

(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2017-200426

(P2017-200426A)

(43) 公開日 平成29年11月2日(2017.11.2)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>HO2P 27/06 (2006.01)</b>	HO2P 27/06	5H505
<b>HO2K 19/10 (2006.01)</b>	HO2K 19/10	5H619
<b>HO2K 19/16 (2006.01)</b>	HO2K 19/16	Z

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L 外国語出願 (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願2017-26769 (P2017-26769)	(71) 出願人 595108860 丁 景信 台湾台北市復興南路二段148號10樓
(22) 出願日 平成29年2月16日(2017.2.16)	(74) 代理人 100076831 弁理士 伊藤 捷雄
(31) 優先権主張番号 105104653	(72) 発明者 丁 景信 台湾台北市復興南路二段148號10樓
(32) 優先日 平成28年2月17日(2016.2.17)	Fターム(参考) 5H505 BB02 DD01 DD06 EE48 EE49 GG01 HA09 JJ17 LL22 LL25 LL41 5H619 AA01 BB01 BB02 BB06 BB13 PP01 PP14
(33) 優先権主張国 台湾(TW)	

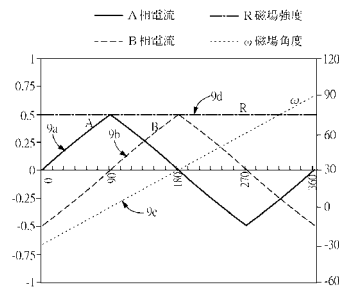
(54) 【発明の名称】 2相交流電力によるモータの駆動方法及び発電方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 2相交流電力によるモータの駆動方法を提供する。

【解決手段】 モータは回転子、固定子及び少なくとも2組の固定子コイルを有し、少なくとも2組の固定子コイルに通電した後、固定子は複数の固定子磁極を生成すると同時に、固定子磁極間の角度は90度未満とされる。モータの交流駆動方法は、2相交流電流によって、それぞれ2組の固定子コイルを駆動することで、2組の磁場を生成すると同時に、2組の磁場で1組の総合磁場を合成することによって、回転子を駆動するステップを備える。その場合、総合磁場はリップルがないと同時に、総合磁場の回転角または移動量の変化量と2相交流電流の位相角の変化量が等比率関係である。各相の交流電流の一つの周期は正の半サイクルと負の半サイクルを備え、正の半サイクルは三角形、または湾曲した三角形の正電流波形を備え、負の半サイクルは三角形、または湾曲した三角形の負電流波形を備える。

【選択図】 図9



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

制御回路を用いて、ソフトウェアの技術、ハードウェアの技術、またはソフトウェアとハードウェアの技術によって、2相交流電流を生成してモータを駆動し、前記モータは回転子、固定子及び少なくとも2組の固定子コイルを有し、前記少なくとも2組の固定子コイルは通电した後、複数の固定子磁極を生成すると同時に、各前記固定子磁極の間の角度は90度未満である2相交流電力によるモータの交流駆動方法であって、

前記モータの交流駆動方法は、

前記2相交流電流によって、前記2組の固定子コイルをそれぞれ駆動することで、2組の磁場を生成すると同時に、前記2組の磁場を1組の総合磁場に合成することによって、前記回転子を駆動するステップを備え、

前記総合磁場はリップルがないと同時に、前記総合磁場の回転角または移動量の変化量と前記2相交流電流の位相角の変化量とは等比率関係を有し、

各相の交流電流の1つの周期は正の半サイクルと負の半サイクルを備え、前記正の半サイクルは三角形、または湾曲した三角形の正電流波形を備え、前記負の半サイクルは三角形、または湾曲した三角形の負電流波形を備え、

前記三角形、または湾曲した三角形は代表的波形をなし、その上昇と下降の斜辺波形は同じ頂点を有する正弦波と三角波との間にあることを特徴とする、2相交流電力によるモータの駆動方法。

## 【請求項 2】

前記2相交流電流の大きさの参考値は、それぞれAとBであり、その計算式は下記の数1の通りであり、そのうち、 $\theta$ は、前記総合磁場と前記固定子磁極との間の角度であり、

$\alpha$ は、前記固定子の隣接する2つの磁極間の角度であり、Rは、前記総合磁場の強度であると同時に、 $\theta$ は90度未満であることを特徴とする、請求項1に記載のモータの駆動方法。

## [数 1]

$$B = R \sin \alpha / \sin \theta$$

$$A = R \cos \alpha - R \sin \alpha \cos \theta / \sin \theta$$

## 【請求項 3】

前記正電流波形、または前記負電流波形の各タイミングの電流値は、各タイミング時の前記角度 $\theta$ 、前記角度 $\alpha$ を利用して、及び必要とされる前記総合磁場の強度Rを基礎として計算したものであることを特徴とする、請求項2に記載のモータの駆動方法。

## 【請求項 4】

$\theta$ は各タイミングに応じて変わり、 $\alpha$ 、Rは既知値であり、前記制御回路は前記2相交流電流の大きさの参考値によって、リアルタイムで公式を計算し、または前記公式のルックアップテーブルを照合することによって、または前記公式をその他のソフトウェアもしくはハードウェアと合わせた技術によって、必要とされる前記2相交流電流の参考値AとBを得ることを特徴とする、請求項3に記載のモータの駆動方法。

## 【請求項 5】

前記制御回路が2相以上の多相電力の出力を生成する時、任意時間において、多相電力のうちの2相のみをモータに電流供給することを特徴とする、請求項1に記載のモータの駆動方法。

## 【請求項 6】

前記2相交流電流の位相差は90度であることを特徴とする、請求項1に記載のモータの駆動方法。

## 【請求項 7】

制御回路を用いて、ソフトウェアの技術、ハードウェアの技術、またはソフトウェアとハードウェアの技術によって、2相交流電流を生成してモータを駆動し、前記モータは回転子、固定子及び少なくとも2組の固定子コイルを有し、且つ各前記固定子磁極の間の角度は90度未満である2相交流電力によるモータの交流駆動方法であって、

前記モータの交流駆動方法は、

前記 2 相交流電流によって、前記 2 組の固定子コイルをそれぞれ駆動することで、2 組の磁場を生成すると同時に、前記 2 組の磁場を 1 組の総合磁場に合成することによって、前記回転子を駆動するステップを備え、

前記総合磁場はリップルがないと同時に、前記総合磁場の回転角または移動量の変化量と前記 2 相交流電流の位相角の変化量とは等比率関係を有し、出力された前記 2 相交流電流の大きさの参考値は、それぞれ A と B であり、その計算式は下記の数 2 の通りであり、

そのうち、 $\theta$  は、前記総合磁場と前記固定子磁極との間の角度であり、 $\alpha$  は、前記固定子の隣接する 2 つの磁極間の角度であり、R は、前記総合磁場の強度であると同時に、 $\theta$  は 90 度未満であることを特徴とする、2 相交流電力によるモータの駆動方法。

10

[ 数 2 ]

$$B = R \sin \theta / \sin \alpha$$

$$A = R \cos \theta - R \sin \theta \cos \alpha / \sin \alpha$$

【請求項 8】

前記 2 相交流電流の各相電流の正電流波形、または前記負電流波形の各タイミングの電流値は各タイミング時の前記角度  $\theta$ 、前記角度  $\alpha$  を利用して、及び必要とされる前記総合磁場の強度 R を基礎として計算したものであることを特徴とする、請求項 7 に記載のモータの駆動方法。

【請求項 9】

$\theta$  は各タイミングに応じて変わり、 $\alpha$ 、R は既知値であり、前記制御回路は前記 2 相交流電流の大きさの参考値によって、リアルタイムで、公式を計算し、または前記公式のlookupアップテーブルを照合することによって、または前記公式をその他のソフトウェア、またはハードウェアと合わせた技術によって、必要とされる前記 2 相交流電流の参考値 A と B を得ることを特徴とする、請求項 8 に記載のモータの駆動方法。

20

【請求項 10】

モータによる発電方法であって、

モータは回転子、固定子及び少なくとも 2 組の固定子コイルを有し、

前記方法は前記モータの回転子を回転させることで、少なくとも 1 組の回転磁場を生成すると同時に、各回転磁場は前記 2 組の固定子コイルに作用することで、90 度の位相差を有する 2 相の誘導電流を生成して発電し、前記モータの固定子磁極の角度は 90 度未満であり、

30

そのうち、各タイミングにおいて、前記回転磁場と前記モータの固定子磁極の方向間の角度は  $\theta$  であり、前記モータの 2 つの固定子磁極の間の角度は  $\alpha$  であり、前記回転磁場の強度は R であり、そのうち、前記モータの前記複数の固定子コイルのうちの 2 組のコイルの誘導電流の参考値の大きさは A と B であり、その計算式は下記の数 3 の通りであり、

そのうち、 $\theta$  は 90 度未満であり、角度  $\alpha$  は前記回転磁場の角度に応じて変わり、 $\alpha$ 、R は既知値であることを特徴とする、モータによる発電方法。

[ 数 3 ]

$$B = R \sin \theta / \sin \alpha$$

$$A = R \cos \theta - R \sin \theta \cos \alpha / \sin \alpha$$

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータの駆動方法と発電方法に関し、特に、2 相交流電力によるモータの駆動方法及び発電方法に関する。

