(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第4128703号
(P4128703)

(45)発行日　平成20年7月30日(2008.7.30)　(24)登録日　平成20年5月23日(2008.5.23)

(51)Int.Cl.　F I
H02P 6/06 (2006.01)　H02P 6/02 341J
H02P 6/16 (2006.01)　H02P 6/02 341N

請求項の数 8　(全 12 頁)

(21)出願番号　特願平11-298137
(22)出願日　平成11年10月20日(1999.10.20)
(65)公開番号　特開2001-119977(P2001-119977A)
(43)公開日　平成13年4月27日(2001.4.27)
審査請求日　平成17年3月7日(2005.3.7)

(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　100062144
弁理士　青山　葆
(72)発明者　東　光英
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　松井　敬三
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　荒川　政志
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】モータ駆動装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
３相ｎ極（ｎは４以上の偶数）ブラシレスＤＣモータを回転数制御するモータ駆動装置において、
スイッチング素子を含み、該スイッチング素子を制御信号に応じて開閉することにより直流電圧を所望の疑似交流電圧に変換し、該疑似交流電圧を前記ブラシレスＤＣモータに出力する直流交流変換手段と、
前記ブラシレスＤＣモータの３相の電機子巻線の誘起電圧より得られる回転位相を検出し回転位相情報を出力する位置検出手段と、
前記直流交流変換手段のスイッチング素子の開閉動作をＰＷＭ制御するための制御信号を出力するデューティ制御手段とを備え、
該デューティ制御手段は、制御信号に対し、周波数指令に基いて、基準となるデューティ値である基準デューティ値を決定する基準デューティ決定手段と、モータの一回転角度をｎ等分して得られる角度範囲毎の回転速度を求め、該回転速度に基いて前記基準デューティ値を補正する補正手段と、補正したデューティ値を有する制御信号を出力する出力手段とからなり、
前記デューティ制御手段の補正手段は、前記回転速度を、電機子巻線の誘起電圧の一のゼロクロスの発生タイミングと、該一のゼロクロスと同相の電機子巻線におけるゼロクロスであって該一のゼロクロスから電気角１８０°経過後のゼロクロスの発生タイミングとから求めることを特徴とするモータ駆動装置。

【請求項２】
請求項１記載のモータ駆動装置において、
ｎは４であることを特徴とするモータ駆動装置。
【請求項３】
請求項１記載のモータ駆動装置において、
前記デューティ制御手段の補正手段は、電機子巻線の各相における誘起電圧のゼロクロス発生毎に前記回転速度を求めることを特徴とするモータ駆動装置。
【請求項４】
請求項１ないし請求項３にいずれか１つに記載のモータ駆動装置において、
一の回転速度と、該一の回転速度を求めてから電気角３６０°経過後の回転速度との差分を検出する速度差分検出手段をさらに有し、
前記デューティ制御手段の補正手段は、前記差分に応じて前記デューティ値を補正することを特徴とするモータ駆動装置。
【請求項５】
請求項４記載のモータ駆動装置において、
前記速度差分検出手段は、回転速度の差分を算出後、さらに該差分に対して非線形な演算処理を施して補正することを特徴とするモータ駆動装置。
【請求項６】
請求項１ないし請求項５のいずれか１つに記載のモータ駆動装置において、
前記デューティ制御手段は、前記ブラシレスＤＣモータが電気角で６０°回転する毎に、前記デューティ値を更新することを特徴とするモータ駆動装置。
【請求項７】
請求項１ないし請求項６のいずれか１つに記載のモータ駆動装置において、
前記デューティ制御手段の出力手段は、前記回転速度に応じて補正されたデューティ値を、該回転速度を求めた時点から電気角で１８０°×（ｎ－２）経過したときのデューティ値として出力することを特徴とするモータ駆動装置。
【請求項８】
請求項４ないし請求項７のいずれか１つに記載のモータ駆動装置において、
前記デューティ制御手段の補正手段は、前記基準デューティ値に前記差分に応じて決定される補正用デューティ値を加算することにより出力すべきデューティ値を求めることを特徴とするモータ駆動装置。
【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ＤＣモータを周波数制御するモータ駆動装置に関する。
【０００２】
【従来の技術】
３相４極ブラシレスＤＣモータ１を回転数制御する１２０°通電制御（矩形波通電制御）型モータ駆動装置として、従来より図７に示すものがある。この図に示すように、モータ駆動装置は、直流電圧を疑似交流電圧に変換し、ブラシレスＤＣモータ（以下「モータ」と略す。）１に出力する直流交流変換部２と、モータ１の回転子位置を検出する磁極位置検出部３とを備えている。ＰＷＭデューティ制御部５'は、モータ１を回転数制御するための印加電圧・周波数・位相を制御するためのデューティ信号を出力する。直流交流変換部２は、高速に開閉する６つのスイッチング素子から構成される。
【０００３】
このように、構成されたモータ駆動装置では、直流電圧は直流交流変換部２にて周波数・位相可変の疑似交流電圧に変換されてブラシレスＤＣモータ１に出力される。ブラシレスＤＣモータ１の回転数は、直流交流変換部２から出力される疑似交流電圧の周波数・位相(以下「インバータ周波数」という。)を変化させることにより制御される。このインバータ周波数は、ＰＷＭデューティ制御部５'により制御される。ＰＷＭデューティ制御部５'

