

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4163388号
(P4163388)

(45) 発行日 平成20年10月8日(2008.10.8)

(24) 登録日 平成20年8月1日(2008.8.1)

(51) Int.Cl.

H02P 6/18 (2006.01)

F I

H02P 6/02 371S

請求項の数 2 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2001-1412 (P2001-1412)
(22) 出願日 平成13年1月9日(2001.1.9)
(65) 公開番号 特開2002-204592 (P2002-204592A)
(43) 公開日 平成14年7月19日(2002.7.19)
審査請求日 平成17年6月15日(2005.6.15)

(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 篠
(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

審査官 天坂 康種

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチング素子を含み該スイッチング素子の開閉により直流電圧を疑似交流電圧に変換し該疑似交流電圧をモータに対して出力する直流交流変換手段と、

前記モータの巻線電圧を検出する電圧検出手段と、

前記直流交流変換手段が出力する前記疑似交流電圧のPWM制御におけるデューティ比を制御するPWMデューティ制御手段と、

PWM制御におけるオン区間のときに、前記電圧検出手段の出力電圧を入力し、所定の時間間隔毎にサンプリングしてデジタル値に変換し、サンプリング電圧として出力するA/D変換手段と、

該A/D変換手段からのPWM制御におけるオン区間にサンプリングされた2点以上のサンプリング電圧を相加平均処理することによりモータ巻線の誘起電圧を確定し、該確定された誘起電圧により前記モータの誘起電圧のゼロクロス位置を演算するとともにサンプリング指令を出力する制御演算手段と、

該制御演算手段からのサンプリング指令により前記誘起電圧の電圧振動成分に基づいて前記A/D変換手段のサンプリング時間 T_s とサンプリング回数 n とを制御するサンプリング時間制御手段とを有し、

上記サンプリング時間制御手段は、PWM制御におけるオン区間の直後の誘起電圧に発生するリンギングの周波数を f_L として、サンプリング時間 T_s を、 $T_s = 1/f_L$ を満足するように設定することを特徴とするインバータ装置。

【請求項 2】

上記サンプリング時間制御手段は、PWM制御におけるオン区間の誘起電圧をサンプリングするように、上記サンプリング回数 n を設定することを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

【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インバータ装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来より3相4極ブラシレスDCモータを回転数制御する駆動装置として、 120° 通電制御（矩形波通電制御）の方式で駆動するものと、 180° 通電制御（正弦波通電制御）方式で駆動するものがある。 120° 通電制御方式については例えば特許第2642357号公報に開示され、 180° 通電制御方式については例えば特開平7-245982号公報や特開平7-337079号公報に開示されている。

【0003】

上記の 120° 通電方式は、モータ巻線の誘起電圧のゼロクロス信号を直接検出する方式であり、このゼロクロス信号に基づいて転流信号を変化させている。ゼロクロス信号の検出は、モータ巻線各相の誘起電圧と基準電圧とを比較することにより行なわれる。3相4極ブラシレスDCモータでは、ゼロクロス信号はモータ回転子一回転中に3相で12回発生する。すなわち、機械角 30° （電気角 60° ）毎に発生する。導通角が 120° のとき、ゼロクロス信号はモータ巻線の各相の非導通期間すなわち電気角で 60° （ $=180^\circ - 120^\circ$ ）の範囲で連続して検出することができる。

【0004】

図16に、従来の 120° 通電制御を用いて、モータ1を駆動したときの一つの相に流れる電流（相電流）の波形を示す。この図では、電気角に対する相電流を示しており、この場合、電流の全く流れない区間（例えば、 150° から 210° の区間）が電気角1周期において一相あたり2回存在する。モータ1が半回転する間、3相全体では電流が流れない区間は6回存在する。したがって、モータ1の一回転中には3相合計で12回存在する。このような電流が流れない区間において、電流が流れない相（U、V、Wの各相のうちいずれか一つ）に対してモータ1の誘起電圧を確認することができ、誘起電圧のゼロクロス位置を見つけることができる。

【0005】

一方、上記の 180° 通電方式では、モータ巻線の中性点電位と、3相のインバータ出力電圧に対して3相Y結線した抵抗の中性点電位との差分電圧を増幅し、それを積分回路に入力し、その積分回路の出力信号と、その出力信号をフィルタ回路により処理し、直流カットした信号とを比較することにより、 120° 通電方式の誘起電圧に対応する位置検知信号を得る。この位置検知信号は、モータ一回転中に12回発生する。すなわち、機械角 30° （電気角 60° ）毎に発生する。この方式では積分回路を用いるため、誘起電圧がゼロクロスする絶対的な位置は把握できず、位相補正等の複雑な位相制御が必要となる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、 120° 通電方式では、前述のようにモータ巻線の誘起電圧と基準値とを比較することによりゼロクロスを検出しているため、モータ負荷の急変や電源電圧の急変がおきると、誘起電圧のゼロクロス信号が、モータ駆動電圧の領域内に隠れてしまい、検出できなくなることがある。このような状態になると、まず脱調現象が発生し、モータ駆動システムが停止してしまう。

【0007】

また、 120° 通電方式において、モータ運転時の音・振動を軽減するためには、導通期間を拡大すればよい。例えば、通電角を 150° 程度に拡大して運転させようとする

10

20

30

40

50

と、モータ巻線各相の誘起電圧を検出できる範囲が電気角で 30° ($=180^{\circ} - 150^{\circ}$)と狭まり、その範囲内ではゼロクロスの検出ができない場合がある。このため、運転時においても脱調する危険性が増加し、また乱調等の不安定現象も発生し易くなる傾向がある。このことは、導通角をより大きくするほど、すなわち、導通角を 180° に近づけるほど安定したモータ運転がより困難になることを意味する。

