

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4514108号  
(P4514108)

(45) 発行日 平成22年7月28日(2010.7.28)

(24) 登録日 平成22年5月21日(2010.5.21)

(51) Int.Cl.

**H02P 6/18 (2006.01)**

F I

H02P 6/02 371S

請求項の数 4 (全 9 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2004-160355 (P2004-160355)                  (22) 出願日 平成16年5月28日 (2004.5.28)                  (65) 公開番号 特開2005-341768 (P2005-341768A)                  (43) 公開日 平成17年12月8日 (2005.12.8)                  審査請求日 平成19年2月15日 (2007.2.15)</p>	<p>(73) 特許権者 000116024                  ローム株式会社                  京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地                  (74) 代理人 100121337                  弁理士 藤河 恒生                  (72) 発明者 前田 記寛                  京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地                  ローム株式会社内                  審査官 尾家 英樹                  (56) 参考文献 特開昭63-039490 (JP, A)                  国際公開第03/036787 (WO, A1)                  最終頁に続く</p>
------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

一端が共通の中性点に接続される3相のステータコイルに駆動電流を流すことによってロータが回転するブラシレスモータを、各相のステータコイルの他端に順次所定のタイミングで駆動電流を流し込むモータドライバを介して駆動制御するブラシレスモータ駆動制御回路であって、

緩やかに上昇又は下降する中性点の電圧と、各相のステータコイルの他端に誘起される大きな勾配で上昇又は下降する逆起電圧とを比較してその大小結果である極性の切り換わりを検出して逆起電圧極性信号を出力する少なくとも1個の逆起電圧検出コンパレータと

前記逆起電圧極性信号の極性の切り換わりから前記モータドライバを駆動するまでのタイミングを導出するモータドライバ制御回路と、

前記逆起電圧検出コンパレータに入力される中性点の電圧と逆起電圧のノイズ除去を行うものであって、逆起電圧の振幅が小さくなる低速回転の場合は大きな時定数となり、逆起電圧の振幅が大きい高速回転の場合は小さな時定数となるように、前記逆起電圧極性信号に基づいて前記モータドライバ制御回路によって時定数が切換えられるノイズ除去用のフィルタと、

を備えることを特徴とするブラシレスモータ駆動制御回路。

【請求項 2】

請求項1のブラシレスモータ駆動制御回路において、

前記逆起電圧検出コンパレータは3相の逆起電圧をそれぞれ並列的に入力する3個の逆起電圧検出コンパレータであり、前記フィルタは中性点の電圧と3相の逆起電圧のノイズ除去を並列的に行う3個のフィルタであることを特徴とするブラシレスモータ駆動制御回路。

【請求項3】

請求項1のブラシレスモータ駆動制御回路において、

3相の逆起電圧を入力し、それらを時分割して出力する逆起電圧マルチプレクサを更に備え、

前記逆起電圧検出コンパレータは1個の逆起電圧検出コンパレータであり、前記フィルタは中性点の電圧と逆起電圧マルチプレクサの出力電圧のノイズ除去を行う1個のフィルタであることを特徴とするブラシレスモータ駆動制御回路。

10

【請求項4】

請求項1及び3のいずれかに記載のブラシレスモータ駆動制御回路と、

そのブラシレスモータ駆動制御回路によって制御されるモータドライバと、

そのモータドライバによって駆動されるブラシレスモータと、を備えることを特徴とするブラシレスモータ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、3相のステータコイルを有したブラシレスモータをセンサレス型で駆動制御するブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置に関するものである。

20

【背景技術】

【0002】

この種のブラシレスモータ駆動制御回路は、ホール素子を用いずに、ロータの回転に伴って発生する3相のステータコイルの逆起電圧をコンパレータにより検出し、この逆起電圧によりロータの回転位置を検出してブラシレスモータを制御駆動する(例えば特許文献1)。

【0003】

ここで、ステータコイルに発生する逆起電圧の振幅はロータの回転速度に比例するため、低速回転時には、高速回転時に比べ逆起電圧の振幅が小さくなり、ノイズに対するその比率、すなわちS/N比が小さくなる傾向にある。この対策として、逆起電圧をコンパレータにより検出する前にローパスフィルタを通してノイズを除去し、所要のS/N比を確保して逆起電圧の検出精度が低下しないようにしている。なお、このノイズは、具体的には、ブラシレスモータをPWM(パルス幅変調)駆動する場合に発生するスイッチングノイズなどである。また、低速回転時とは、定常的な低速回転の他、ロータの回転起動時や回転停止移行時も含まれる。