【背景技術】

【0002】

現今のモータは、その多くが多相電流を使用し、モータの固定子コイルに通電し、モータ内に回転磁場を発生することで、回転子を駆動する。モータの種類と用途の違いに応じて、多相電流駆動は矩形波駆動と正弦波駆動の 2 つに分けられ、ブラシレス直流モータ (

50

B L D C M ) は大抵、矩形波駆動を使用し、永久磁石同期モータ ( P M S M )、または交流誘導モータ ( A C I M ) は大抵、正弦波駆動を使用する。矩形波駆動 ( 台形波の電流 ) は比較的大きな磁場リップルを有し、その利点は回路がシンプルなことである。正弦波駆動は比較的低い磁場リップルを有し、回転が比較的円滑で低ノイズの利点を有し、比較的高いニーズに応じて使用される。

#### 【 0 0 0 3 】

3 相正弦波電流駆動の 6 つの固定子磁極の永久磁石同期モータを例にすれば、通常、3 つの位相差が 1 2 0 度の正弦波駆動電流によって、モータ内の 3 組のコイルを駆動し、3 組の角度 6 0 度の磁場 ( ベクトル ) を生成し、1 組回転の総合磁場 ( ベクトル ) を更に合成し、回転子は前記総合磁場 ( ベクトル ) と共に回転する。しかし、このような 3 相 10

#### 【 0 0 0 4 】

また、従来 of 2 相モータは、通常、2 つの位相差が 9 0 度の正弦波電流によって、4 極固定子モータ ( 4 組の凸歯、または 4 組の固定子コイル巻線組を有し、固定子磁極角度は 9 0 度である ) を駆動することで、リップルのない安定した回転を確保し、2 相正弦波電流の波形特性の関係により、仮に、2 相モータに磁場リップルを生成しない場合は、その固定子極数は、4 極、または凸歯角度が 9 0 度に等しくなければならず、仮に、正弦波電流を使用して駆動する場合、3 相モータと同じトルクを得るためには、2 相 4 極モータに 20

#### 【 0 0 0 5 】

したがって、如何にして無効な磁場 ( ベクトル ) を除去し、同一回転の総合の磁場 ( ベクトル ) を維持することにより、モータの消費電力を減少させることのできる 2 相交流電力によるモータの駆動方法を設計するかが課題となる。また、如何にして、固定子極数を 4 極より多くし、凸歯角度が 9 0 度より小さい 2 相モータを駆動すると同時に、磁場リップルを生成せず、且つ消費電力を減少することによって、2 相モータの応用範囲を大幅に改善することで、3 相モータと競合することができる 2 相モータの駆動方法を設計するかが課題となる。 30

#### 【 発明の概要 】

#### 【 発明が解決しようとする課題 】

#### 【 0 0 0 6 】

上記の課題に鑑て、本発明の目的は、多相モータにおける無効な磁場を減少することによって、モータの消費電力を下げると同時に、安定したリップルがない回転磁場を形成してモータ回転子の回転を確保すると共に、2 相モータにおいて、その固定子極数が 4 極以上である時、または凸歯角度が 9 0 度未満である時、磁場リップルを生成しないように改善することが可能な 2 相交流電力によるモータの駆動方法を提供することを課題とする。

#### 【 0 0 0 7 】

本発明のもう 1 つの目的は、モータを用いた発電において、より高い発電効率で 2 相電流を発生する方法を提供することを課題とする。 40

#### 【 課題を解決するための手段 】

#### 【 0 0 0 8 】

本発明に基づく 2 相交流電力によるモータの駆動方法は、制御回路を用いて、ソフトウェアの技術、またはハードウェアの技術、またはソフトウェアとハードウェアの技術によって、2 相交流電力によるモータ駆動であり、モータは回転子、固定子及び少なくとも 2 組の固定子コイルを有し、前記少なくとも 2 組の固定子コイルが通電した後、固定子は複数の固定子磁極を生成する。モータの交流駆動方法は、2 相電流をモータに供給することで、2 組の磁場を生成すると同時に、1 組の総合磁場を合成することによって、回転子を駆動する。そのうち、総合磁場はリップルがないと同時に、総合磁場の回転角、または移 50

動量の変化量と前記 2 相電流の位相角の変化量は等比率関係を有し、且つ各相の電流の 1 つの周期は正の半サイクルと負の半サイクルを備え、正の半サイクルは三角形、または湾曲した三角形の正電流波形を備え、負の半サイクルは三角形、または湾曲した三角形の負電流波形を備える。リップルのないことは、理論上においての理想値が完全にリップルのない状態に達することを表し、三角形、または湾曲した三角形は代表的波形をなし、その上昇と下降の斜辺が同じ頂点を持つ正弦波と三角波との間にある。一実施例において、制御回路が多相電力を生成する時、任意のタイミングにおいて、多相電力のうちの 2 相のみをモータに電流供給する。

【 0 0 0 9 】

本発明はモータに用いる交流駆動方法を更に開示し、制御回路を使用してソフトウェアの技術、またはハードウェアの技術、またはソフトウェアとハードウェアの技術によって、2 相交流電流を生成してモータを駆動し、モータは回転子、固定子及び少なくとも 2 組の固定子コイルを有し、前記少なくとも 2 組の固定子コイルが通電した後、固定子は複数の固定子磁極を生成する。モータの交流駆動方法は 2 相電流によって、それぞれ 2 組の固定子コイルを駆動し、2 組の磁場を生成すると同時に、2 組の磁場を 1 組の総合磁場に合成することによって、回転子を駆動するステップを備える。そのうち、総合磁場はリップルがないと同時に、総合磁場の回転角、または移動量の変化量と前記 2 相電流の位相角の変化量は等比率関係を有し、且つ出力された 2 相電流の大きさの参考値は A と B であり、その計算式は下記の数 1 の通りである。そのうち、 $\theta$  は、総合磁場と固定子磁極の間の角度であり、 $\alpha$  は、固定子の隣接する 2 つの磁極の角度（また、固定子磁極ピッチ、stator pole pitchとも呼ばれる）であり、R は、総合磁場の強度であると同時に、 $\theta$  は 90 度未満である。

【 0 0 1 0 】

[ 数 1 ]

$$B = R \sin \theta / \sin \alpha$$

$$A = R \cos \theta - R \sin \theta \cos \alpha / \sin \alpha$$

【 0 0 1 1 】

本発明はモータを用いて発電させ、2 相電流を生成する方法を更に開示し、前記モータは回転子、固定子及び少なくとも 2 組の固定子コイルを有する。前記方法は前記モータ回転子の各組回転磁場を利用して前記 2 組の固定子コイルを駆動することで、90 度の位相差を有する 2 相の誘導電流を生成して発電し、前記モータの固定子磁極の角度は 90 度未満である。各タイミングにおいて、回転磁場とモータの固定子磁極の方向間の角度は  $\theta$  であり、モータの 2 つの固定子磁極の間の角度は  $\alpha$  であり、回転磁場の強度は R であり、そのうち、モータの 2 組の固定子コイルの誘導電流の参考値の大きさは A と B であり、その計算式は、下記の数 2 の通りである。 $\theta$  は 90 度未満である。

【 0 0 1 2 】

[ 数 2 ]

$$B = R \sin \theta / \sin \alpha$$

$$A = R \cos \theta - R \sin \theta \cos \alpha / \sin \alpha$$

【 0 0 1 3 】

一実施例において、本発明は、2 相交流電力によるモータの駆動方法を開示しており、2 相電流によって、モータ固定子コイルを駆動させると同時に、2 つの磁場ベクトルで、リップルがないものに合成すると同時に、安定した回転の総合磁場ベクトルで、モータを駆動し、3 相駆動時に生成される逆回転方向の磁場ベクトルを防ぎ、ベクトルが互いに打ち消す現象を減少することで、電力を節約する。

【 0 0 1 4 】

一実施例において、本発明は、固定子極数が 4 極より多く、または凸歯角度が 90 度より小さい 2 相、または多相モータの交流駆動方法に係り、制御回路が 2 相の電流によって、モータ固定子コイルを駆動すると同時に、各タイミングにおいての総合磁場と固定子磁極との間の角度をパラメータとし、使用されるモータの固定子磁極ピッチ、または溝幅角

10

20

30

40

50

度、または凸歯角度値、及び必要とされる磁場強度値に合わせ、公式を応用して各タイミングで各相の駆動電流値を計算し、且つ前記電流値によって、モータを駆動して安定性のある強度と、リップルがない回転磁場を得ると同時に、制御回路は、リアルタイムの計算式によって、前記公式を使用して必要とされる駆動電流値を計算し、または前記公式のlookupテーブルを照合することによって、前記電流値を得るようにし、または前記公式をその他のソフトウェア、またはハードウェアに合わせた技術によって、必要とされる電流値を得ると同時に、前記電流値を基礎としてモータ駆動を行う。

