

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4222576号
(P4222576)

(45) 発行日 平成21年2月12日(2009. 2. 12)

(24) 登録日 平成20年11月28日(2008. 11. 28)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2P	8/12	(2006.01)	HO2P	8/00	B
HO2P	8/38	(2006.01)	HO2P	8/00	R
HO2P	8/00	(2006.01)	HO2P	8/00	303C

請求項の数 9 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平11-265819 (22) 出願日 平成11年9月20日(1999. 9. 20) (65) 公開番号 特開2001-95296(P2001-95296A) (43) 公開日 平成13年4月6日(2001. 4. 6) 審査請求日 平成18年4月26日(2006. 4. 26)</p>	<p>(73) 特許権者 395018251 マッスル株式会社 大阪府池田市伏尾台4丁目9-15 (74) 代理人 100096839 弁理士 曾々木 太郎 (72) 発明者 玉井 博文 大阪府豊中市新千里南町3-29-5 (72) 発明者 中村 和人 兵庫県芦屋市春日町10-8-101 審査官 杉山 健一</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ステップモータの制御方式

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ステップモータの逆起電力による誘起電圧ベクトルの位相角を検出し、前記位相角によりステップモータの磁極と固定子巻線とのなす相対的角を検出し、前記相対的角を用いてステップモータを閉ループ制御するステップモータの制御方式であって、

前記ステップモータに供給される電流値を検出してその検出値を前記固定子座標系に関する各成分電流値に変換する固定軸電流変換手段と、

前記ステップモータに印加される電圧値を検出してその検出値を前記固定子座標系に関する各成分電圧値に変換する固定軸電圧変換手段と、

前記ステップモータのモータ定数を設定するモータ定数設定手段と、前記固定子座標系に関する各成分電流値と前記固定子座標系に関する各成分電圧値と前記モータ定数とに基づいて、前記誘起電圧の前記固定子座標系に関する各誘起電圧成分を算出してその算出された各誘起電圧成分比の逆正接を取ることにより誘起電圧ベクトルの位相角を算出する位相角算出手段と、

前記固定子座標系に関する各成分電流値を、前記位相角に基づいて前記ステップモータの回転子座標系のd軸およびq軸成分電流実測値に変換するd・q軸変換手段と、

前記d軸およびq軸成分電流実測値と、d軸およびq軸成分電流目標値との各偏差を解消するd軸およびq軸成分電流制御量を速度指令により生成される速度信号に基づいて生成するd・q軸電流制御量生成手段と、

前記d軸およびq軸成分電流制御量を前記固定子座標に関する各成分電流制御量に変換

10

20

する $d \cdot q$ 軸逆変換手段とを備え、

前記 $d \cdot q$ 軸電流制御量生成手段により、速度が増加するにしたがって電流ベクトルの q 軸成分が減少するのが防止されてなる

ことを特徴とするステップモータの制御方式。

【請求項 2】

前記ステップモータに入力される速度指令により生成される速度信号に基づいて、前記位相角を補正する補正角を算出する角度補正值生成手段を備えてなることを特徴する請求項 1 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 3】

前記ステップモータに入力される速度指令により生成される速度信号および前記位相角の余角に基づいて、前記補正角を補正する第 2 補正角を算出する第 2 角度補正值生成手段を備えてなることを特徴する請求項 2 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 4】

前記 $d \cdot q$ 軸電流制御量生成手段が、前記 d 軸および q 軸成分電流目標値の比の値 (d 軸成分電流目標値 / q 軸成分電流目標値) を速度の関数の形態で保有し、その関数の値に基づいて前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を生成することを特徴とする請求項 1 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 5】

前記 $d \cdot q$ 軸電流制御量生成手段が、前記 d 軸成分電流目標値をゼロとして前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を生成することを特徴とする請求項 1 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 6】

前記 $d \cdot q$ 軸電流制御量生成手段が、前記 q 軸成分電流目標値に前記ステップモータに入力される速度指令により生成される速度信号を乗算して得られる q 軸成分電流目標値に基づいて前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を生成することを特徴とする請求項 1 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 7】

ステップモータの速度を検出する速度検出手段と、前記速度検出手段により検出された速度と速度指令との偏差を解消する $d \cdot q$ 軸電流目標値を生成する電流目標値生成手段とを備え、前記 $d \cdot q$ 軸電流目標値が前記 $d \cdot q$ 軸電流制御量生成手段に入力されることを特徴とする請求項 1 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 8】

前記速度検出手段による速度の検出が、前記位相角を微分することによりなされることを特徴とする請求項 7 記載のステップモータの制御方式。

【請求項 9】

前記速度指令値補正手段から出力される $d \cdot q$ 軸電流目標値が、ステップモータの起動時から所定期間一定とされてなることを特徴とする請求項 7 または 8 記載のステップモータの制御方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ステップモータの制御方式に関する。さらに詳しくは、エンコーダやレゾルバなどのような位置検出センサを用いることなく、ステップモータの電流ベクトルを制御するステップモータの制御方式に関する。なお、本明細書におけるステップモータには、ステッピングモータ、パルスモータ、ステッパモータも含まれるものとする。

【0002】

【従来の技術】

ステップモータは、オープンループ制御で回転数と停止位置を所望のものに制御できるため、従来より、FA 関連機器、OA 関連機器をはじめ、あらゆる制御システムに多用されている。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 3 】