30

【0004】

【特許文献1】特開平8-149879号公報

【発明の開示】

40

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

このように、従来のブラシレスモータ駆動制御回路は、ローパスフィルタを付加することにより所要のS/N比を確保することができる。しかし、その反面、このローパスフィルタが持つ時定数により、ロータの回転位置に対応する逆起電圧のコンパレータへの入力が遅延する。その結果、ブラシレスモータ駆動制御回路の出力タイミングは、遅延時間に応じてロータを効率よく回転させるためのタイミングからずれて効率が低下することになる。特に、高速回転時には、この逆起電圧の遅延時間に対応する電気角が大きくなるため、ブラシレスモータの効率は更に低下し、極端な場合はロータが停止するおそれもある。

【0006】

50

本発明は、係る事由に鑑みてなされたものであり、その目的は、所要の逆起電圧のS/N比を確保すると共に、高速回転時でのブラシレスモータの効率の低下を抑制することができるブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記目的を達成するために、請求項1に記載のブラシレスモータ駆動制御回路は、一端が共通の中性点に接続される3相のステータコイルに駆動電流を流すことによってロータが回転するブラシレスモータを、各相のステータコイルの他端に順次所定のタイミングで駆動電流を流し込むモータドライバを介して駆動制御するブラシレスモータ駆動制御回路であって、緩やかに上昇又は下降する中性点の電圧と、各相のステータコイルの他端に誘起される大きな勾配で上昇又は下降する逆起電圧とを比較してその大小結果である極性の切り換わりを検出して逆起電圧極性信号を出力する少なくとも1個の逆起電圧検出コンパレータと、前記逆起電圧極性信号の極性の切り換わりから前記モータドライバを駆動するまでのタイミングを導出するモータドライバ制御回路と、前記逆起電圧検出コンパレータに入力される中性点の電圧と逆起電圧のノイズ除去を行うものであって、逆起電圧の振幅が小さくなる低速回転の場合は大きな時定数となり、逆起電圧の振幅が大きい高速回転の場合は小さな時定数となるように、前記逆起電圧極性信号に基づいて前記モータドライバ制御回路によって時定数が切換えられるノイズ除去用のフィルタと、を備えることを特徴とする。

【0008】

請求項2に記載のブラシレスモータ駆動制御回路は、請求項1のブラシレスモータ駆動制御回路において、前記逆起電圧検出コンパレータは3相の逆起電圧をそれぞれ並列的に入力する3個の逆起電圧検出コンパレータであり、前記フィルタは中性点の電圧と3相の逆起電圧のノイズ除去を並列的に行う3個のフィルタであることを特徴とする。

【0009】

請求項3に記載のブラシレスモータ駆動制御回路は、請求項1のブラシレスモータ駆動制御回路において、3相の逆起電圧を入力し、それらを時分割して出力する逆起電圧マルチプレクサを更に備え、前記逆起電圧検出コンパレータは1個の逆起電圧検出コンパレータであり、前記フィルタは中性点の電圧と逆起電圧マルチプレクサの出力電圧のノイズ除去を行う1個のフィルタであることを特徴とする。

【0010】

請求項4に記載のブラシレスモータ装置は、請求項1及び3のいずれかに記載のブラシレスモータ駆動制御回路と、そのブラシレスモータ駆動制御回路によって制御されるモータドライバと、そのモータドライバによって駆動されるブラシレスモータと、を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0011】

本発明のブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置は、ロータの回転速度に応じて少なくとも第1及び第2の時定数を切り換えてその時定数に対応した低域周波数成分を通過させる逆起電圧フィルタ回路を備えているので、低速回転時には時定数を大きくすることによりノイズ除去効果を高くして所要の逆起電圧のS/N比を確保し、高速回転時には逆起電圧フィルタ回路による逆起電圧の遅延を少なくしてブラシレスモータの効率の低下を抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

