

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4909797号
(P4909797)

(45) 発行日 平成24年4月4日(2012.4.4)

(24) 登録日 平成24年1月20日(2012.1.20)

(51) Int.Cl.

H02P 6/16 (2006.01)

F I

H02P 6/02 321N

請求項の数 12 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2007-114047 (P2007-114047)
 (22) 出願日 平成19年4月24日(2007.4.24)
 (65) 公開番号 特開2008-271740 (P2008-271740A)
 (43) 公開日 平成20年11月6日(2008.11.6)
 審査請求日 平成21年11月27日(2009.11.27)

(73) 特許権者 000005326
 本田技研工業株式会社
 東京都港区南青山二丁目1番1号
 (74) 代理人 100064908
 弁理士 志賀 正武
 (74) 代理人 100108578
 弁理士 高橋 詔男
 (74) 代理人 100101465
 弁理士 青山 正和
 (74) 代理人 100094400
 弁理士 鈴木 三義
 (74) 代理人 100107836
 弁理士 西 和哉
 (74) 代理人 100108453
 弁理士 村山 靖彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

パルス幅変調信号によりモータへの通電を順次転流させるインバータと、
 周波数および位相を変更可能なキャリア信号により前記パルス幅変調信号を生成するパルス幅変調信号生成手段と、
 前記モータの回転周期に係る回転状態量を検出する回転状態量センサと、
 前記回転状態量に基づき、前記キャリア信号と前記回転周期との位相差を検知する位相差検知手段と、
 前記モータの回転周波数が所定周波数以上かつ前記位相差が所定値以下である場合に、前記モータの回転数に応じて変化する逡倍数に基づき、前記キャリア信号の周波数を、前記モータの回転周期の電気角での1周期あたりで前記逡倍数に応じた値に設定する周波数設定手段、および、前記キャリア信号に係る制御周期を前記モータの回転周期に同期させる同期手段と
 を備えることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

前記周波数設定手段および前記同期手段は、前記制御周期と前記モータの回転周期との間に所定位相差を設定可能であることを特徴とする請求項1に記載のモータ制御装置。

【請求項3】

前記制御周期に応じて前記モータの通電電流を検出可能な電流センサと、
 前記モータの回転周期に係る所定周期に亘って前記電流センサにより検出された電流検

出値の平均値に基づき、前記モータの電流制御を実行する電流制御手段とを備えることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

前記回転状態量センサは、前記モータの回転周期に同期した信号を出力することを特徴とする請求項 1 から請求項 3 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

【請求項 5】

前記制御周期が所定下限周期未満かつ前記通倍数が所定下限値未満である場合に、前記同期手段により前記制御周期を前記モータの回転周期に同期させることを禁止する禁止手段を備えることを特徴とする請求項 1 から請求項 4 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

10

【請求項 6】

前記周波数設定手段は、前記制御周期が所定上限周期以上であるときに前記通倍数を増大させ、前記制御周期が所定下限周期未満かつ前記通倍数が所定下限値以上であるときに前記通倍数を減少させることを特徴とする請求項 1 から請求項 5 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

【請求項 7】

前記周波数設定手段は、前記キャリア信号の周期 T_c を、前記モータの回転周期の電気角での 1 周期 T と、1 以下かつゼロよりも大きい所定係数 k と、前記位相差 t と、前記通倍数 N とに基づく所定数式 ($T_c = (T - k \times t) / N$) により設定することを特徴とする請求項 1 から請求項 6 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

20

【請求項 8】

前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサを備え、

前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士の間隔が不変であると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段を備えることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

【請求項 9】

前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサを備え、

30

前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士の間隔の変化量が所定変化量であると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段を備えることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

【請求項 10】

前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサを備え、

前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士の間隔の変化量が所定比率に応じて変化すると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段を備えることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

40

【請求項 11】

前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサを備え、

前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士の間隔が所定比率に応じて変化すると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段を備えることを特徴とする請求項 1 から請求項 7 の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

【請求項 12】

前記モータは、永久磁石を有する回転子と、径方向において前記回転子に対向配置される

50

と共に周方向に配列された複数相の爪状誘導極および複数相の環状巻線を有する固定子とを備えるクロール型モータであることを特徴とする請求項1から請求項11の何れかひとつに記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、例えばモータを小型化しつつ出力を増大させるために、モータを高周波化することが望まれている。 10

例えばモータの極対数を増大させると、ステータの各ティースの周方向幅が小さくなることに伴い、各ティースを支持するバックヨークの厚さが小さくなることから、モータの小型化に伴い、モータの制御周波数が高周波化される。また、モータの出力可能なトルクは、モータ体格に応じて増減することから、到達可能な回転数を増大させることによって、モータを小型化しつつ出力（つまり、トルク×回転数）を増大させることができる。

しかしながら、モータを高周波化すると、回転位相の検出誤差やモータに通電される電流の高調波成分に起因して制御系の安定性が低下してしまうことから、例えば回転位相の検出誤差を補正したり、モータに通電される電流に含まれる高調波成分を抑制する制御装置が知られている（例えば、特許文献1および特許文献2参照）。 20

【特許文献1】特開平9-308300号公報

【特許文献2】特開2001-298992号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

ところで、上記従来技術に係るモータにおいて、モータの誘起電圧には多数種の高調波が含まれており、モータに流れる電流は高調波成分を含んでいる。このため、例えば電流フィードバック制御等の一連の制御処理の制御周期毎にサンプリングされた電流値は、制御周期と高調波成分の周期との最小公倍数の周期で変動するので、制御周期が高調波成分の周期に近くなると、低周波の変動や定常的なオフセットを生じ、制御系の安定性を低下 30

させるという問題が生じる。また、モータの回転角度に応じたパルスを出力するレゾルバ等の角度センサは、検出系の誤差等により、電気角での 360° （*edeg*）もしくは 180° （*edeg*）周期の誤差を発生することから、制御周期が電気角での 360° （*edeg*）周期に近づくと、低周波の変動や定常的なオフセットを生じ、制御系の安定性を低下させるという問題が生じる。

【0004】

例えばレゾルバおよびR/D（レゾルバ/デジタル）変換器では、励磁電圧 $E \sin t$ と、変圧比 K と、レゾルバの回転角度 θ と、出力カウンタ値 N とに基づく、下記数式（1）に示す信号において、 $\theta = \frac{2\pi N}{K}$ となるようにフィードバック制御が実行されている。 40

ここで、例えばレゾルバの検出信号に適宜のオフセット ϕ が加わると、下記数式（2）、（3）に示すように、電気角での 360° （*edeg*）周期の誤差（ ϕ ）が発生する。

また、例えばレゾルバの検出信号の振幅に適宜のずれ δ が生じると、下記数式（4）～（6）に示すように、電気角での 180° （*edeg*）周期の誤差（ δ ）が発生する。

【0005】

【数 1】

$$\begin{aligned} & KE \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \cdot \cos \Phi - KE \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \cdot \sin \Phi \\ & = KE \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\theta - \Phi) \end{aligned} \quad \dots(1)$$

【0006】

【数 2】

$$\begin{aligned} & (KE \cdot \sin \omega t + \alpha) \cdot \sin \theta \cdot \cos \Phi - KE \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \cdot \sin \Phi \\ & = KE \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\theta - \Phi) + \alpha \cdot \cos \Phi = 0 \end{aligned} \quad \dots(2)$$

10

【0007】

【数 3】

$$\theta - \Phi \approx -\alpha \cdot \cos \Phi \quad \dots(3)$$

20

【0008】

【数 4】

$$\begin{aligned} & (1 + \beta) KE \cdot \sin \omega t \cdot \sin \theta \cdot \cos \Phi - KE \cdot \sin \omega t \cdot \cos \theta \cdot \sin \Phi \\ & = KE \cdot \sin \omega t \cdot \{ \sin(\theta - \Phi) + \beta \sin \theta \cdot \cos \Phi \} \\ & = KE \cdot \sin \omega t \cdot \left\{ \sin(\theta - \Phi) + \beta \frac{\sin(\theta + \Phi) + \sin(\theta - \Phi)}{2} \right\} = 0 \end{aligned} \quad \dots(4)$$

30

【0009】

【数 5】

$$\sin(\theta - \Phi) = -\frac{\beta}{2 + \beta} \sin(\theta + \Phi) = 0 \quad \dots(5)$$

【0010】

【数 6】

$$\theta - \Phi \approx -\frac{\beta}{2 + \beta} \cdot \sin 2\Phi \quad \dots(6)$$

40

【0011】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、モータを小型化しつつ出力を適切に増大させることが可能なモータ制御装置を提供することを目的とする。

50

【課題を解決するための手段】

【0012】

上記課題を解決して係る目的を達成するために、本発明の第1態様に係るモータ制御装置は、パルス幅変調信号によりモータへの通電を順次転流させるインバータ（例えば、実施の形態でのPDU12）と、周波数および位相を変更可能なキャリア信号により前記パルス幅変調信号を生成するパルス幅変調信号生成手段（例えば、実施の形態でのPWM信号生成部27）と、前記モータの回転周期に係る回転状態量を検出する回転状態量センサ（例えば、実施の形態での位置センサ15）と、前記回転状態量に基づき、前記キャリア信号と前記回転周期との位相差を検知する位相差検知手段（例えば、実施の形態での同期制御部31、ステップS21～ステップS23）と、前記モータの回転周波数が所定周波数以上かつ前記位相差が所定値以下である場合に、前記モータの回転数に応じて変化する通倍数に基づき、前記キャリア信号の周波数を、前記モータの回転周期の電気角での1周期あたりで前記通倍数に応じた値に設定する周波数設定手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる、ステップS36）、および、前記キャリア信号に係る制御周期を前記モータの回転周期に同期させる同期手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる、ステップS36）とを備える。