【0015】

一実施例において、本発明は、モータ逆方向発電によって生成される2相電流の発電方法を開示し、回転子の回転時に少なくとも1組の回転磁場を生成し、各組回転磁場が任意の時間内に最大で2組の固定子コイルのみを同時に駆動し、且つ前記2組のコイルは2組の三角波、または湾曲した三角形の交流電流を誘導し生成することで、発電効率を高める。

10

【発明の効果】

【0016】

上記より、本発明は、特別に設計された2相電流波形を使用してモータを駆動することで、従来の多相正弦波がモータの駆動時に生成される無効磁場を減少させ、電力を節約することができ、更に2相モータの固定子極数を増加させ、またはその凸歯角度を90度未満にすることで、磁場リップルを生成しないと同時に、比較的電力を節約し、2相モータの応用を拡張することができる。また、上記原理を応用して、逆方向で発電する時、モータ回転子が回転する時に生成される各組回転磁場は任意の時間内に最大で2組の固定子コイルのみを同時に駆動し、且つ三角波、または湾曲した三角形電流を誘導生成し、磁束を十分に利用することで、比較的高い発電効率を得ることができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1A】従来技術の一実施例に係る3相モータ駆動回路の概略図である。

【図1B】従来技術の一実施例に係る3相波形概略図である。

【図1C】従来技術の一実施例に係る3相磁場ベクトル概略図である。

【図2A】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

30

【図2B】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図2C】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図2D】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図2E】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図3A】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

40

【図3B】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図3C】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図3D】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図3E】本発明の一実施例に係る磁場空間ベクトル合成方式及び2相電流値計算方法の概略図である。

【図4A】本発明の一実施例に係る3相モータの駆動電流の波形概略図である。

【図4B】本発明の一実施例に係る3相モータの駆動電流のベクトル概略図である。

50

【図 4 C】本発明の一実施例に係る 3 相モータの駆動電流のベクトル概略図である。

【図 4 D】本発明の一実施例に係る 3 相モータの駆動電流のベクトル概略図である。

【図 5】本発明の異なる実施例に係る電流波形概略図である。

【図 6】本発明の異なる実施例に係る電流波形概略図である。

【図 7】本発明の異なる実施例に係る電流波形概略図である。

【図 8】本発明の駆動回路の一実施例概略図である。

【図 9】本発明の一実施例に係る 2 相電流波形概略図である。

【図 10】本発明の一実施例に係る 2 相 1 2 極モータ概略図である。

【図 11】従来技術の 3 相 6 極モータ概略図である。

【発明を実施するための形態】

10

【0018】

関連する図面を参照しながら、本発明の実施例に係るモータの交流駆動方法と発電方法を以下の通りに説明し、このうち同じ部材は同じ符号を付して説明する。

【実施例】

【0019】

以下の説明は、集中巻 (concentrated winding) の交流モータを前提として説明 (即ち、モータ固定子の一つの凸歯に一つの磁極を生成する) を行うが、これに限定されない。本発明の原理は依然として分布巻 (distributed winding) の交流モータに適用される。

【0020】

図 1 A を参照されたい。図 1 A は従来技術の一実施例に係る 3 相モータ駆動回路の概略図である。前記駆動回路は制御器 9 3 を利用してパルス幅変調 (PWM) 信号 (PWM1 ~ PWM6) を出力し、6 個のトランジスタスイッチ (M1 ~ M6) を制御し、3 相正弦波電流 (A 相、B 相、C 相) を生成することで、モータ 9 1 の回転を駆動すると同時に、位置検出素子 9 2 を使用して、モータ 9 1 の回転子の位置を検出することで、位置信号を生成し、制御器 9 3 にフィードバックする。

20

【0021】

図 1 B と図 1 C を参考されたい。図 1 B は従来技術におけるモータを駆動するために使用する 3 相波形概略図であり、そのうち、総合磁場 R の強度は 1.5 に維持され、変わらない (リップルがない)。図の左側縦 (Y) 軸は電流の強度、または磁場強度を表し、単位はアンペア (A)、またはアンペア/メートル (A / m)、またはその他の任意の適切な単位である。図の右側縦軸は磁場角度 (degree) を表す。図 1 C は前記 3 相正弦波電流が図 1 B に示される時刻 t1 に生成した磁場ベクトル概略図である。

30

【0022】

図 1 B の A、B、C 3 相電流が t1 時において、それぞれ図 1 C の V a、V b 及び V c の 3 つの磁場ベクトルを生成する。6 極モータを例とすれば、3 つの磁場ベクトル間の角度は 120 度であり、そのうち、t1 時 V a は最大値であり、V b と V c は負値であり、V a b c は総合磁場ベクトルであると同時に、V a b c は逆時計方向に沿って回転する。また、図 1 C において、q 軸は総合磁場ベクトル V a b c に直交する軸であり、d 軸は総合磁場ベクトル V a b c に平行な軸である。図 1 C からわかるように、t1 時において、V b 及び V c は q 軸において、それぞれ一つの方向で互いに逆向きの成分 V b 1 (右方向向き) と V c 1 (左方向向き) であり、そのうち、V b 1 は回転方向と逆であり、V b 1 と V c 1 のこの 2 つの成分は互いに打ち消すため、無効な磁場ベクトルに属し、したがって、V b 1 と V c 1 を生成する電流が無駄となり、過剰なエネルギー消費と無効な磁束が生成される。

40

【0023】

従来のリップルがないモータの駆動方法は、多くの場合、3 相正弦波電流によって、3 相モータを駆動し、前記 3 相モータの固定子の磁極間の角度は 60 度であるが、3 相正弦波電流で生成された 3 つの電流ベクトルは、q 軸において、2 つの互いに打ち消す無効の成分を生成する。本発明はこれらの無効の成分を除去することで、モータ効率を最高 30 % 以上に高めることができる。例を挙げると、モータを駆動する 3 相電流 A、B、C は 3

50

相電流ベクトル  $V_a$ 、 $V_b$  と  $V_c$  を生成し、その総合磁場ベクトルは  $V_a b c$  であり、そのうち、 $V_a$  は中央にあるが、 $V_b$  と  $V_c$  はそれぞれ 1 つの  $V_{b1}$  と  $V_{c1}$  が  $q$  軸上で逆方向を向くため、 $V_{b1}$  と  $V_{c1}$  は互いに打ち消し、これは  $V_{b1}$  と  $V_{c1}$  が無効成分となって電力を消費することを意味する。本実施例では、多相システムにおいて、2 相キャブチャ、または 2 相システムにおいて、異なる位相を有する 2 つの「三角波、または湾曲した三角形」と呼ばれる電流波形を使用してモータを駆動し、それによって、より高い効率でリップルのない安定した回転の磁場を提供し、モータ回転または移動を実現し、この 2 相の 2 つの三角波、または湾曲した三角形の電流は、本発明の以下の 2 つの公式から計算して得ることができ、且つ従来の 3 相正弦波方式でモータを駆動するものと比べて、本発明の一実施例において、その全体の消費電力を 30% 減少（固定子磁極ピッチが 60 度の 3 相モータを比較例とする）させることができる。

【0024】

図2 Aから図3 Eを参照されたい。本発明が如何に2つの磁場ベクトル( $\vec{A}$ 、 $\vec{B}$ )を利用して総合磁場ベクトル $\vec{R}$ の合成(または総合磁場 $\vec{R}$ と呼ばれる)を行うかを説明する。図2 Aは総合磁場ベクトル $\vec{R}$ が反時計回り回転時に形成する円形経路を表すと同時に、総合磁場ベクトル $\vec{R}$ は(磁場)ベクトル $\vec{A}$ と(磁場)ベクトル $\vec{B}$ から加算されるものであり、磁場ベクトル $\vec{A}$ はA相(凸歯)電流から生成し、磁場ベクトル $\vec{B}$ はB相(凸歯)電流から生成し、そのうち、ベクトル $\vec{A}$ がa軸を指した場合、a軸のA相凸歯電流から形成される磁束ベクトルを表し、ベクトル $\vec{B}$ がb軸を指した場合、b軸のB相凸歯電流から形成される磁束ベクトルを表し、 $\theta$ はモータの2つの凸歯間の角度であり、本図例は $\theta = 60$ 度である。そのうち、角度 $\alpha$ は総合磁場ベクトル $\vec{R}$ とA相凸歯間(a軸)の角度を表す。図の総合磁場ベクトル $\vec{R}$ はb軸からa軸に回転するまでの4つの位置を示し、それぞれ $\alpha = \theta$ 、 $\alpha = \alpha 1$ 、 $\alpha = \alpha 2$ 及び $\alpha = 0$ の4つの角度値である。図2 Bは前記4つの角度のベクトル $\vec{A}$ のA相波形における対応位置であり、角度 $\alpha$ が $\alpha = \theta$ 、 $\alpha = \alpha 1$ 、 $\alpha = \alpha 2$ から $\alpha = 0$ になった場合、ベクトル $\vec{A}$ はゼロからRに増加する。図2 Cは $\alpha = \theta$ にある場合、ベクトル $\vec{A}$ はゼロに等しく、ベクトル $\vec{B}$ はRに等しく、また、 $\alpha = 0$ である場合、ベクトル $\vec{A}$ はRに等しく、ベクトル $\vec{B}$ はゼロに等しい。図2 D、図2 Eはそれぞれ $\alpha = \alpha 1$ 、 $\alpha = \alpha 2$ にある場合、総合磁場ベクトル $\vec{R}$ はベクトル $\vec{A}$ プラスベクトル $\vec{B}$ に等しい。図2 D、図2 Eに示された直角三角形から以下の関係式を得ることができる。