以下、本願発明を実施するための最良の形態であるブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置を説明する。このブラシレスモータ装置1は、図1に示すように、ブラシレスモータ4と、ブラシレスモータ4を駆動するモータドライバ5と、モータドライバ5を制御するブラシレスモータ駆動制御回路6と、を備える。

## 【 0 0 1 3 】

ブラシレスモータ 4 は、周方向に N 極と S 極が配設される永久磁石で構成されたロータ  $R_O$  と、電流（駆動電流）を流すことによってロータ  $R_O$  の回転を制御する 3 相の、すなわち U 相、V 相、W 相のステータコイル  $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  と、から構成される。ステータコイル  $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  は Y 結線されて一端が共通の中性点に接続される。この中性点の電圧は中性点端子 N を介してブラシレスモータ駆動制御回路 6 に出力される。また、ステータコイル  $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  の他端は端子 U、V、W を介してそれぞれモータドライバ 5 の出力信号が入力されると共に、ステータコイル  $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  の他端の逆起電圧をブラシレスモータ駆動制御回路 6 に出力する。

## 【 0 0 1 4 】

モータドライバ 5 は、P 型の MOS トランジスタである 3 個の電源側出力トランジスタ  $T_{UU}$ 、 $T_{VU}$ 、 $T_{WU}$  と N 型の MOS トランジスタである 3 個の接地側出力トランジスタ  $T_{UL}$ 、 $T_{VL}$ 、 $T_{WL}$  とから構成される。電源側出力トランジスタ  $T_{UU}$ 、 $T_{VU}$ 、 $T_{WU}$  の各ドレインと接地側出力トランジスタ  $T_{UL}$ 、 $T_{VL}$ 、 $T_{WL}$  の各ドレインは、それぞれ互いに接続されると共にブラシレスモータ 4 の端子 U、V、W に接続されている。電源側出力トランジスタ  $T_{UU}$ 、 $T_{VU}$ 、 $T_{WU}$  の各ソースはブラシレスモータ駆動用電源  $V_M$  に接続され、接地側トランジスタ  $T_{UL}$ 、 $T_{VL}$ 、 $T_{WL}$  のソースは、後述する電流検出抵抗 1 2 を介して接地電位に接続される。

## 【 0 0 1 5 】

ブラシレスモータ駆動制御回路 6 は、ステータコイル  $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  の一端である中性点の電圧が中性点端子 N を介して、ステータコイル  $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  の他端に誘起される 3 相の逆起電圧が端子 U、V、W を介して、それぞれ並列的に入力され、ロータ  $R_O$  の回転速度に応じて第 1 及び第 2 の時定数を切り換えてその時定数に対応した低域周波数成分を通過させる 3 個の逆起電圧フィルタ回路  $16_U$ 、 $16_V$ 、 $16_W$  と、逆起電圧フィルタ回路  $16_U$ 、 $16_V$ 、 $16_W$  を通過した逆起電圧を並列的に入力し、それぞれを中性点の電圧と比較してその大小結果である逆起電圧極性信号  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  を出力する 3 個の逆起電圧検出コンパレータ  $17_U$ 、 $17_V$ 、 $17_W$  と、逆起電圧極性信号  $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$  に応じて、モータドライバ 5 を制御するモータドライバ制御回路 1 5 a と、を備える。

## 【 0 0 1 6 】

ブラシレスモータ駆動制御回路 6 は、更に、電圧入力端子 SPIN からの速度指令用の入力電圧を反転増幅して回転速度制御電圧を出力する反転増幅器 1 1 と、モータドライバ 5 から流れ込むブラシレスモータ 4 の駆動電流を電圧に変換する前述の電流検出抵抗 1 2 と、この電圧と回転速度制御電圧を比較してその大小結果を出力する回転速度制御コンパレータ 1 3 と、PWM 基準クロック入力端子 PCLK からセット入力端 S に入力される PWM 基準クロック（例えば周波数 167 kHz）の前縁エッジ（leading edge）によりセットされ、電流検出抵抗 1 2 の電圧が回転速度制御電圧に一致したときに、リセット入力端 R に入力される回転速度制御コンパレータ 1 3 の出力信号にリセットされることにより PWM 信号を出力端 Q からモータドライバ制御回路 1 5 a に出力するフリップフロップ回路（FF）1 4 と、を備える。

