

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-48868

(P2004-48868A)

(43) 公開日 平成16年2月12日(2004.2.12)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	F I	テーマコード (参考)
H02P 6/18	H02P 6/02 371S	5H560
H02P 7/63	H02P 7/63 303V	5H576
H02P 21/00	H02P 5/408 C	

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2002-200800 (P2002-200800)	(71) 出願人	000005108 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(22) 出願日	平成14年7月10日 (2002.7.10)	(71) 出願人	502131431 日立ホーム・アンド・ライフ・ソリューション株式会社 東京都港区西新橋二丁目15番12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

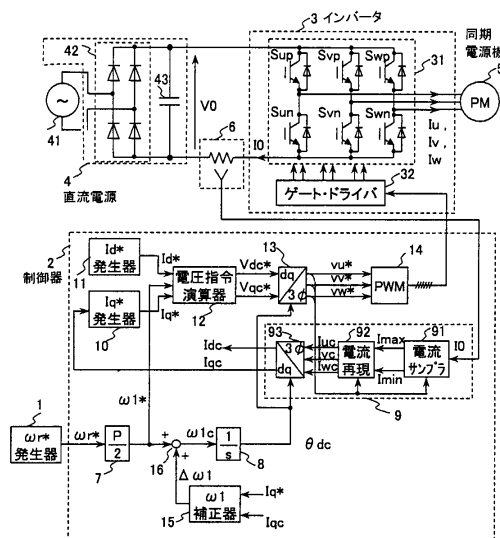
(54) 【発明の名称】 同期電動機 の速度制御装置

(57) 【要約】

【課題】 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。

【解決手段】 回転数指令  $r^*$  から電角周波数指令  $\omega_1^*$  を求め、 $I_{q^*}$  と  $I_{d^*}$  との差から修正量  $\Delta\omega_1$  を求め、 $\omega_1^*$  と  $\Delta\omega_1$  とを加算して  $\omega_1$  を求め、 $\omega_1$  を積分器 8 で積分して交流位相  $\theta_{dc}$  を求め、電流検出器 6 の検出による電流  $I_0$  を電流サンプラ 9 でサンプリングして交流電流を電流再現器 32 で再現し、交流位相  $\theta_{dc}$  を基に、再現された電流を  $dq$  座標変換器 93 で座標変換して  $I_{dq}$  を求め、 $I_{dq}$  から  $I_{q^*}$  発生器 10 で  $I_{q^*}$  を求め、 $I_{d^*}$ 、 $I_{q^*}$ 、 $\omega_1^*$  を基に電圧指令演算器 12 で印加電圧指令  $V_{dc}^*$ 、 $V_{qc}^*$  を求め、これら印加電圧を  $dq$  逆変換器 13 で三相交流電圧指令  $v_{u^*} \sim v_{w^*}$  を求め、三相交流電圧指令を基に PWM 発生器 14 で PWM 信号を生成し、この PWM 信号によりインバータ 3 を制御する。

【選択図】 図 1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

パルス幅制御信号に応答して直流電源の出力電圧を可変電圧・可変周波数の三相交流電圧に変換して同期電動機に印加するインバータと、前記直流電源から前記インバータに供給されるインバータ電流を検出するインバータ電流検出器と、前記同期電動機に関する回転数指令を発生する回転数指令発生器と、前記回転数指令に基づいて前記パルス幅制御信号を生成して前記インバータに出力する制御器とを備え、前記制御器は、前記インバータ電流検出器の検出によるインバータ電流を順次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 軸上の電流成分に基づい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 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世界制御装置。

10

20

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載の同期電動機の世界制御装置において、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世界制御装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の同期電動機の世界制御装置において、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  $\omega_1$ 、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、

30

## 【数 1】

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

前記状態量として、軸誤差  $\theta_c$  を演算してなることを特徴とする同期電動機の世界制御装置。

40

## 【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世界制御装置において、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世界制御装置。

## 【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世界制御装置において、

50

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ตอบสนอง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世界速度制御装置。

【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世界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世界速度制御装置。

10

【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世界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世界速度制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 ~ 7 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の世界速度制御装置において、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ことを特徴とする同期電動機の世界速度制御装置。