しかしながら、ステップモータをオープンループ制御（開ループ制御）した場合、高速回転時にトルクが低下して脱調するという欠点がある。

【 0 0 0 4 】

かかるステップモータの欠点を解消するため、単パルスを複数のパルスに分解して駆動するマイクロステップ駆動方式、あるいはエンコーダやレゾルバを用いて単パルス間の位置ずれを補償するフィードバック制御方式や磁極位置に対して電流ベクトルを最適位置にフィードバック制御する方式が提案されている。

【 0 0 0 5 】

しかしながら、マイクロステップ駆動方式においては、単パルスを複数のパルスに分解しているため、制御回路や駆動回路が複雑になり高価になるという問題がある。一方、後者の方式においては、例えばエンコーダやレゾルバを同軸に精密に取付ける必要があるため、製作工程が煩雑するとともにステップモータが大型化して当然のことながらコストアップを招来する。なお、かかる問題を回避するため、特開平 9 - 3 2 2 5 9 2 号公報には、トルクが大きくて脱調するおそれがない低速回転時（低速域）にはオープンループ制御（開ループ制御）し、脱調するおそれが大きい高速回転時（高速域）にはステップモータ内で誘起される逆起電力の誘起電圧に基づいてローターとステーターとの位置関係を求め、この位置関係を利用してステップモータの電流ベクトルを最適位置に制御する、つまりクローズドループ制御（閉ループ制御）するという一種のハイブリッド制御方式が提案されている。

【 0 0 0 6 】

しかしながら、特開平 9 - 3 2 2 5 9 2 号公報に提案されている方式は、本質的に連続制御ではないため、回転数に対する連続的なトルク特性が得にくいという問題がある。

【 0 0 0 7 】

ところで、特開平 9 - 3 2 2 5 9 2 号公報に提案されている方式におけるクローズドループ制御を低速回転時にも適用することが考えられるが、逆起電力による誘起電圧は回転数に比例し、低速回転時には逆起電力による誘起電圧の値が小さいので、前記提案における位相角検出方法を用いて制御を行った場合、ステップモータの磁束位置の検出精度が悪いという問題がある。

【 0 0 0 8 】

【 発明が解決しようとする課題 】

本発明はかかる従来技術の課題に鑑みなされたものであって、エンコーダやレゾルバなどのセンサを用いることなく、しかも脱調するおそれもなくステップモータを低速域から高速域まで滑らかに駆動させることができるステップモータの制御方式を提供することを目的としている。

【 0 0 0 9 】

【 課題を解決するための手段 】

本発明のステップモータの制御方式は、ステップモータの逆起電力による誘起電圧ベクトルの位相角を検出し、前記位相角によりステップモータの磁極と固定子巻線とのなす相対的角を検出し、前記相対的角を用いてステップモータを閉ループ制御するステップモータの制御方式であって、

前記ステップモータに供給される電流値を検出してその検出値を前記固定子座標系に関する各成分電流値に変換する固定軸電流変換手段と、

前記ステップモータに印加される電圧値を検出してその検出値を前記固定子座標系に関する各成分電圧値に変換する固定軸電圧変換手段と、

前記ステップモータのモータ定数を設定するモータ定数設定手段と、前記固定子座標系に関する各成分電流値と前記固定子座標系に関する各成分電圧値と前記モータ定数とに基づいて、前記誘起電圧の前記固定子座標系に関する各誘起電圧成分を算出してその算出された各誘起電圧成分比の逆正接を取ることにより誘起電圧ベクトルの位相角を算出する位相角算出手段と、

10

20

30

40

50

前記固定子座標系に関する各成分電流値を、前記位相角に基づいて前記ステップモータの回転子座標系の d 軸および q 軸成分電流実測値に変換する d・q 軸変換手段と、

前記 d 軸および q 軸成分電流実測値と、d 軸および q 軸成分電流目標値との各偏差を解消する d 軸および q 軸成分電流制御量を速度指令により生成される速度信号に基づいて生成する d・q 軸電流制御量生成手段と、

前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を前記固定子座標に関する各成分電流制御量に変換する d・q 軸逆変換手段とを備え、

前記 d・q 軸電流制御量生成手段により、速度が増加するにしたがって電流ベクトルの q 軸成分が減少するのが防止されてなる

ことを特徴とする。

10

【0013】

本発明のステップモータの制御方式においては、前記ステップモータに入力される速度指令により生成される速度信号に基づいて、前記位相角を補正する補正角を算出する角度補正值生成手段を備えていてもよく、また前記ステップモータに入力される速度指令により生成される速度信号および前記位相角の余角に基づいて、前記補正角を補正する第2補正角を算出する第2角度補正值生成手段を備えていてもよい。

【0014】

また、本発明のステップモータの制御方式においては、前記 d・q 軸電流制御量生成手段が、前記 d 軸および q 軸成分電流目標値の比の値 (d 軸成分電流目標値 / q 軸成分電流目標値) を速度の関数の形態で保有し、その関数の値に基づいて前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を生成するようにされてもよい。

20

【0015】

さらにまた、本発明のステップモータの制御方式においては、前記 d・q 軸電流制御量生成手段が、前記 d 軸成分電流目標値をゼロとして前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を生成するようにされてもよい。

【0016】

さらにまた、本発明のステップモータの制御方式においては、前記 d・q 軸電流制御量生成手段が、前記 q 軸成分電流目標値に前記ステップモータに入力される速度指令により生成される速度信号を乗算して得られる q 軸成分電流目標値に基づいて前記 d 軸および q 軸成分電流制御量を生成するようにされてもよい。

