

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3576509号
(P3576509)

(45) 発行日 平成16年10月13日(2004.10.13)

(24) 登録日 平成16年7月16日(2004.7.16)

(51) Int.Cl.⁷

H02P 6/16

H02P 21/00

F I

H02P 6/02 321N

H02P 5/408 C

請求項の数 8 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2001-253280 (P2001-253280)
 (22) 出願日 平成13年8月23日(2001.8.23)
 (65) 公開番号 特開2003-70283 (P2003-70283A)
 (43) 公開日 平成15年3月7日(2003.3.7)
 審査請求日 平成15年3月14日(2003.3.14)

(73) 特許権者 000005821
 松下電器産業株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100113479
 弁理士 大平 ▲ 寛 ▼
 (74) 代理人 100062926
 弁理士 東島 隆治
 (72) 発明者 吉岡 包晴
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内
 (72) 発明者 中田 秀樹
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内

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】

直流電源の直流電圧を交流電圧に変換してブラシレスモータに電力を供給するインバータ回路、

前記ブラシレスモータの電流を検出するモータ電流検出部、及び

前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を具備し、

前記インバータ制御部は、前記ブラシレスモータの回転周波数を設定する周波数設定部と、

前記周波数設定部から出力された周波数を電圧に変換するV / f 変換部と、

前記周波数設定部に設定された回転周波数を回転位相に変換して波形生成する波形生成部と、

モータ印加電圧とモータ電流の力率角を求める力率角演算部と、

前記力率角演算部の出力から前記モータ印加電圧と誘起電圧との位相差を求める位相差演算部と、

位相差の指令値を出力する位相差指令部と、

前記位相差指令部と前記位相差演算部との出力から誤差電圧を演算する誤差電圧演算部と、

前記波形生成部、前記誤差電圧演算部、及び前記V / f 変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、当該演算結果に基づいて前記インバータ回路を制御するための出力指令演算部と、

前記モータ電流検出部からモータ電流の実効値を入力電流として演算で求める入力電流演算部と、

前記誤差電圧演算部と前記V/f変換部との加算出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から誘起電圧を演算する誘起電圧演算部と、

前記誘起電圧と予め設定された鉄損抵抗から鉄損電流を求める鉄損電流演算部と、

前記鉄損電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力に寄与する出力電流を演算する出力電流演算部と、

前記誘起電圧と前記鉄損電流と前記出力電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力を求める出力演算部と、

前記鉄損電流と前記入力電流と前記出力演算部で求められた出力から入力を求める入力演算部と、 10

前記出力演算部で求められた出力と前記入力演算部で求められた入力から効率を求め、前回と今回とのデータを比較し、当該比較結果に基づき前記位相差指令部の出力を変更する効率演算比較部と、を有するよう構成したことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

前記インバータ制御部は、補正電圧部をさらに有し、前記誘起電圧演算部が、前記誤差電圧演算部と前記V/f変換部との加算出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差と前記モータ電流と前記補正電圧部からの補正電圧により誘起電圧を算出するよう構成されており、前記モータ電流の向きに応じて前記誤差電圧演算部と前記V/f変換部との加算電圧を前記補正電圧部の補正電圧により補正するよう構成したことを特徴とする請求項1に記載のモータ制御装置。 20

【請求項3】

前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、前記モータ電圧検出部の出力を前記波形生成部の出力によって座標変換する出力電圧演算部と、を有し、前記位相差演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記力率角演算部の出力から位相差を求め、前記誘起電圧演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差とから誘起電圧を演算するよう構成した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4】

前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、前記モータ電圧検出部の出力と前記入力電流演算部の出力と前記波形生成部の出力から予め設定されたモータ巻線抵抗によって直接誘起電圧を求める誘起電圧検出部とをさらに有することを特徴とする請求項1に記載のモータ制御装置。 30

【請求項5】

直流電源の直流電圧を交流電圧に変換して位置検出センサを直結したブラシレスモータに電力を供給するインバータ回路、

前記ブラシレスモータの電流を検出するモータ電流検出部、及び

前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を具備し、

前記インバータ制御部は、前記ブラシレスモータの回転周波数を設定する周波数設定部と、 40

前記位置検出センサの出力から前記ブラシレスモータのロータ位置信号に変換するロータ位置検出部と、

前記ロータ位置検出部の出力から前記ブラシレスモータの回転周波数を求める回転周波数検出部と、

位置検出センサの位置位相から回転周波数と負荷状態によって位相を補償する位置位相補償部と、

前記位置位相補償部の出力から回転位相に変換し波形生成する波形生成部と、

モータ印加電圧とモータ電流の力率角を求める力率角演算部と、

前記力率角演算部の出力から前記モータ印加電圧と誘起電圧との位相差を求める位相差演算部と、 50

前記周波数設定部の出力と前記回転周波数検出部の出力の誤差を求め、増幅する誤差周波数演算部と、

前記誤差周波数演算部と前記波形生成部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、当該演算結果に基づいて前記インバータ回路を制御する出力指令演算部と、

前記モータ電流検出部からモータ電流の実効値を入力電流として演算で求める入力電流演算部と、

前記誤差周波数演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から誘起電圧を演算する誘起電圧演算部と、

前記誘起電圧と予め設定された鉄損抵抗から鉄損電流を求める鉄損電流演算部と、

前記鉄損電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力に寄与する出力電流を演算する出力電流演算部と、

前記誘起電圧と前記鉄損電流と前記出力電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力を求める出力演算部と、

前記鉄損電流と前記出力電流と前記出力演算部で求められた出力から入力を求める入力演算部と、

前記出力演算部で求められた出力と前記入力演算部で求められた入力から効率を求め、前回と今回とのデータを比較し、当該比較結果に基づき前記位置位相補償部の出力を変更する効率演算比較部と、を有するよう構成したことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】

前記インバータ制御部は、補正電圧部をさらに有し、前記誘起電圧演算部が、前記誤差周波数演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差と前記モータ電流と前記補正電圧部からの補正電圧により誘起電圧を算出するよう構成されており、前記モータ電流の向きに応じて前記誤差周波数演算部の出力電圧を前記補正電圧部の補正電圧により補正するよう構成したことを特徴とする請求項 5 に記載のモータ制御装置。

【請求項 7】

前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、前記モータ電圧検出部の出力を前記波形生成部の出力から座標変換する出力電圧演算部と、を有し、前記位相差演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記力率角演算部の出力から位相差を求め、前記誘起電圧演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差とから誘起電圧を演算するよう構成したことを特徴とする請求項 5 に記載のモータ制御装置。

【請求項 8】

前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、前記モータ電圧検出部の出力と前記入力電流演算部の出力と前記波形生成部の出力から予め設定されたモータ巻線抵抗によって直接誘起電圧を求める誘起電圧検出部とをさらに有することを特徴とする請求項 5 に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、ブラシレスモータを制御するモータ制御装置に関わり、特に、最大効率に追従してブラシレスモータを駆動するモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、ブラシレスモータ、特に永久磁石をロータ内部に埋め込んだ磁石埋め込み型ブラシレスモータ（以下 I P M モータと呼ぶ）を高効率駆動する制御方法において、一般的には最大トルク制御が行われていた。このような I P M モータにおける最大トルク制御の事例としては、例えば、特開 2 0 0 0—2 6 2 0 8 9 公報に開示された制御方法があった。この公報に開示された制御方法では、I P M モータを駆動する場合、リラクタンストルクを利用した最大トルク制御を行うことによって、トルク / 電流の最大化を図り、銅損を最小限に抑えて、高効率駆動を実現しようとしていた。

【 0 0 0 3 】

以下、図 1 1 を用いて従来の I P M モータの最大トルク制御について説明する。図 1 1 は、従来の I P M モータのモータ制御方法の構成を示すブロック図である。

