

(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2009-247089

(P2009-247089A)

(43) 公開日 平成21年10月22日(2009.10.22)

(51) Int.Cl.		F I				テーマコード (参考)
<b>HO2P</b>	<b>6/06</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2P	6/02	341J	5H007
<b>HO2M</b>	<b>7/48</b>	<b>(2007.01)</b>	HO2M	7/48	F	5H560
<b>HO2P</b>	<b>6/10</b>	<b>(2006.01)</b>	HO2P	6/02	341G	

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2008-89173 (P2008-89173)  
 (22) 出願日 平成20年3月31日 (2008.3.31)

(71) 出願人 000005108  
 株式会社日立製作所  
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号  
 (74) 代理人 100100310  
 弁理士 井上 学  
 (74) 代理人 100098660  
 弁理士 戸田 裕二  
 (72) 発明者 宮崎 英樹  
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号  
 株式会社日立製作所  
 日立研究所内  
 (72) 発明者 安島 俊幸  
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号  
 株式会社日立製作所  
 日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータ用インバータの制御方法及びそれを用いた装置

(57) 【要約】

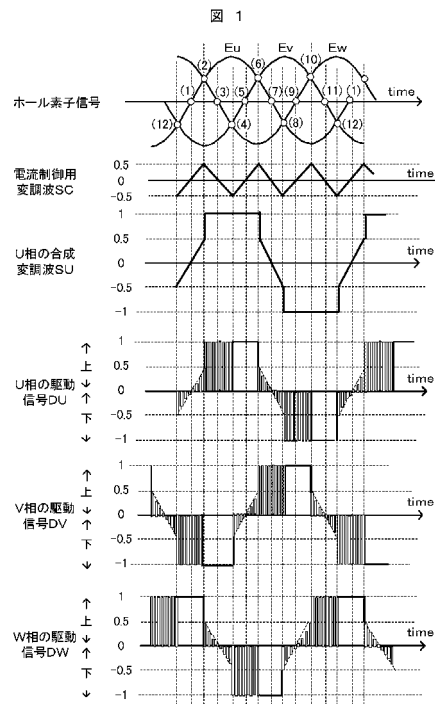
【課題】

インバータをモータ内部に搭載できる小型化を可能にすると共に、電流脈動を低減するインバータ装置を提供する。

【解決手段】

三相の正弦波信号を出力する磁極位置センサを用い、ブラシレスモータの回転速度を制御するインバータ装置において、インバータ装置の各相出力は、対応する三相正弦波の磁極位置信号を位相の基準とし、電気角30°から150°を上アームオン期間に選び、210°から330°を下アームオン期間とする120°通電制御を行い、該上アーム或いは下アームのいずれか一方を前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じてパルス幅を変化させ、電気角0°から30°及び150°から180°の2つの区間は上アームを、180°から210°及び330°から360°の2つの区間は下アームを脈動補償PWM制御を行うことを特徴とする。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

ブラシレスモータのロータ磁極位置に応じた三相の正弦波信号を出力する磁極位置センサを用い、該ブラシレスモータの回転速度を制御するインバータ装置であって、

前記インバータ装置の各相出力は、各々、対応する前記三相正弦波の磁極位置信号を位相の基準として、電気角 $30^\circ$ から $150^\circ$ を上アームのオン期間に選び、 $210^\circ$ から $330^\circ$ を下アームのオン期間とする $120^\circ$ 通電制御を行い、該上アーム或いは下アームのいずれか一方を前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じてパルス幅を変化させる速度制御PWMを行うことに加えて、電気角 $0^\circ$ から $30^\circ$ 及び $150^\circ$ から $180^\circ$ の2つの区間は上アームを、 $180^\circ$ から $210^\circ$ 及び $330^\circ$ から $360^\circ$ の2つの区間は下アームをそれぞれ、線形化した信号と高周波の搬送波を比較してパルス幅を変化させる脈動補償PWM制御を行うことを特徴とするブラシレスモータ用インバータの制御方法。