10

【0013】

さらに、本発明の第2態様に係るモータ制御装置は、前記周波数設定手段および前記同期手段は、前記制御周期と前記モータの回転周期との間に所定位相差を設定可能である。

【0014】

さらに、本発明の第3態様に係るモータ制御装置は、前記制御周期に応じて前記モータの通電電流を検出可能な電流センサ（例えば、実施の形態での電流センサ14）と、前記モータの回転周期に係る所定周期に亘って前記電流センサにより検出された電流検出値の平均値に基づき、前記モータの電流制御を実行する電流制御手段（例えば、実施の形態でのステップS33）とを備える。

20

【0015】

さらに、本発明の第4態様に係るモータ制御装置では、前記回転状態量センサは、前記モータの回転周期に同期した信号を出力する。

【0016】

さらに、本発明の第5態様に係るモータ制御装置は、前記制御周期が所定下限周期未満かつ前記通倍数が所定下限値未満である場合に、前記同期手段により前記制御周期を前記モータの回転周期に同期させることを禁止する禁止手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる、ステップS04～ステップS05）を備える。

30

【0017】

さらに、本発明の第6態様に係るモータ制御装置では、前記周波数設定手段は、前記制御周期が所定上限周期以上であるときに前記通倍数を増大させ、前記制御周期が所定下限周期未満かつ前記通倍数が所定下限値以上であるときに前記通倍数を減少させる。

【0018】

さらに、本発明の第7態様に係るモータ制御装置では、前記周波数設定手段は、前記キャリア信号の周期 T_c を、前記モータの回転周期の電気角での1周期 T と、1以下かつゼロよりも大きい所定係数 k と、前記位相差 t と、前記通倍数 N とに基づく所定数式（ $T_c = (T - k \times t) / N$ ）により設定する。

40

【0019】

さらに、本発明の第8態様に係るモータ制御装置では、前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサ（例えば、実施の形態での位置センサ15）を備え、前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士の間隔が不変であると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる）を備える。

【0020】

50

さらに、本発明の第9態様に係るモータ制御装置では、前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサ（例えば、実施の形態での位置センサ15）を備え、前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士間の間隔の変化量が所定変化量であると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる）を備える。

【0021】

さらに、本発明の第10態様に係るモータ制御装置では、前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサ（例えば、実施の形態での位置センサ15）を備え、前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士間の間隔の変化量が所定比率に応じて変化すると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる）を備える。

10

【0022】

さらに、本発明の第11態様に係るモータ制御装置では、前記回転状態量センサは、前記モータの回転角度に応じたパルスを出力する角度センサ（例えば、実施の形態での位置センサ15）を備え、前記回転角度に係る角速度が変動する場合に、時系列上で隣り合う前記パルス同士間の間隔が所定比率に応じて変化すると仮定して、前記モータの予測回転周期を予測し、前記予測回転周期を前記回転周期として設定する近似手段（例えば、実施の形態での同期制御部31が兼ねる）を備える。

20

【0023】

さらに、本発明の第12態様に係るモータ制御装置では、前記モータは、永久磁石を有する回転子（例えば、実施の形態でのロータ51）と、径方向において前記回転子に対向配置されると共に周方向に配列された複数相の爪状誘導極（例えば、実施の形態でのU相ティース72、V相ティース74、W相ティース76）および複数相の環状巻線（例えば、実施の形態でのU相環状巻線64およびW相環状巻線65）を有する固定子（例えば、実施の形態でのステータ52）とを備えるクローポール型モータである。

【発明の効果】

【0024】

本発明の第1態様に係るモータ制御装置によれば、キャリア信号の周期に応じた制御周期（例えば、キャリア信号の周期と同等の制御周期）によって、モータの電流フィードバック制御等の一連の制御処理を実行する際に、例えばモータに通電される電流およびモータの回転状態量等の検出値を取得するサンプリング周期をモータの回転周期に同期させることができ、検出系の誤差に起因してモータ制御の安定性が低下してしまうことを抑制することができる。しかも、キャリア信号の周波数を、モータの回転周期の電気角での1周期あたりで通倍数に応じた値（例えば、通倍数と同等の値）となるように設定することで、モータの回転周波数の増大に伴い、キャリア信号の周波数が過剰に増大することを防止することができる。モータの誘起電圧およびモータに通電される電流に含まれる高調波成分に起因してモータ制御の安定性が低下してしまうことを抑制することができる。

30

また、モータの回転周波数が所定周波数以上かつ位相差（例えば、位相差の初期値）が所定値以下である場合に制御周期をモータの回転周期に同期させることから、モータの回転周波数が所定周波数未満である場合に、制御周期をモータの回転周期に同期させる処理が過剰に実行されてしまうことを防止することができると共に、位相差の初期値が所定値よりも大きい場合に、制御周期をモータの回転周期に同期させることが困難となってしまうことを防止することができる。

40

【0025】

さらに、本発明の第2態様に係るモータ制御装置によれば、制御周期とモータの回転周期との間に、例えばゼロを含む所定位相差を設定した状態でキャリア信号に係る制御周期をモータの回転周期に同期させることができ、周波数設定手段および同期手段による処理の汎用性を向上させることができる。

50

【 0 0 2 6 】

さらに、本発明の第3態様に係るモータ制御装置によれば、モータの回転周期に係る所定周期（例えば、モータの回転周期と同等の周期）に亘る電流検出値の平均値によってモータの電流制御を実行することにより、電流センサの検出誤差に起因して制御系の安定性が低下してしまうことを防止することができる。

さらに、本発明の第4態様に係るモータ制御装置によれば、回転状態量センサは、モータの回転周期に同期した信号を出力すればよいことから、例えばレゾルバ等のモータに具備されるセンサに加えて、例えば駆動源としてのモータおよび内燃機関が直列に直結されたハイブリッド車両等においては、内燃機関に具備されて相対的に高精度の信号を出力可能なパルスセンサ等の各種のセンサを、回転状態量センサとして採用することができる。

10

【 0 0 2 7 】

さらに、本発明の第5態様に係るモータ制御装置によれば、制御周期をモータの回転周期に同期させる処理が過剰に実行されてしまうことを防止することができる。

さらに、本発明の第6態様に係るモータ制御装置によれば、モータの回転周期が変動した際に制御周期が、例えば各種素子および制御装置等の応答限界に到達してしまうことを防止することができる。

【 0 0 2 8 】

さらに、本発明の第7態様に係るモータ制御装置によれば、所定数式（ $T_c = (T - k \times t) / N$ ）において、1以下かつゼロよりも大きい所定係数 k に基づき、キャリア信号の周期 T_c を設定することから、例えばモータの回転周期が変動する場合には、所定係数 k を1未満とすることで、位相差 t をゼロに収束させる際の制御ゲインを適切に設定することができる、例えば位相差 t に振動等が発生してしまうことを防止することができる。

20

【 0 0 2 9 】

さらに、本発明の第8態様から第11態様の何れかひとつに係るモータ制御装置によれば、モータの回転角度に係る角速度が変動する場合に、煩雑な解析処理を実行する必要無しに、精度の良い回転周期を容易に予測することができる。

さらに、本発明の第12態様に係るモータ制御装置によれば、クローポール型モータを小型化しつつ出力を適切に増大させることができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

30

【 0 0 3 0 】

以下、本発明のモータ制御装置の一実施形態について添付図面を参照しながら説明する。

本実施の形態によるモータ制御装置10は、例えば図1に示すように、バッテリー11を直流電源とするパワードライブユニット（PDU）12と、制御部13とを備えて構成され、例えばモータMを駆動源として備えるハイブリッド車両や電動車両等の車両に搭載されている。

【 0 0 3 1 】

このモータ制御装置10において、モータMの駆動および回生作動は制御部13から出力される制御指令を受けてパワードライブユニット（PDU）12により行われる。

40

PDU12は、例えばトランジスタのスイッチング素子を複数用いてブリッジ接続してなるブリッジ回路を具備するパルス幅変調（PWM）によるPWMインバータを備え、各モータMと電気エネルギーの授受を行う高圧系のバッテリー11が接続されている。

PDU12は、例えばモータ制御装置10の駆動時等において制御部13から入力されるスイッチング指令であるゲート信号（つまり、PWM信号）に基づき、PWMインバータにおいて各相毎に対をなす各トランジスタのオン（導通）/オフ（遮断）状態を切り替えることによって、バッテリー11から供給される直流電力を3相交流電力に変換し、3相の固定子巻線への通電を順次転流させることで、各相の固定子巻線に交流のU相電流 I_u およびV相電流 I_v およびW相電流 I_w を通電する。