10

20

30

40

【0025】

[数3]

$$R \sin \theta = B \sin \theta \quad \dots (1)$$

$$R \cos \theta = A + B \cos \theta \quad \dots (2)$$

式(1)、(2)から下記を得ることができる

$$B = R \sin \theta / \sin \theta \quad \dots (3)$$

$$A = R \cos \theta - B \cos \theta \\ = R \cos \theta - R \sin \theta \cos \theta / \sin \theta \quad \dots (4)$$

【0026】

$\theta$  は、モータ固定子の隣接する 2 つの磁極角度 (固定子磁極ピッチ。angular distance of stator poles と呼ばれる) であり、 $\alpha$  は総合磁場と固定子の磁極との間の角度に等しく、 $R$  は、総合磁場ベクトル強度  $|\vec{R}|$  を表し、 $A$  は

A 相電流の磁場ベクトル強度  $|\vec{A}|$  を表し、 $B$  は B 相電流の磁場ベクトル強度

$|\vec{B}|$  を表す。つまり、モータ固定子のコイルインダクタンス  $L$  は定数、及び

$\theta$  と  $R$  はすでに知られているので、ここで  $\theta$  が 90 度未満である場合、 $A$ 、 $B$  相の磁場ベクトル強度は  $A$ 、 $B$  相の電流値に比例しているため、式 (3)、(4)

は  $A$ 、 $B$  相の電流値と角度  $\alpha$  間の関係を表し、上記式 (3)、(4) に従って、

異なる角度  $\alpha$  の値を代入することにより、 $A$  相電流と  $B$  相電流の大きさの参考

値を得ることができる。モータを駆動する制御回路は、 $A$  相電流と  $B$  相電流の

この参考値に基づいて、実際出力するモータを駆動する  $A$  相電流と  $B$  相電流を

生成するようにする。この  $A$ 、 $B$  相の電流によって、モータを駆動すると、リ

ップルのない安定した回転の総合磁場ベクトル  $\vec{R}$  を得て、モータ回転または移

動を実現できる。上記において、総合磁場ベクトル  $\vec{R}$  はユーザのニーズによっ

て調整 (例えば、特定の倍率を掛ける) することができる。また、仮に、集中

巻の交流モータに応用した場合、モータ固定子の磁極ピッチ  $\theta$  はモータ固定子

の溝幅角度、または凸歯間の角度、またはモータ固定子の磁極の角度値に相当

する。仮に、分散巻の交流モータに応用した場合、 $\theta$  はモータ固定子の磁極ピ

ッチの角度値である。

#### 【 0 0 2 7 】

図 3 A から図 3 E までは、それぞれ総合磁場ベクトル  $\vec{R}$  が  $a$  軸から次の  $b$  軸になるまでのベクトル概略図であり、図 2 A から図 2 E の説明を参照できるので、ここでは繰り返して述べない。

#### 【 0 0 2 8 】

表 1 と図 4 A から図 4 D までの実施例を参照されたい。これらは本発明の一実施例に係る 3 相モータの駆動電流表及びその波形図とベクトル図である。表 1 の各相の電流値は前記式 (3)、(4) を使用し計算して得たものである。表 1 の  $A$  相の電流、 $B$  相の電流と  $C$  相の電流は、それぞれ  $A$ 、 $B$ 、 $C$  相の電流参考値である。ここにおいて、固定子磁極ピッチ、または凸歯角度は 60 度 ( $= 60$  度)、総合磁場強度が 1.5 パラメータ ( $R = 1.5$ ) に等しく、磁場角度  $\alpha$  は変数 ( $\alpha = 0 \sim 60$  度) から算出して、3 相 6 極、凸歯幅 60 度のモータを駆動 (モータの固定子コイル巻線は、集中巻を薦める) する。同時に、各相電流において、零相電流時間を挿入し、3 相電流をずらすことによって、同一時間に最大 2 相電流のみによりモータの 2 組の固定子コイルを駆動することができ、2 相一組の方式で交互に電力供給を行い、且つ任意の相の出力電流がそのピーク時にある時 (図 4 での

10

20

30

40

50

A<sub>t=1/3</sub>、t=2/3及びt= の3つのタイミングを参照されたい)、その他の相の出力電流は、いずれもゼロであり、これによって無効磁場を最小に下げ、電力節約の目的を達する。表1はA相電流の時間軸の位相角が0度から180度までの間の電流値を一覧にして示す。即ち、A相の正の半サイクル電流値であり、負の半サイクルと正の半サイクルは対称であるため、この表では省略される。そのうち、表1の第1列は駆動電流の位相角、即ち、時間横軸であり、第2列はAlpha角度( )であり、磁場と凸歯の角度を表し、その値は0から60度の間で変化する。つまり、その総合磁場方向と凸歯方向との間の角度の値は、0度から60度の間において、磁場方向が一つの凸歯から次の凸歯の間で回転する角度変化を表す。表1の第3～5列はそれぞれ前記式(3)、(4)によって計算されたA、B、C相の駆動電流値である。第6列は3相電流値に基づいて総合磁場強度を計算して求めたものであり、その値は1.5で安定し、一定に保たれている。第7列は総合磁場の方向角を計算して求めたものであり、半サイクル時間内において、総合ベクトルは-60度から120度まで回転し、その回転は安定している状態を示す(即ち、総合ベクトルの回転角と電源の位相角が比例して増加、または減少する)。つまり、総合磁場強度はリップルがなく(即ち、理論上の理想値は、完全にリップルのないものに達することができる)、且つその回転角の変化量または移動量と3相電流の位相角の変化量は比例関係にある。

10

【0029】

【表1】

1	位相角	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
2	Alpha	60	55	50	45	40	35	30	25	20	15	10	5	0
3	A相電流	0	0.151	0.3008	0.4483	0.5924	0.732	0.866	0.9935	1.1133	1.2247	1.3268	1.4188	1.5
4	B相電流	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	C相電流	-1.500	-1.419	-1.327	-1.225	-1.113	-0.993	-0.866	-0.732	-0.592	-0.448	-0.301	-0.151	0
6	磁場強度	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
7	磁場角度	-60.00	-55.00	-50.00	-45.00	-40.00	-35.00	-30.00	-25.00	-20.00	-15.00	-10.00	-5.00	0.00

20

30

1	位相角	65	70	75	80	85	90	95	100	105	110	115	120
2	Alpha	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
3	A相電流	1.41 88	1.32 68	1.22 47	1.11 33	0.99 35	0.86 6	0.73 2	0.5924	0.4483	0.3008	0.151	0
4	B相電流	0.15 1	0.30 08	0.44 83	0.59 24	0.73 2	0.86 6	0.99 35	1.1133	1.2247	1.3268	1.4188	1.5
5	C相電流	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	磁場強度	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
7	磁場角度	5.00 0	10.0 0	15.0 0	20.0 0	25.0 0	30.0 0	35.0 0	40.00	45.00	50.00	55.00	60.00

10

1	位相角	125	130	135	140	145	150	155	160	165	170	175	180
2	Alpha	55	50	45	40	35	30	25	20	15	10	5	0
3	A相電流	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	B相電流	1.41 88	1.32 68	1.22 47	1.11 33	0.99 35	0.86 6	0.73 2	0.5924	0.4483	0.3008	0.151	0
5	C相電流	0.15 1	0.30 1	0.44 8	0.59 2	0.73 2	0.86 6	0.99 3	1.113	1.225	1.327	1.419	1.500
6	磁場強度	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
7	磁場角度	65.0 0	70.0 0	75.0 0	80.0 0	85.0 0	90.0 0	95.0 0	100.00	105.00	110.00	115.00	120.00

20

30

## 【0030】

図4Aから図4Dを参照されたい。それぞれ本発明に係る3相モータの駆動電流の波形概略図とベクトル図である。図4Aは、表1の電流に基づいて描いた一実施例の波形概略図であり、図はA相電流3a、B相電流3b、C相電流3c、総合磁場強度3d及び総合磁場強度3eを含み、図の左側の縦(Y)軸は電流強度または磁場強度を表し、単位はアンペア(A)またはアンペア/メートル(A/m)、またはその他の任意の適切な単位である。図の右側縦軸は磁場角度(degree)を表す。中央の横方向X軸の時間軸を参考されたい。A相電流3aが時間 $t = 0$ から $2/3$ までの期間は、三角波に類似した正電流(表1の第3列の電流値に基づいて描いたものである)、 $2/3$ から $5/3$ までの期間はゼロ電流であり、 $5/3$ から $2$ までの期間は三角波に類似した負電流、 $5/3$ から $2$ の期間はゼロ電流である。B相電流3bはA相電流3aの位相と比べて $1/3$ の遅延時間を呈し、C相電流3cはA相電流3aの位相と比べて $2/3$ の遅延時間を呈し、1周期 $2$