図 1 1 に示すように、モータ 3 の電流と電圧は、それぞれモータ電流検出部 4 とモータ電圧検出部 2 2 により検出され、無効電力演算部 3 2 に入力される。無効電力演算部 3 2 においては、モータ 3 に入力されている無効電力が演算される。

最大トルク制御の条件式は下記式 (1) となる (電気学会研究会資料「リング磁石埋込形 P M モータの諸特性」 R M - 9 5 - 1 5 参照) 。

【 0 0 0 4 】

$$\{\Psi_m + (L_q - L_d) \times I_d\} \times I_d - (L_q - L_d) \times I_q^2 = 0 \quad \dots \dots (1)$$

10

【 0 0 0 5 】

式 (1) において、 Ψ_m は埋め込み磁石が作る鎖交磁束であり、鎖交磁束によって生じる誘起電圧の方向を q 軸、この q 軸に直交して回転方向に 9 0 ° 位相の進んだ軸を d 軸とすると、 L_d , L_q はそれぞれ d 軸及び q 軸のインダクタンス、 I_d , I_q はそれぞれモータ電流 I_s の d 軸成分及び q 軸成分を表している。

【 0 0 0 6 】

ロータの位置を検出するための位置検出センサがない場合には、d 軸モータ電流 I_d と q 軸モータ電流 I_q を直接求めることができないので、無効電力を使った式に展開する。

20

【 0 0 0 7 】

$$V_s \times I_r \cong \omega \times I_s^2 \times \{ (L_d + L_q + \Psi_m / k) / 2 \} \quad \dots \dots (2)$$

【 0 0 0 8 】

式 (2) において、 V_s は印加電圧、 I_r は無効電流、 k は係数である。式 (2) の右辺が最大トルク制御の条件を加えた無効電力の目標値であり、左辺は無効電力の実際値を示している。

【 0 0 0 9 】

図 1 1 において、周波数設定部 6 で設定された周波数は、加減速演算部 3 0 を通して変換部 3 1 に送られ、角速度に変換される。無効電力目標値演算部 3 3 では、式 (2) の右辺の演算を行い、無効電力目標値が算出される。

30

一方、無効電力演算部 3 2 においては、式 (2) の左辺の演算を行い、モータ印加電圧 V_s とモータ無効電流 I_r から無効電力の実際値が算出される。無効電力目標値演算部 3 3 と無効電力演算部 3 2 の各出力は調整部 3 4 へ送られ、調整部 3 4 において無効電力の目標値と実際値との誤差を検出して増幅する。この誤差増幅結果は、加減速演算部 3 0 の出力を V / f 変換部 7 で電圧変換した結果に加算されて、モータ印加電圧が決定される。P W M 変換部 3 5 では、決定されたモータ印加電圧に基づきパルス幅変調してインバータ回路 2 のスイッチ素子を駆動制御する。

【 0 0 1 0 】

40

【 発明が解決しようとする課題 】

上記のように構成された従来のモータ制御装置では、最大トルク制御を行うことによりトルク / 電流の最大化を図り、銅損を最小限に抑えて高効率駆動制御を行おうとしていた。そこで、最大トルクを与える無効電力条件の目標値を演算によって算出し、モータ印加電圧とモータ電流から求められる無効電力の実際値との比較により、誤差電圧を求めて、出力電圧制御を行っていた。

【 0 0 1 1 】

しかしながら、モータ制御における効率は出力に対する損失の割合、即ち入力に対する出力の比であるが、従来のモータ制御装置においては、損失条件のうち鉄損を無視して銅損のみに着目しているため、実際の最大効率点でのモータ制御を行っていなかった。

50

本発明の目的は、常に最大効率を追従して最大効率点で確実に制御できるモータ制御装置を提供することにある。

【 0 0 1 2 】

【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的を達成するものであり、本発明に係るモータ制御装置は、
直流電源の直流電圧を交流電圧に変換してブラシレスモータに電力を供給するインバータ回路、

前記ブラシレスモータの電流を検出するモータ電流検出部、及び

前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を具備し、

前記インバータ制御部は、前記ブラシレスモータの回転周波数を設定する周波数設定部と 10

、

前記周波数設定部から出力された周波数を電圧に変換するV / f 変換部と、

前記周波数設定部に設定された回転周波数を回転位相に変換して波形生成する波形生成部と、

モータ印加電圧とモータ電流の力率角を求める力率角演算部と、

前記力率角演算部の出力から前記モータ印加電圧と誘起電圧との位相差を求める位相差演算部と、

位相差の指令値を出力する位相差指令部と、

前記位相差指令部と前記位相差演算部との出力から誤差電圧を演算する誤差電圧演算部と 20

、

前記波形生成部、前記誤差電圧演算部、及び前記V / f 変換部の出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、当該演算結果に基づいて前記インバータ回路を制御するための出力指令演算部と、

前記モータ電流検出部からモータ電流の実効値を入力電流として演算で求める入力電流演算部と、

前記誤差電圧演算部と前記V / f 変換部との加算出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から誘起電圧を演算する誘起電圧演算部と、

前記誘起電圧と予め設定された鉄損抵抗から鉄損電流を求める鉄損電流演算部と、

前記鉄損電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力に寄与する出力電流を演算する出力電流演算部と、 30

前記誘起電圧と前記鉄損電流と前記出力電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力を求める出力演算部と、

前記鉄損電流と前記入力電流と前記出力演算部で求められた出力から入力を求める入力演算部と、

前記出力演算部で求められた出力と前記入力演算部で求められた入力から効率を求め、前回と今回とのデータを比較し、当該比較結果に基づき前記位相差指令部の出力を変更する効率演算比較部と、を有するよう構成した。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、出力電圧やモータ電流等から誘起電圧や鉄損電流を演算で求め、損失と出力及び入力を算出し、出力と入力から効率を求めている。そして、前回の効率の値と今回の効率の値を比較して、その比較結果に基づきモータ印加電圧と誘起電圧の位相指令値を変更するように制御して、常に最大効率点に追従して駆動して、モータを安定して高効率駆動を行う。 40

【 0 0 1 3 】

また、本発明のモータ制御装置において、前記インバータ制御部は、補正電圧部をさらに有し、

前記誘起電圧演算部が、前記誤差電圧演算部と前記V / f 変換部との加算出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差と前記モータ電流と前記補正電圧部からの補正電圧により誘起電圧を算出するよう構成されており、前記モータ電流の向きに応じて前記誤差電圧演算部と前記V / f 変換部との加算電圧を前記補正電圧部の補正電圧により補正するよう構成した。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、誘起電圧 50

を求める時、実際の出力電圧に発生するデッドタイムによる電圧降下分を補償するように制御しているため、より高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、モータを安定して高効率で駆動できる。

【0014】

また、本発明のモータ制御装置において、前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、

前記モータ電圧検出部の出力を前記波形生成部の出力によって座標変換する出力電圧演算部と、を有し、

前記位相差演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記力率角演算部の出力から位相差を求め、

10

前記誘起電圧演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差とから誘起電圧を演算するよう構成した。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、インバータの出力電圧を実際に検出して誘起電圧を演算から求めるよう構成しているため、より高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、モータを安定して高効率で駆動できる。

【0015】

さらに、本発明のモータ制御装置において、前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、

前記モータ電圧検出部の出力と前記入力電流演算部の出力と前記波形生成部の出力から予め設定されたモータ巻線抵抗によって直接誘起電圧を求める誘起電圧検出部とをさらに有する。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、インバータの出力電圧からモータ抵抗電圧降下分を差し引いて誘起電圧を直接求めているため、より高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、モータを安定して高効率で駆動できる。