10

## 【請求項 2】

請求項 1 記載のブラシレスモータ用インバータの制御方法において、

前記速度制御PWMと前記脈動補償PWMは共通な三角波をPWM制御の搬送波として用い、前記脈動補償PWMにおける線形化した信号は、電気角 $30^\circ$ における振幅が前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に比例して変化させることを特徴とするブラシレスモータ用インバータの制御方法。

20

## 【請求項 3】

ブラシレスモータのロータ磁極位置に応じた三相の正弦波信号を出力する磁極位置センサを用い、該ブラシレスモータの回転速度を制御するインバータ装置であって、

前記インバータ装置の各相出力を、各々、対応する前記三相正弦波の磁極位置信号を位相の基準として、電気角 $30^\circ$ から $150^\circ$ を上アームのオン期間に選択すると共に、 $210^\circ$ から $330^\circ$ を下アームのオン期間に選択する $120^\circ$ 通電制御のロジックを搭載し、該上アーム或いは下アームのいずれか一方を前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じてパルス幅が変化する第一のパルス信号を出力する速度制御PWMの制御回路を具備すると共に、前記各相の正弦波信号で信号の振幅が基準値と交差する電気角 $0^\circ \pm 30^\circ$ と、 $180^\circ \pm 30^\circ$ の期間に線形化した信号を形成する信号変換回路を備え、該線形化した信号と高周波の搬送波を比較してパルス幅が変化する第二のパルス信号を出力する脈動補償PWM制御回路を具備し、電気角 $0^\circ$ から $30^\circ$ 及び $150^\circ$ から $180^\circ$ の2つの区間は上アームを、 $180^\circ$ から $210^\circ$ 及び $330^\circ$ から $360^\circ$ の2つの区間は下アームをそれぞれ前記第二のパルス信号に応じて駆動することを特徴とするブラシレスモータ用インバータ装置。

30

## 【請求項 4】

請求項 3 記載のブラシレスモータ用インバータ装置において、前記速度制御PWMと前記脈動補償PWMに共通な三角波をPWM制御の搬送波として加える三角波発生回路と、前記脈動補償PWMにおける線形化した信号は、電気角 $30^\circ$ における振幅が前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に比例して変化するように調整するゲイン調整回路を備えたことを特徴とするブラシレスモータ用インバータ装置。

40

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、ブラシレスモータ用インバータの制御方法及びそれを用いた装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

永久磁石型ロータを有するブラシレスモータを三相インバータで制御する方法には、一般に、 $120^\circ$ 通電制御方式と正弦波変調制御( $180^\circ$ 通電制御とも呼ぶ)方式の二通りがある。三相をそれぞれU、V、W相と呼称すると、 $120^\circ$ 通電制御方式とは、U~W相の内1つの相の上アーム(インバータの高圧側スイッチ素子)と他の2相で一方の下

50

アームを電気角 $120^\circ$ の期間で導通させ、ロータの磁極位置検出信号に応じて、 $120^\circ$ 毎に導通相を切り替える方式である。他方の正弦波変調制御方式は、 $U \sim W$ 相がいずれも導通しており、三相正弦波の磁極位置検出信号が正又は負のいずれであるかに応じて、 $U \sim W$ の各相で上又は下アームが導通する。出力電力の制御は、 $120^\circ$ 通電制御方式の場合、上アーム或いは下アームのいずれか一方をブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じてパルス幅を変化させる速度制御PWMを行う。 $180^\circ$ 通電方式では、回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じて正弦波変調信号の振幅を変化させ、この変調信号と搬送波の三角波信号を比較してパルス幅を変化させる正弦波PWMを行う。