## 【 0 0 1 7 】

逆起電圧フィルタ回路  $16_U$  は、具体的には、一端が中性点端子 N に接続され他端がコンパレータ  $17_U$  の一の入力端に接続された抵抗  $21_U$ （例えば抵抗値 10 k $\Omega$ ）と、一端が U 相の端子 U に接続され他端がコンパレータ  $17_U$  の他の入力端に接続された抵抗  $22_U$ （例えば抵抗値 10 k $\Omega$ ）と、コンパレータ  $17_U$  の 2 個の入力端に両端が接続されたコンデンサ  $23_U$ （例えば容量値 80 pF）と、コンパレータ  $17_U$  の 2 個の入力端にスイッチ  $24_U$  と  $25_U$  を介して両端が接続されたコンデンサ  $26_U$ （例えば容量値 1000 pF）と、から構成される。所定回転速度（例えば 3000 rpm）以下の低速回転時には、スイッチ  $24_U$ 、 $25_U$  が閉じてコンデンサ  $23_U$  の容量にコンデンサ  $26_U$  の容量が付加される。このとき、抵抗  $21_U$ 、 $22_U$  の抵抗値とコンデンサ  $23_U$ 、 $26_U$

10

20

30

40

50

の容量値で決まる大きな時定数が第1の時定数となる。所定回転速度を超える高速回転時には、スイッチ24<sub>U</sub>、25<sub>U</sub>が開いてコンデンサ23<sub>U</sub>の容量のみとなる。このとき、抵抗21<sub>U</sub>、22<sub>U</sub>の抵抗値とコンデンサ23<sub>U</sub>の容量値で決まる小さな時定数が第2の時定数となる。上記したスイッチ24<sub>U</sub>、25<sub>U</sub>の開閉動作は後述するようにモータドライバ制御回路15aにより制御される。逆起電圧フィルタ回路16<sub>V</sub>、16<sub>W</sub>についても逆起電圧フィルタ回路16<sub>U</sub>と実質的に同様である。

#### 【0018】

また、モータドライバ制御回路15aは、逆起電圧極性信号P<sub>U</sub>、P<sub>V</sub>、P<sub>W</sub>が示すロータR<sub>O</sub>の回転位置情報からモータドライバ5を制御するタイミングを導出すると共に、それらの周期をシステムクロック入力端子SYCLKから入力されるシステムクロック（例えば周波数1MHz）をカウントすることにより求め、その周期に対応する回転速度が所定回転速度のどちら側にあるかによって上記スイッチ24<sub>U</sub>、25<sub>U</sub>等の開閉制御を行う。また、モータドライバ制御回路15aは、モータドライバ5の3個の電源側出力トランジスタT<sub>UU</sub>、T<sub>VU</sub>、T<sub>WU</sub>には上記制御タイミングに従って選択されるトランジスタをオンする信号を、3個の接地側出力トランジスタT<sub>UL</sub>、T<sub>VL</sub>、T<sub>WL</sub>には上記タイミングに従って選択されるトランジスタにフリップフロップ回路14から入力したPWM信号を出力する。

#### 【0019】

次に、ブラシレスモータ4の回転速度の制御動作を説明する。PWM基準クロック入力端子CLKからのPWM基準クロックの前縁エッジに同期してPWM信号はオン期間になり、電流検出抵抗12にはブラシレスモータ4の駆動電流が流れる。この電流は、電流検出抵抗12に生じる電圧が反転増幅器11の出力である回転速度制御電圧に一致するまで増加し、一致したときにPWM信号のオン期間は終わる。このようにして、電圧入力端子SPINの電圧を変えることによりブラシレスモータ4の駆動電流を変え、それにより回転速度を制御する。