20

【0016】

他の観点の発明のモータ制御装置は、直流電源の直流電圧を交流電圧に変換して位置検出センサを直結したブラシレスモータに電力を供給するインバータ回路、

前記ブラシレスモータの電流を検出するモータ電流検出部、及び

前記インバータ回路を制御するインバータ制御部を具備し、

前記インバータ制御部は、前記ブラシレスモータの回転周波数を設定する周波数設定部と、

30

前記位置検出センサの出力から前記ブラシレスモータのロータ位置信号に変換するロータ位置検出部と、

前記ロータ位置検出部の出力から前記ブラシレスモータの回転周波数を求める回転周波数検出部と、

位置検出センサの位置位相から回転周波数と負荷状態によって位相を補償する位置位相補償部と、

前記位置位相補償部の出力から回転位相に変換し波形生成する波形生成部と、

モータ印加電圧とモータ電流の力率角を求める力率角演算部と、

前記力率角演算部の出力から前記モータ印加電圧と誘起電圧との位相差を求める位相差演算部と、

40

前記周波数設定部の出力と前記回転周波数検出部の出力の誤差を求め、増幅する誤差周波数演算部と、

前記誤差周波数演算部と前記波形生成部との出力から前記インバータ回路への指令電圧を演算し、当該演算結果に基づいて前記インバータ回路を制御する出力指令演算部と、

前記モータ電流検出部からモータ電流の実効値を入力電流として演算で求める入力電流演算部と、

前記誤差周波数演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から誘起電圧を演算する誘起電圧演算部と、

前記誘起電圧と予め設定された鉄損抵抗から鉄損電流を求める鉄損電流演算部と、

前記鉄損電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力に寄与する出力電流を演

50

算する出力電流演算部と、
前記誘起電圧と前記鉄損電流と前記出力電流と前記入力電流と前記力率角と前記位相差から出力を求める出力演算部と、
前記鉄損電流と前記出力電流と前記出力演算部で求められた出力から入力を求める入力演算部と、
前記出力演算部で求められた出力と前記入力演算部で求められた入力から効率を求め、前回と今回とのデータを比較し、当該比較結果に基づき前記位置位相補償部の出力を変更する効率演算比較部と、を有するよう構成した。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、モータに直結された位置検出センサからの信号による位置検出の位相を回転周波数と電流及び効率演算結果に基づき変更するよう制御しているため、機械的な位相に基づき常に最大効率点に追従して駆動でき、より安定して高効率駆動が可能となる。

10

【0017】

また、本発明のモータ制御装置において、前記インバータ制御部は、補正電圧部をさらに有し、
前記誘起電圧演算部が、前記誤差周波数演算部の出力と、前記入力電流と、前記力率角と、前記位相差と、前記モータ電流と、前記補正電圧部からの補正電圧により誘起電圧を算出するよう構成されており、前記モータ電流の向きに応じて前記誤差周波数演算部の出力電圧を前記補正電圧部の補正電圧により補正するよう構成した。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、位置検出センサを有し、誘起電圧を求める時、実際の出力電圧に発生するデッドタイムによる電圧降下分を補償するように制御しているため、機械的な位相に基づきより高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率で駆動できる。

20

【0018】

また、本発明のモータ制御装置において、前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、
前記モータ電圧検出部の出力を前記波形生成部の出力から座標変換する出力電圧演算部と、を有し、
前記位相差演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記力率角演算部の出力から位相差を求め、
前記誘起電圧演算部で前記出力電圧演算部の出力と前記入力電流と前記力率角と前記位相差とから誘起電圧を演算するよう構成した。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、位置検出センサを有し、インバータの出力電圧を実際に検出して誘起電圧を演算から求めるよう構成しているため、機械的な位相に基づきより高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率で駆動できる。

30

【0019】

さらに、本発明のモータ制御装置において、前記インバータ制御部は、前記インバータ回路の出力電圧を検出するモータ電圧検出部と、
前記モータ電圧検出部の出力と前記入力電流演算部の出力と前記波形生成部の出力から予め設定されたモータ巻線抵抗によって直接誘起電圧を求める誘起電圧検出部とをさらに有する。このように構成することにより、本発明のモータ制御装置においては、位置検出センサを有し、インバータの出力電圧からモータ抵抗電圧降下分を差し引いて誘起電圧を直接求めるよう構成しているため、機械的な位相に基づき、より高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率で駆動できる。

40

【0020】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係るモータ制御装置の好適な実施の形態について、添付の図面を用いて説明する。

【0021】

《実施の形態1》

50

図 1 は実施の形態 1 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

図 1 において、モータ 3 の電流は、モータ電流検出部 4 により検出され、インバータ制御部 5 の力率角演算部 9 と入力電流演算部 14 に入力されるよう構成されている。インバータ制御部 5 では誘起電圧から損失を算出して、効率が常に最大となるよう出力指令を生成する。インバータ制御部 5 の出力指令演算部 13 の出力はインバータ回路 2 を駆動して、直流電源 1 の直流電圧を 3 相交流電圧に変換してモータを駆動制御するよう構成されている。

【 0 0 2 2 】

次に、実施の形態 1 のモータ制御装置におけるインバータ制御装置での演算処理について説明する。

10

モータ電流検出部 4 からのモータ電流を示す出力は、力率角演算部 9 に入力される。また、周波数設定部 6 の設定周波数を示す出力は、波形生成部 8 を介して力率角演算部 9 に入力される。このように各信号が入力された力率角演算部 9 において、力率角 ϕ が算出される。具体的には、次のようにして算出される。例えば、U 相電流 i_u は、検出される瞬時電流で表現すると下記式 (3) のように示される。

【 0 0 2 3 】

$$i_u = \sqrt{(2)} \times I_s \times \sin(\theta - \phi) \quad \dots \dots (3)$$

【 0 0 2 4 】

式 (3) より、瞬時無効電流 I_r 及び瞬时有効電流 I_a は下記式 (4) 及び式 (5) により求められる。

20

【 0 0 2 5 】

$$\begin{aligned} I_r &= i_u \times \cos \theta + i_v \times \cos(\theta - 2/3\pi) + i_w \times \cos(\theta - 4/3\pi) \\ &= -K \times I_s \times \sin \phi \quad \dots \dots (4) \end{aligned}$$

【 0 0 2 6 】

$$\begin{aligned} I_a &= i_u \times \sin \theta + i_v \times \sin(\theta - 2/3\pi) + i_w \times \sin(\theta - 4/3\pi) \\ &= K \times I_s \times \cos \phi \quad \dots \dots (5) \end{aligned}$$

【 0 0 2 7 】

ただし、式 (4) 及び式 (5) において、K は定数である。

30

この結果、瞬時力率角 ϕ は下記式 (6) により求めることができる。

【 0 0 2 8 】

$$\phi = -\tan^{-1}(I_r / I_a) \quad \dots \dots (6)$$

【 0 0 2 9 】

図 2 は、突極型ブラシレスモータのベクトル図を示す。さらに、図 3 にはこのベクトル図の 1 相あたりの等価回路を示す。図 2 と図 3 において、 X_q 、 X_d は q 軸リアクタンス、d 軸リアクタンスであり、非突極型のブラシレスモータの場合には、 $X_q = X_d$ の特殊な場合として考えればよい。

式 (6) により求めた力率角 ϕ は、無効分電流 I_r 、有効分電流 I_a が瞬時値であるため瞬時における力率角を表している。また、定常状態では、印加電圧 V_s とモータ電流 I_s の位相差が力率角になる。従って、式 (6) で求める力率角 ϕ と、図 2 のベクトル図に記載の印加電圧 V_s とモータ電流 I_s の位相差 ϕ は、同一である。

40

【 0 0 3 0 】

誘起電圧 V_o は、図 2 のベクトル図と図 3 の等価回路からわかるように、ブラシレスモータの磁石によって誘起される電圧 E_o と、次式 (7) に示すリアクタンスによる磁束で発生する誘起電圧との合成電圧となる。