には、周波数指令値ω_sが入力され、この値に基づいて、ＰＷＭデューティ制御部５'は、直流交流変換部２のスイッチング素子を開閉する６通りのベースパターンを出力する。それらのベースパターンによりスイッチング素子が開閉されることにより、直流交流変換部２から出力されるインバータ周波数が制御される。ここで、ベースパターン一周期の逆数がインバータ周波数である。

【０００４】

モータ１の回転数を変更するとき、ＰＷＭデューティ制御部５'は、周波数指令値ω_sの変化に伴い、磁極位置検出部３の回転位相情報に基づき、直流交流変換部２のインバータ周波数を変化させながら、ブラシレスＤＣモータ１を回転数制御する。

【０００５】

ここで、磁極位置検出部３の位相検知特性は、直流交流変換部２の出力するインバータ周波数（位相）や、電圧振幅に依存せず、モータ１より発生する誘起電圧を直接検知し、モータ１の磁極位置を推定演算する。

【０００６】

ＰＷＭデューティ制御部５'では、回転位相情報に基づき、６通りのベースパターンを出力する。直流交流変換部２は、６個のスイッチング素子を有し、Ｕ相、Ｖ相、Ｗ相に対して、それぞれ上アームにスイッチング素子１個、下アームにスイッチング素子１個具備している。

【０００７】

従来のモータ駆動装置によるモータ駆動においては、モータ１に印加される負荷トルクが常に一定のもとでは、モータ１の回転速度は常に一定となる。従って、各ベースパターンＰＴＮｍ(ｍ＝１～６)の出力角度は機械角で３０°となり、出力時間も一定となる。これは、ＰＷＭデューティ制御部５'の出力するＰＷＭデューティ幅は回転角によらず一定となるため、モータ１の発生する出力（発生）トルク１７も一定となるため、出力トルクと負荷トルクのミスマッチによって生ずる残差トルクが、常時０となるためである。このため、負荷トルクが一定の場合には、モータ１はほぼ等速回転運転を行い、良好な速度制御性能を得ることが可能である。

【０００８】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、モータの回転角に対して一定でない負荷トルクが加わった場合、出力トルクと負荷トルクとの差によって生ずる残差トルクによって、モータ１の回転速度は、一回転する間に刻々変化するため速度制御が不安定になる。これにより、モータ１および機械系より音・振動が発生し、これに対応するため機械系を堅剛に構成しなければならず、大幅なコストアップとなり、また最悪の場合には、モータ１や負荷系の破壊へとつながってしまう大きな課題を有していた。

【０００９】

本発明は、上記課題を解決すべきなされたものであり、その目的とするところは、出力トルクと負荷トルクの差によって生ずる残差トルクを小さく抑えることにより、機械系の音・振動を小さくし、機械系の防音、振動対策を簡略化でき、さらには、回路コストもほとんどアップしないモータ駆動装置を提供することにある。

【００１０】

【課題を解決するための手段】

本発明に係るモータ駆動装置は、３相ｎ極（ｎは４以上の偶数）ブラシレスＤＣモータを回転数制御するモータ駆動装置において、スイッチング素子を含み、スイッチング素子を制御信号に応じて開閉することにより直流電圧を所望の疑似交流電圧に変換し、疑似交流電圧を前記ブラシレスＤＣモータに出力する直流交流変換手段と、ブラシレスＤＣモータの３相の電機子巻線の誘起電圧より得られる回転位相を検出し回転位相情報を出力する位置検出手段と、直流交流変換手段のスイッチング素子の開閉動作をＰＷＭ制御するための制御信号を出力するデューティ制御手段とを備える。さらに、デューティ制御手段は、制御信号に対し、周波数指令に基いて、基準となるデューティ値である基準デューティ値

を決定する基準デューティ決定手段と、モータの一回転角度をｎ等分して得られる角度範囲毎の回転速度を求め、回転速度に基いて基準デューティ値を補正する補正手段と、補正したデューティ値を有する制御信号を出力する出力手段とからなる。

【００１１】

デューティ制御手段の補正手段は、回転速度を、電機子巻線の誘起電圧の一のゼロクロスの発生タイミングと、その一のゼロクロスと同相の電機子巻線におけるゼロクロスであってその一のゼロクロスから電気角１８０°経過後のゼロクロスの発生タイミングとから求める。