30

【0017】

さらにまた、本発明のステップモータの制御方式においては、ステップモータの速度を検出する速度検出手段と、前記速度検出手段により検出された速度と速度指令との偏差を解消する d・q 軸電流目標値を生成する電流目標値生成手段とを備え、前記 d・q 軸電流目標値が前記 d・q 軸電流制御量生成手段に入力されるようにされてもよい。ここで、前記速度検出手段による速度の検出は、例えば前記位相角を微分することによりなされる。

【0018】

さらにまた、本発明のステップモータの制御方式においては、前記速度指令値補正手段から出力される d・q 軸電流目標値が、ステップモータの起動時から所定期間一定とされていてもよい。

40

【0019】

【作用】

本発明は前記の如く構成されているので、エンコーダやレゾルバなどのセンサを用いることなく位相角が算出される。また、位相角の算出が、ステップモータの逆起電力の誘起電圧を直交する固定軸に関する各成分毎に算出し、ついでその各成分比の逆正接に基づいてなされているので、逆起電力が小さな低速域においても位相角の検出が精度よくなされる。

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、添付図面を参照しながら本発明を実施形態に基づいて説明するが、本発明はかかる

50

実施形態のみに限定されるものではない。

【0021】

実施形態1

本発明の実施形態1に係るステップモータの制御方式を図1にブロック図で示す。なお、以下の説明において、ステップモータSには3相の駆動装置から電力が供給されているものとする。つまり、3相電流および3相電圧が供給されているものとする。

【0022】

このステップモータの制御方式A1は、図1に示すように、ステップモータSに供給される3相電流値を検出してその検出値を直交する固定子軸（ α 軸）、つまり固定子座標系に関する2相電流値に変換する電流3相/2相変換手段（固定軸電流変換手段）10と、ステップモータSに印加される3相電圧値（中性点に関する電圧値）を検出してその検出値を直交する固定子軸（ α 軸）、つまり固定子座標系に関する2相電圧に変換する電圧3相/2相変換手段（固定軸電圧変換手段）20と、モータ定数設定器30から入力されるステップモータSのモータ定数と前記電流3相/2相変換手段10により変換された2相電流値と前記電圧3相/2相変換手段20により変換された2相電圧値とに基づいて誘起電圧ベクトルの位相角を算出する位相角算出手段40と、前記固定子軸（ α 軸）に関する2相電流値を直交する回転子軸（d-q軸）、つまり回転子座標系に関する2相電流値に変換するd-q軸変換手段52と、前記d-q軸に関する電流値に基づいてd-q軸電流制御量を生成するd-q軸電流制御量生成手段54と、前記d-q軸電流制御量生成手段54により生成されたd-q軸電流制御量を固定子軸（ α 軸）に関する固定軸電流制御量に逆変換するd-q軸逆変換手段56と、前記固定子軸（ α 軸）に関する固定軸電流制御量を3相電流値に変換する2相/3相変換手段62と、前記3相変換された電流制御量に基づいてステップモータSを駆動させる駆動パルス生成して電力変換手段70に分配するパルス分配手段64と、制御パルス列にตอบสนองして前記パルス分配手段64の基本周波数を制御するパルス変換制御手段66とを主要構成要素として備えるものとする。

【0023】

電流3相/2相変換手段10は、電流検出手段Iにより検出された前記2相/3相変換手段62から出力される3相電流値を2相電流値に変換するものである。この電流3相/2相変換手段10は、従来より3相電動機の制御において用いられている公知の電流3相/2相変換手段と同様とされているので、その構成の詳細な説明は省略する。なお、電流検出手段Iによる電流値の検出は第1相、第2相および第3相の各相についてなされる。

【0024】

電圧3相/2相変換手段20は、電圧検出手段Vにより検出された前記2相/3相変換手段62から出力される3相電圧値を2相電圧値に変換するものである。この電圧3相/2相変換手段20は、従来より3相電動機の制御において用いられている公知の電圧3相/2相変換手段と同様とされているので、その構成の詳細な説明は省略する。この場合、電圧検出手段Vによる電圧値の検出は、第1相、第2相および第3相の各相についてなされる。この電圧値の検出は、線間電圧を検出してその値を演算処理して3相電圧を算出するようにしてもよいが、3相非対称などの誤差を生ずるおそれがあるので、電圧値は中性点に関する各電圧値を直接検出するのが好ましい。

【0025】

なお、図1に示す例においては、電圧値の検出はステップモータSに印加される電圧から検出されているが、制御方式によっては、電力変換手段70のスイッチング素子のオン/オフ信号から検出するようにされてもよい。そして、そのようにすることにより、検出電圧値におけるノイズによる悪影響が軽減される。

【0026】

位相角算出手段40は、前記電流3相/2相変換手段10から入力される固定子軸（ α 軸）に関する電流値 $I(\alpha)$ 、 $I(\beta)$ 、前記電圧3相/2相変換手段20から入力される固定子軸（ α 軸）に関する電圧値 $V(\alpha)$ 、 $V(\beta)$ 、および別途モータ定数設

定器 30 から入力されるモータ定数 (R , L) に基づいて、逆起電力による誘起電圧ベクトル E の前記固定子軸 (ー 軸) に関する各成分電圧 E () つまり s i n 成分、および E () つまり c o s 成分を算出し、ついでその比の逆正接 (アークタンジェント) を算出して位相角 を算出するものである (図 2 参照) 。