#### 【0020】

次に、ブラシレスモータ4の駆動タイミングの制御動作を図2に示す波形図に基づいて説明する。(a)、(b)、(c)はブラシレスモータ4における端子U、V、Wの電圧波形（モータドライバ5の出力電圧と逆起電圧との合成電圧波形）、(d)、(e)、(f)は端子U、V、Wの逆起電圧波形、(g)、(h)、(i)は逆起電圧極性信号P<sub>U</sub>、P<sub>V</sub>、P<sub>W</sub>の波形をそれぞれ示したものである。(a)、(b)、(c)には、参照のため同時に中性点電圧の波形を示している。(d)、(e)、(f)の逆起電圧波形は、端子U、V、Wのそれぞれがハイインピーダンス状態になったときに、(a)、(b)、(c)に示すように、その端子に現れる。言い換えると、モータドライバ5により電圧が印加されているときには、その印加電圧に逆起電圧が隠れて端子U、V、Wに逆起電圧波形は現れない。また、端子U、V、Wに現れる逆起電圧と中性点端子Nの中性点電圧の交差するときが、各ステータコイルL<sub>U</sub>、L<sub>V</sub>、L<sub>W</sub>の位置にロータR<sub>O</sub>におけるS極とN極の境界（極性の切り換わり）が来たときである。この極性の切り換わりを逆起電圧検出コンパレータ17<sub>U</sub>、17<sub>V</sub>、17<sub>W</sub>が検出し、(g)、(h)、(i)に示すように、それらの出力である逆起電圧極性信号P<sub>U</sub>、P<sub>V</sub>、P<sub>W</sub>はハイレベルからローレベル又はローレベルからハイレベルに変化する。

#### 【0021】

以下、更に詳しく同図(a)、(b)、(c)を説明する。ロータR<sub>O</sub>の周期をそれぞれ電気角60°に相当するt<sub>A</sub>、t<sub>B</sub>、t<sub>C</sub>、t<sub>D</sub>、t<sub>E</sub>、t<sub>F</sub>の期間に分けて説明する。期間t<sub>A</sub>では、U相の電源側出力トランジスタT<sub>UU</sub>とV相の接地側出力トランジスタT<sub>VL</sub>とが選択されてU相のステータコイルL<sub>U</sub>からV相のステータコイルL<sub>V</sub>に電流が流れる。このとき、中性点の端子Nには緩やかに下降する中性点電圧が現れ、ハイインピーダンス状態のW相の端子WにはステータコイルL<sub>W</sub>により誘起された大きな勾配で下降する逆起電圧が現れる。期間t<sub>B</sub>では、U相の電源側出力トランジスタT<sub>UU</sub>とW相の接地側出力トランジスタT<sub>WL</sub>とが選択されてU相のステータコイルL<sub>U</sub>からW相のステー

10

20

30

40

50

タコイル  $L_W$  に電流が流れる。このとき、中性点の端子  $N$  には緩やかに上昇する中性点電圧が現れ、ハイインピーダンス状態の  $V$  相の端子  $V$  にはステータコイル  $L_V$  に誘起された大きな勾配で上昇する逆起電圧が現れる。期間  $t_C$  では、 $V$  相の電源側出力トランジスタ  $T_{VU}$  と  $W$  相の接地側出力トランジスタ  $T_{WL}$  とが選択されて  $V$  相のステータコイル  $L_V$  から  $W$  相のステータコイル  $L_W$  に電流が流れる。このとき、中性点の端子  $N$  には緩やかに下降する中性点電圧が現れ、ハイインピーダンス状態の  $U$  相の端子  $U$  にはステータコイル  $L_U$  に誘起された大きな勾配で下降する逆起電圧が現れる。期間  $t_D$  では、 $V$  相の電源側出力トランジスタ  $T_{VU}$  と  $U$  相の接地側出力トランジスタ  $T_{UL}$  とが選択されて  $V$  相のステータコイル  $L_V$  から  $U$  相のステータコイル  $L_U$  に電流が流れる。このとき、中性点の端子  $N$  には緩やかに上昇する中性点電圧が現れ、ハイインピーダンス状態の  $W$  相の端子  $W$  にはステータコイル  $L_W$  に誘起された大きな勾配で上昇する逆起電圧が現れる。期間  $t_E$  では、 $W$  相の電源側出力トランジスタ  $T_{WU}$  と  $U$  相の接地側出力トランジスタ  $T_{UL}$  とが選択されて  $W$  相のステータコイル  $L_W$  から  $U$  相のステータコイル  $L_U$  に電流が流れる。このとき、中性点の端子  $N$  には緩やかに下降する中性点電圧が現れ、ハイインピーダンス状態の  $V$  相の端子  $V$  にはステータコイル  $L_V$  に誘起された大きな勾配で下降する逆起電圧が現れる。期間  $t_F$  では、 $W$  相の電源側出力トランジスタ  $T_{WU}$  と  $V$  相の接地側出力トランジスタ  $T_{VL}$  とが選択されて  $W$  相のステータコイル  $L_W$  から  $V$  相のステータコイル  $L_V$  に電流が流れる。このとき、中性点の端子  $N$  には緩やかに上昇する中性点電圧が現れ、ハイインピーダンス状態の  $U$  相の端子  $U$  にはステータコイル  $L_U$  に誘起された大きな勾配で上昇する逆起電圧が現れる。