【００１２】

また、デューティ制御手段の補正手段は、電機子巻線の各相における誘起電圧のゼロクロス発生毎（３０°回転毎）に回転速度を求めてもよい。

【００１３】

また、上記のモータ駆動装置において、一の回転速度と、その回転速度を求めてから電気角３６０°経過後の回転速度との差分を検出する速度差分検出手段をさらに有してもよい。このとき、デューティ制御手段の補正手段は、その差分に応じてデューティ値を補正する。

【００１４】

また、速度差分検出手段は、回転速度の差分を算出後、さらにその差分に対して非線形な演算処理を施して補正してもよい。

【００１５】

また、デューティ制御手段は、ブラシレスＤＣモータが機械角で電気角で６０°回転する毎に、デューティ値を更新するようにしてもよい。

【００１６】

また、デューティ制御手段の出力手段は、回転速度に応じて補正されたデューティ値を、回転速度を求めた時点からモータの回転角で電気角で１８０°×（ｎ－２）経過したときのデューティ値として出力するようにしてもよい。

【００１７】

また、デューティ制御手段の補正手段は、基準デューティ値に差分に応じて決定される補正用デューティ値を加算することにより出力すべきデューティ値を求めてもよい。

【００１８】

【発明の実施の形態】

以下、添付の図面を用いて本発明に係るモータ駆動装置の実施形態を詳細に説明する。

【００１９】

（モータ駆動装置の構成）

図１に本実施形態のモータ駆動装置の構成図を示す。この図に示すモータ駆動装置は、３相４極ブラシレスＤＣモータ（以下「モータ」と略す。）１を１２０°通電制御（矩形波通電制御）で回転数制御するものである。図に示すようにモータ駆動装置は、直流電圧を疑似交流電圧に変換し、モータ１に出力する直流交流変換部２と、モータ１の回転子の位置を検出する磁極位置検出部３と、磁極位置検出部３により検出されたモータ１の回転子位置から回転速度を算出する速度差分検出部４と、モータ１を回転数制御するための印加電圧・周波数・位相を制御するＰＷＭデューティ信号を出力するＰＷＭデューティ制御部５とを備える。直流交流変換部２は、高速に開閉する６つのスイッチング素子２ｕ、２ｖ、２ｗ、２ｘ、２ｙ、２ｚを有する。

【００２０】

このように、構成されたモータ駆動装置では、直流電源から供給される直流電圧が直流交流変換部２にて周波数・位相可変の疑似交流電圧に変換されてモータ１に出力される。モータ１の回転数は、直流交流変換部２から出力される疑似交流電圧の周波数・位相(以下「インバータ周波数」という。)を変化させることにより制御される。このインバータ周波数は、ＰＷＭデューティ制御部５により制御される。ＰＷＭデューティ制御部５には周波数指令値ω_sが入力される。ＰＷＭデューティ制御部５は、この値に基づいて直流交流

変換部２のスイッチング素子を開閉する６通りのベースパターン信号を出力する。それらのベースパターン信号によりスイッチング素子が開閉されることにより直流交流変換部２から出力されるインバータ周波数が制御される。

【００２１】

各ベースパターン信号の転流切換は、磁極位置検出部３の出力信号に基づいて行われる。磁極位置検出部３は、モータ１の３相誘起電圧のゼロクロス信号を検知して、その検知信号を速度差分検出部４に出力する。ゼロクロス信号はモータ１が一回転する間に３相分で１２回発生する。すなわち、モータ１が等速回転を行っていれば、ゼロクロス信号はほぼ６０°電気角毎に発生する。磁極位置検出部３のゼロクロス信号が速度差分検出部４を介してＰＷＭデューティ制御部５に入力されると、ＰＷＭデューティ制御部５はベースパターン信号をゼロクロス信号に基いて、パターンＰＴＮ１→パターンＰＴＮ２→・・・→パターンＰＴＮ６→パターンＰＴＮ１…に順次切り替えていく。また、このゼロクロス信号から回転速度の判定ができる。なお、モータ１の回転角に対する位相の変化時定数とトルク値の変化時定数は、モータ１が一回転する時間の２倍以上大きい値とする。

【００２２】

（ベースパターン）

ＰＷＭデューティ制御部５から出力されるベースパターンについて説明する。ベースパターンは、直流交流変換部２のスイッチング素子２ｕ～２ｗ、２ｘ～２ｚを駆動するためのパルス信号である。ベースパターンは、直流交流変換部２の出力電圧の電気角の一周期において６つの基本的なパターンを有する。ベースパターン一周期の逆数がインバータ周波数となる。