【0003】

両制御方式を比較すると、 $120^\circ$ 通電制御方式は磁極位置検出にホールICを用い、速度制御をアナログ及び論理回路で構成する簡便性が特徴である。正弦波変調制御方式は、回転速度に応じて正弦波変調信号の振幅を変化させる機能でソフトウェアを必要とし、マイコンを使用する構成になる。また、電気的な特性では、 $120^\circ$ 通電制御方式は導通相を切り替える際に三相のモータ電流が不連続化して脈動を発生させ、この脈動がモータに騒音を生じさせることが問題になっている。正弦波変調制御方式はモータ電流を正弦波状にする電流制御を併用することにより、脈動が無くすることが可能である。

【0004】

これら2つの制御方式に加えて、最近では擬似正弦波制御と呼ばれる方式が公開されており、その一例が〔特許文献1〕に記載されている。この特許文献は、インバータのスイッチ素子に流れる瞬時電流検出信号から擬似正弦波形信号の所定の信号周期内における有効電流或いは力率等を演算し、この演算に基づいて擬似正弦波形信号の電圧及び周波数の一方を制御する。

【0005】

【特許文献1】特開2007-116817号公報

【特許文献2】特許第2812528号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、上記特許文献では、位相情報やそれを補正する為の電流検出等の処理をマイクロコンピュータにて行う必要があり、検出信号を処理するソフトウェアの開発も含めてプロセスが複雑である上にコストが掛る。近年、小型のブラシレスモータでは〔特許文献2〕に記載されたように、モータ内部に1チップ化したインバータICを搭載する例がある。上記特許文献のようにマイクロコンピュータを用いる装置は、これらをモータ内部に実装する為には、搭載する電気部品が熱的或いは振動的な環境条件に耐える必要があり、特に、マイクロコンピュータなどの部品が高価になる問題がある。

【0007】

本発明の目的は、インバータの制御部を1チップに集積化できる回路で構成し、モータ内部に搭載できる小型化を可能にすると共に、従来の $120^\circ$ 通電で問題とされた電流脈動を低減するインバータ装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記目的を達成するために、本発明は、ブラシレスモータのロータ磁極位置に応じた三相の正弦波信号を出力する磁極位置センサを用い、該ブラシレスモータの回転速度を制御するインバータ装置において、各相出力を、各々、対応する前記三相正弦波の磁極位置信号を位相の基準として、電気角 $30^\circ$ から $150^\circ$ を上アームのオン期間に選び、 $210^\circ$ から $330^\circ$ を下アームのオン期間とする $120^\circ$ 通電制御を行い、該上アーム或いは下アームのいずれか一方を前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じてパルス幅を変化させる速度制御PWMを行うことに加えて、電気角 $0^\circ$ から $30^\circ$ 及び $150^\circ$ から $180^\circ$ の2つの区間は上アームを、 $180^\circ$ から $210^\circ$

10

20

30

40

50

及び $330^\circ$ から $360^\circ$ の2つの区間は下アームをそれぞれ、線形化した信号と高周波の搬送波を比較してパルス幅を変化させる脈動補償PWM制御を行うようにしたものである。

【0009】

かかる構成により、 $120^\circ$ 通電制御方式に加えて脈動補償PWM制御を併用することで簡便で、かつ電流脈動を低減することができる。

【0010】

また、上記前記速度制御PWMと前記脈動補償PWMは共通な三角波をPWM制御の搬送波として用い、前記脈動補償PWMにおける線形化した信号は、電気角 $30^\circ$ における振幅が前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に比例して変化させるようにしたものである。かかる制御により、アナログ回路で構成が可能で、マイコンを必要としない制御方法が提供できる。