20

【請求項 9】

同期電動機と、前記同期電動機の世界速度を制御する速度制御装置として、請求項 1 ~ 8 のうちいずれか 1 項に記載の同期電動機の世界速度制御装置と、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】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、同期電動機の世界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、同期電動機の世界速度を制御するに好適な同期電動機の世界速度制御装置に関する。

30

【0002】

【従来の技術】

磁石モータで構成された同期電動機の世界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。

【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。

40

【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。

【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。

50

## 【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的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。

10

## 【0008】

## 【発明が解決しようとする課題】

従来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、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。

## 【0009】

一方、電流再現方式を用いたものには以下のような課題がある。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、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、耳ざわりの電磁ノイズの原因となる。

20

## 【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」とを組合わせた場合、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。

30

## 【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。

40

## 【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、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、パルス幅制御信号に応答して直流電源の出力

50

電圧を可変電圧・可変周波数の三相交流電圧に変換して同期電動機に印加するインバータと、前記直流電源から前記インバータに供給されるインバータ電流を検出するインバータ電流検出器と、前記同期電動機に関する回転数指令を発生する回転数指令発生器と、前記回転数指令に基づいて前記パルス幅制御信号を生成して前記インバータに出力する制御器とを備え、前記制御器は、前記インバータ電流検出器の検出によるインバータ電流を順次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 軸上の電流成分に基づい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 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速度制御装置を構成したものである。

10

【0013】

20

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】

(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  $\omega_1$ 、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2)に基づいて、

30

【0016】

【数2】

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

前記状態量として、軸誤差  $\theta_c$  を演算してなる。

40

【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ตอบสนอง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。

50

## 【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。

## 【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。

10

## 【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世界制御装置と、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。

20

## 【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 c - q c 軸と d - q 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 m s 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。

30

## 【0025】

## 【発明の実施の形態】

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世界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、同期電動機の世界制御装置は、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 ( P W M 信号 ) 生成してインバータ 3 に印加する制御器 2 と、この P W M 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。

40

## 【0027】

50

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、 $dq$  逆変換器 13 と、PWM 発生器 14 と、 $\theta_1$  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)  $\omega_1^*$  に変換し、変換した電気角周波数指令  $\omega_1^*$  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  $\omega_1^*$  と  $\theta_1$  補正器 15 の出力による修正量  $\Delta\omega_1$  とを加算して駆動周波数  $\omega_1$  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 10  
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。

【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  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  を演算するように構成されている。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  $I_{qc}$  (実際のトルク電流) に基づいて、トルク電流指令としての  $q$  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、 $d$  軸電流指令  $I_d^*$  を発生する  $d$  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、 $I_d^*$ 、 $I_q^*$ 、 $\omega_1^*$  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  $V_{dc}^*$ 、 $V_{qc}^*$  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 20  
。 $dq$  逆変換器 13 は、 $d_c - q_c$  軸上の電圧指令  $V_{dc}^*$ 、 $V_{qc}^*$  を三相交流軸上の三相交流電圧指令  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  に変換する  $dq$  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。

【0030】

$\theta_1$  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  $\theta_1$  に起因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)  $\omega_1^*$  に対する修正量  $\Delta\omega_1$  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  $\omega_1^*$  と  $\theta_1$  補正器 15 の 30  
出力による修正量  $\Delta\omega_1$  とを加算して駆動周波数  $\omega_1$  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  $\Delta\omega_1$  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  $\omega_1^*$  と修正量  $\Delta\omega_1$  とを加算して電気角周波数指令  $\omega_1^*$  を補正して、駆動周波数  $\omega_1$  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、 $dq$  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  $I_{uc}$ 、 40  
 $I_{vc}$ 、 $I_{wc}$  を再現する電流再現手段として構成されている。 $dq$  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  $dq$  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】

10

20

30

40

50

直流電源 4 は、ダイオードブリッジ 4 2 と平滑コンデンサ 4 3 を備えて構成されており、交流電源 4 1 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 4 3 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  $1^*$  を演算し、演算結果を電圧指令演算器 1 2 と加算器 1 6 に出力する。電圧指令演算器 1 2 では、電気角周波数  $1^*$ 、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】

$$\begin{aligned} V_{dc}^* &= R \cdot I_d^* - \omega_1^* L_q \cdot I_q^* \\ V_{qc}^* &= \omega_1^* \cdot L_d \cdot I_d^* + R \cdot I_q^* + K_e \cdot \omega 1^* \end{aligned} \quad \dots \text{(数 3)}$$

