が生じる恐れがある。特に、同期電動機5は、高効率な電動機としての特徴を備えているため、無効電流が多量に流れるのは望ましくない。同期電動機5の効率を最大に維持するためには、d軸電流成分を指令通りに制御する機構が必要になる。

【0087】

そこで、このような課題を解決するために、実施形態6では、減算器35と電流制御器36を用いて電圧指令演算器12F内の設定値Keを修正することとしている。電流制御器36では、 I_d^* 、 I_{dc} との差には、(3)式における発電定数のうち電動機の発電定数Keの設定誤差に伴う影響が生じているとみなし、 I_d^* と I_{dc} との差から積分要素としての電流制御器36でKeを求め、Keにしたがって、電圧指令演算器12F内の設定値Keを修正することとしている。同期電動機5の印加電圧は、発電定数Keの項が非常に大きく影響する。よって、この発電定数Keの項を修正するのには、 I_{dc} を I_d^* に一致させる上で最も有効である。もちろん、低速度域では、Keの項よりもRの項の影響が大きくなるため、その場合は、Rを修正するようにしても良い。

【0088】

なお、電流制御器36は、積分要素のみで実現可能である、またこの制御では、定常的な I_{dc} の偏差を補正するためのものであり、制御応答は遅くて良い。すなわち、軸誤差制御系よりも遅くできるため、前記各実施形態全てに実施形態6の構成を適用することが可能である。

【0089】

このように、本実施形態によれば、発電器の定数変動や発電器定数の設定誤差に対しても対応が可能になり、高性能な同期電動機の速度制御装置を実現することができる。

【0090】

(実施形態7)

次に、本発明による実施形態7の構成を図15にしたがって説明する。本実施形態は、制御器2と、インバータ3と、電流検出器6と、ダイオードブリッジ42を一体化してモジュール化したものである。このモジュール化を行うに際しては、マイコンで構成された回転数指令発生器1からの回転数指令と、交流電源41の入力端子、平滑コンデンサ43の接続端子、同期電動機5の接続端子が設けられており、その他の部品は全てモジュール内に納められている。モジュール内では、マイコンを用いた制御器2と、スイッチングデバイスで構成されたインバータ3と、シャント抵抗からなる電流検出器6、ダイオードブリッジ42が納められている。

【0091】

制御器2などをモジュール化するに際しては、前記各実施形態のものを用いると、磁極位置センサレス・電流センサレスによる同期電動機の速度制御装置を高性能なもので実現することができるとともに、安価なマイコンで実現することができ、モジュール化が容易に可能になる。

【0092】

このように、本実施形態によれば、パワーモジュールを1つの部品のように扱うことができ、組立てが容易になると同時に、装置全体の小型化が可能になる。

【0093】

(実施形態8)

次に、本発明による実施形態8の構成を図16にしたがって説明する。本実施形態は、本発明に係る同期電動機の速度制御装置をエアコン室外機に適用したものであり、エアコン室外機37の内部には、実施形態1~7のうちいずれかに用いられた速度制御装置が内蔵されているとともに、動力源となる同期電動機5はエアコンの圧縮機38内に収納されている。

【0094】

圧縮機38の内部では、高温・降圧の環境になるため、内蔵される電動機は位置センサレスにならざるを得ない。

10

20

30

40

50

【0095】

そこで、位置センサレスであって、しかも電流センサレスの速度制御装置をエアコン室外機に適用するに際して、本発明に係る同期電動機の速度制御装置を用いることとしている。本発明に係る同期電動機の速度制御装置は、磁極位置センサレスが可能であり、さらに電流センサレスも実現する特徴がある。その結果、装置全体の構成が単純化され、制御装置そのものが小型化されると同時に、室外機32内の配線処理も短くなり、装置全体の小型化が可能になる。

【0096】**【発明の効果】**

以上説明したように、本発明によれば、磁極位置センサレス・電流センサレスでも、同期電動機を安定に高速度で回転させることが可能になる。10

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る同期電動機の制御装置の実施形態1の系統構成を示すブロック図である。

【図2】同期電動機の磁極軸を基準としたd-q座標軸と制御上仮定された仮定軸dc-qc軸との関係を示すベクトル図である。

【図3】本発明による実施形態1における1補正器の内部構成を示すブロック図である。20

【図4】本発明による実施形態1における検出電流処理器の内部構成を示すブロック図である。

【図5】本発明による実施形態1における検出電流処理器の動作を説明するための波形図である。

【図6】本発明に係る同期電動機の制御装置の実施形態2における1補正器の内部構成を示すブロック図である。

【図7】本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態3における制御器の内部構成を示すブロック図である。