【 0 0 3 2 】

50

制御部13は、回転直交座標をなすd-q座標上で電流のフィードバック制御を行うものであり、例えば運転者のアクセル操作に係るアクセル開度等に応じて設定されるトルク指令 T_{qc} から目標d軸電流 I_{dc} および目標q軸電流 I_{qc} を演算し、目標d軸電流 I_{dc} 及び目標q軸電流 I_{qc} に基づいて3相の各相出力電圧 V_u, V_v, V_w を算出し、各相出力電圧 V_u, V_v, V_w に応じてPDU12へゲート信号であるPWM信号を入力すると共に、実際にPDU12からモータ制御装置10に供給される各相電流 I_u, I_v, I_w の検出値をd-q座標上に変換して得たd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q と、目標d軸電流 I_{dc} 及び目標q軸電流 I_{qc} との各偏差がゼロとなるように制御を行う。

【0033】

例えばモータMの駆動時に、制御部13は、正弦波状の各相出力電圧 V_u, V_v, V_w と、後述する同期制御部31の制御に応じた周波数および位相を有する三角波等のキャリア信号とに基づくパルス幅変調により、PWMインバータの各スイッチング素子をオン/オフ駆動させる各パルスからなるスイッチング指令であるゲート信号（つまり、パルス幅変調信号）を生成する。そして、PWMインバータにおいて3相の各相毎に対をなす各トランジスタのオン（導通）/オフ（遮断）状態を切り替えることによって、バッテリー11から供給される直流電力を3相交流電力に変換し、3相のモータMの各固定子巻線への通電を順次転流させることで、各固定子巻線12aに交流のU相電流 I_u およびV相電流 I_v およびW相電流 I_w を通電する。

なお、各トランジスタ U_H, U_L および V_H, V_L および W_H, W_L を、パルス幅変調（PWM）によりオン/オフ駆動させるためのパルスのデューティ、つまりオン/オフの比率のマップ（データ）は予め制御部13に記憶されている。

【0034】

このため、制御部13には、PDU12からモータMの各相の固定子巻線毎に供給される各相電流 I_u, I_v, I_w の少なくとも何れか2つ（例えば、U相電流 I_u, W 相電流 I_w 等）を検出する電流センサ14から出力される検出信号（例えば、U相検出電流 I_{us}, W 相検出電流 I_{ws} 等）と、例えば座標変換の処理等において用いられるモータMのロータの回転角 θ_m （つまり、所定の基準回転位置からのロータの磁極の回転角度であって、モータMの回転軸の回転位置）を検出する位置センサ15から出力される検出信号と、バッテリー11の端子電圧（電源電圧）を検出する電圧センサ（図示略）から出力される検出信号とが入力されている。

【0035】

なお、位置センサ15は、例えば図2に示すように、レゾルバ15aおよびR/D（レゾルバ/デジタル）変換器15bを備えて構成され、レゾルバ15aに励磁回路（図示略）から励磁電圧 $E \sin t$ が供給され、レゾルバ15aから出力される回転角度 θ に応じた2つの出力信号（ $K \cdot E \sin t \cdot \sin \theta$ および $K \cdot E \sin t \cdot \cos \theta$ ）がR/D変換器15bに入力されている。R/D変換器15bでは、一方の出力信号（ $K \cdot E \sin t \cdot \sin \theta$ ）に（ $\cos \theta$ ）が乗算されて得られた値と、他方の出力信号（ $K \cdot E \sin t \cdot \cos \theta$ ）に（ $\sin \theta$ ）が乗算されて得られた値との差（ $K \cdot E \sin t \cdot \sin(\theta - \theta)$ ）が同期整流回路に入力され、この同期整流回路での励磁電圧 $E \sin t$ に応じた同期整流を介して出力される信号（ $K \cdot E \cdot \sin(\theta - \theta)$ ）が電圧可変発振器（VCO）に入力され、この電圧可変発振器から出力される信号がカウンタに入力され、このカウンタから絶対電気角度として出力カウンタ値 θ_{abs} が出力されている。そして、 $\theta_{abs} = \theta$ となるようにフィードバック制御が実行されている。

また、R/D（レゾルバ/デジタル）変換器15bは、原点相であるZ相のパルス列を出力している。

【0036】

制御部13は、電流のフィードバック制御を、後述するPWM信号生成部27でのパルス幅変調の処理で用いられるキャリア信号の周期と同等の制御周期で実行しており、このキャリア信号の周期と同等のサンプリング周期によって各相電流 I_u, I_v, I_w の検出値を取得している。

10

20

30

40

50

そして、制御部 13 は、電流のフィードバック制御の一連の制御処理を繰り返し実行している際に、この制御周期をモータ M の回転周期に同期させる同期制御を実行する。

【 0037 】

この制御部 13 は、例えば、目標電流設定部 21 と、電流偏差算出部 22 と、電流制御部 23 と、非干渉制御器 24 と、電圧補正部 25 と、 dq -3 相変換部 26 と、PWM 信号生成部 27 と、フィルタ処理部 28 と、3 相 - dq 変換部 29 と、回転数演算部 30 と、同期制御部 31 とを備えて構成されている。

【 0038 】

目標電流設定部 21 は、トルク指令 T_{qc} (例えば、運転者によるアクセルペダルの踏み込み操作量に応じて必要とされるトルクをモータ M に発生させるための指令値) と、回転数演算部 30 から入力されるモータ M の回転数 NM とに基づき、 $PDU12$ からモータ M に供給される各相電流 I_u, I_v, I_w を指定するための電流指令を演算しており、この電流指令は、回転する直交座標上での d 軸目標電流 I_{dc} 及び q 軸目標電流 I_{qc} として電流偏差算出部 22 へ出力されている。

10

【 0039 】

この回転直交座標をなす dq 座標は、例えばロータの永久磁石による界磁極の磁束方向を d 軸 (界磁軸) とし、この d 軸と直交する方向を q 軸 (トルク軸) としており、ロータの回転位相に同期して回転している。これにより、 $PDU12$ からモータ M の各相に供給される交流信号に対する電流指令として、直流的な信号である d 軸目標電流 I_{dc} および q 軸目標電流 I_{qc} を与えるようになっている。

20

【 0040 】

電流偏差算出部 22 は、 d 軸目標電流 I_{dc} と d 軸電流 I_d との偏差 I_d を算出する d 軸電流偏差算出部 22a と、 q 軸目標電流 I_{qc} と q 軸電流 I_q との偏差 I_q を算出する q 軸電流偏差算出部 22b とを備えて構成されている。

【 0041 】

電流制御部 23 は、例えば PI (比例積分) 動作により、偏差 I_d を制御増幅して d 軸電圧指令値 V_d を算出する d 軸電流 PI 制御器 23a と、偏差 I_q を制御増幅して q 軸電圧指令値 V_q を算出する q 軸電流 PI 制御器 23b とを備えて構成されている。

【 0042 】

また、非干渉制御器 24 は、例えば d 軸目標電流 I_{dc} および q 軸目標電流 I_{qc} と、予め記憶されている d 軸インダクタンス L_d および q 軸インダクタンス L_q とに基づき、 d 軸と q 軸との間で干渉し合う速度起電力成分を相殺して d 軸及び q 軸を独立して制御するために、 d 軸及び q 軸に対する各干渉成分を相殺する d 軸補償項 V_{dc} 及び q 軸補償項 V_{qc} を算出する。

30

【 0043 】

電圧補正部 25 は、 d 軸電圧指令値 V_d と d 軸補償項 V_{dc} とを加算して得た値を d 軸電圧指令値 V_d とする d 軸電圧加算部 25a と、 q 軸電圧指令値 V_q と q 軸補償項 V_{qc} とを加算して得た値を q 軸電圧指令値 V_q とする q 軸電圧加算部 25b とを備えて構成されている。

【 0044 】

dq -3 相変換部 26 は、位置センサ 15 から入力されるモータ M の回転位置に相当する回転角 θ により、 dq 座標上での d 軸電圧指令値 V_d および q 軸電圧指令値 V_q を、静止座標である 3 相交流座標上での電圧指令値である U 相出力電圧 V_u および V 相出力電圧 V_v および W 相出力電圧 V_w に変換する。

40

【 0045 】

PWM 信号生成部 27 は、例えば、正弦波状の各相出力電圧 V_u, V_v, V_w と、三角波からなるキャリア信号とに基づくパルス幅変調により、 $PDU12$ の PWM インバータの各スイッチング素子をオン/オフ駆動させる各パルスからなるスイッチング指令であるゲート信号 (つまり、PWM 信号) を生成する。

【 0046 】

50

フィルタ処理部 28 は、各電流センサ 14, 14 により検出された各相電流に対する検出信号 I_{us} , I_{ws} に対して、高周波成分の除去等のフィルタ処理を行い、後述する同期制御部 31 の制御に応じた物理量としての各相電流 I_u , I_w を抽出する。

【0047】

3相-dq変換部 29 は、フィルタ処理部 28 により抽出された各相電流 I_u , I_w と、位置センサ 15 から入力されるモータ M の回転位置に相当する回転角 θ_m とにより、モータ M の回転位相による回転座標すなわち dq 座標上での d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q を算出する。