【００２３】

図２にベースパターンの例を示す。図に示すように、第１のパターンＰＴＮ１は、Ｕ相上アームスイッチング素子２ｕと、Ｖ相下アームスイッチング素子２ｙを導通させる。第２のパターンＰＴＮ２は、Ｕ相上アームスイッチング素子２ｕと、Ｗ相下アームスイッチング素子２ｚを導通させる。第３のパターンＰＴＮ３は、Ｖ相上アームスイッチング素子２ｖと、Ｗ相下アームスイッチング素子２ｚを導通させる。第４のパターンＰＴＮ４は、Ｖ相上アームスイッチング素子２ｖと、Ｕ相下アームスイッチング素子２ｘを導通させる。第５のパターンＰＴＮ５は、Ｗ相上アームスイッチング素子２ｗと、Ｕ相下アームスイッチング素子２ｘを導通させる。第６のパターンＰＴＮ６は、Ｗ相上アームスイッチング素子２ｗと、Ｖ相下アームスイッチング素子２ｙを導通させる。

【００２４】

（モータ駆動装置の動作）

モータ１に印加される負荷トルクが常に一定のもとでは、モータ１の回転速度は常に一定となる。従って、このとき、パターンＰＴＮｍ'(ｍ'＝１～６)は、回転子が機械角で３０°回転する毎に出力され、また、出力時間も一定となる。これは、ＰＷＭデューティ制御部５の出力するＰＷＭデューティの値は回転角によらず一定となるためにモータ１が発生する出力トルク（発生トルク）も一定となり、出力トルクと負荷トルクの差分である残差トルクが、常時０となるためである。この時、モータ１の回転速度をω、モータ１と負荷機械系の合成慣性モーメントをＪｍとすれば、

ｄω/ｄｔ＝（出力トルク－負荷トルク）/Ｊｍ＝０　　（１）

の物理方程式が成り立つ。

【００２５】

しかし、出力トルク一定の下、負荷トルクが刻々と変化する場合は、

ｄω/ｄｔ＝（出力トルク－負荷トルク）/Ｊｍ≠０　　（２）

となり、回転数ωが時間に対して変動し、これにより、モータ１は一定速度で回転しなくなる。

【００２６】

負荷トルクが刻々と変化しても、回転数ωが一定となるためには、式（１）を満たす必要がある。つまり、出力トルクと負荷トルクの差が小さく（ほぼゼロに）なるように出力ト

ルクを制御すれば、モータ１の回転数ωの変動は低減される。このため、本モータ駆動装置では速度差分検出部４においてこの速度変動を検出し、出力トルクと負荷トルクが等しくなるようにデューティ値を制御する。

【００２７】

また、モータ１の回転速度は、ＰＷＭデューティ制御部５からのベースパターンのデューティ値を制御することにより変更される。つまり、ベースパターンのＰＷＭデューティ値の増加にしたがいモータ１の回転速度は増加し、ＰＷＭデューティ値の減少にしたがい回転速度は減少する。回転速度が一定の場合は、ＰＷＭデューティ値を増加させれば、モータ１の出力トルクは増加する。このように、ＰＷＭデューティ値は回転速度、出力トルクと密接な関係にある。

【００２８】

そこで、本実施形態のモータ駆動装置では、周波数指令ω_sに応じて決定され、速度を制御するためのＰＷＭデューティ（以下「基準デューティ」という。）に対して、回転変動を抑制するためのＰＷＭデューティ（以下「補正デューティ」という。）を加えて補正し、出力するためのデューティ（以下「出力デューティ」という。）を得る。これにより、モータ１の出力トルクが負荷トルクと等しくなるようにし、円滑なモータ駆動を実現する。なお、基準デューティD_0は次式により定まる。

$$D_0 = D_s + K_D(\omega_s - \omega_0) \qquad (3)$$

ここで、D_sは周波数指令により決定される所定のデューティ値、K_Dは定数、ω_sは周波数指令、ω_0はモータの平均回転速度である。

【００２９】

以下、上記の補正デューティの算出及び補正デューティを用いたＰＷＭデューティ値の補正について詳細に説明する。

【００３０】

（モータ回転速度及び速度変動の検出）

３相４極モータ１の特性を考慮すると、Ｕ、Ｖ、Ｗ各相のうちの１つの相についてのゼロクロス信号に基いて速度変動を得ることにより、精度が向上でき、好ましい。つまり、２種類以上の相のゼロクロス信号を同時に用いて速度変動を求めた場合では、磁極位置検出部３の構成素子の相間(Ｕ、Ｖ、Ｗ相間)公差や、モータ１の電気的特性の相間公差（着磁バランス・ロータ組立公差などに起因するもの）の影響を大きく受けるため、精度のよい速度変動値を得ることができないからである。これらの影響を極力排除するため、本実施形態では、回転速度及び回転速度の変動を求める際に、同じ種類の相に発生するゼロクロス信号に基いて求めるようにする。