【図8】本発明による実施形態3における制御器の動作を説明するための波形図である。

【図9】本発明による実施形態3における制御器の効果を説明するための波形図である。

【図10】本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態4における制御器の内部構成を示すブロック図である。30

【図11】本発明による実施形態4における制御器の動作を説明するための波形図である。

【図12】本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態5における絶対値演算器と割込み発生器の構成を示すブロック図である。

【図13】本発明による実施形態5における絶対値演算器と割込み発生器の動作を説明するための波形図である。

【図14】本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態6における制御器の内部構成を示すブロック図である。

【図15】本発明に係る同期電動機の速度制御装置の実施形態7の構成を示す斜視図である。40

【図16】本発明に係る同期電動機の速度制御装置をエアコン室外機に適用したときの斜視図である。

【符号の説明】

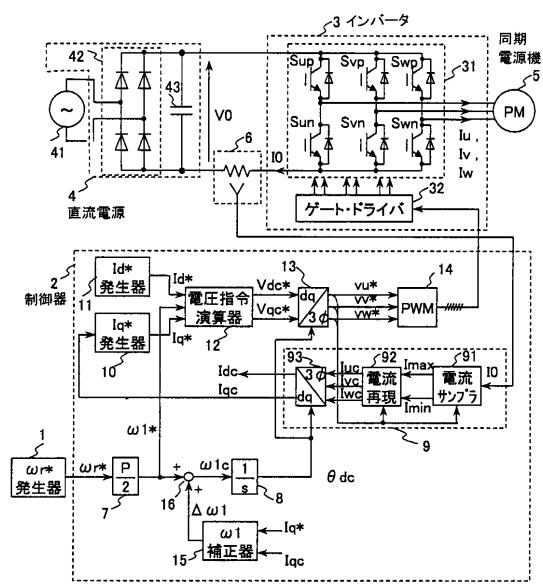
- 1 回転数指令発生器
- 2 制御器
- 3 インバータ
- 4 直流電源
- 5 同期電動機
- 6 電流検出器
- 7 制御ゲイン

40

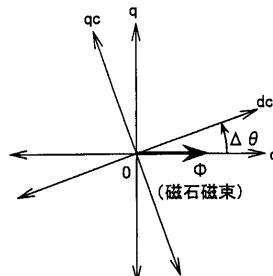
50

8	積分器	
9	検出電流処理器	
1 0	I q * 発生器	
1 1	I d * 発生器	
1 2	電圧指令演算器	
1 3	d q 逆変換器	
1 4	P W M 発生器	
1 5	1 補正器	
1 6	加算器	
3 1	インバータ主回路部	10
3 2	ゲート・ドライバ	
4 2	ダイオード・ブリッジ	
4 3	平滑コンデンサ	
9 1	電流サンプラー	
9 2	電流再現器	
9 3	d q 座標変換器	