【 0 0 2 7 】

ここに、

$$E () = V () - I () \cdot R () - I () \cdot d I () / d t$$

$$E () = V () - I () \cdot R () - I () \cdot d I () / d t$$

$$= \arctan E () / E ()$$

R () : モータ定数 R の 成分

R () : モータ定数 R の 成分

【 0 0 2 8 】

この位相角算出手段 40 における位相角 は、前記の如く誘起電圧ベクトル E の 成分 E () と 成分 E () との比の逆正接により算出されているので、ステップモータ S の速度が低下して誘起電圧ベクトル E が減少してもその影響が軽減される。したがって、誘起電圧ベクトル E のアークサインにより位相角 を算出する方式や誘起電圧ベクトル E を直接積分して磁束ベクトルを求め、ついでその磁束ベクトルにより位相角 を算出する方式よりも低速域における算出精度が高い。なお、以下の d ・ q 軸変換手段 52 および d ・ q 軸逆変換手段 56 における演算においては、前記算出された位相角 を用いて処理がなされる。

【 0 0 2 9 】

d ・ q 軸変換手段 52 は、前記電流 3 相 / 2 相変換手段 10 から入力される各電流成分値 I () 、 I () を回転ベクトル座標系 (回転子座標系) 、いわゆる d ・ q 軸座標上に変換するものである。この場合、d 軸の 軸とのなす角は、前記位相角算出手段 40 から入力されている位相角 に一致している (図 2 参照) 。この d ・ q 軸変換手段 52 としては、例えばベクトルドレイヤーがあげられる。

【 0 0 3 0 】

d ・ q 軸電流制御量生成手段 54 は、前記 d ・ q 軸変換手段 52 により d ・ q 軸変換された各軸電流成分値 I (d) 、 I (q) (電流実測値) と、d ・ q 軸の各軸電流目標値 I (d a) 、 I (q a) との偏差を算出し、ついでその偏差をゼロとする d ・ q 軸の各軸電流制御量 I (d s) 、 I (q s) を、パルス変換制御手段 66 から別途入力される速度信号に基づいて演算処理により算出して出力するものである。このように、パルス変換制御手段 66 からの速度信号に基づいて d ・ q 軸の各軸電流制御量 I (d s) 、 I (q s) を算出するのは、速度が増加するにしたがって電流ベクトルの q 軸成分が減少するのを防ぐためである。

【 0 0 3 1 】

ここで、速度信号に基づいて d ・ q 軸の各軸電流制御量 I (d s) 、 I (q s) を生成する態様の一例としては、次のようなものがある。

【 0 0 3 2 】

速度対負荷特性を d ・ q 軸の各軸電流制御量 I (d s) 、 I (q s) によって任意に設定するものである。例えば、当初のステップモータ S のトルク特性をそのまま高速域まで一定にするため、あるいは意図的に設定するものである。そのため、ここでは、例えば図 3 に示すように、 I (d a) / I (q a) の値を速度に比例して減少させ、そして速度が所定速度を超えると d 軸に関する電流目標値 I (d a) をゼロとるようにしている。すなわち、速度が増速するにしたがって電流ベクトルを磁束ベクトルと直交するように、すなわち q 軸に一致するように制御しているのである。当然のことながら、d 軸に関する電流目標値 I (d a) をゼロに設定すれば、理論上トルクを最大とする電流制御量が得られる。

【 0 0 3 3 】

ただし、前述したように、速度に対して d ・ q 軸の各軸電流制御量 I (d s) 、 I (q s)

10

20

30

40

50

)の比を常に一定にする場合は、速度信号は入力する必要はない。

【0034】

かかる機能を有するd・q軸電流制御量生成手段54は、例えば図4に示すように、d・q軸電流目標値設定器54aと、このd・q軸電流目標値設定器54aからのd・q軸電流目標値 $I(d_a)$ 、 $I(q_a)$ とd・q軸電流実測値 $I(d)$ 、 $I(q)$ との偏差を算出する加減器54bと、この偏差をゼロとするd・q軸の各軸電流制御量 $I(ds)$ 、 $I(qs)$ を算出するPI調節器54cとを組み合わせることにより実現される。そして、このd・q軸電流目標値設定器54aに電流ベクトル指令値(スカラ量)およびパルス変換制御手段66からの速度信号が入力される。

【0035】

d・q軸逆変換手段56は、前記d・q軸電流制御量生成手段54からのd・q軸の各軸電流制御量 $I(ds)$ 、 $I(qs)$ を固定子軸(一軸)の各軸電流制御量 $I(s)$ 、 $I(s)$ に逆変換するものである。この場合も、d軸の軸とのなす角は、前記位相角算出手段40から入力されている位相角に一致させられている。このd・q軸逆変換手段56としては、例えばベクトルアナライザがあげられる。

【0036】

2相/3相変換手段62は、前記d・q軸逆変換手段54からの固定子軸の各軸電流制御量 $I(s)$ 、 $I(s)$ に基づいて3相電流値および3相電圧値を生成するものである。この2相/3相変換手段62は従来より3相電動機の制御において用いられている2相/3相変換手段と同様とされているので、その構成の詳細な説明は省略する。