10

【0011】

また上記目的を達成するために、ブラシレスモータのロータ磁極位置に応じた三相の正弦波信号を出力する磁極位置センサを用い、前記インバータ装置の各相出力を、各々、対応する前記三相正弦波の磁極位置信号を位相の基準として、電気角 $30^\circ$ から $150^\circ$ を上アームのオン期間に選択すると共に、 $210^\circ$ から $330^\circ$ を下アームのオン期間に選択する $120^\circ$ 通電制御のロジックを搭載し、該上アーム或いは下アームのいずれか一方を前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に応じてパルス幅が変化する第一のパルス信号を出力する速度制御PWMの制御回路を具備すると共に、前記各相の正弦波信号で信号の振幅が基準値と交差する電気角 $0^\circ \pm 30^\circ$ と、 $180^\circ \pm 30^\circ$ の期間に線形化した信号を形成する信号変換回路を備え、該線形化した信号と高周波の搬送波を比較してパルス幅が変化する第二のパルス信号を出力する脈動補償PWM制御回路を具備し、電気角 $0^\circ$ から $30^\circ$ 及び $150^\circ$ から $180^\circ$ の2つの区間は上アームを、 $180^\circ$ から $210^\circ$ 及び $330^\circ$ から $360^\circ$ の2つの区間は下アームをそれぞれ前記第二のパルス信号に応じて駆動するようにしたものである。

20

【0012】

かかる構成により、従来の $120^\circ$ 通電制御方式型インバータに、新たに脈動補償PWM制御回路を簡単な構成で付加することができる。

【0013】

そして、前記速度制御PWMと前記脈動補償PWMに共通な三角波をPWM制御の搬送波として加える三角波発生回路と、前記脈動補償PWMにおける線形化した信号は、電気角 $30^\circ$ における振幅が前記ブラシレスモータの回転数目標値と回転数フィードバック値の誤差に比例して変化するように調整するゲイン調整回路を備えたようにしたものである。この構成により、脈動補償PWMは高価なマイクロコンピュータ等を必要としない安価なアナログ回路で提供することができ、1チップICに集積化することが可能である。

30

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、電流脈動を低減した擬似正弦波の制御部を小型・集積化することが可能であり、インバータの駆動回路やパワースイッチング素子と共に1チップ化が可能である。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

最初に、図2を用いて、本発明の第1の実施形態によるインバータ装置の全体構成について説明する。

【0016】

図2に示す実施例は、インバータ装置の構成を示した一実施例である。インバータ15の内部には、パワーMOSFET S1~S6によって構成される三相インバータの出力部を備え、パワーMOSFET S1, S3, S5のドレイン端子(高電位側)はいずれも直流電源17の正極に接続する。一方、パワーMOSFET S2, S4, S6のソー

50

ス端子（低電位側）はいずれも直流電源 17 の負極に接続する。パワー MOSFET S1 と S2 の接続個所、同様に S3 と S4 の接続個所、及び S5 と S6 の接続個所がそれぞれ U, V, W 相の出力端子であり、駆動するモータ 10 の固定子巻線 LU, LV, LW に電流を通電する。モータ 10 の内部には永久磁石を備えたロータ 11 と、ロータの磁極位置を検出するホールセンサ 12, 13, 14 を備え、該モータの出力軸は負荷 16 に機械的に接続している。ここで、パワー MOSFET S1 ~ S6 にはそれぞれダイオード D1 ~ D6 を並列に接続しているが、これらのダイオードはパワー MOSFET の寄生素子である。また、パワー MOSFET S1 ~ S6 は IGBT などのパワースイッチング素子に置き換えても良い。寄生ダイオードを備えない IGBT の場合は、ダイオード D1 ~ D6 を個別に接続する。

10

#### 【0017】

次に、16 は駆動回路であり、パワー MOSFET M1 ~ M6 にゲート信号を与え、これらデバイスのオン、オフ状態を制御する。制御部 20 の詳細な構成は次の図 3 を用いて後述するが、制御部 20 はホールセンサ 12, 13, 14 から与えられる三相正弦波の磁極位置検出信号に従ってオンさせるべきパワー MOSFET を決定する。直流電源 18 は制御部 20 と駆動回路 16 の電源である。