40

の時間内において、総合磁場角度3eは $-60$ 度から一定速度で $300$ 度まで回転し(右Y軸スケールを参照されたい)、総合磁場強度3dは、その強度が $1.5$ の一定値を安定維持する(左側のY軸スケールを参照されたい)。図4Aに示されるように、本実施例の駆動波形は三角波の正電流に近似し、更にこれに、ゼロ電流時間から組成されたものが加わり、ここにおいて、我々は、このような三角波の波形に近似するものを「三角形、ま

50

たは湾曲した三角形」と称する。その特徴はその上昇、または下降の波形（斜辺）が同じ頂点を有する正弦波と三角波との間にあることである。本実施例において、3相電流は任意の時間において、最大2相電流のみが重なり、つまり、任意の時間において、最大2相電流のみがモータコイルの駆動を同時に行い（この時その他の相電流出力はゼロ、またはクローズである）、2相1組の方式で交互に電力供給する。例えば、図4Aにおいて、左から右に順に(-C,A)(A,B)(B,C)(C,-A)(-A,-B)(-B,-C)のように、2相1組の方式で交代に電力供給され、各相の正電流時間がその他の位相の正電流時間と重なり、第1相(A相)の正電流上昇期間は最後の1相(C相)の負電流時間と重なり、最後の1相(C相)の正電流下降期間は第1相(A相)の負電流時間と重なり、且つ少なくとも1つの相(B相)の正電流波の時間内(1/3~ )はその前後2相(A、C相)のみの正電流波の時間と重なり、且つ該相(B相)の負電流波の時間内(4/3~2 )ではその前後2相(A、C相)のみの負電流波の時間と重なる。図4AのB相電流3bを例とし、その正電流時間は1/3から との間であり、1/3から2/3時と前1相A相正電流時間と重なり(A、B)、2/3から 時と後1相C相正電流時間と重なり(B、C)、負電流時間内も同じように類推し、即ち、(-A,-B)(-B,-C)2組の時間である。本実施例において、総合磁場ベクトルは2相の磁場ベクトルのみで合成するため、3相同時にモータを駆動する時に発生する逆回転方向の無効の磁場及びベクトルオフセット現象を減少または排除し、無効な磁場ベクトルを発生する電流の浪費を避け、電力を節約する目的を達することができる。

10

20

30

40

50

#### 【0031】

図4Bから図4Dを参照されたい。図4Aは3つの異なる時間の総合磁場ベクトルの組合せ図である。そのうち、A相電流3aが生成する磁場ベクトルは $V_a$ であり、B相電流3bが生成する磁場ベクトルは $V_b$ であり、 $V_a$ と $V_b$ を合成した総合磁場ベクトルは $V_{abc}$ である。図4Bの表示時間 $t = 1/3$ 時における総合磁場ベクトル $V_{abc}$ と図の軸との角度は60度であり、この時 $V_b = 0$ であるため、総合磁場ベクトル $V_{abc}$ は $V_a$ に等しい。図4Cの表示時間 $t = 1/2$ 時における総合磁場と 軸との角度は90度であり、総合磁場ベクトル $V_{abc}$ は磁場ベクトル $V_a$ と $V_b$ の二者を足したものであり、そのうち、 $V_b$ は $V_{b1}$ と $V_{b2}$ の2つの成分に分けることができる。図4Dの表示時間 $t = 2/3$ 時における総合磁場と 軸との角度は120度であり、この時 $V_a = 0$ であるため、総合磁場ベクトル $V_{abc}$ は $V_b$ に等しい。この場合において、図4B、図4Cと図4Dの総合磁場ベクトル $V_{abc}$ の強度は常に1.5を維持している。また、図4Bから図4Dは、総合磁場ベクトルが回転する時、磁場ベクトル合成時のベクトルが互いに打ち消す状況を最小限に減少し、無効磁場が最小限に下げられ、電流と電力の浪費が最小限に下げられたことを表している。

#### 【0032】

図4Aの三角波、または湾曲三角波と図1Bの正弦波を比較すれば、仮に、図1Bの正弦波の電流波形のピーク値が1に等しい場合、前記3相正弦波が発生する総合磁場強度は $1.5L$ ( $L$ は固定子コイルインダクタンス)である。よって、図4Aの三角波、または湾曲三角波の電流ピーク値を1.5に設定することで、図1Bの正弦波と同一強度の総合磁場強度を発生することができる。この三角波、または湾曲した三角波の一つの半波の消費電流はその三角形の面積に相当し、表1の第3列のA相半波の電流値を合計して計算すると共に、正弦半波電流値の総和と比較した場合、電流平均値の比較的により低いものを得ることができるため、本実施例は凸歯角度60度、6極3相モータを利用したほうがより電力を節約することができる。

#### 【0033】

ベクトル空間の観点から見ると、3相以上の電源を使用する時、2つのベクトルを使用して3つのベクトル(または3つ以上)を置き換えて総合ベクトルを合成し、任意の時間に最大2つのベクトルを生成すると同時に合成した時、ベクトルの長さは電流値に相当し、且つ総合磁場ベクトルを合成する時、2つのベクトルの絶対的な長さの総和は、必ず、3つ(または3つ以上)のベクトルの絶対的な長さの総和より短くなり、その減少された

ベクトル長さは節約された電流に相当する。よって、2つのベクトルのほうが比較的電力を節約することができるが、その場合においても、同じような総合磁場を合成し、従来の多相駆動時と同様の磁場強度（トルク強度）を有し、且つリップルがなく安定した回転を保持することができる。2相モータの応用時に、2相の三角波、または湾曲した三角波を使用して2相正弦波の駆動方式に置き換えることにより、正弦波の駆動より電力を節約することができるだけでなく、更に凸歯角度が90度より小さく、または極数が4極より大きい2相モータの駆動に用いることができ、リップルを生じないと同時に、依然として元の磁場強度（トルク強度）と安定した回転を保持することができる。

【0034】

表2を参照されたい。本発明の一実施例の固定子において、3相の磁極ピッチの駆動を行い、その場合、凸歯角度が30度角であり、12極（12-pole）の3相モータとした場合の電流表である。図5は、図4Aのデータに基づいて描いた三角波、または湾曲した三角波の波形概略図である。図の左側の縦（Y）軸は、電流強度、または磁場強度を表す。単位はアンペア（A）、またはアンペア/メートル（A/m）、またはその他の任意の適切な単位である。図の右側縦軸は磁場角度（degree）を表す。表2は前記表1と類似するが、表2の磁極角度は30度角で計算し、つまり、異なる2相の三角波電流が生じる2つの磁場ベクトルの角度は30度に等しくして、電流の平均値を計算した所、相対される正弦波による駆動の場合の平均電流よりも低くなった。また、表1と表2の数字を比較した所、モータの凸歯磁極角度が小さければ、必要とされる電流もより小さくなり、上記式（3）、（4）の予想を満たすものであった。

【0035】

【表2】

1	位相角	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
2	Alpha	30	27.5	25	22.5	20	17.5	15	12.5	10	7.5	5	2.5	0
3	A相電流	0	0.1309	0.2615	0.3916	0.5209	0.6493	0.7765	0.9021	1.0261	1.1481	1.2679	1.3852	1.5
4	B相電流	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	C相電流	-1.500	-1.385	-1.268	-1.148	-1.026	-0.902	-0.776	-0.649	-0.521	-0.392	-0.261	-0.131	0
6	磁場強度	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
7	磁場角度	-30.00	-27.50	-25.00	-22.50	-20.00	-17.50	-15.00	-12.50	-10.00	-7.50	-5.00	-2.50	0.00

1	位相角	65	70	75	80	85	90	95	100	105	110	115	120
2	Alpha	2.5	5	7.5	10	12.5	15	17.5	20	22.5	25	27.5	30
3	A相電流	1.385 2	1.26 79	1.14 81	1.02 61	0.90 21	0.77 65	0.64 93	0.5209	0.3916	0.2615	0.1309	0
4	B相電流	0.130 9	0.26 15	0.39 16	0.52 09	0.64 93	0.77 65	0.90 21	1.0261	1.1481	1.2679	1.3852	1.5
5	C相電流	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	磁場強度	1.500 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
7	磁場角度	2.50	5.00	7.50	10.0 0	12.5 0	15.0 0	17.5 0	20.00	22.50	25.00	27.50	30.00

10

1	位相角	125	130	135	140	145	150	155	160	165	170	175	180
2	Alpha	27.5	25	22.5	20	17.5	15	12.5	10	7.5	5	2.5	0
3	A相電流	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	B相電流	1.38 52	1.26 79	1.14 81	1.02 61	0.90 21	0.77 65	0.64 93	0.5209	0.3916	0.2615	0.1309	0
5	C相電流	0.13 1	0.26 1	0.39 2	0.52 1	0.64 9	0.77 6	0.90 2	1.026	1.148	1.268	1.385	1.500
6	磁場強度	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.50 0	1.500	1.500	1.500	1.500	1.500
7	磁場角度	32.5 0	35.0 0	37.5 0	40.0 0	42.5 0	45.0 0	47.5 0	50.00	52.50	55.00	57.50	60.00