【0037】

パルス変換制御手段66は、図5に示すように、制御パルスに基づいてパルス分配手段64に駆動パルスを生成させる指令信号を生成する指令信号生成部66aと、制御パルスに基づいて速度信号を生成する速度信号生成部66bとを備えてなるものとされる。指令信号生成部66aは、従来よりステップモータSの制御においてパルス分配器による駆動パルスの生成を指令するための信号を生成するものと同様とされているので、その構成の詳細な説明は省略する。速度信号生成部66bは、例えばこの実施形態1では入力が通常のステップモータSと同様にパルス列で入力され、そのパルス列の周波数が速度指令に相当するので、入力パルスをF/V変換(周波数/速度変換)する機能を有するものとされる。この場合、この速度信号生成部66bから生成される速度信号は、アナログ信号でもよく、またデジタル信号でもよい。

【0038】

パルス分配手段64は、パルス変換制御手段66から入力される指令信号に基づいて前記2相/3相変換手段62からの3相電流および3相電圧に対応した駆動パルスを生成して電力変換手段70に送出するものである。このパルス分配手段64は、従来よりステップモータSの制御において用いられているパルス分配器と同様とされているので、その構成の詳細な説明は省略する。

【0039】

なお、前記位相角算出手段40、d・q軸変換手段52、d・q軸電流制御量生成手段54、d・q軸逆変換手段56、パルス変換制御手段66は、マイコンに前記機能に対応したプログラムを格納することによっても実現される。

【0040】

このように、この実施形態1によれば、エンコーダやレゾルバなどのような位置検出センサを用いることなく、低速域から高速域まで精度よく固定子巻線に対する回転子磁極位置を検出できる。したがって、特開平9-322592号公報に係る制御方法や制御装置の如く、低速域と高速域とで制御システムを切り替える必要がなくなり、制御システムの構成が簡素化される。また、低速域と高速域とで制御システムを切り替える必要がないため、制御システムを切り替えることにより生ずる諸問題も解消される。そのため、低速域から高速域までステップモータを脱調するおそれなく駆動させることができる。さらに、速度に対するトルク特性をパターン化できる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 1 】

実施形態 2

本発明の実施形態 2 に係るステップモータの制御方式 A 2 を図 6 にブロック図で示す。この実施形態 2 は、実施形態 1 を改変したものであって、図 6 に示すように、角度補正值生成手段 5 1 を付加してなるものである。

【 0 0 4 2 】

この角度補正值生成手段 5 1 は、パルス分配制御手段 6 6 から入力される速度信号により前記位相角、つまり磁束ベクトル角を補正する補正角を算出するもので、入力される速度信号に比例した補正角の算出がなされる。すなわち、補正角によってみかけの $d \cdot q$ 軸座標を生成して $d \cdot q$ 軸電流制御量 $I(d)$ 、 $I(q)$ を一定にしたまま、補正角によってトルク電流を調整可能とするものである。

【 0 0 4 3 】

つまり、位相角の演算精度が相対的に低い超低速時にはかえってトルク電流が不安定になるので、もともと脱調のおそれの少ない超低速時には補正角を大きくして元のステップモータ S のトルク特性を示すようする一方、脱調のおそれのある高速時には補正角が小さくなるようにされている。これにより、超低速時には補正角によって $d \cdot q$ 軸の d 軸が電流ベクトルに重なるため、見かけ上、 $I(d) = 0$ 、 $I(q) = I$ に制御されたことになる。また、速度の上昇にしたがって徐々に $d \cdot q$ 軸は本来の位置に戻り電流ベクトルを q 軸に一致させるようにされている。そのため、電流制御量を変化させることなく、すなわち、PI 制御ループを安定な状態でトルク電流ベクトルの制御が可能となる。

【 0 0 4 4 】

なお、かかる機能を有する角度補正值生成手段 5 1 は、例えばマイコンに前記機能に対応したプログラムを格納することにより実現される。

【 0 0 4 5 】

このように、この実施形態 2 では、角度補正值生成手段 5 1 によりステップモータ S の回転速度に比例した補正角を算出し、その補正角により位相角算出手段 4 0 により算出された位相角を補正し、それにより高速時における電流ベクトルをみかけの q 軸に一致させているので、補正角を操作するのみで高速域における脱調のおそれをより少なくしてステップモータ S を駆動できる。

【 0 0 4 6 】

実施形態 3

本発明の実施形態 3 に係るステップモータの制御方式 A 3 を図 7 および図 8 にブロック図で示す。この実施形態 3 は、実施形態 2 を改変したものであって、図 7 に示すように、角度補正值生成手段 5 1 により生成された補正角を補正する補正角を生成する第 2 角度補正值生成手段 5 3 を付加してなるものである。この実施形態 3 は、定常加速時（定負荷または無負荷加速時）に位相角を既知パターンとして演算した位相角との差を負荷変動分とみなして、負荷変動による回転子の磁束角のずれを補正するようにしてなるものである。

【 0 0 4 7 】

この第 2 角度補正值生成手段 5 3 は、具体的には、パルス変換制御手段 6 6 から入力される速度信号および前記位相角・位相余角算出手段 4 1 により算出された位相余角に基づいて、前記補正角を補正する補正角を算出するものであって、図 8 に示すように、速度信号に基づいて定常加速時位相角を算出する定常加速時位相角算出部 5 3 a と、前記定常加速時位相角と前記位相余角との差を解消するための角度を算出する PI 調節部 5 3 b とを備えてなるものとされる。そして、この PI 調節部 5 3 b からの出力される角度が、補正角とされる。

【 0 0 4 8 】

このように、この実施形態 3 では、第 2 角度補正值生成手段 5 3 を付加しているため、実施形態 2 に比して特に負荷状態で加速するときや、高速域における脱調のおそれをより少なくしてステップモータ S を駆動できる。