【0008】

一方、 180° 通電方式では、前述のように積分回路を用いるため、誘起電圧のゼロクロスの絶対的な位置の把握ができず、また、運転状態によってはゼロクロス位置と位置検知信号の位相差が大きく変化するため、位相補正等の複雑な制御が必要であり、その位相補正調整が困難であったり、また、制御演算が複雑になったりする。また、モータに中性点出力端子が必要であり、誘起電圧波形の3次高調波成分を利用しているため正弦波着磁マグネットを使用したモータでは使用不可能という問題がある。

【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、簡単なシステム構成で、機械的電磁ピックアップセンサの必要としない通電角 180° 近傍の運転が可能とすることにより、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、安価で信頼性の高いインバータ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】

本発明に係るインバータ装置は、スイッチング素子を含み、そのスイッチング素子の開閉により直流電圧を疑似交流電圧に変換し該疑似交流電圧をモータに対して出力する直流交流変換手段と、モータの巻線電圧を検出する電圧検出手段と、直流交流変換手段が出力する疑似交流電圧のPWM制御におけるデューティ比を制御するPWMデューティ制御手段と、PWM制御におけるオン区間のときに、電圧検出手段の出力電圧を入力し、所定の時間間隔毎にサンプリングしてデジタル値に変換し、サンプリング電圧として出力するA/D変換手段と、A/D変換手段からのPWM制御におけるオン区間にサンプリングされた2点以上のサンプリング電圧を相加平均処理することによりモータ巻線の誘起電圧を確定し、確定された誘起電圧によりモータの誘起電圧のゼロクロス位置を演算するとともにサンプリング指令を出力する制御演算手段と、制御演算手段からのサンプリング指令により前記誘起電圧の電圧振動成分に基づいて前記A/D変換手段のサンプリング時間 T_s とサンプリング回数 n とを制御するサンプリング時間制御手段とを有する。サンプリング時間制御手段は、PWM制御におけるオン区間の直後の誘起電圧に発生するリンギングの周波数を f_L として、サンプリング時間 T_s を、 $T_s = 1 / f_L$ を満足するように設定する。

【0014】

また、サンプリング時間制御手段は、PWM制御におけるオン区間の誘起電圧をサンプリングするように、サンプリング回数 n を設定してもよい。

【0019】

【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インバータ装置の実施形態を詳細に説明する。

【0020】

<インバータ装置の構成>

図1に本発明に係るインバータ装置の制御ブロック図を示す。インバータ装置は、3相4極ブラシレスDCモータ(以下「モータ」と略す。)1を回転数制御するモータ駆動装置である。この図において、インバータ装置は、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の誘起電圧を検出する電圧検出部3と、電圧検出部3からのアナログ検出信号をデジタル信号に変換するA/D変換部4と、A/D変換部4からのデジタル信号からモータ1の誘起電圧のゼロクロス位置を検出する制御演算部5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6と、制御演算部5の指令によりA/D変換

部 4 のサンプリング点 (サンプリング時間 T_s 、サンプリング回数 n) を制御するサンプリング時間制御部 7 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を有する。

【 0 0 2 1 】

< インバータ装置の動作 >

以上のように構成されたインバータ装置では、直流電圧が直流交流変換部 2 に入力され、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 (以下「インバータ周波数」という。)、位相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 P W M デューティ制御部 6 により制御される。

10

【 0 0 2 2 】

次に、インバータ装置の各部の動作を具体的に説明する。

電圧検出部 3 はモータ 1 の各相誘起電圧を降下させ、A / D 変換部 4 にアナログ出力する。図 2 に電圧検出部 3 の構成を示す。電圧検出部 3 は、抵抗 1 0 a、1 0 b とコンデンサ 1 1 で構成される。通常コンデンサ 1 1 はなくてもよいが、ノイズ除去用として、誘起電圧の波形がなまならない小さな時定数であればコンデンサ 1 1 を挿入するのが好ましい。直流交流変換部 2 に入力される直流電圧の値が V D C とすると、2 つの抵抗 1 0 a、1 0 b の抵抗値で定まる分圧比 k により、検出される誘起電圧のアナログ電圧の振幅値は $k \times V D C$ となる。なお、ここでは、説明の簡単化のため、 $k = 1$ とする。

【 0 0 2 3 】

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を含み、P W M デューティ制御部 6 からの制御信号を受け、その制御信号に基いてスイッチング素子の開閉動作を制御することにより、モータ 1 の駆動電圧を生成する。駆動電圧の大きさは P W M (パルス幅変調) 制御され、デューティ比に応じて変化する。このため、P W M デューティ制御部 6 は P W M 制御された制御信号 (以下「P W M デューティ信号」という。) を出力する。

20

【 0 0 2 4 】

A / D 変換部 4 では、電圧検出部 3 からのアナログ出力電圧をサンプリングし、デジタル信号に変換し制御演算部 5 に出力する。

【 0 0 2 5 】

制御演算部 5 は、サンプリングを実行させるための指令であるサンプリング指令をサンプリング時間制御部 7 に出力する。サンプリング時間制御部 7 は、サンプリング指令を受けると、サンプリング時間 T_s とサンプリング回数 n に関する制御指令を A / D 変換部 4 に出力する。A / D 変換部 4 はその制御指令情報に基き、電圧検出部 3 からの出力電圧をサンプリングする際のサンプリング点を決定する。また、制御演算部 5 は、A / D 変換部 4 によりサンプリングされた電圧から誘起電圧を求め、それに基づいてゼロクロス位置を演算し、ベースパターン信号と、P W M 制御のための情報を含む回転位相情報とを P W M デューティ制御部 6 に出力する。