【0048】

回転数演算部 30 は、位置センサ 15 から出力される検出信号からモータ M の回転数 N を算出する。

10

【0049】

同期制御部 31 は、電流のフィードバック制御の一連の制御処理を繰り返し実行している際に、位置センサ 15 から出力される原点相である Z 相のパルス、つまりモータ M の回転に同期して電気角での 360° (e deg) 周期で出力されるパルスと、予めモータ M の回転数に応じて設定された所定の通倍数および電流のフィードバック制御の制御周期に基づく割り込みカウンタとの位相差を検知し、モータ M の回転周波数 (つまり、回転数と極対数との積) が所定周波数以上かつ位相差が所定値以下である場合に、同期制御を実行する。

同期制御部 31 は、予めモータ M の回転数に応じて設定された所定の通倍数 N のデータを記憶すると共に、キャリア信号の周期毎にカウンタ値が初期化される加算型の割り込みカウンタを備え、例えば図 3 に示すように、位置センサ 15 から出力される Z 相のパルスと割り込みカウンタのカウンタ値がゼロとなるタイミングとの位相差 t と、通倍数 N と、1 以下かつゼロよりも大きい所定係数 k と、位置センサ 15 から出力される Z 相のパルスに応じたモータ M の回転周期の電気角での 1 周期 T とに基づき、例えば下記数式 (7) によって、キャリア信号の周期 (つまり、割り込みカウンタの周期) T_c を設定する。

20

【0050】

【数 7】

$$T_c = (T - k \cdot \Delta t) / N \quad \dots(7)$$

30

【0051】

例えばモータ M の速度変動が無視できる状態において、任意の自然数 n による時系列上で隣り合う位相差 $t(n)$ および位相差 $t(n+1)$ は、例えば下記数式 (8) に示すように記述されることから、所定係数 k を 1 とした場合には、上記数式 (7) に応じてキャリア信号の周期 T_c を設定する次の処理において位相差 t はゼロとなる。

また、例えば所定係数 k を 1 未満かつゼロよりも大きい値とした場合には、上記数式 (7) に応じてキャリア信号の周期 T_c を繰り返し設定することによって、位相差 t はゼロに収束することになる。

【0052】

【数 8】

40

$$\Delta t(n+1) = (1 - k) \cdot \Delta t(n) \quad \dots(8)$$

【0053】

予めモータ M の回転数に応じて設定された所定の通倍数 N は、例えばモータ M の回転周波数 (モータ周波数) が所定上限周波数以上で増大することに伴い、所定下限値に向かい減少傾向に変化するよう設定されており、例えば図 4 に示す一例では、モータ周波数が所定値 $1f$ 未満においては、同期制御は実行されず、電流のフィードバック制御の制御周波数、つまりキャリア信号の周波数は所定値 $5e$ に維持される。

50

そして、モータ周波数が所定値 $1f$ 以上かつ所定値 $2f$ ($> 1f$) 未満においては、同期制御が実行され、通倍数 $N = 12$ とされ、電流のフィードバック制御の制御周波数、つまりキャリア信号の周波数は、上記数式 (7) に応じて変化する。

そして、モータ周波数が所定値 $2f$ ($> 1f$) 以上に増大すると、同期制御の実行は維持されつつ、通倍数 N は減少して、通倍数 $N = 6$ とされ、電流のフィードバック制御の制御周波数、つまりキャリア信号の周波数は、上記数式 (7) に応じて変化する。

【0054】

つまり、同期制御部 31 は、モータ M の回転数に応じて設定された所定の各通倍数 N 毎に、制御周波数に対する所定の上限周波数および下限周波数（あるいは、制御周期に対する所定の下限周期および上限周期）を設定しており、同期制御の実行時において、制御周波数が所定の上限周波数よりも大きくなる（あるいは、制御周期が所定の下限周期未満になる）と共に通倍数 N が所定下限値以上であると、通倍数 N を減少させ、制御周波数が所定の下限周波数以下になる（あるいは、制御周期が所定の上限周期以上になる）と、通倍数 N を増大させる。

10

【0055】

なお、同期制御部 31 は、同期制御の実行時において、上記数式 (7) に応じて電流のフィードバック制御の制御周波数、つまりキャリア信号の周波数が、モータ周波数の増大に伴って増大する場合であっても、例えば $PDU12$ のスイッチング素子等の各種の素子や制御装置等に対する所定の応答限界を超えないようにして、通倍数 N を設定している。

【0056】

また、同期制御部 31 は、電流のフィードバック制御の制御周期が所定下限周期未満、かつ、モータ M の回転数に応じた通倍数 N が所定下限値未満である場合には、同期制御の実行を禁止する。

20

【0057】

そして、同期制御部 31 は、同期制御の実行時に、フィルタ処理部 28 において、モータ M の回転周期に係る所定周期（例えば、電気角での 360° (e deg) 周期) に亘って各電流センサ 14, 14 により検出された各相電流に対する検出信号 I_{us} , I_{ws} に基づき、物理量としての各相電流 I_u , I_w の所定周期（例えば、電気角での 360° (e deg) 周期) に亘る各平均値を抽出させる。そして、これらの各平均値によって電流のフィードバック制御が行われるように設定する。

30

【0058】

本実施形態によるモータ制御装置 10 は上記構成を備えており、次に、このモータ制御装置 10 の動作について添付図面を参照しながら説明する。

【0059】

以下に、同期制御の実行要否を判定する制御判定の処理について説明する。

先ず、例えば図 5 に示すステップ $S01$ においては、電流のフィードバック制御の制御周波数が適宜の値に維持される同期制御の非実行状態であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、後述するステップ $S04$ に進む。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップ $S02$ に進む。

そして、ステップ $S02$ においては、位置センサ 15 から出力される検出信号に基づき検知されるモータ周波数が所定周波数以上、かつ、位相差が所定値以下であるか否かを判定する。

40

この判定結果が「NO」の場合には、一連の処理を終了する。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップ $S03$ に進み、このステップ $S03$ においては、同期制御の実行を開始し、一連の処理を終了する。

【0060】

また、ステップ $S04$ においては、電流のフィードバック制御の制御周期が所定下限周期未満、かつ、モータ M の回転数に応じた通倍数が所定下限値未満であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、一連の処理を終了する。

50

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS05に進み、このステップS05においては、同期制御の非実行状態として、一連の処理を終了する。

【0061】

以下に、上述したステップS03の同期制御において、逡倍数を設定する処理について説明する。

まず、例えば図6に示すステップS11においては、電流のフィードバック制御の制御周期が、この時点での逡倍数に応じて予め設定された所定の上限周期以上であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、後述するステップS13に進む。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS12に進む。

そして、ステップS12においては、例えばモータ周波数および制御周波数に応じて予め設定された逡倍数のマップ等を参照して、逡倍数を増大させ、一連の処理を終了する。

【0062】

また、ステップS13においては、電流のフィードバック制御の制御周期が、この時点での逡倍数に応じて予め設定された所定の下限周期未満、かつ、この時点での制御周期およびモータ周波数に応じた逡倍数が所定下限値以上であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、一連の処理を終了する。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、例えばモータ周波数および制御周波数に応じて予め設定された逡倍数のマップ等を参照して、逡倍数を減少させ、一連の処理を終了する。

【0063】

なお、図7には、同期制御と非同期制御との状態間の遷移条件、および、同期制御での逡倍数の増大処理および逡倍数の減少処理に対する各遷移条件の一例を示した。

【0064】

以下に、同期制御の実行時において位相差を検知する処理について説明する。

まず、例えば図8に示すステップS21においては、位置センサ15から出力されるZ相のパルスに基づき、モータMの回転周期の電気角での1周期を検出する。

次に、ステップS22においては、モータMの回転数に応じて設定された所定の逡倍数を取得し、割り込みカウンタの周期（つまり、キャリア信号の周期）に逡倍数を乗算して逡倍数周期を演算する。

次に、ステップS23においては、モータMの回転周期の電気角での1周期と、割り込みカウンタの逡倍数周期との位相差を検出する。

そして、ステップS24においては、位相差がゼロ以外であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、一連の処理を終了する。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS25に進み、このステップS25においては、位相差のデータを出力する。

【0065】

以下に、同期制御の実行時において、電流のフィードバック制御の一連の制御処理をキャリア信号の周期と同等の制御周期毎に繰り返し実行する処理である制御割り込みの処理について説明する。

まず、例えば図9に示すステップS31においては、割り込みカウンタのカウント値が所定の上限値に到達することでカウント値が初期化されるタイミング、つまり制御割り込みのタイミングであるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、このステップS31の判定処理を繰り返す。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS32に進む。

【0066】

そして、ステップS32においては、各電流センサ14、14により検出された各相電流に対する検出信号 I_{us} 、 I_{ws} 、および、上述したステップS21～ステップS25にて検知された位相差等の各種の制御量のデータを取得する。

そして、ステップS33においては、モータMの回転周期に係る所定周期（例えば、電

10

20

30

40

50

気角での 360° (e d e g) 周期) に亘って取得された各検出信号 I_{us} , I_{ws} に基づく、各相電流 I_u , I_w の所定周期 (例えば、電気角での 360° (e d e g) 周期) に亘る各平均値によって、電流のフィードバック制御を実行する。