【 0 0 3 1 】

$$\begin{aligned} \text{リアクタンスによる誘起電圧} &= j X_q \times I_q + j X_d \times I_d \\ &\dots \dots (7) \end{aligned}$$

50

【 0 0 3 2 】

式(7)において、 I_d 、 I_q は図3の等価回路に示す出力を発生させる出力電流 I_o のd軸成分及びq軸成分の電流である。

【 0 0 3 3 】

図3において、鉄損等価抵抗 R_g がなければ、印加電圧 V_s と誘起電圧 V_o の位相が合っているとき、モータ電流 I_s と出力電流 I_o は等しく、最小値をとる。このとき、モータ3は最も良い効率で運転できる。実際には鉄損等価抵抗 R_g が存在するため、最大効率となる印加電圧 V_s と誘起電圧 V_o との位相は一致しない。そこで、最大効率となる位相関係を知るためには、出力電流 I_o の位相と、誘起電圧 V_o の位相を検知する必要がある。鉄損電流 I_g の位相は、図3の等価回路から、誘起電圧 V_o の位相と同じであることがわかる。印加電圧 V_s と誘起電圧 V_o との位相差 α は次式(8)から求めることができる。ここで、位相差 α は、図2の矢印の方向に取るものとする。

10

【 0 0 3 4 】

$$\begin{aligned}\alpha &= \tan^{-1} (R \times I_s \times \sin \phi / (V_s - R \times I_s \times \cos \phi)) \\ &= \tan^{-1} (-R \times I_r / (K \times V_s - R \times I_a)) \quad \dots \dots \quad (8)\end{aligned}$$

【 0 0 3 5 】

図1に示したインバータ制御部5において、位相差 α は力率角演算部9の出力と、印加電圧 V_s から位相差演算部10で求めるよう構成されている。力率角演算部9では、力率角 ϕ だけでなく、無効分電流 I_r や有効分電流 I_a がすでに算出されているので、これらを利用する。式(8)におけるモータ巻線抵抗 R や定数 K は、位相差演算部10において予め設定されている。

20

【 0 0 3 6 】

モータ3に印加される電圧は、基本的な電圧と負荷などに応じた誤差電圧との加算からなっている。基本的な電圧は、周波数設定部6で設定された周波数から V/f 変換部7において適切な電圧に変換される。負荷などによる印加電圧の過不足分に相当する誤差電圧は、位相差指令部11の出力と位相差演算部10の出力が比較されて、誤差電圧増幅器12において増幅されて生成される。 V/f 変換部7の出力と誤差電圧増幅部12の出力が加算されて、実際にモータ3に印加される電圧の大きさが決定される。周波数設定部6の出力は波形生成部8に入力され、設定周波数に応じた周期の正弦波基準波形が生成される。 V/f 変換部7と誤差電圧増幅部12から得られた印加電圧の大きさを示す信号と、波形生成部8から得られた正弦波基準波形を示す信号は、出力指令演算部13に入力される。出力指令演算部13では3相正弦波の印加電圧が生成され、インバータ回路2へ出力される。出力指令演算部13の出力はインバータ回路2を駆動して、直流電源1の直流電圧を所望の3相交流電圧に変換し、モータ3を駆動制御する。

30

【 0 0 3 7 】

誘起電圧 V_o は、図2のベクトル図から次式(9)で求められる。

【 0 0 3 8 】

$$V_o = V_s \times \cos \alpha - R \times I_s \times \cos (\phi - \alpha) \quad \dots \dots \quad (9)$$

【 0 0 3 9 】

実施の形態1におけるモータ制御装置において、図1に示すように、誘起電圧演算部15は、式(9)に基づいて印加電圧 V_s 、モータ電流 I_s 、力率角 ϕ 、及び位相差 α から誘起電圧 V_o を算出する。モータ電流検出部4により算出される電流は3相交流(または2相分)であるので、モータ制御のためには瞬時実効値に変換しておく必要がある。このため、入力電流演算部14では、モータ電流検出部4の出力と波形生成部8の出力からモータ電流瞬時実効値である入力電流が算出される。つまり、モータ電流 I_s の実効値と入力電流は等価であるが制御系においてはこの2つを区別している。

40

【 0 0 4 0 】

具体的には、入力電流演算部14では、力率角演算部9と同様に無効分電流 I_a と有効分電流 I_r からモータ電流 I_s が求められる。即ち、入力電流演算部14では下記式(10

50

）の演算が行われる。

【 0 0 4 1 】

$$I_s^2 = (I_a^2 + I_r^2) / K^2 \quad \dots \dots (10)$$

【 0 0 4 2 】

実施の形態 1 においては、入力電流演算部 14 においてモータ電流 I_s を求めるよう構成したが、もちろんモータ電流 I_s を力率角演算部 9 から直接求めたり、あるいは、3 相モータ電流から直接求めることもできる。すなわち、下記式 (11) から算出することも可能である。

【 0 0 4 3 】

$$i_u \times \sin(\theta - \phi) + i_v \times \sin(\theta - \phi - 2/3\pi) + i_w \times \sin(\theta - \phi - 4/3\pi) = K \times I_s^2 \quad \dots \dots (11)$$

【 0 0 4 4 】

誘起電圧 V_o は、図 3 の等価回路からもわかるように、鉄損等価抵抗 R_g の両端電圧であるので、鉄損電流 I_g は鉄損電流演算部 16 で設定された鉄損等価抵抗 R_g と誘起電圧 V_o から求められる。

入力電流 I_s は出力電流 I_o と鉄損電流 I_g のベクトル合成になるので、図 2 のベクトル図を基に次式 (12) で求められる。

【 0 0 4 5 】

$$I_o^2 = I_g^2 + I_s^2 - 2 \times I_g \times I_s \times \cos(\phi - \alpha) \quad \dots \dots (12)$$

【 0 0 4 6 】

図 1 の出力電流演算部 17 において、式 (12) に基づいて、出力電流 I_o は入力電流 (モータ電流 I_s) と鉄損電流 I_g と力率角 ϕ と位相差 α から求められる。

【 0 0 4 7 】

一方、入力電流 I_s と出力電流 I_o との位相 γ は下記式 (13) により求められる。

【 0 0 4 8 】

$$\cos \gamma = (I_o^2 + I_s^2 - I_g^2) / (2 \times I_o \times I_s) \quad \dots \dots (13)$$

【 0 0 4 9 】

出力電力 P_o は下記式 (14) により表される。

【 0 0 5 0 】

$$P_o = V_o \times I_o \times \cos(\phi - \alpha + \gamma) \quad \dots \dots (14)$$

【 0 0 5 1 】

この出力電力 P_o は、式 (13) と式 (14) により求められ、出力電流 I_o と入力電流 I_s と鉄損電流 I_g と誘起電圧 V_o と力率角 ϕ と位相差 α から出力演算部 18 において算出される。

【 0 0 5 2 】

入力電力 P_i は図 3 の等価回路から出力と回路損失により求めることができる。入力電力 P_i は下記式 (15) により表される。

【 0 0 5 3 】

$$P_i = P_o + V_o^2 / R_g + R \times I_s^2 \\ = P_o + R_g \times I_g^2 + R \times I_s^2 \quad \dots \dots (15)$$

【 0 0 5 4 】

式 (15) に示すように、入力電力 P_i は、予め設定された鉄損抵抗 R_g とモータ巻線抵抗 R を用いて、すでに演算で得られた出力電力 P_o から入力演算部 19 で求められる。