30

【 0 0 2 6 】

P W M デューティ制御部 6 は、直流交流変換部 2 の各スイッチング素子の開平を制御するベースパターン信号を出力し、駆動電圧のインバータ周波数を制御する。

40

【 0 0 2 7 】

直流交流変換部 2 の各スイッチング素子はベースパターン信号に応じて例えば以下のように制御される。すなわち、第 1 のベースパターンでは、U 相上アームスイッチング素子と、V 相下アームスイッチング素子がオンされる。第 2 のベースパターンでは、U 相上アームスイッチング素子と、W 相下アームスイッチング素子がオンされる。第 3 のベースパターンでは、V 相上アームスイッチング素子と、W 相下アームスイッチング素子がオンされる。第 4 のベースパターンでは、V 相上アームスイッチング素子と、U 相下アームスイッチング素子がオンされる。第 5 のベースパターンでは、W 相上アームスイッチング素子と、U 相下アームスイッチング素子がオンされる。第 6 のベースパターンでは、W 相上アームスイッチング素子と、V 相下アームスイッチング素子がオンされる。このように、ベ-

50

スパターンが切り替わることにより、駆動電圧が印加されるモータの電機子巻線の相も切り替わる。

【0028】

制御演算部5は、これらのベースパターンの転流切換ための回転位相情報を出力する。すなわち、制御演算部5は、モータ1の3相誘起電圧のゼロクロス位置を演算し、ゼロクロス信号を出力する。このゼロクロスはモータ回転子が機械的に一回転する間に12回発生する。モータ1が等速回転を行ってれば、ゼロクロス信号は、ほぼ機械角 30° 刻みで発生する。制御演算部5は、A/D変換部4のサンプリング電圧からゼロクロス位置を演算し、PWMデューティ制御部6はそのゼロクロス位置に基づいてベースパターンを順次切り換えながら、PWMデューティ信号を出力する。PWMデューティ信号はベースパター

10

【0029】

以上のように、インバータ装置においては、PWMデューティ制御部6が制御演算部5からの回転位相情報に基き直流交流変換部2のインバータ周波数を変化させながら、モータ1を回転数制御する。このとき、モータ1の回転子の磁極位置は誘起電圧のゼロクロス位置からは電機子反作用の影響により直接確定することはできず、それらの間には位相差が生ずる。この位相差は運転負荷に依存するため、真の磁極位置を誘起電圧のゼロクロス位置からマイコン演算により特定することは困難である。しかし、真の磁極位置は特定できなくても、誘起電圧のゼロクロス位置のみによりモータ1を回転数制御することは十分可能である。

20

【0030】

<インバータ装置の通電制御>

図3は、本実施形態のインバータ装置による 120° 通電制御における電機子巻線の一つの相における電流(相電流)波形を示した図である。図3では、通電角を Wx とし、電気角 X から電気角 $(X + Wx)$ までの間通電を行ない、その後、電気角 Y から通電角 Wx の間通電を行っている。すなわち、本実施形態のインバータ装置では、電気角 $(X + Wx)$ から電気角 Y の間は通電は行なわず、この間にゼロクロス検出のための誘起電圧の検出を行なうようにしている。図3で $Wx = 120^\circ$ とすると、図16に示す従来技術の場合と同様となる。ここで、通電角 Wx は次式を満たすように設定する。

$$Wx < 180^\circ \quad (1)$$

30

すなわち、上式を満たせば、電気角の $(180^\circ - Wx)$ の範囲でモータ1の誘起電圧を確認することができる。このため、モータ1の運転において回転子位置を検出するための位置センサが不要となる。

【0031】

なお、導通角 Wx が次式を満たすときは、 120° 通電制御で説明した6通りのベースパターン信号に加えて、3相正弦波駆動用のベースパターン信号を追加する必要がある。

$$150^\circ < Wx < 180^\circ \quad (2)$$

つまり、基本的には、3相のうちのいずれか1つにおいて電流がオフとなる電気角の区間において、上記の 120° 通電制御用の6つのベースパターンを使用する。それ以外の区間では、3相正弦波駆動用のベースパターンを使用する。3相正弦波駆動用のベースについては、通常の3相正弦波PWM制御として周知であるので、詳細な説明は省略する。

40

【0032】

<ゼロクロス位置の検出>

次に、インバータ装置における回転子位置の検出のためのゼロクロス位置の特定方法について説明する。前述のように、ゼロクロス位置検出のためのモータ1の誘起電圧の検出は、相電流が流れていない区間に行なわれる。例えば、図3において、電気角で $-X$ から $+X$ までの区間、又は、電気角で $(X + Wx)$ から Y までの区間に行なわれる。以下、このような相電流が流れていない区間を「相電流オフ区間」という。

【0033】

制御演算部5は、相電流オフ区間の所定の点(電気角)においてモータ巻線の誘起電圧を

50

検出し、その検出値と、ゼロクロスであると判断する基準電圧値（本例では、 $V_{DC}/2$ ）との差を求め、その差に基いてゼロクロスが発生する点（電気角）を予測して検出する。このように、相電流オフ区間の任意の点で検出された誘起電圧に基いてゼロクロス位置を検出するため、相電流オフ区間において誘起電圧が検出される限り、相電流オフ区間内に実際のゼロクロス発生点が存在するか否かにかかわらずゼロクロス位置を検出することができる。したがって、相電流オフ区間が確保される限り、通電角を 180° 近くまで十分広く確保することができ、より円滑なモータ運転が可能となる。