【0067】

そして、ステップ S 3 4 においては、電流のフィードバック制御における制御指令、つまり静止座標である 3 相交流座標上での電圧指令値である U 相出力電圧 V_u および V 相出力電圧 V_v および W 相出力電圧 V_w を出力する。

そして、ステップ S 3 5 においては、取得した位相差がゼロ以外であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、一連の処理を終了する。

10

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップ S 3 6 に進み、このステップ S 3 6 においては、割り込みカウンタのカウント値を初期化すると共に、割り込みカウンタの周期 (つまり、キャリア信号の周期) を、例えば上記数式 (7) によって新たに設定し、一連の処理を終了する。

【0068】

上述したように、本実施の形態によるモータ制御装置 10 によれば、キャリア信号の周期に応じた制御周期 (例えば、キャリア信号の周期と同等の制御周期) によって、モータ M の電流のフィードバック制御を実行する際に、この制御周期をモータ M の回転周期に同期させることができ、検出系の誤差に起因してモータ制御の安定性が低下してしまうことを抑制することができる。しかも、キャリア信号の周波数を、モータ M の回転周期の電気角での 1 周期あたりで所定の逡倍数となるように設定することで、モータ M の回転周波数の増大に伴い、キャリア信号の周波数が過剰に増大することを防止することができ、モータ M の誘起電圧およびモータ M の各相電流に含まれる高調波成分に起因してモータ制御の安定性が低下してしまうことを抑制することができる。これにより、モータ M を小型化しつつ出力を適切に増大させることができる。

20

また、モータ M の回転周波数が所定周波数以上かつ位相差が所定値以下である場合に制御周期をモータ M の回転周期に同期させることから、モータ M の回転周波数が所定周波数未満である場合に、制御周期をモータ M の回転周期に同期させる処理が過剰に実行されてしまうことを防止することができると共に、位相差の初期値が所定値よりも大きい場合に、制御周期をモータ M の回転周期に同期させることが困難となってしまうことを防止することができる。

30

【0069】

さらに、同期制御の実行時においては、モータ M の回転周期に係る所定周期 (例えば、電気角での 360° (e d e g) 周期) に亘って取得された各検出信号 I_{us} , I_{ws} に基づく、各相電流 I_u , I_w の所定周期 (例えば、電気角での 360° (e d e g) 周期) に亘る各平均値によって、電流のフィードバック制御を実行することにより、各電流センサ 1 4 , 1 4 の検出誤差に起因して制御系の安定性が低下してしまうことを防止することができる。

さらに、上記数式 (7) において、1 以下かつゼロよりも大きい所定係数 k に基づき、キャリア信号の周期 T_c を設定することから、例えばモータ M の回転速度が変動する場合には、所定係数 k を 1 未満とすることで、位相差 t をゼロに収束させる際の制御ゲインを適切に設定することができ、位相差 t に振動等が発生してしまうことを防止することができる。

40

【0070】

以下に、上述した実施の形態によるモータ制御装置 10 によって電流のフィードバック制御を実行した試験結果について説明する。

この試験においては、モータ M の回転周波数を増大させることに相当する処理として、キャリア信号の周波数を低下させ、この状態で電流のフィードバック制御の制御周期と、モータ M の回転周期との位相差がゼロとなるように同期制御を実行した。

先ず、10 極のモータ M の回転数を 3000 rpm とし、通電電流を 30 Arms とし

50

て、モータMの回転周波数が相対的に低い状態に対応する非同期制御の状態では、例えば図10(a)、図11(a)に示すように、キャリア信号の周波数(つまり、割り込みカウンタの周波数)は10kHzに維持され、各相電流(U、V、W相電流)の電流振幅はほぼ同等の値となっている。

そして、モータMの回転周波数が相対的に高い状態に変化した場合に対応して、キャリア信号の周波数を10kHzから6kHzに低下させると、キャリア信号の周期は適宜の周期 T_1 から周期 $T_2 (> T_1)$ へと変化し、例えば図10(b)、図11(b)に示すように、キャリア信号の周期つまり割り込みカウンタのカウント値がゼロになるタイミングと、モータMの回転周期との位相差に起因して、各相電流(U、V、W相電流)の電流振幅のばらつきが増大し、電流のフィードバック制御が不安定となる。

ここで、同期制御を実行し、モータMの回転周期に係る所定周期(例えば、電気角での 360° (*edeg*)周期)において通倍数を12とした状態(つまり、12個のキャリア信号が含まれる状態)で、キャリア信号の周期つまり割り込みカウンタのカウント値がゼロになるタイミングと、モータMの回転周期との位相差をゼロとすることにより、例えば図10(c)、図11(c)に示すように、各相電流(U、V、W相電流)の電流振幅はほぼ同等の値となり、電流のフィードバック制御を安定化させることができる。

【0071】

なお、上述した実施の形態では、制御割り込みの処理において、上述したステップS21～ステップS25にて検知された位相差を取得するとしたが、これに限定されず、例えば制御割り込みの処理において位相差を検知してもよい。

この変形例に係る制御割り込みの処理では、例えば図12に示すように、まず、ステップS41において、割り込みカウンタのカウント値が所定の上限値に到達することでカウント値が初期化されるタイミング、つまり制御割り込みのタイミングであるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、このステップS41の判定処理を繰り返す。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS42に進む。

【0072】

そして、ステップS42においては、各電流センサ14、14により検出された各相電流に対する検出信号 I_{us} 、 I_{ws} 、および、位置センサ15から出力される検出信号等の各種の制御量のデータを取得する。

そして、ステップS43においては、位置センサ15から出力される検出信号に基づき、例えばモータMの回転角 θ_m と所定の原点位置との位相差を検知する。

そして、ステップS44においては、モータMの回転周期に係る所定周期(例えば、電気角での 360° (*edeg*)周期)に亘って取得された各検出信号 I_{us} 、 I_{ws} に基づく、各相電流 I_u 、 I_w の所定周期(例えば、電気角での 360° (*edeg*)周期)に亘る各平均値によって、電流のフィードバック制御を実行する。

【0073】

そして、ステップS45においては、電流のフィードバック制御における制御指令、つまり静止座標である3相交流座標上での電圧指令値であるU相出力電圧 V_u およびV相出力電圧 V_v およびW相出力電圧 V_w を出力する。

そして、ステップS46においては、検知した位相差がゼロ以外であるか否かを判定する。

この判定結果が「NO」の場合には、一連の処理を終了する。

一方、この判定結果が「YES」の場合には、ステップS47に進み、このステップS47においては、割り込みカウンタのカウント値を初期化すると共に、割り込みカウンタの周期(つまり、キャリア信号の周期)を、例えば上記数式(7)によって新たに設定し、一連の処理を終了する。

【0074】

なお、上述した実施の形態では、同期制御部31は位相差 θ をゼロに収束させるとしたが、これに限定されず、例えば位相差 θ を所定位相差に収束させてもよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 5 】

なお、上述した実施の形態では、同期制御部 3 1 は位置センサ 1 5 から出力されるパルスに基づきモータ M の回転周期を検出するとしたが、これに限定されず、モータ M の回転周期に同期した信号に基づきモータ M の回転周期を検出すればよく、例えば駆動源としてのモータ M および内燃機関が直列に直結されたハイブリッド車両等においては、内燃機関に具備されて相対的に高精度の信号を出力可能なパルスセンサ等の各種のセンサから出力されるパルスに基づき、モータ M の回転周期を検出してもよい。

【 0 0 7 6 】

なお、上述した実施の形態では、同期制御部 3 1 はモータ M の回転位置に相当する回転角に係る角速度が変動する場合に、モータ M の回転周期を予測し、この予測回転周期に基づき、同期制御を実行してもよい。

10

例えばモータ M の回転状態が等角加速度回転である場合には、図 1 3 に示すように、位置センサ 1 5 から出力される Z 相のパルスの時系列上で隣り合うパルス同士間の間隔（パルス間隔 $T_w(m)$ 、 (m) は任意の正の整数）は、増大する角速度（角速度 $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \omega_3, \dots$ ）に反比例して短縮される。

例えばパルス間隔 $T_w(0)$ は、角速度 ω_0 と、回転角 θ と、時間 t と、所定係数 a 、 ω_0 とに基づく下記数式（9）から、解析的には、例えば下記数式（10）に示すように記述される。

【 0 0 7 7 】

【 数 9 】

20

$$\left. \begin{aligned} \dot{\omega} &= a \\ \omega &= a \cdot t + \omega_0 \\ \theta &= \frac{1}{2} a \cdot t^2 + \omega_0 \cdot t \\ \frac{1}{2} a \cdot T_w(0)^2 + \omega_0 \cdot T_w(0) &= \pi \end{aligned} \right\} \dots(9)$$

30

【 0 0 7 8 】

【 数 1 0 】

$$T_w(0) = \frac{-\omega_0 + \sqrt{\omega_0^2 + 2\pi \cdot a}}{a} \dots(10)$$

【 0 0 7 9 】

40

しかしながら、各パルス間隔 $T_w(m)$ 、 (m) は任意の正の整数）に対して解析解を演算する場合には演算負荷が過剰に増大することになる。

このため、同期制御部 3 1 は、例えば下記数式（11）に示すように、時系列上で隣り合うパルス同士間の間隔が不変である（つまり、差分 $T(n) = 0$ 、 (n) は任意の自然数）と仮定して、モータ M の予測回転周期を予測してもよい。