効率演算比較部 20 は、算出された出力電力と入力電力から効率を計算し、前回の効率の

10

20

30

40

50

値と今回の効率の値とを比較して、その比較結果を示す信号を出力するように構成されている。この効率演算比較部 20 は、最大効率点の探索機能を有している。

【0055】

効率演算比較部 20 の出力は、位相差指令部 11 にフィードバックされて位相差指令値を変更する。このように位相差指令値が変更されて、実施の形態 1 のモータ制御装置は効率が最大になるようにモータ 3 を駆動制御する。

上記のように、実施の形態 1 のモータ制御装置においては、自動的に常に最大効率点に追従しながら位相差指令値を制御するよう構成されているため、モータ 3 を安定して高効率で駆動することができる。

なお、実施の形態 1 では、メインのフィードバックループを位相差指令と位相差演算結果の誤差を増幅するように構成しているが、無効電流指令と無効電流演算結果の誤差増幅があるいは、力率角指令と力率演算結果の誤差増幅であっても同様の効果を得られる。

【0056】

《実施の形態 2》

次に、本発明に係る実施の形態 2 のモータ制御装置について図 4 を用いて説明する。

図 4 は実施の形態 2 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 4 において、前述の実施の形態 1 と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態 2 において前述の実施の形態 1 と異なる点は、インバータ制御部 5A において補正電圧部 21 が設けられている点である。

【0057】

実施の形態 2 において、補正電圧部 21 はインバータ回路 2 のスイッチング素子におけるスイッチング動作において、スイッチング素子の上下短絡を防止するためのデッドタイムによって生じる電圧降下分を補正している。すなわち、出力指令演算部 13 の出力よりも、実際にインバータ回路 2 で出力される電圧はデッドタイム電圧降下分を引いた電圧になる。このデッドタイム電圧降下はモータ電流の向きによって変わるので、誘起電圧演算部 15A では、モータ電流検出部 4 の出力から極性を判定して、補正電圧部 21 からの出力を用いて電圧降下分の補正を行っている。

上記のように、実施の形態 2 においては、自動的に常に最大効率点に追従しながら位相差指令値を制御し、電圧降下分の補正を行っているので、モータ 3 を安定して高精度で高効率で駆動することができる。

【0058】

《実施の形態 3》

次に、本発明に係る実施の形態 3 のモータ制御装置について図 5 を用いて説明する。

図 5 は実施の形態 3 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 5 において、前述の実施の形態 1 と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態 3 において前述の実施の形態 1 と異なる点は、モータ 3 への印加電圧を検出するモータ電圧検出部 22 が設けられている点と、インバータ制御部 5B において出力電圧演算部 23 が設けられている点である。

【0059】

実施の形態 3 において、インバータ制御部 5B の出力電圧演算部 23 は、インバータ回路 2 の出力電圧を取り込み、制御系にマッチングした適切な電圧に分圧したのち、ローパスフィルタで高調波成分を除去し、波形生成部 8 からの出力で変換される。即ち、モータ電圧検出部 22 で得られた PWM 波形をフィルタリングして得られた 3 相電圧信号 v_u 、 v_v 、 v_w は式 (11) と同様に、下記式 (16) で変換される。

【0060】

$$v_u \times \sin \theta + v_v \times \sin(\theta - 2/3\pi) + v_w \times \sin(\theta - 4/3\pi) = K \times V_s \quad \dots \dots (16)$$

【0061】

K は定数であるので、式 (16) より実際の印加電圧 V_s を求めることができる。

実施の形態 3 において、V / f 変換部 7 と誤差電圧増幅部 12 から得られた印加電圧の大きさを示す信号と、波形生成部 8 から得られた正弦波基準波形を示す信号が出力指令演算部 13 に入力されて、出力指令演算部 13 においてインバータ回路 2 へ入力される 3 相正弦波の印加電圧が生成される。前述の実施の形態 1 においては、出力指令演算部 13 への入力が誘起電圧演算部 15 と位相差演算部 10 に入力されるよう構成されていたが、実施の形態 3 においては、出力電圧演算部 23 の出力が誘起電圧演算部 15 と位相差演算部 10 に入力されるよう構成されている。

【0062】

上記のように構成することにより、実施の形態 3 のモータ制御装置においては、モータ 3 への印加電圧を直接的に検知しているため、高精度の印加電圧を得ることができる。これにより、実施の形態 3 のモータ制御装置は、検知された印加電圧を基に誘起電圧演算部 15 において誘起電圧を算出できるため、高精度の効率演算が可能となり、モータ 3 を安定して高効率で駆動制御ができる。

【0063】

《実施の形態 4》

次に、本発明に係る実施の形態 4 のモータ制御装置について図 6 を用いて説明する。

図 6 は実施の形態 4 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 6 において、前述の実施の形態 1 と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態 4 において前述の実施の形態 1 と異なる点は、モータ 3 への印加電圧を検出するモータ電圧検出部 22 が設けられている点と、インバータ制御部 5C において誘起電圧検出部 24 が設けられている点である。

【0064】

実施の形態 4 において、インバータ制御部 5C の誘起電圧検出部 24 は、モータ電圧検出部 22 と入力電流演算部 14 と波形生成部 8 からの出力が入力され、誘起電圧 V_o を直接的に算出するよう構成されている。算出された誘起電圧 V_o は、出力演算部 18 に入力され前述の実施の形態 1 と同様に演算処理される。

誘起電圧検出部 24 は、インバータ回路 2 の出力電圧である印加電圧 V_s を取り込み、制御系にマッチングした適切な電圧に分圧したのち、ローパスフィルタで高調波成分を除去し、波形生成部 8 からの出力で変換される。そして、誘起電圧検出部 24 は、印加電圧 V_s からモータ巻線抵抗 R による電圧降下分を差し引き誘起電圧 V_o を算出する。この演算は、求められた印加電圧 V_s と入力電流演算部 14 の出力であるモータ電流実行値 I_s を用いて、瞬時値で次式 (17) で表せられる。

【0065】

$$V_o = V_s - R \times I_s \quad \cdots \cdots (17)$$

【0066】

上記のように、実施の形態 4 の誘起電圧検出部 24 において式 (17) により誘起電圧 V_o を直接求めることができる。したがって、実施の形態 4 のモータ制御装置においては、高精度の効率演算が可能となり、モータ 3 を安定して高効率で駆動制御ができる。

【0067】

《実施の形態 5》

次に、本発明に係る実施の形態 5 のモータ制御装置について図 7 を用いて説明する。

図 7 は実施の形態 5 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 7 において、前述の実施の形態 1 と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態 5 において前述の実施の形態 1 と異なる点は、モータ 3 のロータの位置を検出する位置検出センサ 25 が設けられている点と、この位置検出センサ 25 からの出力をインバータ制御部 5D において処理できるよう構成されている点である。

【0068】

実施の形態 5 のモータ制御装置において、モータ 3 には位置検出センサ 25 が設けられており、ロータの位置を機械的に検出できるよう構成されている。位置検出センサ 25 の出力は、インバータ制御部 5D のロータ位置検出部 26 に入力され、3 相のコミュテーション

10

20

30

40

50

ン信号に変換される。このコミュテーション信号は、波形生成部 8 の基準正弦波の位相作成とインバータ回路 2 の相選択に使用される。

コミュテーション信号の周期を計測することにより、ロータの回転周波数を検出することができるため、ロータ位置検出部 26 からの出力であるコミュテーション信号は、回転周波数検出部 27 に入力されて、モータ 3 の回転周波数が検出される。

【0069】

回転周波数検出部 27 において検出された回転周波数は、周波数設定部 6 で設定された周波数と差分処理され、周波数誤差演算部 28 でこの周波数誤差が増幅される。このように算出された周波数誤差信号は出力指令演算部 13 に入力され、フィードバックされるよう構成されている。