【0034】

図4は、相電流オフ区間におけるモータ1の一つの相の誘起電圧波形を拡大して示した図である。この図において電気角で $-X$ から $+X$ までの区間が、モータ1の誘起電圧12を確認できる区間である。このような誘起電圧を確認できる区間は、3相分で考えると電気角 60° の領域毎に一回存在し、モータ1の一回転中では12回存在する。また、リカバリ電流回復角 R_x （ 0 ）の区間では、回生電流が流れているため、誘起電圧をサンプリングすることはできない。このため、サンプリングが可能となる電気角は次式を満たす必要がある。

$$-X + R_x < \text{サンプリング可能な電気角} < X \quad (3)$$

$$X = (180^\circ - W_x) / 2 \quad (4)$$

【0035】

次に、ゼロクロス点検出時のA/D変換部4と制御演算部5の動作を説明する。なお、図4において、位置（電気角） Z がゼロクロス点の位置であるとする。

【0036】

まず、A/D変換部4は、電気角（ $-X + T_{S0}$ ）にて誘起電圧をサンプリングしてデジタル値 V_0 に変換する。ここで、 T_{S0} はウェイト角を示し、制御演算部5からのサンプリング指令によって与えられ、PWMデューティ信号のデューティパルスがオンとなる区間（以下「PWMオン区間」という。）の部分でサンプリングできるようにサンプリングのタイミングは制御される。したがって、図4に示すように、PWMオン区間 T_{on} 内でサンプリングが行なわれ、PWMデューティ信号のデューティパルスがオフとなる区間（以下「PWMオフ区間」という。） T_{off} ではサンプリングは行なわれないようになっている。

【0037】

また、ウェイト角 T_{S0} とリカバリ電流回復角 R_x とは次式の関係を満たすように設定し、これにより、リカバリ電流回復角 R_x の区間での検出を行なわないようにしている。

$$T_{S0} > R_x \quad (5)$$

【0038】

図4において、誘起電圧のゼロクロス位置は位置 Z であり、サンプリングした電圧 V_0 と、ゼロクロス位置 Z での電圧 $V_{DC}/2$ との電圧差 V_0 は、

$$V_0 = V_0 - V_{DC}/2 \quad (6)$$

で求める。

【0039】

制御演算部5は上記のようにして電圧差 V_0 を計算した後、さらに、その電圧差 V_0 と、インバータ角周波数 f と、モータ1のマグネットの誘起電圧定数 E_0 とを用いて、サンプリング位置とゼロクロス位置との位相差 θ_0 を求める。 $|\theta_0| < 90^\circ$ であれば、誤差 θ_0 は一般に次式で与えられる。

$$\theta_0 = 2 / (1 / 3 \cdot 1 \cdot E_0) \cdot V_0 \quad (7)$$

式(7)によって位相差 θ_0 が求めれば、サンプリング位置と位相差 θ_0 とからゼロクロス位置を検出することができる。

【0040】

上記のようにしてゼロクロス位置が検出できれば、誘起電圧のみの観測（3相分の観測）でモータ1の回転位相制御が可能となる。

【0041】

10

20

30

40

50

ここで、電圧差 V_0 を得るための必要条件は、相電流オフ期間においてPWMオン区間が少なくとも1つ含まれることである。このため、直流交流変換部2のスイッチング素子の開閉周波数 (= キャリア周波数) f_c 、インバータ周波数 f_1 、通電角 $W \times$ が次の関係を満たす必要がある。

$$f_c = f_1 \times 360^\circ / (180^\circ - W \times - R \times) \quad (8)$$

【0042】

上式をみたすようにキャリア周波数 f_c を設定することにより、相電流オフ期間すなわち相電流オフ期間開始角から相電流オフ期間終了角の間に、PWM制御におけるキャリア周期が少なくとも1つ含まれる。このため、PWMオン区間が少なくとも1回は存在し、サンプリング電圧 V_0 すなわち電圧差 V_0 を得ることが可能となる。

【0043】

(モータの等価回路)

図5はモータ1の等価回路図である。 R_1 は巻線一次抵抗、 $L_u \cdot L_v \cdot L_w$ は各相のインダクタンス(合成分)、 $E_u \cdot E_v \cdot E_w$ は各相の界磁誘起電圧、 $I_u \cdot I_v \cdot I_w$ は各相の相電流を表している。ここで、界磁誘起電圧とは、モータ1が回転したときに、マグネット(界磁)のみによる発生する誘起電圧を意味している。

【0044】

同図において、W-V相間に直流電圧 V_{DC} が印加されている場合を考える。この時、W相の電位は V_{DC} 、V相の電位は0、U相は解放となり誘起電圧 V_{u21} が観測される。なお、巻線中性点22は各相の midpoint である。W-V相間の電位差はPWM制御により V_{DC} と0Vを交互に繰り返す。また、PAM制御時には、常時電位差が V_{DC} となる。この時の誘起電圧 V_{u21} の電圧波形は図4の誘起電圧に対応している。図4の相電流オフ開始角17と相電流オフ終了角18の区間は、W-V相に直流電圧 V_{DC} が印加されてPWM制御が行われている。

【0045】

また、この状態において、図5に示す界磁誘起電圧 E_u とU相インダクタンス L_u の電気角に対する電気的特性は、図6に示す界磁誘起電圧 E_{u24} とU相インダクタンス L_{u23} となる。図6に示すように、界磁誘起電圧 E_{u24} は、振幅が $1 \cdot E_0$ となる正弦波状交流電圧であり、U相インダクタンス L_{u23} は、最大値が L_q 、最小値が L_d ($L_q > L_d$)、そのDC成分が $(L_q + L_d) / 2$ となる正弦波状交流電圧である。

【0046】

界磁誘起電圧 E_{u24} が最大値 L_q もしくは最小値 L_d をとるとき、U相インダクタンス L_{u23} も最大値 L_q をとる。界磁誘起電圧 E_{u24} がゼロとなるときは、U相インダクタンス L_{u23} は最小値 L_d をとる。