#### 【0018】

図 2 の全体構成に関して、本発明のブラシレスモータ制御方法を図 1 に示す。

#### 【0019】

図 1 で、Eu, Ev, Ew で示したホール素子信号はそれぞれ図 2 のホールセンサ 12, 13, 14 からの信号に相当する。図 1 で Eu, Ev, Ew の正弦波上に記載した (1) ~ (12) は電気角 30° 毎のポイントであり、電気角の原点は (1)、即ち、U 相ホール素子信号 Eu の値が基準値 0 を横切る時刻とする。ここで、(1) ~ (11) の奇数番号のポイントはそれぞれ Eu, Ev, Ew が基準値 0 を横切るタイミングで検出する。また、(2) ~ (12) の偶数番号のポイントは Eu - Ew, Ev - Ew, Eu - Ew というふうに 2 相のホール素子信号が互いにクロスするタイミングで検出する。

20

#### 【0020】

これらの Eu, Ev, Ew と、(1) ~ (12) のポイントを用い、まず電流制御用変調波 SC について説明する。例として (12) から (1) を介して (2) に向かう Eu の変化はほぼ直線的であり、電流制御用変調波 SC ではこの区間を線形として近似して扱う。同様に、(2) から (3) を介して (4) に向かう Ew の変化も SC では線形として近似する。図 1 の電流制御用変調波 SC はこうした線形近似した区間をそれぞれ繋ぎ合わせた波形である。尚、電流制御用変調波 SC の振幅に関しては後述する。

30

#### 【0021】

次に、U 相を例として、合成変調波 SU について説明する。SU で (2) ~ (6) の期間と (8) ~ (12) の期間は、従来の 120° 通電制御方式と同様に、それぞれ U 相の上アーム（図 2 の S1）と下アーム（図 2 の S2）をそれぞれ導通させる期間である。本発明では 2 つの 120° 導通期間の前後に線形近似した電流制御用変調波 SC を合成することが特徴である。合成変調波 SU に対して、各区間で PWM 変調した結果の U 相駆動信号 DU を次に説明する。

40

#### 【0022】

U 相の駆動信号 DU では、上アームに関する (2) ~ (6) の 120° 期間の内、前半の (2) ~ (4) の期間で速度制御用 PWM 制御を行い、後半の (4) ~ (6) の期間は上アームを連続的に導通させる。同様に、下アームに関する (8) ~ (12) の 120° 期間の内、前半の (8) ~ (10) の期間で速度制御用 PWM 制御を行い、後半の (10) ~ (12) の期間は下アームを連続的に導通させる。尚、(1) ~ (7) の正弦半波の期間では下アームは連続してオフ状態を維持しており、同様に (7) ~ (12) の正弦半波の期間では上アームは連続してオフ状態を維持させる。速度制御用 PWM 制御の詳細は図 3 を用いて説明する。

#### 【0023】

50

次に、(1)から(2)の期間では、線形化された電流制御用変調波SCと搬送波の三角波を比較してPWMパルスのオン期間を決め、上アームをパルス駆動する。同様に、(6)から(7)の期間も上アームをパルス駆動し、(7)から(8)と(12)から(1)の期間では下アームをパルス駆動する。このように、本発明の制御方法は、U相上アーム((1)~(7))と下アーム((7)~(12))をそれぞれ180°の期間に渡り導通制御する方式である。但し、従来の正弦波変調制御とは異なり、180°の全域に渡って正弦波を変調する方式ではなく、上下アームを120°通電する間に電流制御用変調波を行うことが特徴である。

【0024】

他のV, W相に関してもU相と同様に制御する。これらの相は電気角の基準をU相の(1)に定めた為に、V, W相の制御切り替えの期間はU相の説明で述べた番号とは異なり、図1を参照されたい。

10

【0025】

三相分の動作を図1で(2)~(4)の期間を例として述べる。(2)~(4)の期間(電気角で60°の範囲)では、U相の上アーム(図2のS1)が速度制御用PWM制御され、V相の下アーム(図2のS4)は連続的にオン、そしてW相の上アーム(図2のS5)は電流制御用変調波SCでPWM制御される。この時、モータ電流は(2)~(3)の期間では、U相とW相の上アームからモータ巻線に流れ込み、V相の巻線を介してV相の下アームより流れ出る。電流制御用変調波されたW相の上アームは、それ以前の(1)~(2)の期間で流れていた電流が(2)~(3)の期間でも減少しながら流れることを補償しており、電流の脈動を抑制する効果がある。(2)~(3)の期間における出力の制御は主に、U相上の速度制御用PWMが支配的になるが、脈動補償するW相の上を流れる電流もモータ出力に寄与している。