20

30

## 【0036】

図6を参照されたい。本発明のもう一つの実施例において、4相電流で磁極ピッチ30度の12極モータを用いた場合の三角波、または湾曲した三角形の電流波形概略図である。図の左側の縦(Y)軸は、電流強度、または磁場強度を表す。単位はアンペア(A)、またはアンペア/メートル(A/m)、またはその他の任意の適切な単位である。図の右側縦軸は磁場角度(degree)を表す。そのうち、4相駆動時のその電流ピーク値が2.0であれば、3相電流と同一の総合磁場強度を提供することができる。従来の3相正弦波電流の平均電流と比べて、図6の実施例のほうが比較的電力を節約することができる。

40

## 【0037】

図7を参照されたい。本発明のもう一つの実施例は、2相電流で固定子磁極ピッチ30度の12極の2相モータを用いた場合の三角波、または湾曲した三角形の電流波形概略図である。図の左側の縦(Y)軸は、電流強度、または磁場強度を表す。単位はアンペア(A)、またはアンペア/メートル(A/m)、またはその他の任意の適切な単位である。図の右側縦軸は磁場角度(degree)を表す。図の横軸は各相電流の位相角(degree)である。そのうち、2相12極は6対の凸歯を有し、3相12極は4対のみの凸歯を有し、いずれも同時に12組のコイルを同時に駆動する。そのために、2相三角波、または湾曲した三角形の電流で、そのピーク値が3相正弦波電流のピーク値と同一であれば、同一の総合磁場強度(即ち、電流ピーク値は同じく1.0である)を生成することができる。従来

50

の3相正弦波駆動の消費電力に比べて、本実施例の省エネ率は、30%であると推定する。注意すべきことは、仮に、凸歯磁極角度90度、4極を使用する従来の2相モータの場合、その電力消費は、同トルクの3相6極モータの1.5倍である。よって、本発明では、固定子極数が4極の2相モータより大型としても、磁場リップルのない状態を保持できるだけでなく、更に同トルク出力において、もとの電力消費の1.5倍の2相モータに改良した後でも、3相正弦波モータよりも電力を節約することができる。

【0038】

前記図4A、5、6及び図7から分かるように、随時、最大2相電流のみでモータの駆動を保持するために、3相、または3相以上の電源を使用して駆動する場合には、各相電流周期において、ゼロ電流時間を挿入する必要がある。即ち、各相電流の一つの駆動周期内において、そのうち、正、負の半サイクルはそれぞれ三角波、または湾曲した三角形の電流と、一つのゼロ電流の周期を備え、その場合、各半サイクル周期は一つのゼロ電流の周期を備える。仮に、電源がN相である場合、前記三角波、または湾曲した三角形の電流時間は、半サイクル時間の $2/N$ を占め、前記ゼロ電流時間は半サイクル時間の $(N-2)/N$ を占める。例えば、3相電源では $N=3$ 、ゼロ電流時間は半サイクル時間の $1/3$ を占め、4相電源では $N=4$ 、ゼロ電流時間は半サイクル時間の $2/4=1/2$ を占め、また仮に、2相電源である場合、ゼロ電流時間はゼロ（即ち、ゼロ電流時間を挿入する必要がない）であり、且つそのうちのいずれの1つの位相の出力電流がそのピーク値にある場合、その他の位相の出力電流はいずれもゼロである。

【0039】

図4A、5、6及び図7の実施例から分かるように、本発明の実施例は2相電流を一組にして交代でモータを駆動し、仮に、電源がN相である場合、各相電流間の位相差は $180/N$ 度である。例えば、図4Aと図5の3相三角波、または湾曲した三角形のA、B、Cの各相間の位相差は $180/3=60$ 度であり、図6の4相三角形のA、B、C、Dの各相間の位相差は $180/4=45$ 度であり、図7の2相三角形、または湾曲した三角形のA、Bの2相間の位相差は $180/2=90$ 度である。

【0040】

図4A、図5及び図6の実施例から分かるように、本発明の実施例は3相以上のN相電流を使用して、モータを駆動する時、使用されるN相電源は2相1組の方式で交互に電力供給し、各相の正電流時間はその他の位相の正電流時間と2つずつに重なり、第1相の正電流時間は最後の1相の負電流時間と重なり、最後の相の正電流時間は第1相の負電流時間と重なる。その場合、隣接する固定子コイルと、その同一のコイルの巻き方向の観点からは、第1相電流及び最後の1相電流以外に、少なくとも $N-2$ 相の正電流の時間内において、その前後の2相の正電流時間とみに重なり、且つ前記 $N-2$ 相の負電流の時間内において、その前後の2相の負電流時間とみに重なる。例えば、図4AのA、B、Cの3相の正電流時間と2つずつが重なり、A相の正電流時間とC相の負電流時間とが重なり、C相の正電流時間とA相の負電流時間とが重なり、且つ少なくとも $3-2=1$ 相（即ち、B相である）の正電流の時間内において、その前後のA、C2相の正電流時間とのみが重なり、且つ前記B相電流の負電流の時間内において、その前後のA、C2相の負電流時間とのみが重なる。

【0041】

図8を参照されたい。図8は、本発明の更なる実施例の3相三角形、または湾曲した三角形の駆動回路図である。図8と図1Aの従来の駆動回路とを比べると、本発明の三角形、または湾曲した三角形の電流を生成するために、図8の制御回路は、図1Aの従来回路に対して、PWM7、PWM8の2つの駆動信号、及びM7、M8の2つのトランジスタスイッチを増加する必要があり、その出力をY型モータ91の固定子コイルの中心点に接続することによって、いずれの2相も同時に、正電流、または負電流を出力し、且つ同時に第3相電流がゼロとなる構成である。

【0042】

また、図8の回路では、更に3つの逆起電力検出素子 $S_a$ 、 $S_b$ 及び $S_c$ を新たに増加

10

20

30

40

50

する。3つの逆起電力検出素子  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  は、それぞれモータ 91 の3組の固定子コイル A、B、C に接続されると同時に、それぞれ逆起電力信号  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  を制御回路 (図 8 の制御器 93) に出力する。これら3つの逆起電力検出素子  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  は、本発明の実施例において特有のゼロ電流の時間内において、モータの各固定子コイルの逆起電力を検出し、制御器 93 はこの逆起電力の値によって、モータ 91 の回転子の位置を検知することができ、駆動電流修正パラメータとする。且つ制御器 93 は、即時に上記の式 (3)、(4) を用いた演算方式により、必要とする駆動電流値、または前記公式によるテーブルを作り、そのルックアップテーブルによって前記電流値を得たり、または前記公式をその他のソフトウェアの技術、またはハードウェアの技術と合わせて、前記電流値を得ると同時に、前記電流値を基礎として、モータ 91 を駆動する。

10

【0043】

以下の表 3 を参照されたい。表 3 は、本発明の更なる実施例の 2 相 1 2 固定子極モータを使用した場合に必要とされる参考電流表であり、そのうち、表 3 の各相の電流値は前記の式 (3)、(4) を用いて計算されたものである。

20

【0044】

【表 3】

1	位相角	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
2	Alpha	0	1.666 7	3.333 3	5	6.666 7	8.333 3	10	11.66 7	13.33 3	15	16.66 7	18.33 3	20
3	A相電流	0	0.029 1	0.058 1	0.087 2	0.116 1	0.144 9	0.173 6	0.202 2	0.230 6	0.258 8	0.286 8	0.314 5	0.342 0
4	B相電流	-0.5	-0.47 5	-0.44 9	-0.42 3	-0.39 6	-0.36 9	-0.34 2	-0.31 5	-0.28 7	-0.25 9	-0.23 1	-0.20 2	-0.17 4
5	磁場強度	0.50	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500
6	磁場角度	-30.	-28.3 3	-26.6 7	-25.0 0	-23.3 3	-21.6 7	-20.0 0	-18.3 3	-16.6 7	-15.0 0	-13.3 3	-11.6 7	-10.0 0

30

1	位相角	65	70	75	80	85	90	95	100	105	110	115	120
2	Alpha	21.66 7	23.33 3	25	26.66 7	28.33 3	30	1.666 7	3.333 3	5	6.666 7	8.333 3	10
3	A相電流	0.369 2	0.396 1	0.422 6	0.448 8	0.474 6	0.5	0.474 6	0.448 8	0.422 6	0.396 1	0.369 2	0.342 0
4	B相電流	-0.14 5	-0.11 6	-0.08 7	-0.05 8	-0.02 9	0	0.029 1	0.058 1	0.087 2	0.116 1	0.144 9	0.173 6
5	磁場強度	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500
6	磁場角度	-8.33	-6.67	-5.00	-3.33	-1.67	0.00	1.67	3.33	5.00	6.67	8.33	10.00

40

1	位相角	125	130	135	140	145	150	155	160	165	170	175	180
2	Alpha	11.66 7	13.33 3	15	16.66 7	18.33 3	20	21.66 7	23.33 3	25	26.66 7	28.33 3	30
3	A相電流	0.314 5	0.286 8	0.258 8	0.230 6	0.202 2	0.173 6	0.144 9	0.116 1	0.087 2	0.058 1	0.029 1	0
4	B相電流	0.202 2	0.230 6	0.258 8	0.286 8	0.314 5	0.342 0	0.369 2	0.396 1	0.422 6	0.448 8	0.474 6	0.5
5	磁場強度	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500	0.500
6	磁場角度	11.67	13.33	15.00	16.67	18.33	20.00	21.67	23.33	25.00	26.67	28.33	30.00