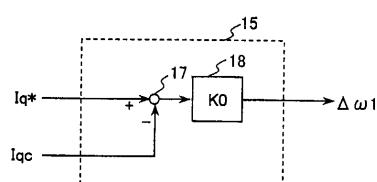
【図 1】



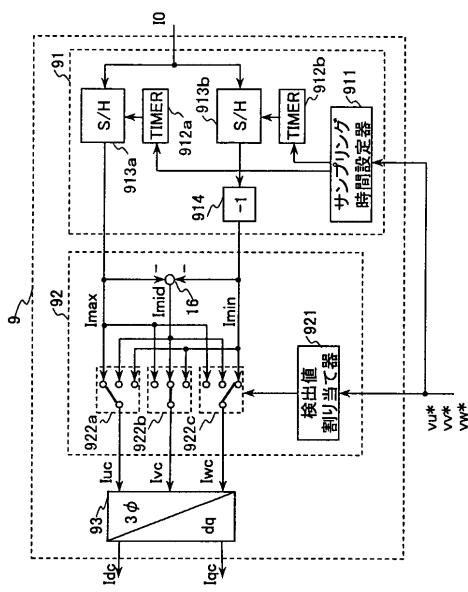
【図 2】



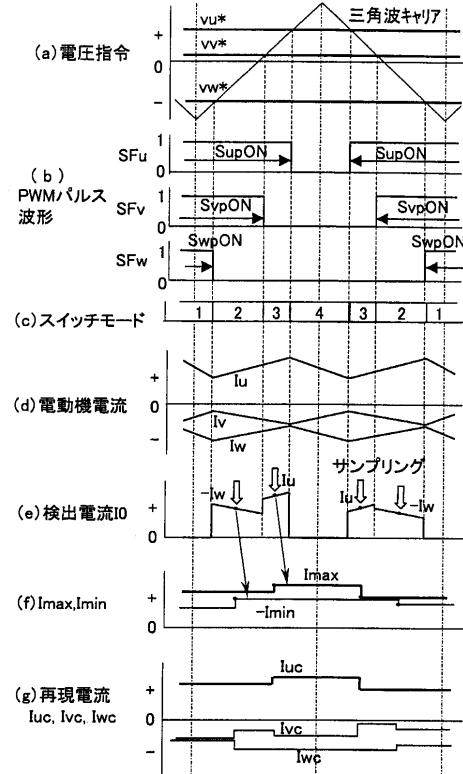
【図 3】



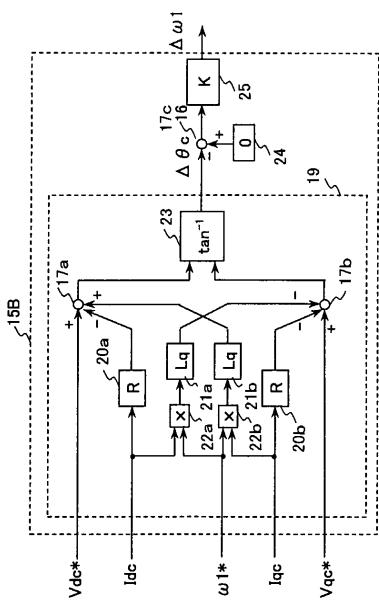
【図4】



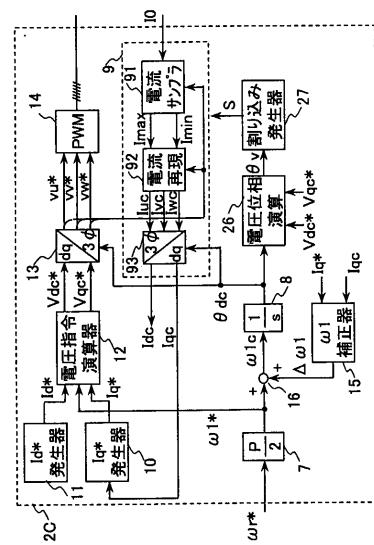
【図5】



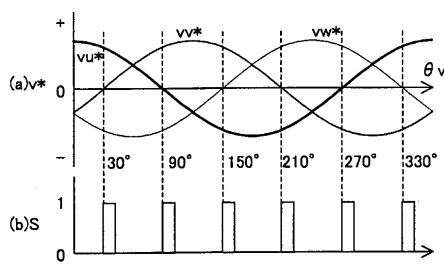
【図6】



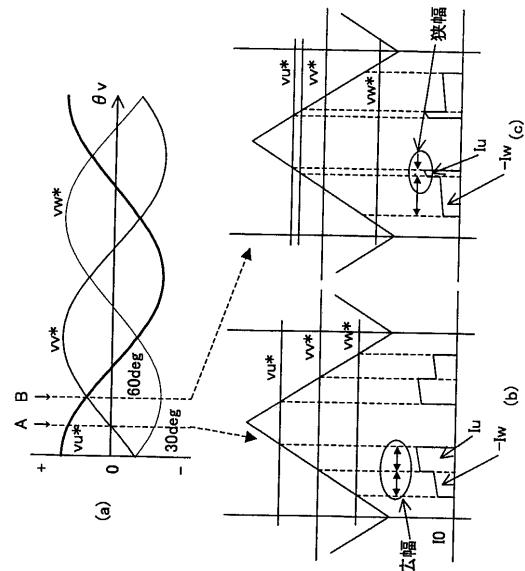
【図7】



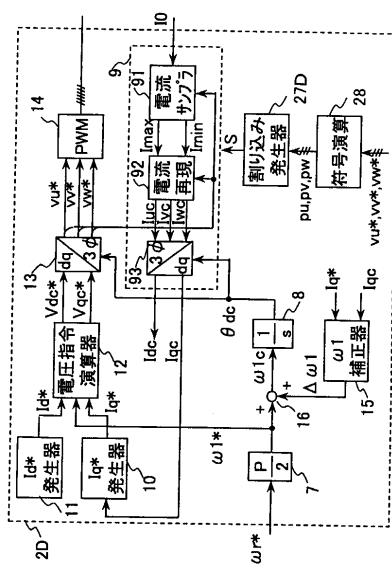
【図8】



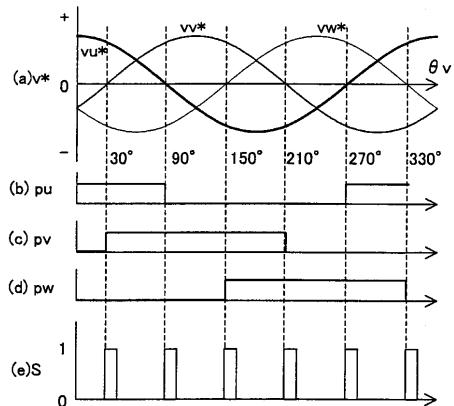
【図 9】



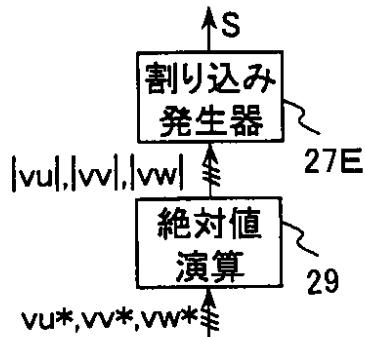
【図 10】



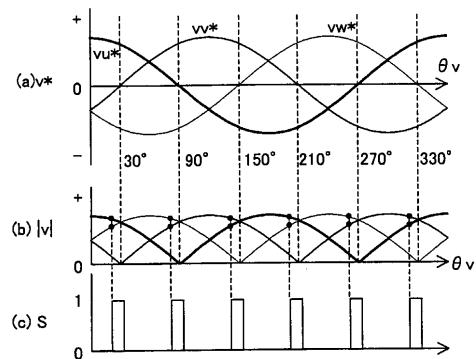
【図 11】



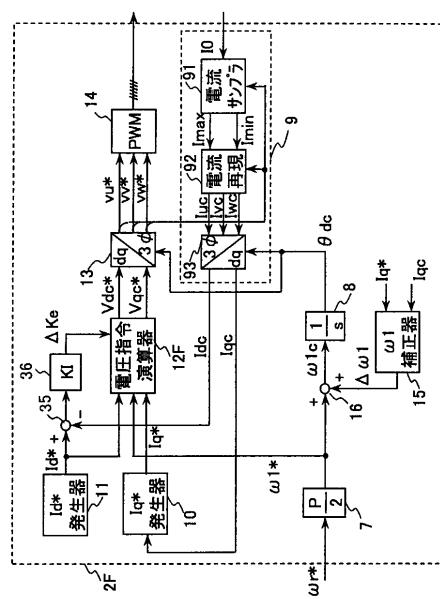
【図 12】