20

【0026】

その他の期間に関しても、上記(2)~(3)の期間と同様に、三相中の一相が速度制御用PWM、他の相が連続的にオン、そして残りの一相が電流制御用変調波される動作を行い、位相に応じて各相の役割が切り替わる。

【0027】

以上の制御方法を実際の回路で構成した一実施例を図3に示す。図3で $E_u$ ,  $E_v$ ,  $E_w$ で示すホール素子信号はCMP1~CMP6で示すシュミット型コンパレータによって前述の(1)~(12)の各ポイントを判定する。即ち、 $E_u(+)$ と $E_v(-)$ を比較するCMP1は $E_u > E_v$ となるタイミングで(12)を検出し、逆に $E_u < E_v$ となるタイミングで(6)を検出する。同様に、 $E_w(+)$ と $E_u(-)$ を比較するCMP2は $E_w > E_u$ となるタイミングで(8)を検出し、逆に $E_w < E_u$ となるタイミングで(2)を検出する。同じく、 $E_v(+)$ と $E_w(-)$ を比較するCMP3は $E_v > E_w$ となるタイミングで(4)を検出し、逆に $E_v < E_w$ となるタイミングで(10)を検出する。次に、各相の磁極位置検出信号が振幅の基準 $E_0$ を横切るタイミングで検出するポイントとして、CMP4が $E_u > E_0$ となるタイミングで(1)を検出し、逆に $E_u < E_0$ となるタイミングで(7)を検出する。また、CMP5が $E_w > E_0$ となるタイミングで(9)を検出し、逆に $E_w < E_0$ となるタイミングで(3)を検出する。同様に、CMP6が $E_v > E_0$ となるタイミングで(5)を検出し、逆に $E_v < E_0$ となるタイミングで(11)を検出する。ここで、磁極位置検出信号の振幅基準 $E_0$ は、元の $E_u$ ,  $E_v$ ,  $E_w$ がそれぞれ基準電圧に差異があることを考慮して、オペアンプAMP1で $E_u$ ,  $E_v$ ,  $E_w$ の信号を加算し三相正弦波の加算はゼロになる定義から、この値を振幅基準 $E_0$ として使用する。抵抗 $R_4 \sim R_8$ は基準 $E_0$ を求めるAMP1のゲインを設定する為の抵抗である。

30

40

【0028】

次に、速度制御PWMに関して説明する。まず、磁極位置検出信号 $E_u$ と基準 $E_0$ をコンパレータCMP8で比較し、CMP8でワンショットトリガパルス発生器2を動作させる。そして、ワンショットトリガパルス発生器2の出力のパルスをAMP3, 抵抗 $R_{12}$

50

、キャパシタC 2を用いた積分回路で積分する。この積分回路によってモータの回転速度に応じたアナログフィードバック量が求められる。次に、積分回路の出力と目標とする回転数司令値 $V_{sp}$ の差を、オペアンプAMP 4、抵抗R 13、R 14を用いた誤差増幅回路で求める。そして、AMP 4の出力、即ち回転数誤差とPWM制御の搬送波(三角波) 1を比較して速度制御PWMのパルス幅を決定する。ここで、誤差増幅回路の出力をVAと定義し、この値を電流制御用変調波の振幅調整に用いる。