【0047】

界磁誘起電圧 E_{u24} のゼロクロス位置25はモータ1のマグネットの磁極位置に完全対応している。しかしながら、誘起電圧 V_{u21} すなわち誘起電圧12は、U相インダクタンス L_{u23} の電機子反作用の影響により、ゼロクロス位置14と、界磁誘起電圧 E_{u24} のゼロクロス位置25との電気角は一致せず、ある位相角をもつ。この位相角はモータ1の運転状態によって変化するので、その位相角特定は困難である。

【0048】

図5において、W-V相に直流電圧 V_{DC} が印加されてPWM制御もしくはPAM制御が行われており、かつW-V相の電位差が V_{DC} 、かつ $I_u = 0$ であるなら誘起電圧を検出できるため、サンプリング電圧(位置Zでの)を得ることができる。

【0049】

<ゼロクロス検出に用いる誘起電圧の検出>

インバータ装置は一般的に、抵抗、インダクタンス及びマグネットの磁気回路で構成されるモータ1と、キャパシタンスを含むスイッチング素子とを含み、その誘起電圧に関する回路方程式は二階線形常微分方程式で与えられる。また、その方程式は虚根をもつ。従って、PWMオン区間(T_{on} の区間)に現れる誘起電圧の波形は、正確には図7に示すよう

10

20

30

40

50

な、時間の経過とともに振動しながら一定値に収束する振動波形となる。図 7 において、 V_{0mj} ($j = 1$ の整数) は誘起電圧 1 2 の極大点・極小点を示し、 t_{mj} はそれらの点における時刻を示す。電圧 V_{00} は誘起電圧 1 2 の収束電圧を示し、真の誘起電圧である。

【0050】

図 7 に示す波形を時間 t に関して数式化すれば次式となる。

$$V_0 = V_{00} \cdot (1 - \exp(-k \cdot t) \cdot \sin(2 \cdot f_L \cdot t - \phi)) \quad (9)$$

ここで、 k (> 0) と ϕ (< 0) は定数であり、 f_L (> 0) は図 7 において電圧振動成分の周波数を意味し、しばしばリング周波数と呼ばれる。これらの諸量は制御システムが決まれば自動的に決まる数値であるため定数として扱える。

【0051】

このように一般的に誘起電圧はある時区間においては振動しているすなわち過渡状態にあるため、任意の時間に求めたサンプリング電圧は必ずしも、真の誘起電圧数値である収束電圧 V_{00} を表しているとは限らない。誘起電圧に基いてゼロクロス位置が検出され、それによりスイッチング素子の切替えタイミングが決定されることから、誘起電圧のデータ信頼性・精度は、制御システム全体の動作に大きく影響する。故に、この誘起電圧は正確に求められることが望まれる。

【0052】

そこで、本インバータ装置では、以下に示す種々の方法で誘起電圧を正確かつ容易に検出する。なお、以下の制御において、サンプリング時間 T_s とサンプリング回数 n の設定はサンプリング時間制御部 5 により、誘起電圧検出値の確定については制御演算部 7 により行なわれる。

【0053】

(誘起電圧の検出方法 1)

本方法では、図 8 に示すように所定のサンプリング時間毎に検出電圧をサンプリングし、そのサンプリング電圧のうちの最後にサンプリングされた電圧を誘起電圧 1 2 の収束値として確定する。図 8 において、サンプリング電圧 30 を V_{0Sy} 、サンプリングする時刻を t_{sy} 、各サンプリング時間(間隔)を T_{sxy} (x, y は、 $0 \leq x \leq n-1$ 、 $1 \leq y \leq n$ を満たす整数)としたとき、サンプリング時間 T_{sxy} (> 0) とサンプリング回数 n とは次の関係を満たすように設定される。

$$T_{sxy} = T_{on} \quad (10)$$

$$(T_{sxy}) = T_{on} \quad (n: n \text{ 個の総和}) \quad (11)$$

このようにすれば、PWM オン区間において誘起電圧を必ずサンプリングすることが可能となる。特に、

$$(T_{sxy}) = T_{on} \quad (12)$$

を満足するように各サンプリング時間 T_{sxy} とサンプリング回数 n を設定する。そして、サンプリング電圧 V_{0Sy} の最終値である V_{0Sn} を誘起電圧 V_0 と確定する。これにより得られる電圧値 V_0 は、収束電圧 V_{00} とほぼ等しい値であると考えられる。このようにすれば、容易に収束電圧 V_{00} を求めることができる。

【0054】

このため、サンプリング時間制御部 7 は、制御演算部 5 のサンプリング指令に基きサンプリング時間 T_s とサンプリング回数 n を A/D 変換部 4 に出力する。A/D 変換部 4 はそのサンプリング指令情報に基づき、誘起電圧 1 2 を n 回 ($n = 1$) サンプリングしてサンプリング電圧を得る。制御演算部 5 は上記の方法で、最終のサンプリング電圧値から誘起電圧 1 2 を確定する。

【0055】

(誘起電圧の検出方法 2)

本方法では、図 9 に示すように、検出方法 1 において $n = 1$ とし、すなわち、1 回だけサンプリングするようにし、且つ、そのサンプリングを所定時間 (T_{MIN}) の経過後に行なうようにする。サンプリング時間 T_{s01} は次式を満足するように設定する。

$$T_{s01} = t_{s1} = T_{on} - T_{MIN} \quad (13)$$

10

20

30

40

50

ここで、 T_{MIN} は、誘起電圧の電圧振動成分の極大値と極小値の差が、ほぼ収束したと考えられる所定範囲内に収まるようになるまでの時間に設定する。また所定範囲とは、誘起電圧の電圧振動の過渡状態がほぼ終了し、定常状態に移行したと考え得る範囲である。このようにして求めたサンプリング電圧 3 1 (V_{OS1}) は誘起電圧 1 2 (V_0) の真の値とほぼ等しいと考えられる。