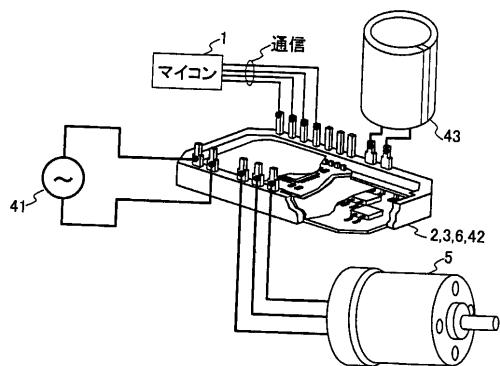
【図13】



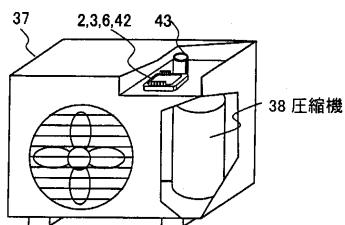
【図14】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

(72)発明者 遠藤 常博
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

(72)発明者 川端 幸雄
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

(72)発明者 坂本 潔
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

(72)発明者 高倉 雄八
栃木県下都賀郡大平町大字富田800番地 日立ホーム・アンド・ライフ・ソリューション株式会社栃木事業所内

審査官 天坂 康種

(56)参考文献 特開2002-095263(JP,A)
特開2001-314090(JP,A)
特開2002-186299(JP,A)
特開2001-251889(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/18

H02P 21/00

H02P 27/04

H02P 27/06

H02M 7/48