10

【0070】

実施の形態 5 のモータ制御装置においては、位置位相補償部 29 が設けられている。ロータ位置検出部 26 の出力から基準となる正弦波位相を作成するが、ロータ位置検出部 26 から得られる信号は機械的にロータと固定された位置関係を示すので、図 2 に示したベクトル図の誘起電圧 V_o が回転周波数や入力電流の値によって変化しても位相関係を適切に制御できないという問題がある。

即ち、ロータ位置検出部 26 で得られる基準となる位相は、図 2 のベクトル図では、例えば磁石による誘起電圧 E_o の位相との関係が固定される。説明を簡単にするために、基準となる位相は磁石による誘起電圧 E_o の位相に一致しているとする。式 (7) からリラクタンスによる誘起電圧は、モータ定数であるインダクタンスと回転周波数と電流の積からなるので、磁石とリラクタンスによる合成された誘起電圧 V_o の位相は、磁石による誘起電圧 E_o の位相に対して回転周波数と電流によって変化する。この結果、モータ印加電圧も磁石による誘起電圧 E_o に対して回転周波数と電流によって変化する。モータ印加電圧の位相は、ロータ位置検出部 26 から得られる基準位相を補償する必要がある。

20

そこで、位置位相補償部 29 では回転周波数と入力電流と効率演算比較部 20 の出力によって、ロータ位置検出部 26 からの出力における位相を最適な位相となるよう補償している。位置位相補償部 29 の出力は波形生成部 8 に入力され、波形生成部 8 で設定周波数に応じた周期の正弦波基準波形が生成される。

【0071】

モータ電流検出部 4 の出力と波形生成部 8 の出力は、力率角演算部 9 に入力されて、力率角 φ が算出される。次に、位相差演算部 10 は力率角演算部 9 の出力と印加電圧 V_s から位相差 α を算出する。この位相差 α の演算において、モータ巻線抵抗 R や定数 K は位相差演算部 10 において予め設定されている。

30

波形生成部 8 の出力と周波数誤差演算部 28 の出力は出力指令演算部 13 に入力され、この出力指令演算部 13 では 3 相正弦波の印加電圧が形成される。出力指令演算部 13 の出力はインバータ回路 2 を駆動し、直流電源 1 の直流電圧を 3 相交流電圧に変換してモータ 3 を駆動制御する。

【0072】

誘起電圧 V_o は、印加電圧 V_s とモータ電流 I_s と力率角 φ 及び位相差 α から誘起電圧演算部 15 において求められる。モータ電流検出部 4 から得られる電流は 3 相交流（または 2 相分）であるので、モータ制御においては瞬時実効値に変換しておく必要がある。このため、モータ電流検出部 4 の出力と波形生成部 8 の出力からモータ電流瞬時実効値である入力電流 I_s が、入力電流演算部 14 で求められる。

40

鉄損電流 I_g は鉄損電流演算部 16 で設定された鉄損等価抵抗 R_g と誘起電圧 V_o から求められる。出力電流 I_o は、出力電流演算部 17 で入力電流 I_s と鉄損電流 I_g と力率角 φ と位相差 α から求められる。出力演算部 18 において、出力電力 P_o は、前述の式 (13) と式 (14) により、出力電流 I_o と入力電流 I_s と鉄損電流 I_g と誘起電圧 V_o と力率角 φ と位相差 α から求められる。

【0073】

入力電力 P_i は、出力電力 P_o と回路損失とにより求めることができるので、予め設定さ

50

れた鉄損抵抗 R_g とモータ巻線抵抗 R を用いて、すでに演算で得られた各出力から入力演算部 19 において求められる。効率演算比較部 20 では、出力電力 P_o と入力電力 P_i から効率を計算して、前回の効率の値と今回の効率の値とを比較してその比較結果に応じた信号を出力するように構成されており、最大効率点の探索機能を有している。効率演算比較部 20 の出力は、位置位相補償部 29 にフィードバックされて位相を変更して、効率が最大になるように制御される。

上記のように構成された実施の形態 5 のモータ制御装置においては、機械的な位相に基づき自動的に常に最大効率点を追従しながら位相差指令値を制御するので、モータ 3 をより安定して高効率で駆動制御することができる。

【0074】

10

《実施の形態 6》

次に、本発明に係る実施の形態 6 のモータ制御装置について図 8 を用いて説明する。

図 8 は実施の形態 6 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 8 において、前述の各実施の形態における要素と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態 6 のモータ制御装置は、前述の図 7 に示した実施の形態 5 のモータ制御装置に実施の形態 2 で説明した補正電圧部 21 を設けた装置である。したがって、実施の形態 6 における各要素の機能及び動作の説明は、前述の各実施の形態における説明と重複するため、省略する。

【0075】

実施の形態 6 のモータ制御装置において、モータ 3 に位置検出センサ 25 が設けられており、インバータ制御部 5E には補正電圧部 21 が設けられている。

20

電圧補正部 21 は、前述の実施の形態 2 において説明したように、インバータ回路 2 のスイッチング素子の上下短絡を防止するためのデッドタイムによって生じる電圧降下分を補正している。このデッドタイム電圧降下はモータ電流の向きによって変わるので、誘起電圧演算部 15 では、モータ電流検出部 4 の出力から極性を判定して、電圧降下分の補正を行っている。

上記のように構成された実施の形態 6 のモータ制御装置においては、自動的に常に最大効率点に追従しながら位相差指令値を制御し、電圧降下分の補正を行っているので、モータ 3 を安定して高精度で高効率で駆動制御することができる。

【0076】

30

《実施の形態 7》

次に、本発明に係る実施の形態 7 のモータ制御装置について図 9 を用いて説明する。

図 9 は実施の形態 7 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図 9 において、前述の各実施の形態における要素と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態 7 のモータ制御装置は、前述の図 5 に示した実施の形態 3 のモータ制御装置と前述の図 7 に示した実施の形態 5 のモータ制御装置とを組み合わせた装置であり、実施の形態 3 で説明した出力電圧演算部 23 と実施の形態 5 で説明した位置検出センサ 25 を設けた装置である。したがって、実施の形態 7 における各要素の機能及び動作の説明は、前述の各実施の形態における説明と重複するため、省略する。

【0077】

40

実施の形態 7 のモータ制御装置において、インバータ制御部 5F の出力電圧演算部 23 はインバータ回路 2 の出力電圧を取り込み、制御系にマッチングした適切な電圧に分圧したのち、ローパスフィルタで高調波成分を除去し、波形生成部 8 からの出力で変換される。波形生成部 8 の出力は、力率角演算部 9、出力指令演算部 13、入力電流演算部 14、出力電圧演算部 23 に入力されている。出力指令演算部 13 は、波形生成部 8 の出力と周波数誤差演算部 28 の出力が入力され、3 相正弦波の印加電圧を形成する。出力指令演算部 13 の出力はインバータ回路 2 を駆動し、直流電源 1 の直流電圧を 3 相交流電圧に変換してモータ 3 を駆動制御する。

上記のように構成された実施の形態 7 のモータ制御装置においては、モータ 3 への印加電圧を高精度で算出できるとともに、この算出された電圧を基に誘起電圧演算部 15 で誘起

50

電圧 V_o を算出するよう構成されているため、高精度の効率演算が可能となり、モータ3を安定して高効率で駆動制御することができる。

【0078】

《実施の形態8》

次に、本発明に係る実施の形態8のモータ制御装置について図10を用いて説明する。

図10は実施の形態8のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。図10において、前述の各実施の形態における要素と同じ機能、構成を有するものには同じ符号を付しその説明は省略する。実施の形態8のモータ制御装置は、前述の図6に示した実施の形態4のモータ制御装置と前述の図7に示した実施の形態5のモータ制御装置とを組み合わせた装置であり、実施の形態4で説明した誘起電圧検出部24と実施の形態5で説明した位置検出センサ25を設けた装置である。したがって、実施の形態8における各要素の機能及び動作の説明は、前述の各実施の形態における説明と重複するため、省略する。