【００３１】

すなわち、モータ１は３相４極モータであるため、回転子が一回転する間、１つの相において４回ゼロクロス信号が発生する。つまり、１つの相においては９０°（＝３６０°÷４）毎にゼロクロス信号が発生する。このため、本実施形態では、９０°（＝３６０°÷４）毎に発生する１つの相のゼロクロス信号に基いて、回転角９０°の範囲におけるモータ１の回転速度ωを求める。さらに、ある時点で求めた回転速度ω_θと、その時点から回転子が半回転した後（回転角１８０°経過後）の回転速度$\omega_{\theta+180}$とから速度差分Δωを求める。すなわち、速度差分Δωを次式で求める。

$$\Delta\omega = \omega_{\theta+180} - \omega_\theta \qquad (4)$$

回転速度ω_θと半回転後の回転速度$\omega_{\theta+180}$とは、いずれも同相のゼロクロス信号を用いて求められる。つまり、速度差分（速度変動）を、１相分だけの誘起電圧情報によるゼロクロス信号に基いて検出することが可能となる。

【００３２】

以下、図３を用いて速度差分の算出について具体的に説明する。今、図３に示すようにベースパターンＰＴＮ１、ＰＴＮ２…ＰＴＮ６が順次出力されているとする。ここで、説明の便宜上、回転速度を$\omega_{n,m}$で表す。このときの添字ｎは、その回転速度が、モータ１の一回転の回転角度領域を４等分したときに、各領域のどの領域を基点として求めた回転速

度かを示す。添字mは、回転速度を求める際の４等分された各領域における基点位置（角度）を示す。すなわち、mが０のときは各領域の最初の位置を、mが１のときは各領域の最初から３０°シフトした位置を、mが２のときは各領域の最初から６０°シフトした位置を基点として回転速度を算出していることを示す。

【００３３】

例えば、図３に示す回転速度ωn,0 は、ベースパターンＰＴＮ１が出力開始されてからベースパターンＰＴＮ４が出力開始されるまでの間の電気角１８０°の範囲で、角度０°を基点として求めた回転速度を示している。回転速度$\omega_{n,0}$は、ベースパターンＰＴＮ１の出力タイミングとベースパターンＰＴＮ４の出力タイミングとから求められ、それらのタイミングはともにＵ相のゼロクロス信号により与えられる。

【００３４】

以下に、図３を参照して、それぞれの回転速度$\omega_{n,m}$の意味を説明する。

$\omega_{n,0}$ → パターンＰＴＮ１出力時点からパターンＰＴＮ４出力時点までの間の回転速度（Ｕ相のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n,1}$ → パターンＰＴＮ２出力時点からパターンＰＴＮ５出力時点までの間の回転速度（Ｗ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n,2}$ → パターンＰＴＮ３出力時点からパターンＰＴＮ６出力時点までの間の回転速度（Ｖ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+1,0}$ → パターンＰＴＮ４出力時点からパターンＰＴＮ１出力時点までの間の回転速度（Ｕ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+1,1}$→ パターンＰＴＮ５出力時点からパターンＰＴＮ２出力時点までの間の回転速度（Ｗ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+1,2}$→ パターンＰＴＮ６出力時点からパターンＰＴＮ３出力時点までの間の回転速度（Ｖ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+2,0}$ → パターンＰＴＮ１出力時点からパターンＰＴＮ４出力時点までの間の回転速度（Ｕ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+2,1}$→ パターンＰＴＮ２出力時点からパターンＰＴＮ５出力時点までの間の回転速度（Ｗ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+2,2}$ → パターンＰＴＮ３出力時点からパターンＰＴＮ６出力時点までの間の回転速度（Ｖ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+3,0}$ → パターンＰＴＮ４出力時点からパターンＰＴＮ１出力時点までの間の回転速度（Ｕ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+3,1}$ → パターンＰＴＮ５出力時点からパターンＰＴＮ２出力時点までの間の回転速度（Ｗ相信号のゼロクロス信号により求められる）

$\omega_{n+3,2}$ → パターンＰＴＮ６出力時点からパターンＰＴＮ３出力時点までの間の回転速度（Ｖ相信号のゼロクロス信号により求められる）

【００３５】

（デューティ値の補正）

上記のようにして、回転角３０°毎に速度差分$\Delta\omega_{n,m}$を求め、その速度差分$\Delta\omega_{n,m}$に補正ゲインＫ（＞０）を乗算して補正デューティの値を求める。すなわち、

$$\text{補正デューティ} = -K\Delta\omega_{n,m} \qquad (5)$$

【００３６】

速度差分$\Delta\omega_{n,m}$及び求めた補正デューティ値は、所定の記憶領域である速度記憶部及び補正デューティ記憶部にそれぞれ格納される。例えば、図３では、Ｕ相ゼロクロス信号を用いて、パターンＰＴＮ４の出力開始時（２７０°位置）に、回転速度$\omega_{n+2,0}$を求め、回転角で１８０°前に求めた回転速度$\omega_{n,0}$とから、補正デューティ値を演算し、この値を補正デューティ記憶部に格納する。このとき、格納した補正デューティ値は、１８０°回転後に、そのときに使用されるデューティ値を求める際に使用される（詳細は後述）。このように、補正デューティを用いて、モータ１の出力トルクを回転角３０°ごとに制御する。