10

20

30

40

50

## 【0045】

表3のA相電流、B相電流はそれぞれA、B相の電流参考値であり、ここにおいて、固定子磁極ピッチ（または凸歯角度）は30度（ $=30$ 度）、総合磁場強度は0.5に等しく、パラメータ（ $R=0.5$ ）とし、及び磁場角度は変数（ $=0\sim30$ 度）によって計算されたものであり、2相12固定子極の凸歯幅30度のモータを駆動するために用いられる（モータの固定子コイル巻き線組は集中巻とすることを薦める）。

## 【0046】

表3にリストアップしたA相電流時間軸の位相角は0度から180度間の電流値、即ち、A相の正半サイクルの電流値であり、負の半サイクルと正の半サイクルは対称のため、この表では省略する。また、B相電流は負の半サイクル（位相角は0度から90度である）である時、その電流値は特別に負値で表示する。そのうち、表3の第一列は駆動電流の位相角であり、即ち、時間の横軸であり、第二列はAlpha角（ $\alpha$ ）であり、磁場と凸歯のなす角度を表し、その値は0から30度の間で変化し、つまり、総合磁場方向と凸歯指向の間の角度を表し、その値は0度から30度であり、磁場方向が1つの凸歯から次の凸歯までの間に回転するときの角度変化である。第3から4列は、それぞれ式（3）、（4）を用いてA、B相の駆動電流値を算出して得たものであり、第5列は2相電流値に基づいて算出した総合磁場強度であり、その値は0.5に安定して、予想と一致している。第6列は算出した総合磁場の方向角であり、半サイクル時間内において、総合ベクトルは-30度から30度に回転（即ち、1周期で120度を回転することができる）し、安定回転の状態（即ち、総合ベクトル回転角と電源の位相角は等しい比率で増加、または減少する）を表す。つまり、総合磁場強度はリップルがなく（即ち、理論上の理想値は完全なリップルのない状態に達する）、且つその回転角の変化量、または移動量と2相電流の位相角の変化量は等比率関係にある。

## 【0047】

本実施例の総合磁場ベクトルは2相の磁場ベクトルのみで合成したため、3相同時にモータ駆動する時に発生する逆回転方向の無効磁場及びベクトル打ち消しの現象を減少、または排除し、これによって、電流を浪費して無効な磁場ベクトルが発生するのを回避し、電力を節約する目的を達することができる。

## 【0048】

本発明のもう一つの実施例では、2相電流によって、12個の固定子極を有するモータを駆動する。図9は表3のデータに基づいて描いた電流波形図であり、A相電流9a、B相電流9b、総合磁場強度9d及び総合磁場角度9eを含む。図の左側の縦（Y）軸は、電流強度、または磁場強度を表す。単位はアンペア（A）、またはアンペア/メートル（ $A/m$ ）、またはその他の任意の適切な単位である。図の右側縦軸は磁場角度（degree）を表す。図の横軸は各相電流の位相角（degree）を表す。図9の2相三角波、または湾曲した三角形と、図1Bの3相正弦波とを比べると、二者とも12組固定子の凸歯のモー

タ駆動時に、2相電源を用いる場合は、各相がそれぞれ3組固定子コイルを駆動し、合計6(3\*2相=6)組の固定子コイル(図10を参照されたい)を駆動する。3相電源を用いる場合は、各相がそれぞれ2組固定子コイルを駆動し、合計6(3\*2相=6)組の固定子コイル(図11を参照されたい)を駆動する。仮に、図1Bの正弦波の各相電流波形ピーク値が等しく1であり、即ち、配られた各組の固定子コイルの電流 $=0.5(=0.5=1*2)$ であり、前記3相正弦波の固定子コイルから生成された総合磁場強度は $1.5L$ (図11、Lは固定子コイルインダクタンス)であり、2相固定子コイルを合成して3つの回転磁極(図10)を生成することができる。図9の三角波、または湾曲した三角形の電流のピーク値は0.5であるため、回転磁極総強度はイコール $0.5L*3=1.5L$ であり、図9の湾曲した三角形は図1Bの正弦波と強度同一な総合磁場強度に相当する。

10

## 【0049】

また、図1Bの3相正弦波の総電力消費は6つの0.5正弦波電流の平方数総和(正弦波 $0.5*0.5*6$ )に比例し、図9の2相の総電力消費は6つの0.5湾曲した三角波電流の平方数総和(湾曲した三角波 $0.5*0.5*6$ )に比例し、表3の湾曲した三角波電流を平方後、正弦波電流の平方と比べ(二者電流ピーク値はいずれも0.5である)、本実施例で予想される省電率30%を得ることができる。注意すべきことは、仮に、凸歯磁極間の角度90度の4固定子極の従来の2相モータを使用した場合、その消費電力は同一トルクの3相6固定子極モータの1.5倍である。したがって、本発明は固定子極が4極の2相モータより大型で、磁場リップルのない状態を保持できるだけでなく、更に同一のトルク出力において、もとの電力消費の1.5倍の2相モータに改良した後にも、3相正弦波モータ

20

## 【0050】

上記実施例からわかるように、本実施例は2相電流によって、モータを駆動する。図9の2相三角波、または湾曲した三角波のA、B2相間の位相差は90度である。

## 【0051】

また、モータは、多くの応用において、しばしば逆方向発電に使用されるため、前記の原理は発電にも応用できる。即ち、発電時にモータの原理を逆に利用して、回転子の回転時に生成される各回転磁場が、任意の時間において、相互間の角度が最大90度より小さい2組の固定子コイルに対して同時に作用することにより、電流を誘導して発電させ、その発電時にも本発明の上記原理を利用してその発電効率を改善することができる。即ち、モータが逆方向発電に使用される時、回転子の1組の回転磁場が、任意の時間において、モータ中の2組の固定子コイルに対して同時に作用を発生させる。このとき誘導発生される上記の三角波、または湾曲した三角形電流は、前記の図2Aから図3Eに示す如く、回転磁場Rの回転時に2組の固定子コイルに作用することにより、それぞれA相とB相電流を生成する。その各タイミングにおいて、前記回転磁場とモータの固定子磁極の方向の間の角度は であり、前記モータの2つの固定子磁極の間の角度は であり、前記回転磁場の強度はRである時、前記2組の固定子コイルの誘導電流の参考値の大きさはAとBであり、その計算公式は前記式(3)、(4)の通りである。ここで角度 は前記回転磁場の角度に応じて変化し、 、Rは既知値であり、且つ は90度より小さい。よって、磁束を有効に利用し、比較的の高い効率で発電することができる。

30

40

## 【0052】

上記をまとめると、本発明のモータ駆動方法は、多相電力によりモータを駆動する時に生成される無効な磁束を減らし、電力を節約できると同時に、容易に実施でき、高いコストの設備変更を必要としない。更に、本発明が2相モータに適用される時、2相モータの固定子極数を4極より多くでき、凸歯間の角度を90度未満にすることで磁場リップルを生成させないと同時に、同一トルクの3相正弦波モータよりも更に電力を節約することができるため、その応用範囲を拡大し、3相モータと代替することができる。上記原理を逆方向に応用して発電を行う時には、磁束を十分に利用することで、比較的の高い発電効率を生成することができる。

## 【0053】

50

上記実施例は例示的なものであって、本発明を限定するためのものではない。本発明の技術的思想および範囲から逸脱することなく行われる等価の修正または変更は、いずれも別紙の特許請求の範囲に含まれる。

【産業上の利用可能性】

【0054】

本発明は以上の如く構成したため、2相交流電力によるモータの駆動方法を提供し、多相モータにおいての無効な磁場を減少することによって、モータの消費電力を下げると同時に、モータを利用して比較的の高い発電効率で2相電流を発電できる方法を提供し得るものである。

【符号の説明】

10

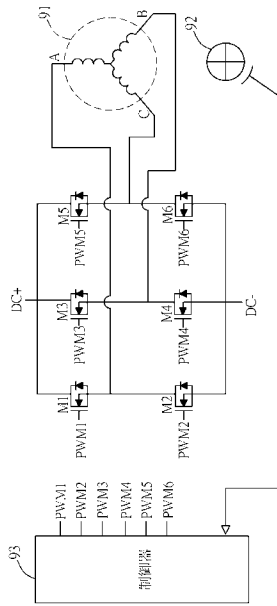
【0055】

1 a、3 a、4 a、9 a A相電流波形  
 1 b、3 b、4 b、9 b B相電流波形  
 1 c、3 c、4 c C相電流波形  
 1 d、3 d、4 d、9 d 総合磁場強度  
 1 e、3 e、4 e、9 e 総合磁場角度  
 9 1 モータ  
 9 2 位置検出素子  
 9 3 制御器  
 A、B、C、D 位相  
 DC+、DC- 電圧  
 M1～M8 トランジスタスイッチ  
 PWM1～PWM8 パルス幅変調信号  
 R 総合磁場、総合磁場（強度）、総合磁場ベクトル  
 Sa、Sb、Sc 逆起電力検出素子  
 S1、S2、S3 逆起電力信号  
 t、t1 時間  
 Va、Vb、Vc ベクトル  
 Vb1、Vb2、Vc1 成分  
 Vabc 総合磁場ベクトル  
 、 、 、 1、 2 角