#### 【0029】

電流制御用変調部は、 $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ をスイッチSWU、SWV、SWWで選択し、抵抗R 1、R 2、R 3を介してオペアンプAMP 2に入力する。ここで、AMP 2は抵抗R 0、R 9、R 10と先のVAを制御端子に印加されたトランジスタTR 1によって、ゲイン補償する。これは $E_u$ 、 $E_v$ 、 $E_w$ の出力を誤差増幅回路の出力で規格化し電流制御用変調波の振幅が前述の図1で記載した $\pm 0.5$ に形成させるためである。この自動ゲイン調整の回路は図3に記載する構成以外にも様々な形があるが、いずれの回路構成でも所望するゲイン調整ができれば良く、回路の構成を限定するものではない。スイッチSWU、SWV、SWWの開閉はCMP 1～CMP 6の結果に基づき(1)～(12)の区間を識別する判定回路3で行う。判定回路3の内部は論理回路であり、CMP 1～CMP 6がそれぞれ伝える1または0の結果を総合して区間を識別する。スイッチSWU、SWV、SWWの開閉は図1に示したように、線形化した期間を繋ぐように切り替える。こうして得られた出力は図1で電流制御用変調波SCとして記載した波形になる。この波形をコンパレータCMP 7で搬送波1と比較して電流制御用PWMのパルスを作る。

#### 【0030】

次に各相の論理回路として、U相の例を図3に示す。図に破線で囲む論理回路はAND 1～AND 8とOR 1～OR 6からなり、入力は3の判定回路で識別した(1)～(12)の区間を表す論理S 1～S 12と、速度制御PWMのパルス、そして電流制御用PWMのパルスである。これらの入力から(1)～(12)の各区間毎の論理を上アームと下アームに分配する。

#### 【0031】

このように本発明による制御装置では従来の正弦波変調のようにマイクロコンピュータを使用せず、アナログ回路と論理回路だけで構成することができることから、インバータの駆動回路16と共に1チップに集積化したドライバICとして製造することが可能であるほか、小出力の場合には図2のS 1～S 6のパワースイッチング素子と共に1チップのインバータICとして製造することも可能である。また、図3の制御部を用いて各相を制御した結果は図1に示したように、従来の120°通電に比べて電流制御変調波を併用したことで、電流脈動を大幅に低減することが可能である。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0032】

本発明は、工業製品として用いられるブラシレスモータ用インバータ、又はそれらを用いた装置に適用することが可能である。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0033】

【図1】本発明の第一の実施形態による制御方式を示す波形図である。

【図2】本発明の第一の実施形態によるインバータ装置の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第一の実施形態による制御部の構成を示す回路図である。