10

【0079】

実施の形態8のモータ制御装置において、誘起電圧検出部24は、インバータ回路2の出力電圧を取り込み、制御系にマッチングした適切な電圧に分圧したのち、ローパスフィルタで高調波成分を除去し、波形生成部8からの出力で変換され、モータ巻線抵抗 R による電圧降下分を差し引くよう構成されている。

上記のように構成された実施の形態8のモータ制御装置においては、誘起電圧を直接求めることができるため、高精度の効率演算が可能となり、モータ3を安定して高効率で駆動制御することができる。

20

【0080】

【発明の効果】

以上、実施の形態について詳細に説明したところから明らかなように、本発明のモータ制御装置は次の効果を有する。

本発明のモータ制御装置においては、鉄損を求めて損失と出力及び入力を算出し、算出された出力と入力から効率を求めて、前回値と今回値とを比較し、その比較結果に基づきモータ印加電圧と誘起電圧の位相指令値を変更するよう制御しているので、モータを常に最大効率点に追従して駆動することができ、安定して高効率駆動が可能となるという効果を有する。

本発明のモータ制御装置は、誘起電圧を求める時、実際の出力電圧に発生するデッドタイムによる電圧降下分を補償するように制御しているので、モータをより高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、安定して高効率駆動ができるという効果を有する。

30

【0081】

本発明のモータ制御装置においては、インバータ回路の出力電圧を検出して誘起電圧を演算により算出するよう構成されているので、モータをより高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、安定して高効率駆動ができるという効果を有する。

本発明のモータ制御装置は、インバータ回路の出力電圧からモータ抵抗電圧降下分を差し引いて誘起電圧を直接求めるよう構成されているので、モータをより高精度に常に最大効率点に追従して駆動でき、安定して高効率駆動ができるという効果を有する。

本発明のモータ制御装置は、モータに直結された位置検出センサからの信号から得られた位置検出の位相を回転周波数と電流及び効率演算結果に基づき変更するよう制御しているので、確実な機械的位相を基準位相として負荷や回転周波数によって位相補償するので、常に安定して最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率駆動ができるという効果がある。

40

【0082】

本発明のモータ制御装置は、位置検出センサを有し、誘起電圧を求める時、実際の出力電圧に発生するデッドタイムによる電圧降下分を補償するように制御しているので、確実な機械的位相を基準位相として負荷や回転周波数によって位相補償するので、常に安定して最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率駆動ができるという効果がある。

50

本発明のモータ制御装置は、位置検出センサを有し、インバータの出力電圧を実際に検出して誘起電圧を演算から求めるよう構成されているので、確実な機械的位相を基準位相として負荷や回転周波数によって位相補償するので、常に安定して最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率駆動ができるという効果がある。

【 0 0 8 3 】

本発明のモータ制御装置は、位置検出センサを有し、インバータの出力電圧からモータ抵抗電圧降下分を差し引いて誘起電圧を直接求めるよう構成されているので、確実な機械的位相を基準位相として負荷や回転周波数によって位相補償するので、常に安定して最大効率点に追従して駆動でき、モータをより安定して高効率駆動ができるという効果がある。

【 図面の簡単な説明 】

10

【 図 1 】 本発明に係る実施の形態 1 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 図 1 の突極型ブラシレスにおけるモータ印加電圧とモータ電流と誘起電圧及びそれらの位相差を示すベクトル図である。

【 図 3 】 図 1 のブラシレスモータの 1 相あたりの等価回路である。

【 図 4 】 本発明に係る実施の形態 2 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 5 】 本発明に係る実施の形態 3 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 6 】 本発明に係る実施の形態 4 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 7 】 本発明に係る実施の形態 5 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 8 】 本発明に係る実施の形態 6 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 9 】 本発明に係る実施の形態 7 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

20

【 図 1 0 】 本発明に係る実施の形態 8 のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 図 1 1 】 従来のモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【 符号の説明 】

- 1 直流電源
- 2 インバータ回路
- 3 モータ
- 4 モータ電流検出部
- 5 , 5 A , 5 B , 5 C , 5 D , 5 E , 5 F , 5 G インバータ制御部
- 6 周波数設定部
- 7 V / f 変換部
- 8 波形生成部
- 9 力率角演算部
- 1 0 位相差演算部
- 1 1 位相差指令部
- 1 2 誤差電圧演算部
- 1 3 出力指令演算部
- 1 4 入力電流演算部
- 1 5 , 1 5 A 誘起電圧演算部
- 1 6 鉄損電流演算部
- 1 7 出力電流演算部
- 1 8 出力演算部
- 1 9 入力演算部
- 2 0 効率演算比較部
- 2 1 補正電圧部
- 2 2 モータ電圧検出部
- 2 3 出力電圧演算部
- 2 4 誘起電圧検出部
- 2 5 位置検出センサ
- 2 6 ロータ位置検出部
- 2 7 回転周波数検出部