【 0 0 4 9 】

実施形態 4

本発明の実施形態 4 に係るステップモータの制御方式 A 4 を図 9 にブロック図で示す。この実施形態 4 は、実施形態 1 を改変したものであって、図 9 に示すように、従前のステップモータ S とは異なり、起動・停止シーケンス等を除いてステップモータ S に入力される信号は、速度指令のみであり、図 9 に示すように、速度指令値と速度検出手段 4 2 からの速度検出値との偏差を、例えば P I 調節器のような制御調節器を介してトルク出力を与えるための電流目標値生成手段 4 4 から構成される速度制御ループと、前述の電流 3 相 / 2 相変換手段 1 0 と、前記電流 3 相 / 2 相変換手段 1 0 からの電流実測値を d ・ q 軸に分離する d ・ q 軸変換手段 5 2 と、電流目標値生成手段 4 4 と、d ・ q 軸電流制御量生成手段 5 4 から構成され、d ・ q 軸電流制御量生成手段 5 4 において d ・ q 軸の各軸毎に電流指令値と電流実測値との偏差から同様に、例えば P I 調節器のような制御調節器を介して電流制御量を生成して電流を電流指令値に維持するためのトルク電流制御ループから構成され、このトルク電流制御ループによりステップモータ S をクローズドループ制御して速度制御モータとして使用するようになっているものである。なお、この実施形態 4 においては、速度指令値は、パルス列ではなく、例えばランプ関数などのアナログ信号パターンの形式で入力される。

【 0 0 5 0 】

この実施形態 4 の制御方式 A 4 は、具体的には、位相角算出手段 4 0 から入力される位相角 からステップモータ S の速度を検出する速度検出手段 4 2 と、この速度検出手段 4 2 により検出された速度検出値に基づいて速度制御量、すなわち最終的にトルク電流目標値となる d ・ q 軸電流目標値を生成する電流目標値生成手段 4 4 と、速度指令値をパルス変換制御手段 6 6 へのパルス入力に変換する速度・周波数変換手段 4 6 とを備えているものとされる。

【 0 0 5 1 】

速度検出手段 4 2 は位相角 を微分してステップモータ S の角速度 を算出するものとされ、位相角 からステップモータ S の角速度 を算出できるものであればその構成に特に限定はない。例えば、マイコンに位相角 を微分してステップモータ S の角速度 を算出するプログラムを格納することによっても構成できる。

【 0 0 5 2 】

電流目標値生成手段 4 4 は、例えば図 1 0 に示すように、速度指令値と速度検出値との偏差を算出する加減器 4 4 a と、この偏差をゼロとするような d ・ q 軸電流目標値を生成する P I 調節器 4 4 b とを備えているものとされる。

【 0 0 5 3 】

速度・周波数変換手段 4 6 は、従来より公知の各種速度・周波数変換器とすることができる。

【 0 0 5 4 】

このように、この実施形態 4 によればステップモータ S の速度を検出し、その検出された速度検出値と速度目標値との偏差に対応した電流目標値 $I(qa)$ を d ・ q 軸電流制御量生成手段 5 4 に入力して電流制御量 $I(qs)$ を生成しているので、負荷に応じた電流でステップモータ S を加速できる。そのため、実施形態 1 に比して負荷に対応した速度指令値を保つための電流を流すので、オープンループ制御と異なり、無負荷でもドライバの電流制御量に相当する電流を流すことはない。そのため、省エネルギーやスイッチング素子の発熱抑制が図られる。

【 0 0 5 5 】

ところで、この実施形態 4 において起動時に速度検出手段 4 2 における速度検出が不安定となるようであれば、図 1 1 に示すように、電流目標値生成手段 4 4 に、一定トルクに相当する d ・ q 軸電流目標値を出力する定トルク加速器 4 4 c と、この定トルク加速器 4 4 c からの出力と P I 調節器 4 4 b からの出力とを起動時信号のオン・オフにより切り替える切替スイッチ 4 4 d とを付加するとともに、この定トルク加速器 4 4 c からの出力によ

りPI調節器44bを起動時信号のオンによりプリセット可能にしかつ起動時信号のオフによりプリセット解除可能にしておき、そして起動時信号のオンによりPI調節器44bをプリセットするとともに、切替スイッチ44dを定トルク加速器44cからの出力が送出されるようにセットし、ついで起動時信号のオフによりPI調節器44bのプリセットを解除するとともに、切替スイッチ44dを定トルク加速器44c側からPI調節器44bの出力が送出されるように切り替えることにより対処できる。

【0056】

ここで、定トルク加速器44cを設けるとともに、その出力によりPI調節器44bをプリセットするようにしているのは、次のような理由による。

【0057】

起動時から速度指令値と速度検出値との偏差をPI調節器44bに入力すると、前記偏差が大きいところからPI調節器44bの積分動作が飽和し、最大トルク電流に相当するd・q軸電流目標値を出力するということになる。その結果、速度がオーバーシュートしたりハンチングしたりするという問題を生ずる。そのため、起動時から一定時間はPI調節器44bの積分動作が飽和しないように制御する必要がある。

【0058】

その解決策の一つとして、起動時に起動時信号を利用して予め設定した一定トルクに相当する一定電流により一定時間加速するようにし、ついでPI調節器44bを動作させるように制御することが考えられる。しかしながら、PI調節器44bを切り替えたときに出力されるd・q軸電流目標値が前記一定電流に対応するd・q軸電流目標値と異なると速度に急変が生ずる。そのため、図11に示すように、定トルク加速器44cを設けるとともに、切り替え時におけるPI調節器44bのd・q軸電流目標値を前記一定電流に相当するd・q軸電流目標値にプリセットするようにしたものである。