【００３７】
（モータ駆動装置の制御フローチャート）
図４に、上述した動作を示すモータ駆動装置の制御を示すフローチャートを示す。
【００３８】
図４に示すように、ベースパターンＰＴＮm'を出力すると（Ｓ１１）、その時点から回転角で９０°前の時点までの範囲における回転速度$\omega_{n,m}$を求める（Ｓ１２）。その回転速度$\omega_{n,m}$と、その時点より回転角で１８０°前に求められた回転速度$\omega_{n-2,m}$との差をとり、速度差分$\Delta\omega_{n,m}$を算出する（Ｓ１３）。この時、速度差分$\Delta\omega_{n,m}$には、演算誤差や磁極位置検出部３の検知誤差が含まれているので、この誤差の影響を極力少なくするために所定の補正を行なう（Ｓ１４）。具体的には、図５に示すような非線形演算処理による補正を行なう。図５に示す処理は次式を満たしている。

$$\begin{aligned} &\Delta\omega > \alpha \text{のとき、} && \Delta\omega' = \Delta\omega - \alpha \\ &|\Delta\omega| \leq \alpha \text{のとき、} && \Delta\omega' = 0 \qquad (6) \\ &\Delta\omega < -\alpha \text{のとき、} && \Delta\omega' = \Delta\omega + \alpha \end{aligned}$$

ここで、Δω'は補正後の回転差分であり、α（α≧０）は実験的に求められた定数である。
【００３９】
その後、このように求めた補正した速度差分Δω'に補正ゲインＫを乗算して、基準デューティを補正するために使用される補正デューティΔD_{n+2}を求める（Ｓ１５）。この補正デューティΔD_{n+2}を所定のデューティ記憶部に格納する（Ｓ１６）。
【００４０】
次に、ＰＷＭデューティ制御部５において、基準デューティ値D_0を入力する（Ｓ１７）。位相が１８０°前に算出され、格納されていた補正デューティ値ΔD_nをデューティ記憶部から読み出す（Ｓ１８）。補正デューティ値ΔD_nと基準デューティ値D_0とから、次式により出力デューティＤ'を求める（Ｓ１９）。

$$D' = D_0 + \Delta D_n \qquad (7)$$

求めた出力デューティＤ'を、直流交流変換部２に出力する（Ｓ２０）。
【００４１】
このようにして求められた出力デューティ値と、基準デューティ値、補正デューティ値との関係を図６の（ａ）に示す。この図に示すように、本実施形態のモータ駆動装置では、周波数指令ω_sにより定まる基準デューティに対して補正デューティを用いて補正した出力デューティを用いて、直流交流変換部２のスイッチング素子の動作を制御する。これにより、図６の（ｂ）に示すような、負荷トルクに応じたモータの出力トルクを発生させることができ、安定した運転を可能とする。
【００４２】
すなわち、図６の（ｂ）に示すように、出力トルクと負荷トルクとがほぼ等しくなるように変化するため、式（１）の右辺の残差トルクは小さくなり、モータ１の回転速度ωの速度変動は小さくなる。
【００４３】
なお、上記説明では３相４極ブラシレスＤＣモータついて説明したが、本発明は、モータの回転速度及び速度差分を求める際に同一相における電機子巻線のゼロクロス情報から求められるように回転速度及び速度差分の範囲を設定すれば、他の極数のモータについても適用できる。
【００４４】
【発明の効果】
本発明に係るモータ駆動装置によれば、同一相のゼロクロス情報に基いて回転速度を求め、この回転速度に基いてデューティ値を制御する。これにより、位置検出手段の構成素子間のバラツキ、モータの巻線の相間公差の影響を排除でき、高い精度で回転速度の検出が

可能となり、より精度の高いデューティ値の補正が可能となる。よって、高い精度で補正されたデューティ値を使用することにより、モータ駆動装置において、モータの出力トルクと機械系負荷トルクの差によって生ずる残差トルクをより小さく抑えることができ、機械系の音・振動を小さくし、機械系の防音、振動対策を簡略化できる。さらには、回路の製造コストも低減できる。

【００４５】

また、モータ駆動装置において、電機子巻線の誘起電圧のゼロクロス発生毎（（モータの回転角３０°毎）に回転速度を求めてもよく、これにより残差トルクの制御をきめ細かく行うことができ、音・振動面での高性能化を図ることができる。