【 0 0 5 6 】

(誘起電圧の検出方法 3)

本方法では、図 1 0 に示すように、検出方法 1 において $n = 1$ とし、すなわち、1 回だけサンプリングするようにし、且つ、そのサンプリングを振動が収束したと考えられる所定時間 (T_{MAX}) 経過後に行なう。サンプリング時間 T_{s01} は次式を満足するように設定する。

$$T_{MAX} \quad T_{s01} \quad T_{on} \quad (14)$$

このようにして求めたサンプリング電圧 3 2 の値 V_{OS1} は、

$$V_{OS1} = V_{00} = V_0 \quad (15)$$

をみたすと考えられる。したがって、 T_{MAX} は誘起電圧の電圧振動が定常状態になったと考えられる時間に、具体的には、 $V_{00} = V_{OS1}$ を満足するサンプリング時間 T_s の最小値に設定する。

【 0 0 5 7 】

また検出方法 1 において、 n 個のサンプリング電圧 V_{OSy} を求め、これらを相加平均して誘起電圧 V_0 を次のように求めて確定することもできる。

$$V_0 = (V_{OSy}) / n \quad (16)$$

この場合、外乱ノイズに対し影響の受けにくい誘起電圧 V_0 を確定できる。

【 0 0 5 8 】

(誘起電圧の検出方法 4)

本方法では、図 1 1 に示すように、検出方法 1 において $n = 1$ とし、すなわち、1 回だけサンプリングするようにし、このサンプリング値と式 (9) を用いて誘起電圧 (収束電圧 V_0) を求める。この場合、 k 、 f_L 、 ω を事前に求めておき、これらの値とサンプリング電圧 3 3 (V_{OS1}) と、次式とにより収束電圧 V_0 を求める。

$$V_0 = V_{OS1} / (1 - \exp(-k \cdot t_{s1}) \cdot \sin(2 \cdot f_L \cdot t_{s1} - \omega)) \quad (17)$$

【 0 0 5 9 】

また、検出方法 1 において $n = 4$ とし、4 回サンプリングして電圧 V_{OS1} 、 V_{OS2} 、 V_{OS3} 、 V_{OS4} を得るようにしてもよい。この場合には、式 (9) を用いて以下の連立方程式を立て、それらを解くことにより、 k 、 f_L 、 ω が未知の場合にも V_0 を確定できる。

$$V_0 = V_{OS1} / (1 - \exp(-k \cdot t_{s1}) \cdot \sin(2 \cdot f_L \cdot t_{s1} - \omega)) \quad (18a)$$

$$V_0 = V_{OS2} / (1 - \exp(-k \cdot t_{s2}) \cdot \sin(2 \cdot f_L \cdot t_{s2} - \omega)) \quad (18b)$$

$$V_0 = V_{OS3} / (1 - \exp(-k \cdot t_{s3}) \cdot \sin(2 \cdot f_L \cdot t_{s3} - \omega)) \quad (18c)$$

$$V_0 = V_{OS4} / (1 - \exp(-k \cdot t_{s4}) \cdot \sin(2 \cdot f_L \cdot t_{s4} - \omega)) \quad (18d)$$

【 0 0 6 0 】

(誘起電圧の検出方法 5)

本方法では、検出方法 1 において次式を満足するようにサンプリング時間 T_s を設定したものである。

$$T_s = 1 / f_L \quad (19)$$

このようにすれば、図 1 2 に示すようにリング成分をもつ誘起電圧期間を、時間軸上において高分解能にサンプリングすることができるので、上述したいずれの V_0 を確定する方法をも適用できる。

【 0 0 6 2 】

(誘起電圧の検出方法 6)

ここでは、上記の検出方法 5 において、サンプリング時間 T_s をリング周波数の逆数に対して十分に小さく設定し、極大点、極小点のサンプリング電圧を、収束電圧決定のためのサンプリング電圧として採用する。図 1 3 に示すように、サンプリング電圧 3 5 を

10

20

30

40

50

V_{0sm_y} 、サンプリング時刻を t_{sm_y} (y は正の整数) としている。 t_{sm_y} は、サンプリング時間 T_s の 1 次関数で表される。

【0063】

(誘起電圧の検出方法 7)

本方法では、図 14 に示すように極大点をサンプリングして誘起電圧 V_0 を確定する。サンプリング電圧が極大点となる時には、誘起電圧の電圧方程式は、 $y = 1$ とすると、以下の方程式となる。

$$\begin{aligned} V_{0sm1} &= V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm1}) \cdot (-1)) \\ &= V_0 \cdot (1 + \exp(-k \cdot t_{sm1})) \end{aligned} \quad (21) \quad 10$$

よって、

$$V_0 = V_{0sm1} / (1 + \exp(-k \cdot t_{sm1})) \quad (22)$$

となる。

【0064】

従って、定数 k のみ既知であれば、極大点となる一つのサンプリング電圧 36 (V_{0sm1}) により、誘起電圧 V_0 を確定できることになる。つまり、リングング周波数 f_L や γ に全く依存せずに V_0 を確定できるので、精度よく誘起電圧を求めることが可能である。

【0065】

さらに、 $y = 3$ とすると、そのサンプリング電圧により以下の電圧方程式となる。 20

$$\begin{aligned} V_{0sm1} &= V_0 \cdot (1 + \exp(-k \cdot t_{sm1})) \\ &\equiv V_0 \cdot (1 + \alpha_1) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} V_{0sm3} &= V_0 \cdot (1 + \exp(-k \cdot t_{sm3})) \\ &= V_0 \cdot (1 + \exp(-k \cdot t_{sm1} \cdot t_{sm3} / t_{sm1})) \\ &\equiv V_0 \cdot (1 + \exp(-k \cdot t_{sm1} \cdot \gamma_{31})) \\ &= V_0 \cdot (1 + \alpha_1' \cdot \gamma_{31}) \end{aligned} \quad (24)$$