【 0 0 8 0 】

【数 1 1】

$$\Delta T(n) = 0 \quad \dots(11)$$

【0081】

また、同期制御部 31 は、例えば下記数式 (12) に示すように、時系列上で隣り合うパルス同士間の間隔の変化量が所定変化量であると仮定して、モータ M の予測回転周期を予測してもよい。

【0082】

10

【数 1 2】

$$\Delta T(n) = \Delta T(n-1) \quad \dots(12)$$

【0083】

また、同期制御部 31 は、例えば下記数式 (13) に示すように、時系列上で隣り合うパルス同士間の間隔の変化量が所定比率 k に応じて変化すると仮定して、モータ M の予測回転周期を予測してもよい。

【0084】

20

【数 1 3】

$$\Delta T(n) = k \cdot \Delta T(n-1) = \frac{\Delta T(n-1)}{\Delta T(n-2)} \Delta T(n-1) \quad \dots(13)$$

【0085】

また、同期制御部 31 は、例えば下記数式 (14) に示すように、時系列上で隣り合うパルス同士間の間隔が所定比率に応じて変化すると仮定して、モータ M の予測回転周期を予測してもよい。

30

【0086】

【数 1 4】

$$Tw(n) = Tw(n-1) \times \frac{Tw(n-1)}{Tw(n-2)} \quad \dots(14)$$

【0087】

40

これらの変形例によれば、モータ M の回転角度に係る角速度が変動するであっても、煩雑な解析処理を実行する必要無しに、精度の良い予測回転周期に基づき、同期制御を適切に実行することができる。

【0088】

なお、上述した実施の形態では、モータ M は、特に限定されず、例えば図 13 から図 15 に示すようにクローポール型モータ等であってもよい。

このクローポール型モータ 50 は、例えば複数の永久磁石 51a, ..., 51a を有するロータ 51 と、このロータ 51 を回転させる回転磁界を発生する複数相 (例えば、U 相, V 相, W 相の 3 相) のステータ 52 とを備えて構成されている。

【0089】

50

このロータ51において、複数の略長方形板状の永久磁石51a, ..., 51aは、例えばロータ51の外周部に周方向に所定間隔をおいて配置され、各永久磁石51aは厚さ方向（つまりロータ51の径方向）に磁化され、周方向で隣り合う永久磁石51a, 51aは互いに磁化方向が異方向となるように、すなわち外周側がN極とされた永久磁石51aには、外周側がS極とされた永久磁石51aが周方向で隣接するように配置されている。

また、各永久磁石51aの外周面は、ロータ51の外周部に対向配置される略円筒状のステータ52の内周面に向かい露出している。

【0090】

ロータ51を回転させる回転磁界を発生するステータ52は、U相およびV相およびW相からなる3相の各相毎のU相ステータリング61と、V相ステータリング62と、W相ステータリング63と、U相およびW相からなる2相のU相環状巻線64およびW相環状巻線65とを備えて構成されている。

10

【0091】

U相ステータリング61は、例えば図15に示すように、略円環状のU相ヨーク71と、このU相ヨーク71の内周部の周方向Cに所定間隔を置いた位置から径方向R内方および軸線方向Pの他方に向かい突出し、径方向Rに対する断面形状が略長形状に形成されたU相ティース72とを備えて構成され、U相ヨーク71およびU相ティース72からなるU相ステータリング61の周方向Cに対する断面形状が略L字状となるように構成されている。

【0092】

20

V相ステータリング62は、例えば図15に示すように、略円環状のV相ヨーク73と、このV相ヨーク73の内周部の周方向Cに所定間隔を置いた位置から径方向R内方および軸線方向Pの一方および他方に向かい突出し、径方向Rに対する断面形状が略長形状に形成されたV相ティース74とを備えて構成され、V相ヨーク73およびV相ティース74からなるV相ステータリング62の周方向Cに対する断面形状が略T字状となるように構成されている。

【0093】

W相ステータリング63は、例えば図15に示すように、略円環状のW相ヨーク75と、このW相ヨーク75の内周部の周方向Cに所定間隔を置いた位置から径方向R内方および軸線方向Pの一方に向かい突出し、径方向Rに対する断面形状が略長形状に形成されたW相ティース76とを備えて構成され、W相ヨーク75およびW相ティース76からなるW相ステータリング63の周方向Cに対する断面形状が略L字状となるように構成されている。

30

【0094】

そして、各ステータリング61, 62, 63は、各ヨーク71, 73, 75が軸線方向Pに沿って積み重ねられるようにして接続されている。そして、例えば図15に示すように、複数の各ティース72, ..., 72および74, ..., 74および76, ..., 76が所定順序（例えば、順次、U相ティース72, V相ティース74, W相ティース76等）で周方向Cに沿って配列され、周方向Cで隣り合う各ティース72, 74間には1相のU相環状巻線64が配置されるスロットが形成され、周方向Cで隣り合う各ティース74, 76間には1相のW相環状巻線65が配置されるスロットが形成され、周方向Cで隣り合う各ティース72, 76間には2相のU相環状巻線64およびW相環状巻線65が配置されるスロットが形成されている。

40

【0095】

そして、各ステータリング61, 62, 63の各ティース72, 74, 76は、例えば互いに同等の軸方向幅および周方向幅を有し、周方向Cで隣り合う各ティース72, 74, 76間の間隔（つまり、各スロットの周方向幅）は、各スロットに配置される各環状巻線64, 65の本数に応じた値（例えば、本数に比例した値等）に設定されている。つまり、単一の各環状巻線64, 65が配置される各ティース72, 74間および各ティース74, 76間の間隔C1は、2相の各環状巻線64, 65が配置される各ティース72,

50

76間の間隔C2よりも小さな値(例えば、各ティース72, 76間の間隔C2の1/2の値等)に設定されている。

【0096】

各環状巻線64, 65は、例えば軸線周りの周面内でクランク状に蛇行しつつ周回するようにして、複数の各U相蛇行部81, ..., 81およびW相蛇行部82, ..., 82を備えて構成されている。

各蛇行部81, 82の周方向Cの幅つまりコイルピッチは、例えば図14に示すように、電気角で120°に設定され、各蛇行部81, 82は互いに異なる方向(つまり互いの対向方向であって軸線方向Pの一方および他方)に向かい突出するように設けられ、U相環状巻線64とW相環状巻線65とは、電気角で240°(edeg)の位相差を有するようにして周方向Cに沿って相対的にずれた位置に配置されている。これにより、例えばU相蛇行部81に対して、周方向Cの一方側で隣り合うW相蛇行部82は電気角で240°(edeg)の位相差を有し、周方向Cの他方側で隣り合うW相蛇行部82は電気角で120°(edeg)の位相差を有することになる。そして、2相の各環状巻線64, 65は、互いの対向方向に突出する互いの各蛇行部81, 82が周方向Cに沿って交互に配列され、互いに交差しないように配置されている。

10

【0097】

そして、U相環状巻線64のU相蛇行部81にはU相ステータリング61の1つのU相ティース72が配置され、W相環状巻線65のW相蛇行部82にはW相ステータリング63の1つのW相ティース76が配置され、周方向Cで隣り合うU相蛇行部81とW相蛇行部82との間にはV相ステータリング62の1つのV相ティース74が配置されている。

20

これにより、周方向Cで隣り合う各ティース72, 74または74, 76または72, 76間を縫うようにして配置された2相の各環状巻線64, 65は所謂電気角で120°(edeg)の短節巻巻きをなすように形成されている。

【0098】

そして、互いに電気角で240°(edeg)の位相差(コイル位相差)を有する2相の各環状巻線64, 65は、例えば図16(a)に示すように、V字状に結線され、互いに120°の位相差の正弦波で通電されることにより、例えば漏れ磁束が無視できる場合には、図16(c)に示すように、U相, V相, W相の3相巻線がY字状に結線され、互いに120°の位相差の正弦波で通電される3相のステータと同等の回転磁界を発生するように構成されている。

30

【0099】

なお、例えば図16(b)に示すように、各蛇行部31, 32が同等の方向(つまり軸線方向Pの一方または他方)に向かい突出する状態で互いに電気角で60°(edeg)の位相差を有する2相の各環状巻線64, 65をV字状に結線する状態は、図16(a)に示すように、各蛇行部81, 82が互いに異なる方向(つまり軸線方向Pの一方および他方)に向かい突出する状態で互いに電気角で240°(edeg)の位相差を有する2相の各環状巻線64, 65をV字状に結線する状態と同様に、互いに120°の位相差の正弦波で通電された際に、例えば漏れ磁束が無視できる場合には、図16(c)に示すように、U相, V相, W相の3相巻線がY字状に結線され、互いに120°の位相差の正弦波で通電される3相のステータと同等の回転磁界を発生可能である。