【0059】

なお、定トルク加速器44cを設ける代わりに、図12に示すように、入力される速度パターンに応じたd・q軸電流目標値を生成するパターン加速器44eを設けるようにしてもよい。

【0060】

実施形態5

本発明の実施形態5に係るステップモータの制御方式A5の要部を図13にブロック図で示す。この実施形態5は実施形態1を改変したものであって、図13に示すように、d・q軸電流制御量生成手段54に乗算器54dを設けて電流目標値I(qa)に速度信号を乗算するようにしてなるものである。すなわち、高速域で強制的に電流目標値I(qa)を大きくするようにしてなるものである。

【0061】

このように、この実施形態5では高速域で強制的に電流目標値I(qa)を大きくするようにしているので、実施形態1に比して高速域における脱調のおそれをより少なくしてステップモータSを駆動できる。

【0062】

以上、本発明を実施形態に基づいて説明してきたが、本発明はかかる実施形態のみに限定されるものではなく、種々改変が可能である。例えば、実施形態1においては、電流および電圧は各相について検出されていたが、検出は2相についてのみ行い、残りの1相については演算により算出するようにされてもよい。また、2相ステップモータに対しても適用が可能である。

【0063】

【発明の効果】

以上詳述したように、本発明によれば次のような優れた効果が得られる。

【0064】

(1) 逆起電力による誘起電圧を直交する固定子軸の各軸成分に分解し、その分解された各軸成分の逆正接により誘起電圧ベクトルの位相角を算出しているため、低速時に逆起電

10

20

30

40

50

力の誘起電圧が低下しても算出された位相角の誤差を小さくできる。

【0065】

(2) 逆起電力による誘起電圧を直交する固定子軸の各軸成分に分解し、その分解された各軸成分の逆正接により誘起電圧の位相角を算出しているため、ステップモータの巻線抵抗の温度変化による影響を緩和できる。

【0066】

(3) ステップモータの逆起電力により誘起電圧に基づいて固定子巻線に対する回転子磁極位置を示す角度を精度よく検出できるので、エンコーダやレゾルバなどのセンサを用いことなくステップモータ電流ベクトルを閉ループ制御できる。

【0067】

(4) 低速域から高速域まで同一の制御システムにより制御できるので、制御システムを切り替えることによる問題を解消できる。また、その制御においては、高速域においても脱調するおそれなくステップモータを駆動できる。

【0068】

(5) 本発明の好ましい形態においては、速度制御ループと電流制御ループとを構成し、負荷変動に対して速度を一定に保ち、かつ最適電流制御を行うので、永久磁石同期モータや他の3相モータのような速度制御を廉価なステップモータで構成できるとともに、省エネルギーや発熱防止効果も図られる。

【0069】

(6) 3相ステップモータを用いる本発明の別の好ましい形態においては、駆動回路や制御回路は3相誘導電動機のものと同価なものを使用できるので、駆動回路や制御回路を安価に構成できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態1に係る制御方式のブロック図である。

【図2】d・q軸と固定軸との関係を示す説明図である。

【図3】実施形態1における速度と $I(d_a)/I(q_a)$ との関係を示すグラフである。

【図4】同d・q軸電流指令値生成手段の構成の一例のブロック図である。

【図5】同パルス変換制御手段の構成の一例のブロック図である。

【図6】本発明の実施形態2に係る制御方式のブロック図である。

【図7】本発明の実施形態3に係る制御方式のブロック図である。

【図8】本発明の実施形態3に係る第2角度補正值生成手段の構成の一例のブロック図である。

【図9】本発明の実施形態4に係る制御方式のブロック図である。

【図10】本発明の実施形態4に係る電流目標値生成手段の構成の一例を示すブロック図である。

【図11】本発明の実施形態4に係る要部の一例のブロック図である。

【図12】本発明の実施形態4に係る要部の他の例のブロック図である。

【図13】本発明の実施形態5の要部ブロック図である。

【符号の説明】

- 10 電流3相/2相変換手段
- 20 電圧3相/2相変換手段
- 30 モータ定数設定器
- 40 位相角算出手段
- 42 速度検出手段
- 44 電流目標値生成手段
- 51 角度補正值生成手段
- 52 d・q軸変換手段
- 53 第2角度補正值生成手段
- 54 d・q軸電流制御量生成手段