ここで、記号「 \wedge 」は階乗を表す。上式より、 α_1 を消去すれば V_0 が確定できる。すなわち、極大点のサンプリング電圧 V_{0sm1} と V_{0sm3} により、定数 k にも依存せずに V_0 を確定できるため、さらに一層精度良く誘起電圧を求めることができる。 30

【0066】

(誘起電圧の検出方法 8)

本方法では、図 15 に示すように極小点をサンプリングして誘起電圧 V_0 を確定する。サンプリング電圧 37 が極小点である場合には、誘起電圧の電圧方程式は、 $y = 2$ とし、サンプリング電圧 V_{0sm2} により以下になる。

$$\begin{aligned} V_{0sm2} &= V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm2}) \cdot (1)) \\ &= V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm2})) \end{aligned} \quad (25) \quad 40$$

よって、

$$V_0 = V_{0sm2} / (1 - \exp(-k \cdot t_{sm2})) \quad (26)$$

となる。従って、定数 k が既知であれば、極小点となる一つのサンプリング電圧 37 (V_{0sm2}) により、誘起電圧 V_0 を確定できることになる。つまり、リングング周波数 f_L や γ に全く依存せずに V_0 を確定できるので、精度よく誘起電圧 12 を求めることが可能である。

【0067】

さらに、 $y = 4$ とすると、以下の電圧方程式が得られる。

$$\begin{aligned} V_{0sm2} &= V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm2})) \\ &\equiv V_0 \cdot (1 - \alpha^2) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} V_{0sm4} &= V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm4})) \\ &= V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm2} \cdot t_{sm4} / t_{sm2})) \\ &\equiv V_0 \cdot (1 - \exp(-k \cdot t_{sm2} \cdot \gamma^2)) \\ &= V_0 \cdot (1 - \alpha^2 \gamma^2) \end{aligned} \quad (28)$$

上式より、 α を消去すれば V_0 が確定できる。すなわち、極小点のサンプリング電圧 V_{sm2} と V_{sm4} により、定数 k にも依存せずに V_0 を定めるため、さらに精度良く誘起電圧を求めることができる。

【0068】

以上のような方法でサンプリング点の決定を行なうことにより、電圧検出の精度を向上させるため、より精度よいモータ制御が実現できる。

【0069】

【発明の効果】

本発明のインバータ装置は、モータ巻線の誘起電圧の検出のためのA/D変換手段のサンプリング時間 T_s とサンプリング回数 n とを適宜制御する。これにより、モータ電流の通電角を簡単な回路構成にて 180° 近傍まで拡大した場合でも、精度よくモータ回転子位置に基くモータ駆動制御ができるので、モータが発生する音・振動を低減し、機械系の防音、振動対策を簡略化でき、回路コストが安価なインバータ装置を実現できる。

【0071】

また、サンプリング時間 T_s を、PWM制御におけるオン区間の直後の誘起電圧に発生するリングングの周波数が f_L のときに、 $T_s = 1/f_L$ を満足するように設定する。これにより、高周波なリングング成分をもつ誘起電圧を高分解能に電圧サンプリングできるので、誘起電圧を正確に確定できる。また、サンプリングされた電圧を相加平均処理することにより、誘起電圧上にノイズ電圧等の外乱電圧が瞬間的に印加されたとしても、大きな影響を受けないため精度よく誘起電圧を確定でき、インバータシステムの安定性と性能をさらに高めることができる。

【0073】

また、サンプリング回数 n を、PWM制御におけるオン区間の誘起電圧をサンプリングするように設定してもよい。これにより、正常な誘起電圧以外の電圧要素をサンプリングすることが全くなり、誘起電圧サンプリングエラーによるインバータシステムの異常停止を防止できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係るインバータ装置の制御ブロック図。

【図2】 インバータ装置の電圧検出部の構成図。

【図3】 ブラシレスDCモータの一の相の電気角に対する相電流波形を示した図。

【図4】 制御演算部においてサンプリング電圧 V_1 から位相差 θ_1 を算出するための動作を説明するための図。

【図5】 ブラシレスDCモータの等価回路図。

【図6】 ブラシレスDCモータにおいて、U相インダクタンス L_u 及び界磁誘起電圧 E_u の電気角に対する特性を示した図。

【図7】 相電流オフ区間の誘起電圧波形を説明するための図。

【図8】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法1）。

【図9】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法2）。

【図10】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するため

の図（検出方法３）。

【図１１】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法４）。

【図１２】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法５）。

【図１３】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法６）。

【図１４】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法７）。

【図１５】 制御演算部が誘起電圧の確定のために用いるサンプリング点を説明するための図（検出方法８）。

【図１６】 従来の１２０°通電制御における相電流波形を示した図。

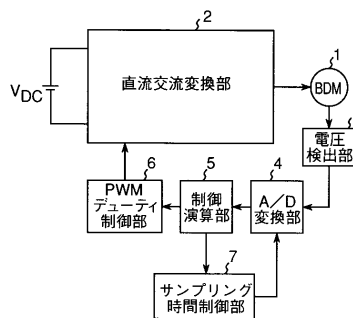
【符号の説明】

- １ ブラシレスＤＣモータ（ＢＤＭ）
- ２ 直流交流変換部
- ３ 電圧検出部
- ４ Ａ／Ｄ変換部
- ５ 制御演算部
- ６ ＰＷＭデューティ制御部
- ７ サンプリング時間制御部