40

【図面の簡単な説明】

【0100】

【図1】本発明の一実施形態に係るモータ制御装置の構成図である。

【図2】本発明の一実施形態に係る位置センサの構成図である。

【図3】本発明の一実施形態に係るモータの回転周期と割り込みカウンタの周期との時間変化の一例を示す図である。

【図4】本発明の一実施形態に係るモータ周波数と制御周波数との関係の一例を示す図である。

【図5】本発明の一実施形態に係る制御判定の処理を示すフローチャートである。

50

【図 6】本発明の一実施形態に係る同期制御の処理を示すフローチャートである。

【図 7】本発明の一実施形態に係る同期制御と非同期制御との状態間の遷移条件、および、同期制御での通倍数の増大処理および通倍数の減少処理に対する各遷移条件の一例を示す図である。

【図 8】本発明の一実施形態に係る位相差検知の処理を示すフローチャートである。

【図 9】本発明の一実施形態に係る制御割り込みの処理を示すフローチャートである。

【図 10】本発明の一実施形態に係るモータの誘起電圧の変化とキャリア信号の位相とを示す図である。

【図 11】本発明の一実施形態に係るモータの各相電流の電流振幅の時間変化を示す図である。

10

【図 12】本発明の実施形態の変形例に係る制御割り込みの処理を示すフローチャートである。

【図 13】本発明の実施形態の変形例に係る Z 相パルスの一例を示す図である。

【図 14】本発明の実施形態の変形例に係るクローポール型モータの分解斜視図である。

【図 15】本発明の実施形態の変形例に係るクローポール型モータのステータの要部の径方向断面図である。

【図 16】本発明の実施形態の変形例に係るクローポール型モータのステータの要部分解斜視図である。

【図 17】図 17 (a) は図 14 に示すクローポール型モータのステータの各環状巻線の結線状態を示す図であり、図 17 (b) は図 14 に示すクローポール型モータに係るステータの各環状巻線の結線状態を示す図であり、図 17 (c) は 3 相 (U 相、 V 相、 W 相) のステータの各巻線の結線状態を示す図である。

20

【符号の説明】

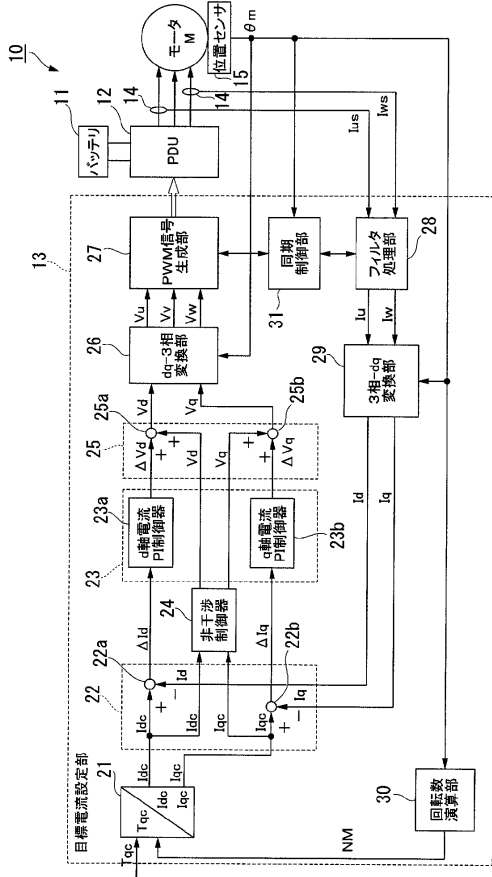
【 0 1 0 1 】

- 1 0 モータ制御装置
- 1 2 P D U (インバータ)
- 1 4 電流センサ
- 1 5 位置センサ (回転状態量センサ、角度センサ)
- 2 7 P W M 信号生成部 (パルス幅変調信号生成手段)
- 3 1 同期制御部 (位相差検知手段、周波数設定手段、同期手段、禁止手段、近似手段)
- 5 1 ロータ (回転子)
- 5 2 ステータ (固定子)
- 6 4 U 相環状巻線 (環状巻線)
- 6 5 W 相環状巻線 (環状巻線)
- 7 2 U 相ティース (爪状誘導極)
- 7 4 V 相ティース (爪状誘導極)
- 7 6 W 相ティース (爪状誘導極)
- ステップ S 0 4 ~ ステップ S 0 5 禁止手段
- ステップ S 2 1 ~ ステップ S 2 3 位相差検知手段
- ステップ S 3 3 電流制御手段
- ステップ S 3 6 周波数設定手段、同期手段