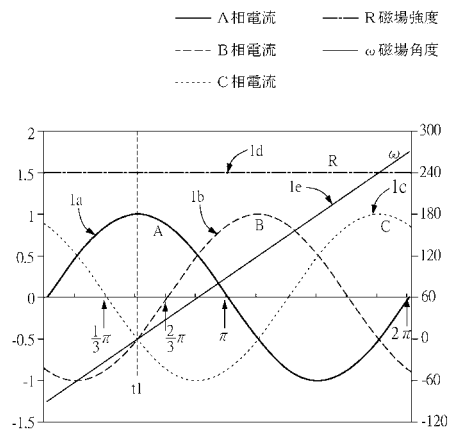
20

30

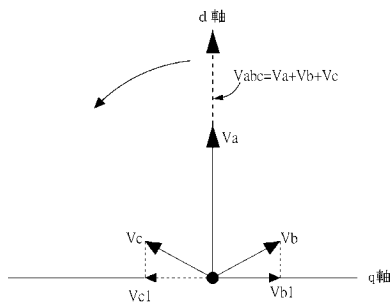
【 図 1 A 】



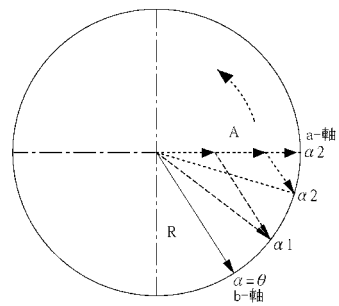
【 図 1 B 】



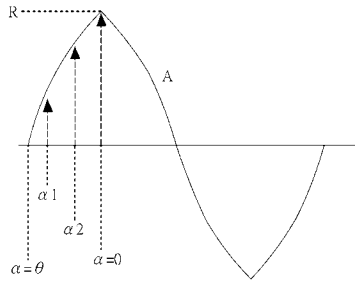
【 図 1 C 】



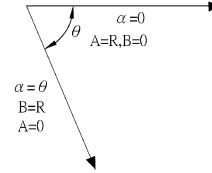
【 図 2 A 】



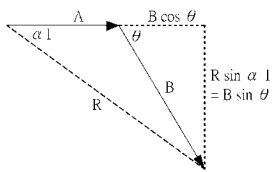
【 図 2 B 】



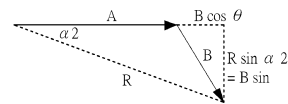
【 図 2 C 】



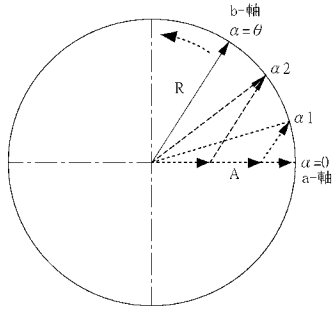
【 図 2 D 】



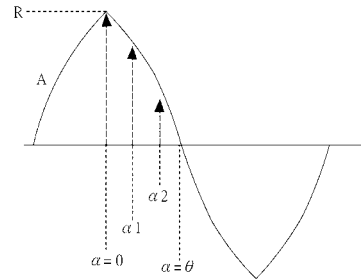
【 図 2 E 】



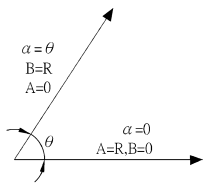
【 図 3 A 】



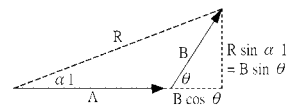
【 図 3 B 】



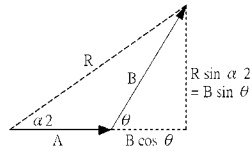
【 図 3 C 】



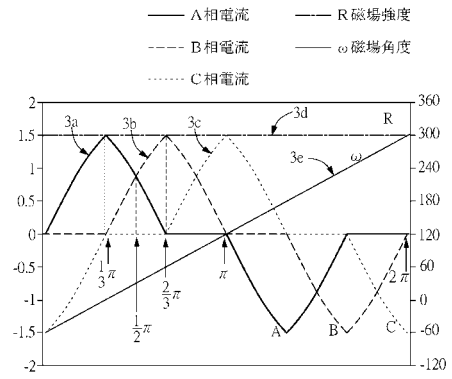
【 図 3 D 】



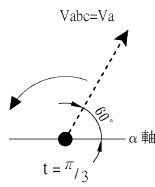
【 図 3 E 】



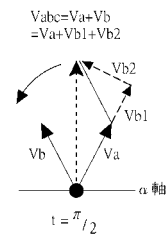
【 図 4 A 】



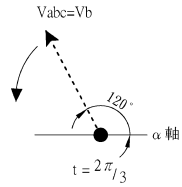
【 図 4 B 】



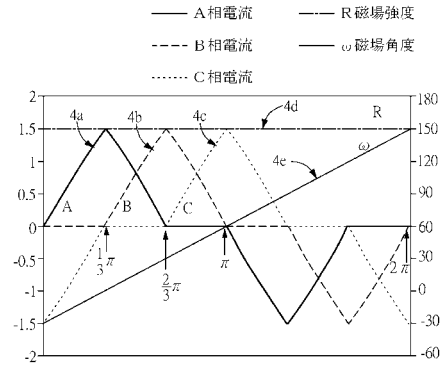
【 図 4 C 】



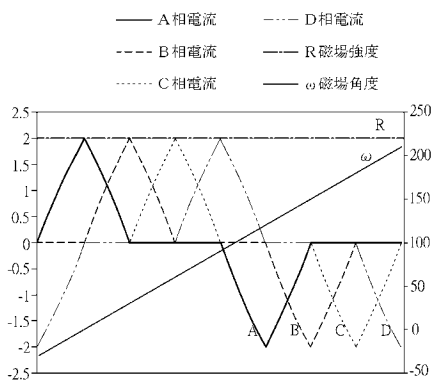
【 図 4 D 】



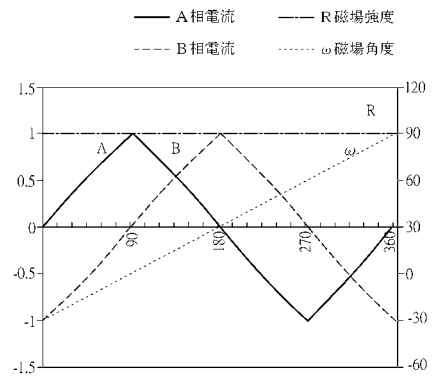
【 図 5 】



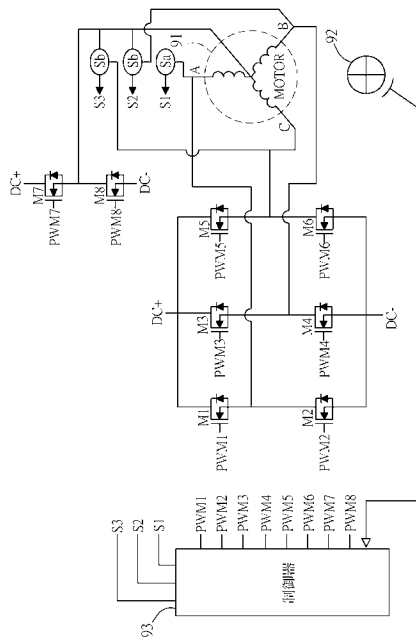
【 図 6 】



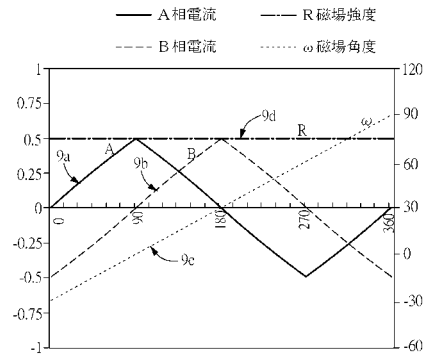
【 図 7 】



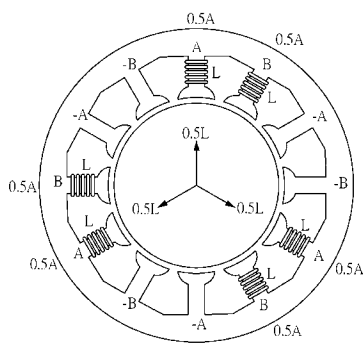
【 図 8 】



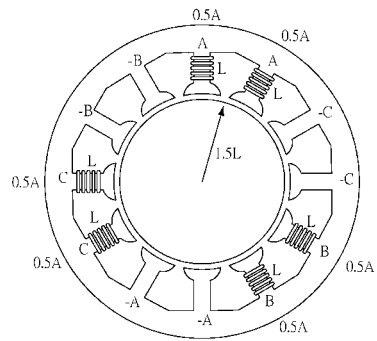
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 11 】



【外国語明細書】

2017200426000001.pdf