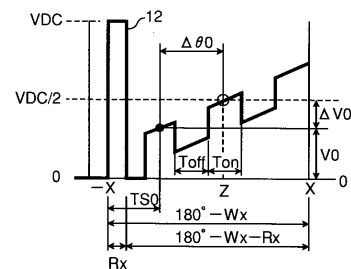
10

20

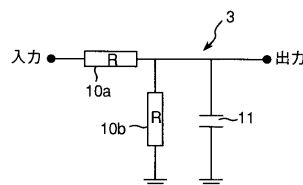
【図１】



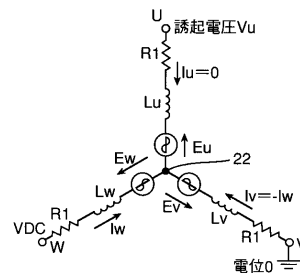
【図４】



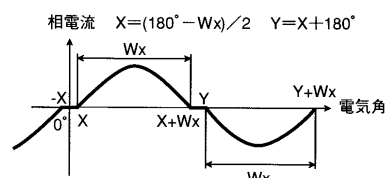
【図２】



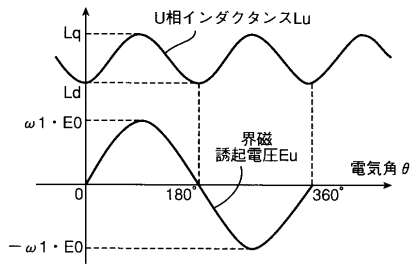
【図５】



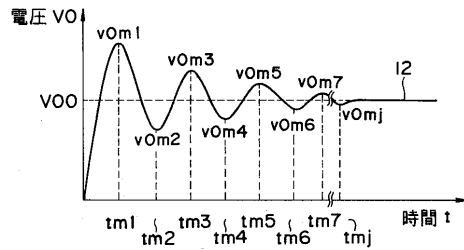
【図３】



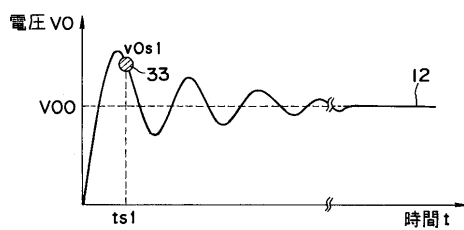
【図 6】



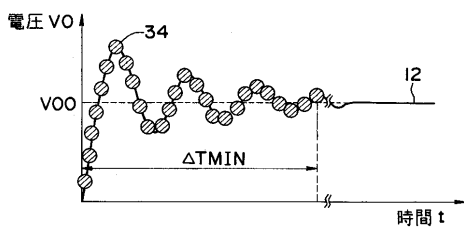
【図 7】



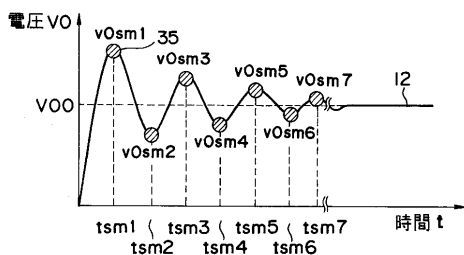
【図 11】



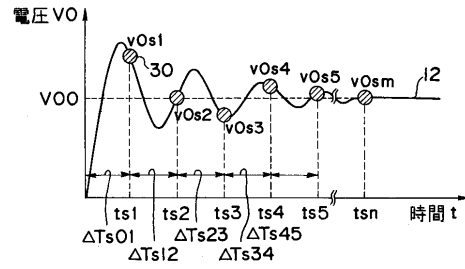
【図 12】



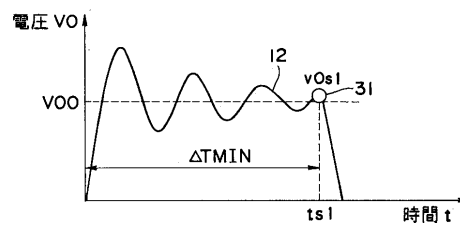
【図 13】



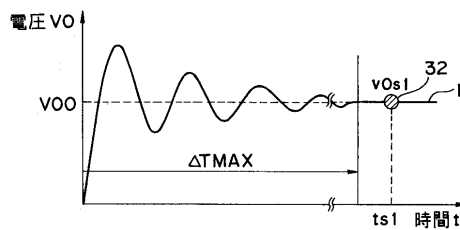
【図 8】



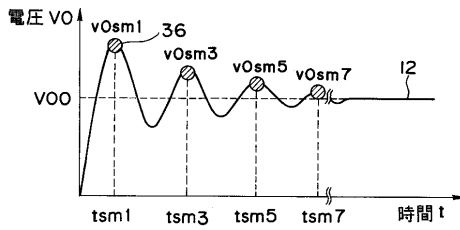
【図 9】



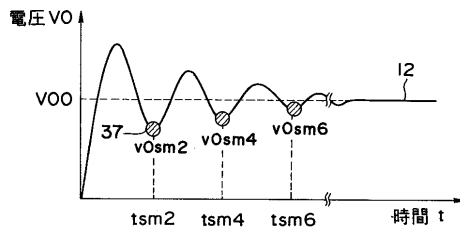
【図 10】



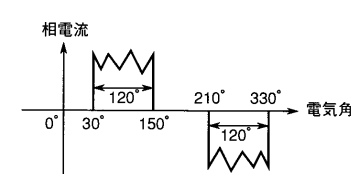
【図 14】



【図 15】



【図 16】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 0 8 - 0 8 4 4 9 3 (J P , A)
特開平 0 6 - 2 3 7 5 9 4 (J P , A)
特開平 0 4 - 1 1 7 1 9 8 (J P , A)
特開平 1 1 - 0 9 8 8 8 4 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 2 3 2 7 9 7 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H02P 6/18