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 1 2 に与えられる電流指令  $I_d^*$ 、 $I_q^*$  はそれぞれ  $I_d^*$  発生器 1 1、 $I_q^*$  発生器 1 0 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】

すなわち、 $I_q^*$  発生器 1 0 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。

【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、dq 逆変換器 1 3 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 1 4 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 3 2 に出力する。ゲートドライバ 3 2 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

10

20

30

40

50



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。

【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  $\theta_{dc}$  に相当する状態量を修正量  $\Delta\theta_{dc}$  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  $K_0$  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、d - q 軸が dc - qc 軸よりも遅れることになり、軸誤差  $\theta_{dc}$  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  $\theta_{dc}$  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、d - q 軸に、dc - qc 軸を一致させるという目的からは、 $\theta_{dc}$  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、 $\theta_{dc}$  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。

【0043】

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

【0044】

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 91 と、電流再現器 92 と、d q 座標変換器 93 とを備えて構成されている。電流サンプラー 91 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 911 と、サンプリング時間設定器 911 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 912 a、912 b と、各タイマ 912 a、912 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 / ホルダー (S / H) 913 a、913 b と、信号の符号を反転する信号反転器 914 とから構成されている。

【0045】

電流再現器 92 は、三相交流電圧指令  $v_u^*$  ~  $v_w^*$  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 921 と、検出値割り当て器 921 からの信号に基づいて、電流サンプラー 91 からの入力を切り替える 3 個のスイッチ 922 a、922 b、922 c と、電流サンプラー 91 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 16 から構成されている。

【0046】

図 4 において、電流サンプラー 91 の出力である電流検出値  $I_{max}$ 、 $I_{min}$  および電流再現器 92 内で演算される  $I_{mid}$  は、それぞれ三相交流電圧指令  $v_u^*$  ~  $v_w^*$  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  $v_u^*$  ~  $v_w^*$  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。

【0047】

10

20

30

40

50

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91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92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】

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  $1c$  に比べて十分高いものとする、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対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。

#### 【0049】

(1)スイッチモード1：

スイッチング素子  $S_{up} = ON$ 、 $S_{vp} = ON$ 、 $S_{wp} = ON$   $I_0 = 0$

(2)スイッチモード2：

$S_{up} = ON$ 、 $S_{vp} = ON$ 、 $S_{wp} = OFF$   $I_0 = I_u + I_v = -1w$

(3)スイッチモード3：

$S_{up} = ON$ 、 $S_{vp} = OFF$ 、 $S_{wp} = OFF$   $I_0 = I_u$

(4)スイッチモード4：

$S_{up} = OFF$ 、 $S_{vp} = OFF$ 、 $S_{wp} = OFF$   $I_0 = 0$

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/ホルダーを実行する。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。

#### 【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

10

20

30

40

50

流成分  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  に変換する。

【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  $I_{qc}$  との差から補正器 15 で修正量  $\Delta I_{q^*}$  を求め、電気角周波数指令  $\omega_c^*$  を修正量  $\Delta I_{q^*}$  で修正して駆動周波数  $\omega_c$  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。

10

【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、補正器 15 による軸ずれ補正の制御だけである。補正器 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 10 ms 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。

【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 100  $\mu$ s 刻みで処理する必要性が出てくる。

20

【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  $\Delta I_{q^*}$  を求め、電気角周波数指令  $\omega_c^*$  を修正量  $\Delta I_{q^*}$  にしたがって修正して  $\omega_c$  を求めるようにしているため、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。

30

【0057】

(実施形態 2)

次に、本発明に係る同期電動機 5 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、補正器 15 の代わりに、補正器 15 B 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  $\Delta \theta$  の演算を簡略化し、補正器 15 を介して軸誤差  $\Delta \theta$  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、補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、補正器 15 の代わりに補正器 15 B を用いたものである。

【0058】

補正器 15 B は、軸誤差  $\Delta \theta$  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 20 a、20 b 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 21 a、21 b と、 $I_{dc}$  と  $\omega_c^*$  とを乗算する乗算器 22 a と、 $\omega_c^*$  と  $I_{qc}$  とを乗算する乗算器 22 b と、 $V_{dc}^*$ 、設定器 20 a の出力、設定器 21 b の出力をそれぞれ加減算する減算器としての加算器 17 a と、 $V_{qc}^*$ 、設定器 20 b、21 a の出力をそれぞれ加減算する減算器としての加算器 17 b と、加算器 17 a と加算器 17 b の出力からそのアークタンジェントを求めるアーク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  $\Delta \theta_c$  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  $\Delta \theta_c$  と「零」とを加減算する減算器としての加算器 17 c 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。