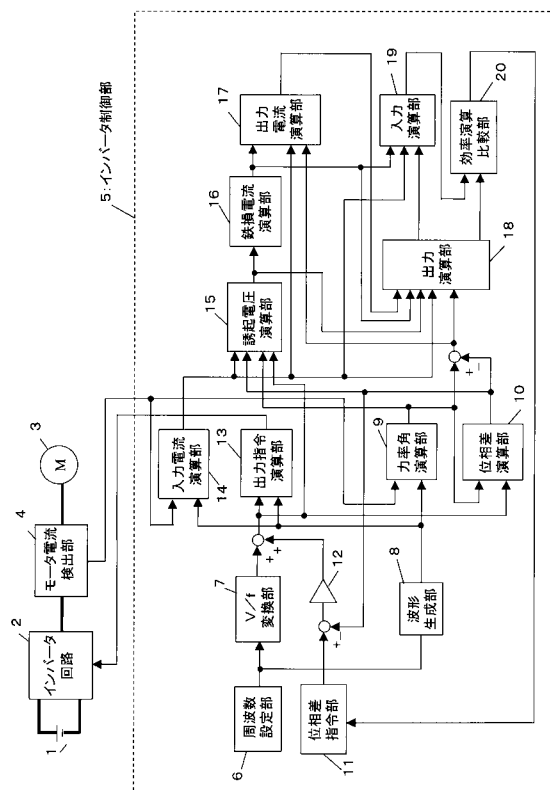
30

40

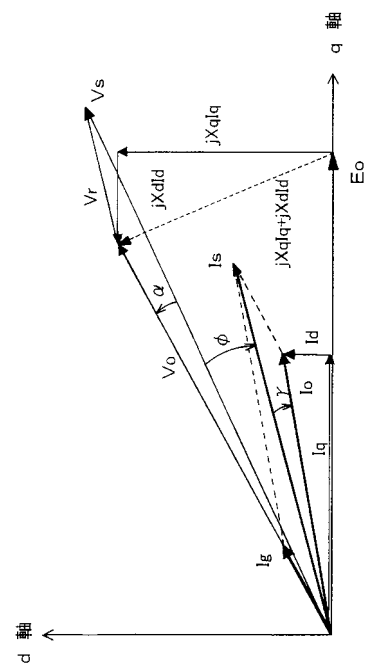
50

2 8 誤差周波数演算部
2 9 位置位相補償部

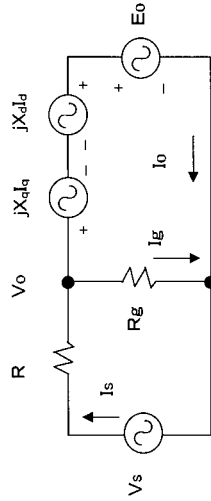
【 圖 1 】



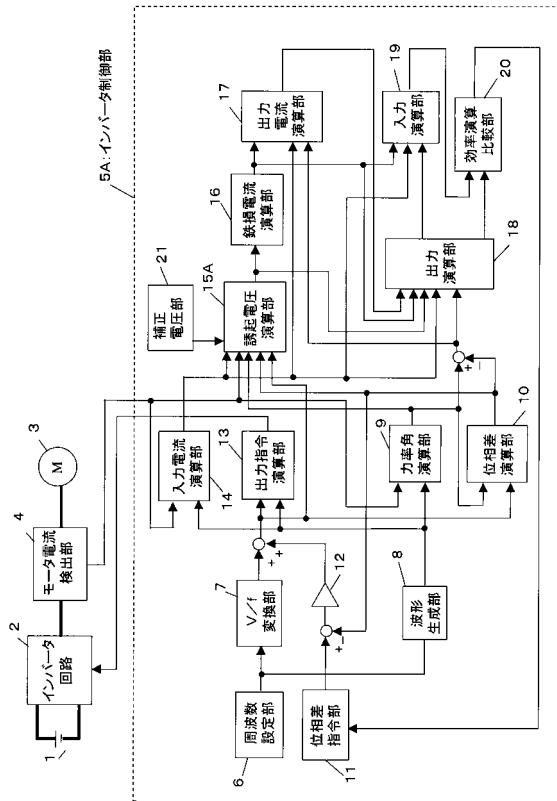
【 図 2 】



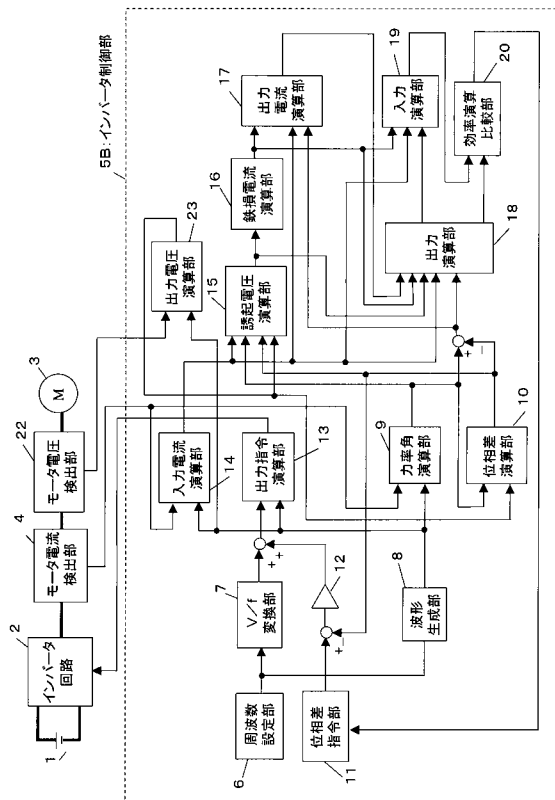
【図 3】



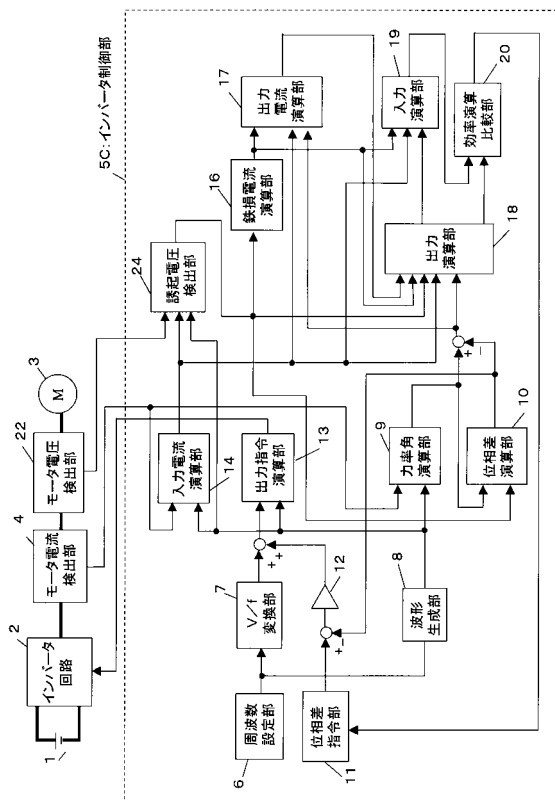
【図 4】



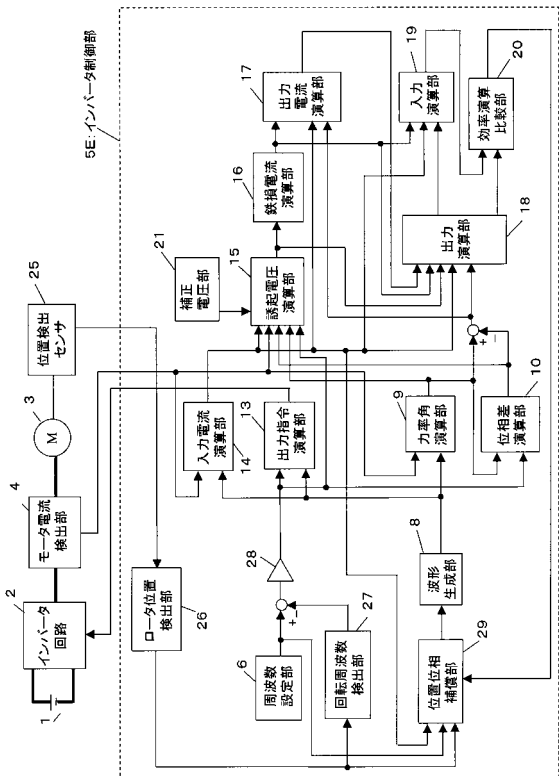
【図 5】



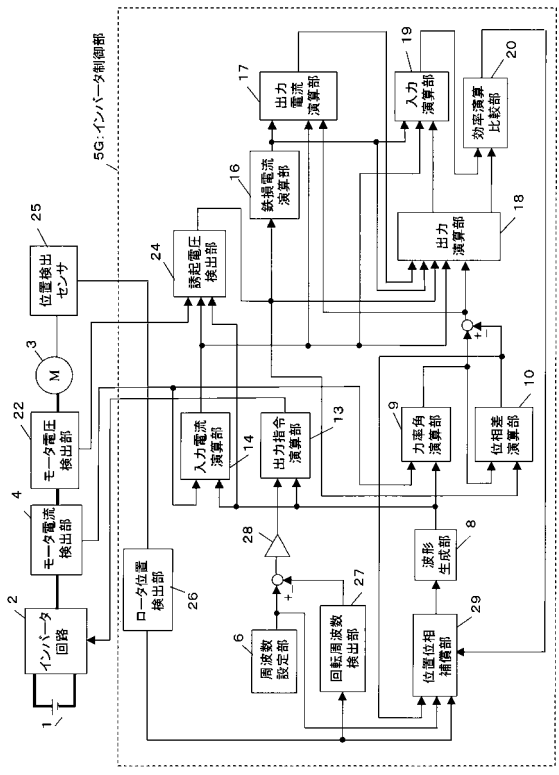
【図 6】



【 図 8 】



【 図 1 0 】



フロントページの続き

(72)発明者 新井 康弘

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

審査官 川端 修

(56)参考文献 特開 2 0 0 1 - 0 5 4 2 9 7 (J P , A)

特開 2 0 0 0 - 2 6 2 0 8 9 (J P , A)

特開 2 0 0 0 - 2 1 7 3 8 5 (J P , A)

特開平 1 1 - 2 3 5 0 9 9 (J P , A)

特開平 1 0 - 2 8 5 9 8 2 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, D B 名)

H02P 6/16

H02P 21/00