#### 【符号の説明】

#### 【0034】

- 1 三角波発生器
- 2 ワンショットトリガパルス発生器
- 3 区間判定論理回路
- 10 ブラシレスモータ
- 11 永久磁石式ロータ

10

20

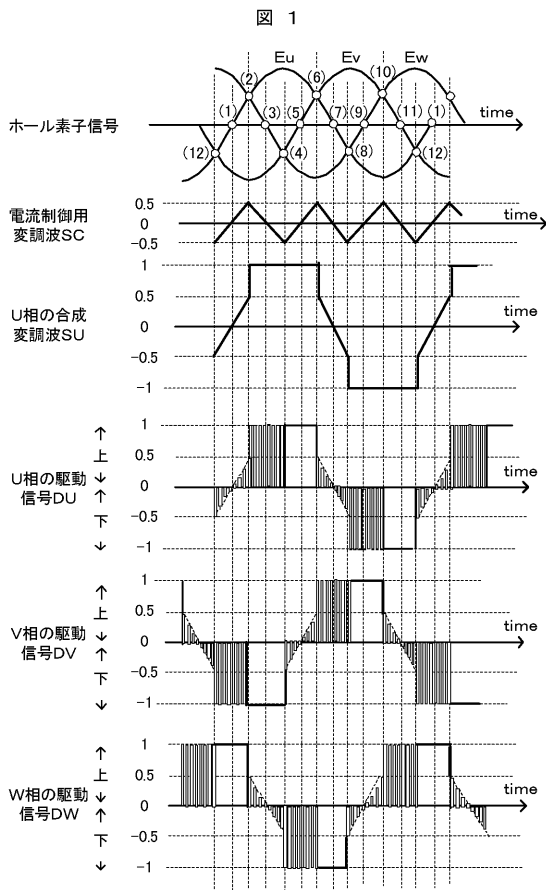
30

40

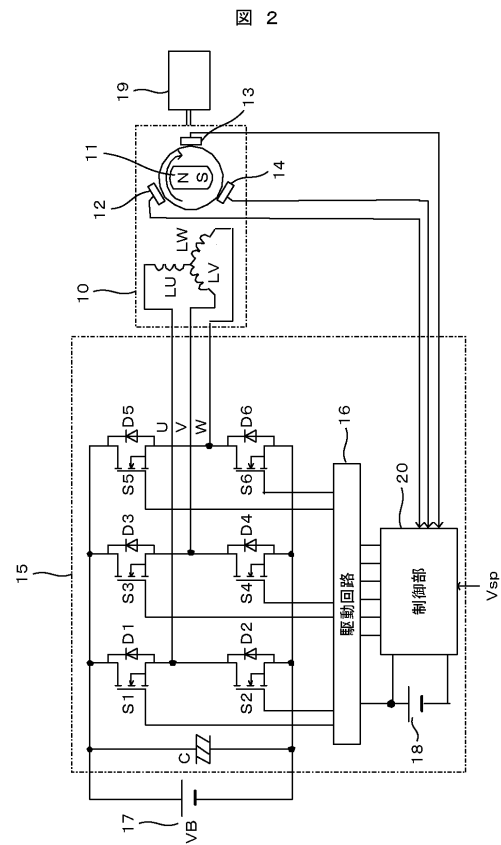
50

- 1 2 , 1 3 , 1 4 ホールセンサ
- 1 5 インバータ装置
- 1 6 駆動回路
- 1 7 , 1 8 直流電源
- 1 9 負荷
- 2 0 制御部
- S 1 ~ S 6 パワースイッチング素子
- A M P 1 ~ A M P 4 オペアンプ
- C M P 1 ~ C M P 9 コンパレータ
- T R 1 トランジスタ

【 図 1 】



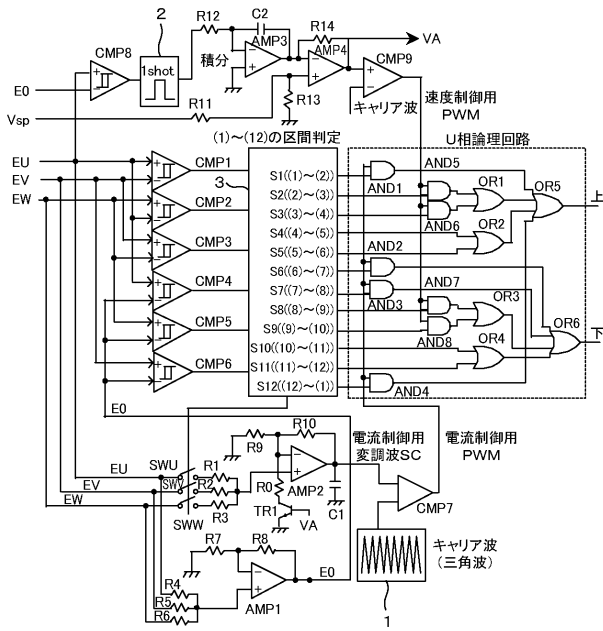
【 図 2 】





【 図 3 】

図 3



---

フロントページの続き

Fターム(参考) 5H007 AA06 BB06 CA02 CB05 CC23 DA03 DB03 DC04 EA02  
5H560 AA07 AA08 BB04 BB07 BB17 DA03 DB02 DC13 EB01 EC02  
EC04 RR01 SS02 TT04 TT05 TT07 TT15 UA05 UA06 XA04  
XA05 XA06 XA08 XA10 XA12