【００４６】

また、モータ駆動装置において、回転速度間の速度差分を検出してもよく、これにより、残差トルクの目安を知ることができ、速度制御性能の安定化を図ることができる。このとき、得られた回転速度の差分に対して、さらに、非線形演算処理を施してもよい。これにより、制御性安定度が一層増し、モータの乱調減少や、脱調のほとんどない動作信頼性の高いインバータシステムを提供できる。

【００４７】

また、モータ駆動装置において、回転角３０°毎にデューティ値を更新してもよく、これにより、ＰＷＭデューティの制御を３０°毎にきめ細かく行うことができ、音・振動面での高性能化を図ることができる。

である。

【００４８】

また、モータ駆動装置において、求めたデューティ値を、求めた時点から１８０°経過後に出力してもよい、これにより、モータの出力トルク位相と、負荷トルク位相を合致させることができるため、残差トルクを極力小さくでき、音・振動面での高性能化と、機械系の高信頼性化を図ることができる。

【００４９】

また、モータ駆動装置において、ブラシレスＤＣモータの回転速度制御用の基準デューティと、速度差分を制御用の補正デューティとの和で構成されるものである。これにより、モータの回転速度制御系は、速度変動・負荷変動に対して応答性の高い制御システムを構築できるので、速度サーボ運転などに適したインバータシステムを提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図１】　本実施形態のモータ駆動装置の制御ブロック図。

【図２】　ＰＷＭデューティ制御部から出力される制御信号のベースパターンを説明した図。

【図３】　回転速度及び速度差分の検出を説明するための図。

【図４】　本実施形態におけるデューティ値の補正処理を示すフローチャート。

【図５】　速度差分ωの補正における非線形演算処理を説明した図。

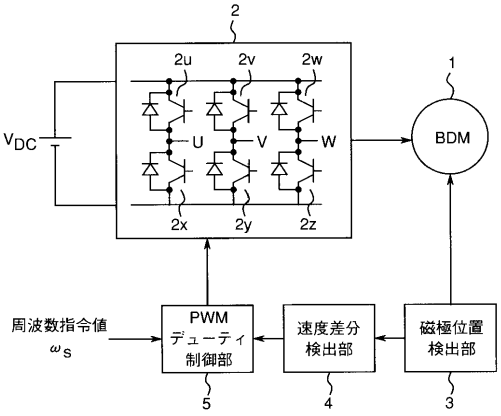
【図６】　基準デューティ値と補正後のデューティ値の関係（ａ）、及び、出力トルクと負荷トルクの関係（ｂ）とを示した図。

【図７】　従来のモータ駆動装置の制御ブロック図。

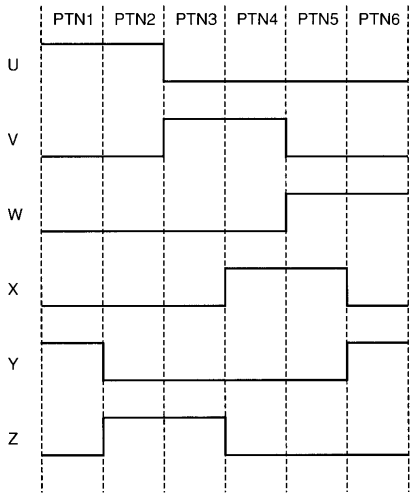
【符号の説明】

１　　ブラシレスＤＣモータ（ＢＤＭ）
２　　直流交流変換部
３　　磁極位置検出部
４　　速度差分検出部
５　　ＰＷＭデューティ制御部

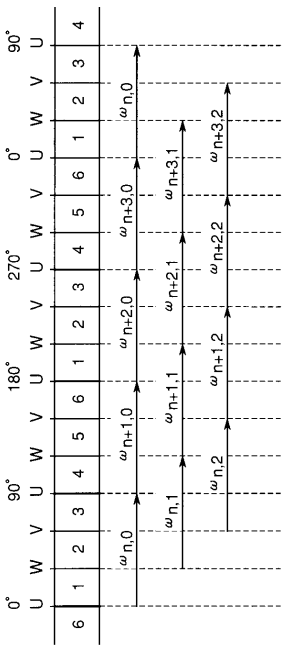
【図１】


2
2u
2v
2w
1
V_{DC}
U
V
W
BDM
2x
2y
2z
周波数指令値
ω_s
PWM
デューティ
制御部
速度差分
検出部
磁極位置
検出部
5
4
3