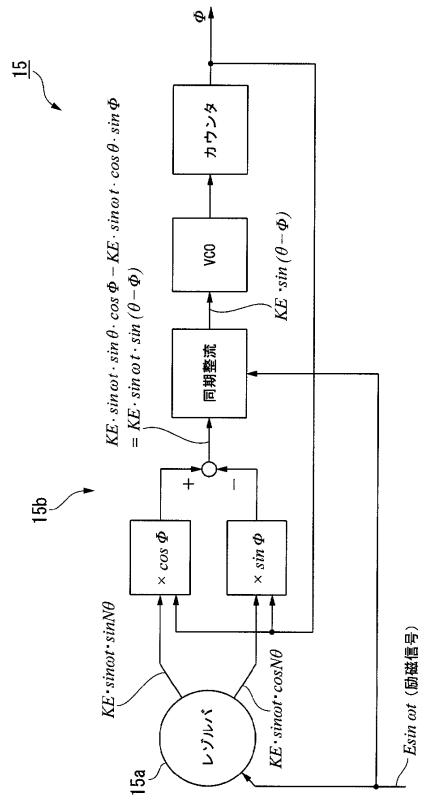
30

40

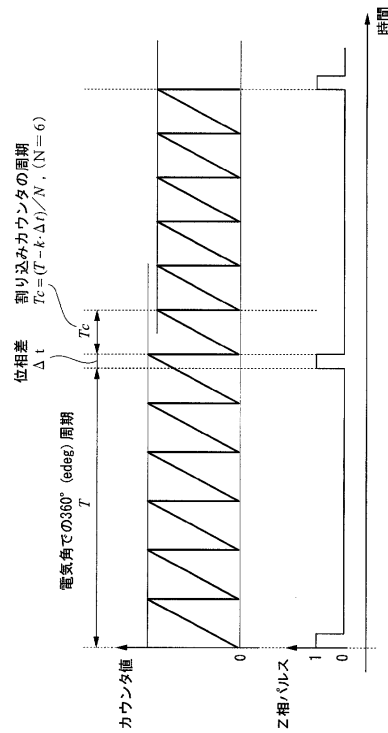
【図1】



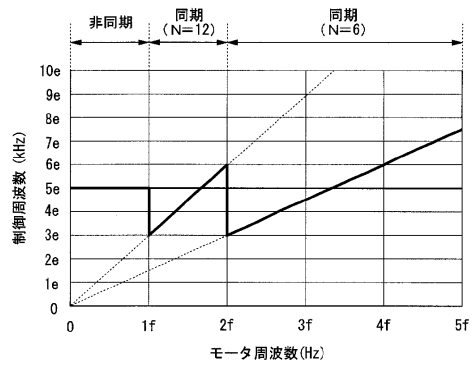
【図2】



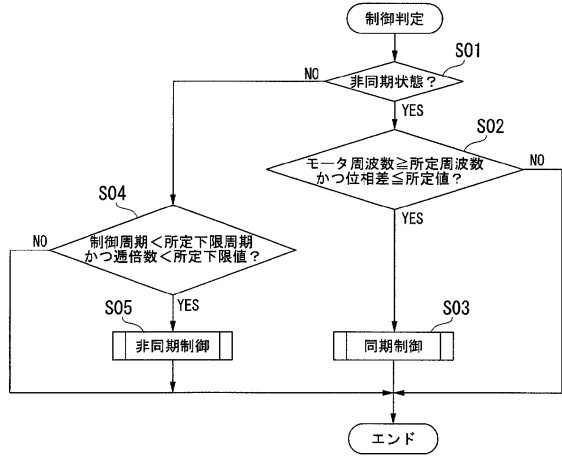
【図3】



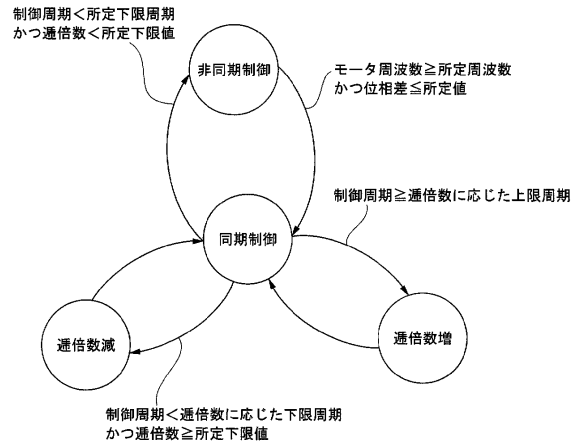
【図4】



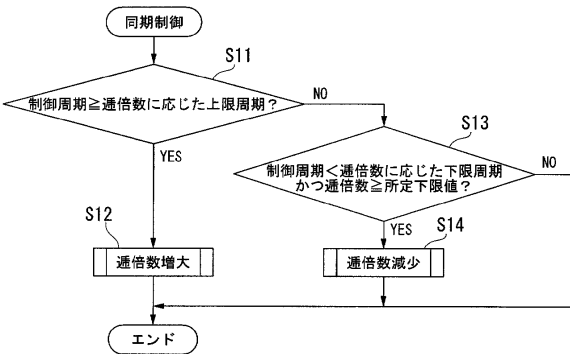
【図5】



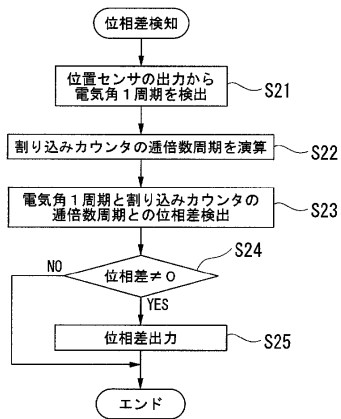
【図7】



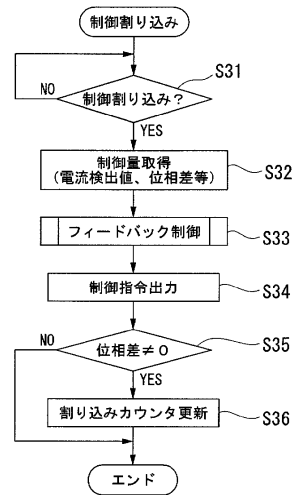
【図6】



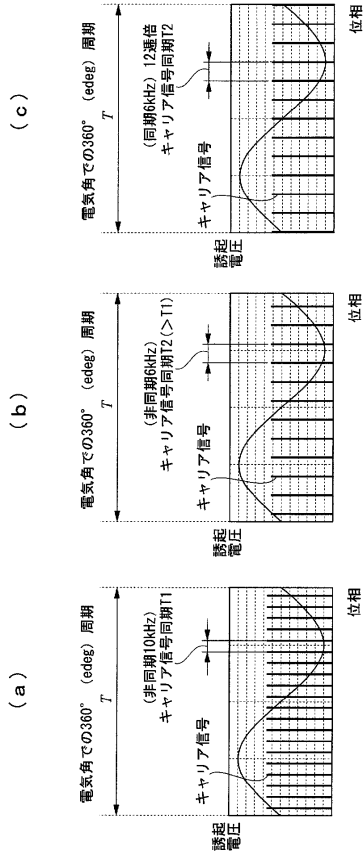
【図8】



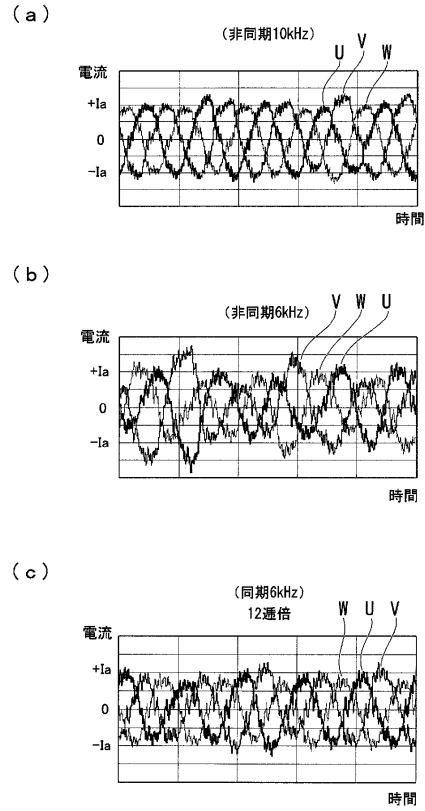
【図9】



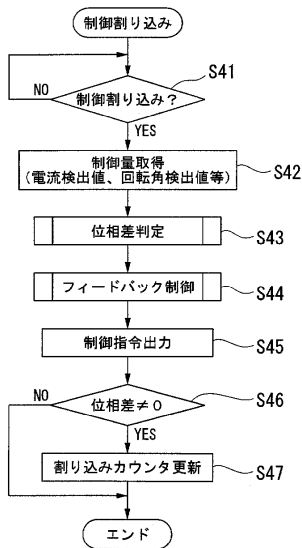
【図10】



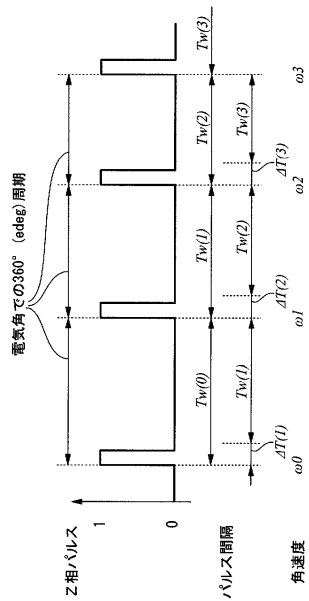
【図11】



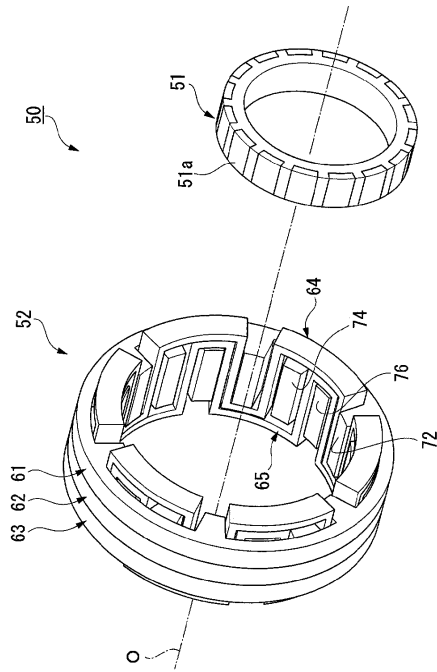
【図12】



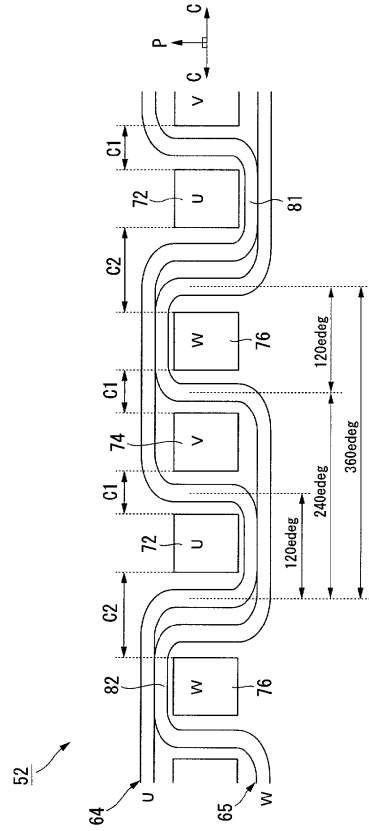
【図13】



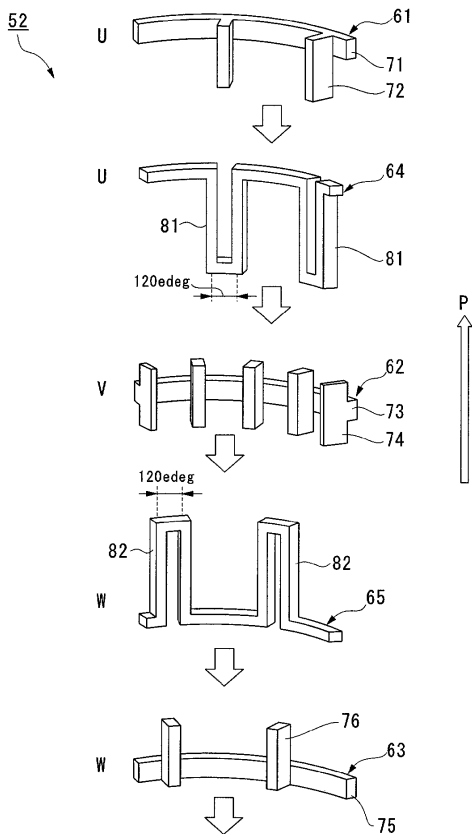
【図14】



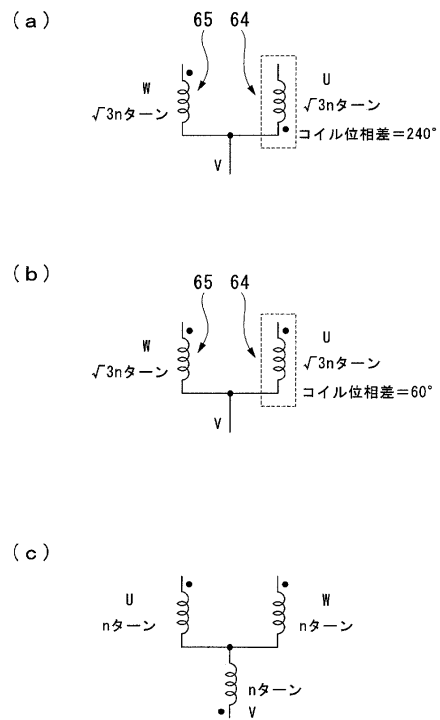
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

- (72)発明者 今井 信幸
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 村山 芳也
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 井上 順二
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

審査官 森山 拓哉

- (56)参考文献 特開2002-291277(JP,A)
特開昭60-55884(JP,A)
特開2006-34022(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 6/00-6/24