40

【0059】

50

軸誤差演算器 19 では、 $V_{dc}^*$ 、 $V_{qc}^*$ 、 $\omega_1^*$ 、 $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$ に基づいて、次に (5) 式にしたがって、軸誤差  $\theta_c$  を推定演算する。

【0060】

【数5】

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

10

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 20 a、乗算器 22 b、設定器 21 b、加算器 17 aで行い、(5) 式の分母の演算を乗算器 22 a、設定器 21 a、設定器 20 b、加算器 17 bを用いて行い、この演算結果からアークタンジェント演算器 23 で軸誤差推定値  $\theta_c$  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  $\theta_c$  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  $\theta_c$  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。

【0062】

20

また、1 補正器 15 B では、軸誤差の推定値  $\theta_c$  の目標値としての「零」を、零指令発生器 24 から加算器 17 c に与え、加算器 17 c 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)

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  $\theta_{dc}$  と印加電圧指令  $V_{dc}^*$ 、 $V_{qc}^*$  に基づいて、電圧指令位相  $\theta_v$  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  $\theta_v$  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 2 C 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。

30

【0065】

本実施形態における制御器 2 C 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  $\theta_v$  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。

【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  $\theta_v$  を演算する。

40

【0067】

【数6】

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

(数 6) の  $\theta_v$  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

50

$v$  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、 $\dots$ 、 $330$  度の時点でそれぞれ発生する。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 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 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  $I_0$  として流れる期間が等しく、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、 $I_u$  の流れる期間が短くなる。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グングが生じるため、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 になってしまう。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。

10

20

【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、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 5 ms ごとに実行するとすれば、基本周波数 33 Hz ( $= 1 / (0.005 \times 6)$ ) 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 100 Hz に達する高速回転用途が多いため、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る。

30

【0071】

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 を用いたものだけ、他の構成は図 1 のものと同様である。

40

【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  $p_u$ 、 $p_w$ 、 $p_w$  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。

【0074】

50

次に、制御器 2 D の動作について説明する。制御器 2 D 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】

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、アーク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。

10

#### 【0076】

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 27 D 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。

20

#### 【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 28 の代わりに絶対値演算器 29 を用い、割込み信号発生器 27 D の代わりに割込み信号発生器 27 E 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 27 E 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。

30

#### 【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たが、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。

40

#### 【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 27 E に出力し、割込み発生器 27 E 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

50

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。

【 0 0 8 2 】

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。

【 0 0 8 3 】

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実現することができる。 10

【 0 0 8 4 】

( 実施形態 6 )

次に、本発明による実施形態 6 の構成を図 1 4 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 2 F を用いたものだけ、他の構成は図 1 のものと同様である。

【 0 0 8 5 】

本実施形態における制御器 2 F においては、d 軸電流指令  $I d^*$  と  $I d c$  との差を演算する減算手段としての減算器 3 5 と、減算器 3 5 の出力に基づいて、電圧指令演算器 1 2 F 内の設定値  $K e$  を修正するための電流制御器 3 6 を新たに設けたものである。この電流制御器 3 6 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 3 5 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。 20

【 0 0 8 6 】

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ることがある。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。 30

【 0 0 8 7 】

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 3 5 と電流制御器 3 6 を用いて電圧指令演算器 1 2 F 内の設定値  $K e$  を修正することとしている。電流制御器 3 6 では、 $I d^*$ 、 $I d c$  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  $K e$  の設定誤差に伴う影響が生じているとみなし、 $I d^*$  と  $I d c$  との差から積分要素としての電流制御器 3 6 で  $K e$  を求め、 $K e$  にしたがって、電圧指令演算器 1 2 F 内の設定値  $K e$  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  $K e$  の項が非常に大きく影響する。よって、この発電定数  $K e$  の項を修正するには、 $I d c$  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、 $K e$  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。 40

【 0 0 8 8 】

なお、電流制御器 3 6 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  $I d c$  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。