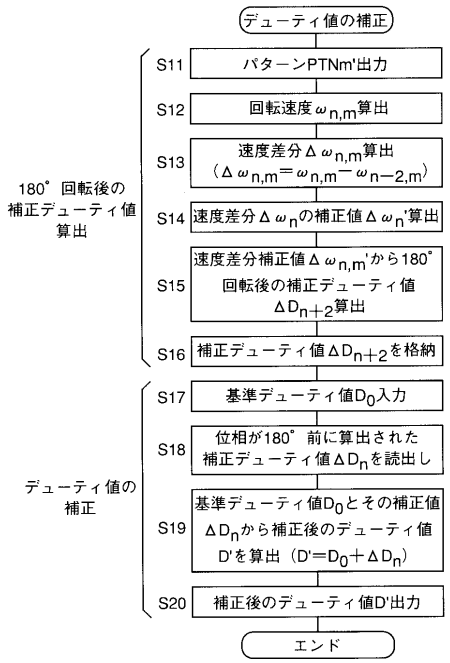
【図２】


PTN1
PTN2
PTN3
PTN4
PTN5
PTN6
U
V
W
X
Y
Z

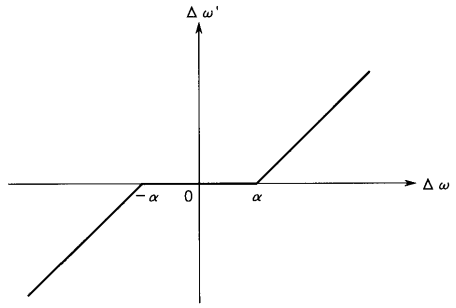
【図３】


90°
0°
270°
180°
90°
0°
U
V
W
1
2
3
4
5
6
$\omega_{n,0}$
$\omega_{n,1}$
$\omega_{n+1,0}$
$\omega_{n+1,1}$
$\omega_{n+2,0}$
$\omega_{n+2,1}$
$\omega_{n+3,0}$
$\omega_{n+3,1}$
$\omega_{n,2}$
$\omega_{n+1,2}$
$\omega_{n+2,2}$
$\omega_{n+3,2}$

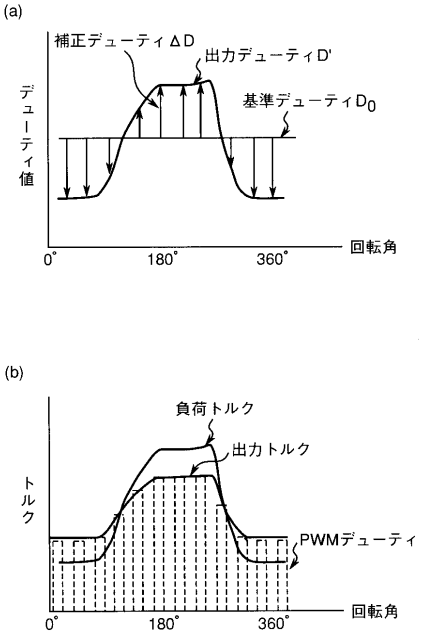
【図４】


デューティ値の補正
S11
パターンPTNm'出力
S12
回転速度$\omega_{n,m}$算出
S13
速度差分$\Delta\omega_{n,m}$算出
（$\Delta\omega_{n,m}=\omega_{n,m}-\omega_{n-2,m}$）
S14
速度差分$\Delta\omega_n$の補正値$\Delta\omega_n$'算出
S15
速度差分補正値$\Delta\omega_{n,m}$'から180°
回転後の補正デューティ値
ΔD_{n+2}算出
S16
補正デューティ値ΔD_{n+2}を格納
180°回転後の
補正デューティ値
算出
S17
基準デューティ値D_0入力
S18
位相が180°前に算出された
補正デューティ値ΔD_nを読出し
S19
基準デューティ値D_0とその補正値
ΔD_nから補正後のデューティ値
D'を算出（$D'=D_0+\Delta D_n$）
S20
補正後のデューティ値D'出力
デューティ値の
補正
エンド

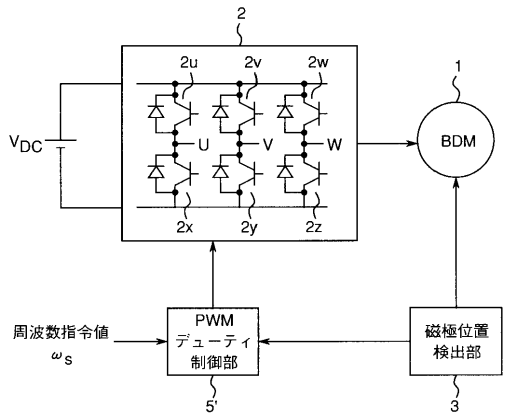
【図５】


Δω'
Δω
−α
0
α

【図６】


(a)
補正デューティΔD
出力デューティD'
基準デューティD0
デューティ値
回転角
0°
180°
360°
(b)
負荷トルク
出力トルク
トルク
PWMデューティ
回転角
0°
180°
360°

【図７】


2
2u
2v
2w
1
VDC
U
V
W
BDM
2x
2y
2z
周波数指令値
ωs
PWM
デューティ
制御部
磁極位置
検出部
5'
3

フロントページの続き

審査官　森山　拓哉

(56)参考文献　特開平１０－２０１２８９（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－１６３８８７（ＪＰ，Ａ）

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