10

20

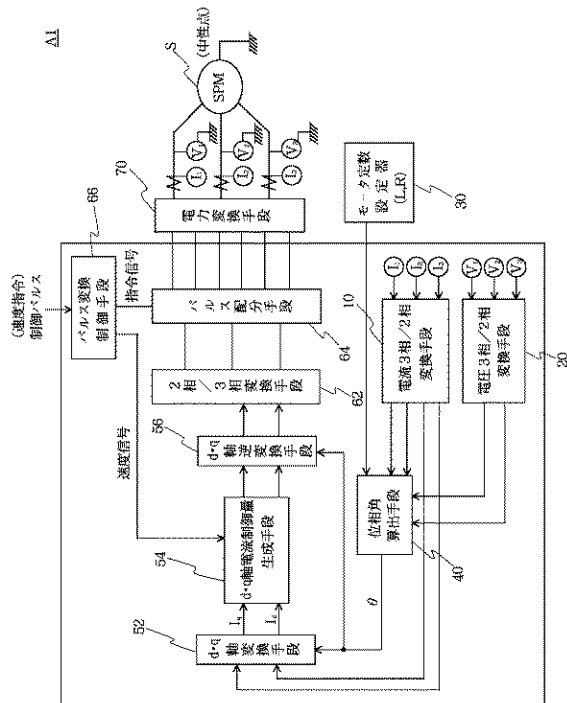
30

40

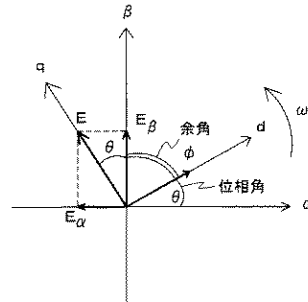
50

- 5 6 d・q 軸逆変換手段
- 6 2 2相 / 3相変換手段
- 6 4 パルス分配手段
- 6 6 パルス変換制御手段
- 7 0 電力変換手段
- A ステップモータの制御方式
- I 電流検出手段
- V 電圧検出手段
- S ステップモータ

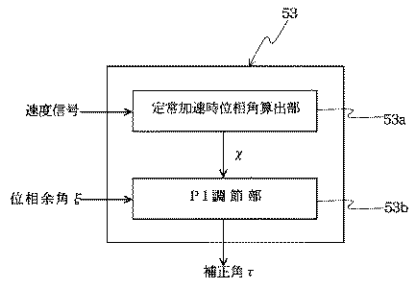
【図 1】



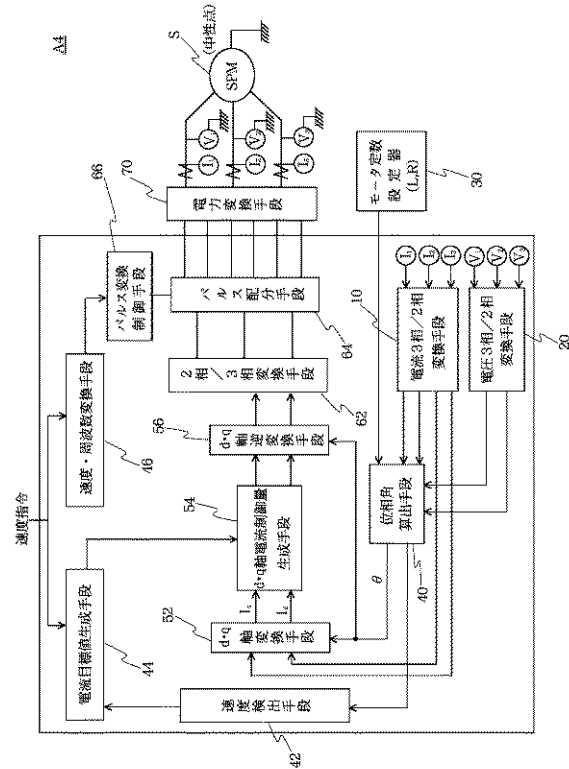
【図 2】



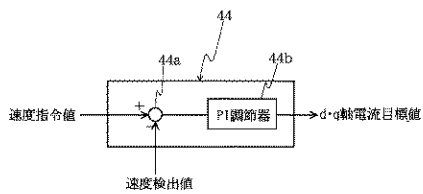
【図 8】



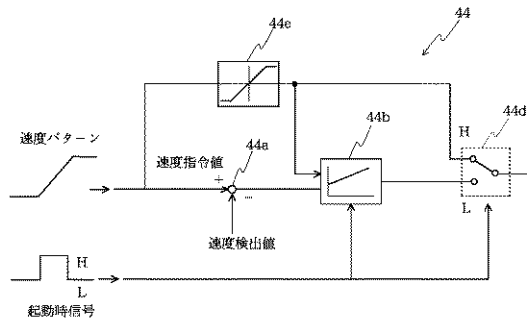
【図 9】



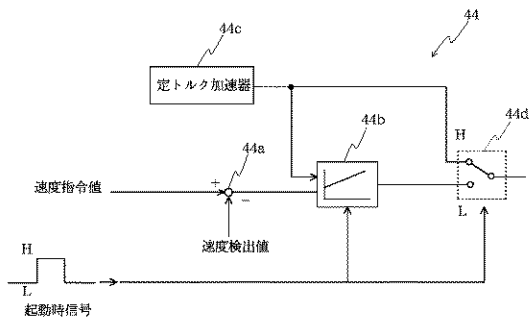
【図 10】



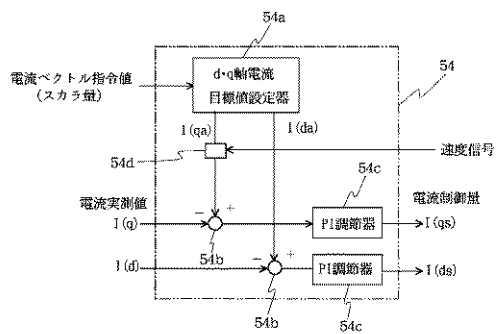
【図 12】



【図 11】



【図 13】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平08 - 256496 (JP, A)
特開平06 - 225595 (JP, A)
特開平11 - 150999 (JP, A)
特開平09 - 023699 (JP, A)
特開平04 - 101692 (JP, A)
特開平11 - 187695 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 8/00 8/42
H02P 6/00 6/24