【 0 0 8 9 】

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実現することができる。

【 0 0 9 0 】

## (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 4 2 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 4 1 の入力端子、平滑コンデンサ 4 3 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 4 2 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世界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世界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 3 7 の内部には、実施形態 1 ~ 7 のうちいずれかに用いられた世界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 3 8 内に収納されている。

## 【0094】

圧縮機 3 8 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。

## 【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世界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世界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世界制御装置は、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、世界制御装置そのものが小型化されると同時に、室外機 3 2 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。

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明に係る同期電動機の世界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  $d c - q c$  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。

【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世界制御装置の実施形態 2 における 1 補正器の内部構成

10

20

30

40

50



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世界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世界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。

【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世界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。 10

【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世界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世界速度制御装置の実施形態 7 の構成を示す斜視図である。

【図 16】本発明に係る同期電動機の世界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】 20

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

8 積分器

9 検出電流処理器

10  $I_q^*$  発生器 30

11  $I_d^*$  発生器

12 電圧指令演算器

13 d q 逆変換器

14 PWM 発生器

15 1 補正器

16 加算器

31 インバータ主回路部

32 ゲート・ドライバ

42 ダイオード・ブリッジ

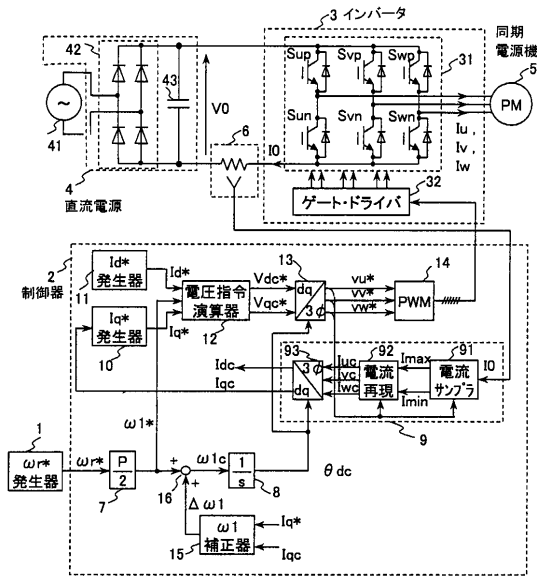
43 平滑コンデンサ 40

91 電流サンプラー

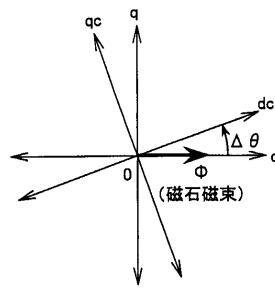
92 電流再現器

93 d q 座標変換器

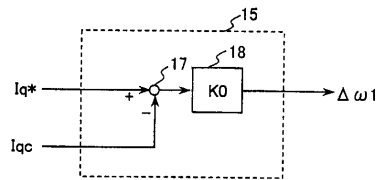
【図1】



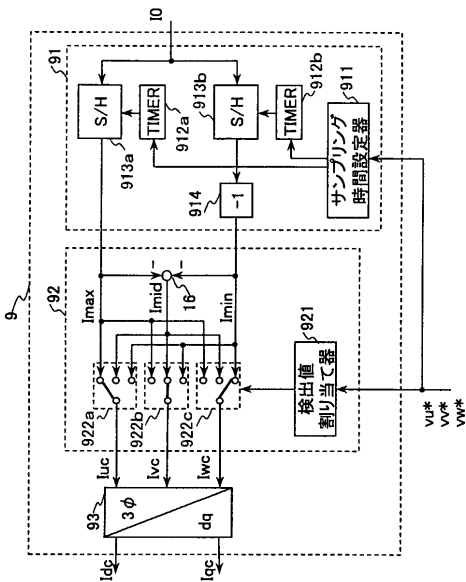
【図2】



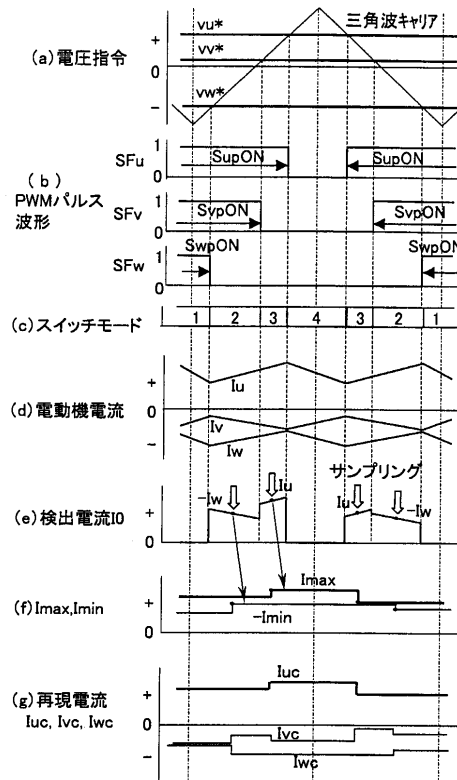
【図3】



【図4】

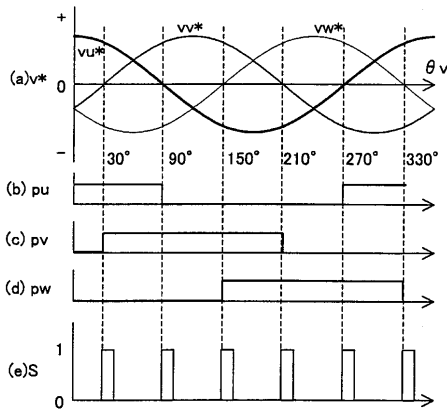


【図5】

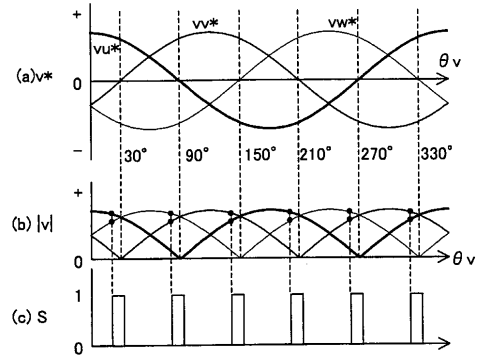




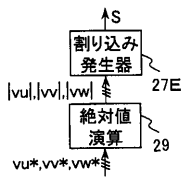
【 図 1 1 】



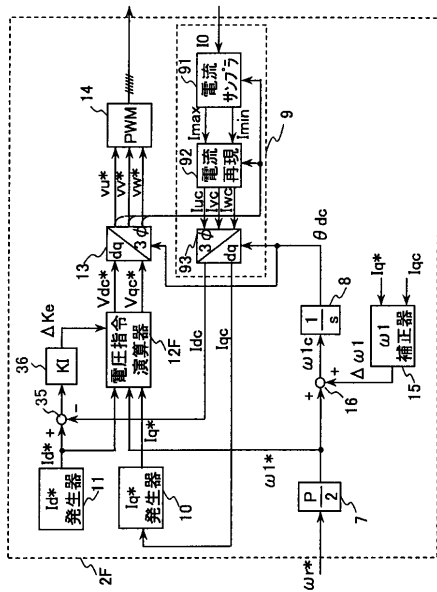
【 図 1 3 】



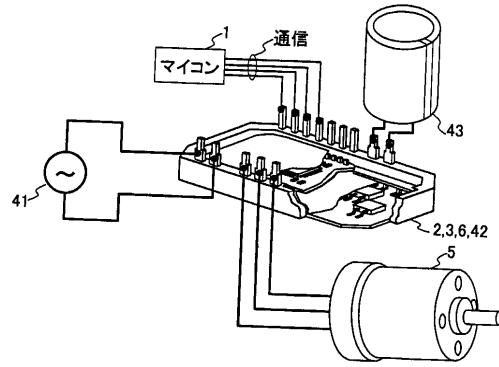
【 図 1 2 】



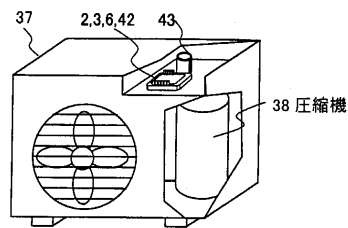
【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



## 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 8 0 0 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
- F ターム(参考) 5H560 AA02 BB04 BB12 DA12 DC01 DC12 EB01 SS07 TT01 UA06  
XA12 XA13  
5H576 AA10 BB06 CC05 DD02 DD07 EE01 EE11 HA04 HB02 JJ03  
JJ04 JJ08 JJ22 JJ25 LL22 LL34 LL39 LL41