#### 【0022】

このように、逆起電圧は電気角  $60^\circ$  毎の期間において端子  $U$ 、 $V$ 、 $W$  に順番に現れ、この逆起電圧と中性点電圧の交差を検出することによりロータ  $R_O$  の回転位置が検出される。ここで、端子  $U$ 、 $V$ 、 $W$  の電圧は、逆起電圧検出コンパレータ  $17_U$ 、 $17_V$ 、 $17_W$  に入力される前に、逆起電圧フィルタ回路  $16_U$ 、 $16_V$ 、 $16_W$  に入力されて逆起電圧の検出精度が低下しないようノイズが除去される。逆起電圧の振幅が小さくなる低速回転の場合は、スイッチ  $24_U$ 、 $25_U$  等が閉じて大きな時定数となりカットオフ周波数が低くなりノイズ除去効果が高くなる。こうして、低速回転の場合は逆起電圧の振幅が小さくなるが、所要の  $S/N$  比は確保される。また、逆起電圧の振幅が大きい高速回転の場合は、スイッチ  $24_U$ 、 $25_U$  等が開き小さな時定数となりカットオフ周波数が高くなりノイズ除去効果は低くなる。しかし、逆起電圧の振幅が大きいため低速回転の場合と比べ  $S/N$  比が低下することはなく、時定数が小さいのでそれによる逆起電圧の遅延が少なくなり、もってブラシレスモータ装置 1 の効率の低下を抑制することができるのである。

#### 【0023】

次に、本願発明を実施するため別の形態であるブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置を図 3 の回路図と図 4 の波形図に基づき説明する。このブラシレスモータ装置 2 は、図 3 に示すように、ブラシレスモータ 1 におけるブラシレスモータ駆動制御回路 6 の代わりにブラシレスモータ駆動制御回路 7 を備える。このブラシレスモータ駆動制御回路 7 は、ブラシレスモータ駆動制御回路 6 における 3 個の逆起電圧フィルタ回路  $16_U$ 、 $16_V$ 、 $16_W$ 、3 個の逆起電圧検出コンパレータ  $17_U$ 、 $17_V$ 、 $17_W$ 、モータドライバ制御回路  $15a$  の代わりに、逆起電圧マルチプレクサ (MPX)  $18$ 、1 個の逆起電圧フィルタ回路  $16$ 、1 個の逆起電圧検出コンパレータ  $17$ 、モータドライバ制御回路  $15b$  を備える。逆起電圧フィルタ回路  $16$  は逆起電圧フィルタ回路  $16_U$  等と同様の構成となっている。

#### 【0024】

逆起電圧マルチプレクサ  $18$  は、図 4 の (d) に示すように、(a)、(b)、(c) に示す端子  $U$ 、 $V$ 、 $W$  の電圧を入力し、それらの端子に順番に現れる逆起電圧の部分を時分割して電圧  $M_U$  を出力する。なお、(d) には、参照のため中性点の電圧も示している。逆起電圧フィルタ回路  $16$  は、逆起電圧マルチプレクサ  $18$  の出力電圧  $M_U$  に含まれる 3 相の逆起電圧を入力し、上記と同様に、低速回転時と高速回転時に応じてノイズを除去

10

20

30

40

50

する。逆起電圧検出コンパレータ17は、(e)に示すように、逆起電圧フィルタ回路16を通過した逆起電圧を中性点の電圧と比較してその大小結果である逆起電圧極性信号 $P_{MU}$ を出力する。モータドライバ制御回路15bは、逆起電圧極性信号 $P_{MU}$ が示すロータ $R_o$ の回転位置情報からモータドライバ5を制御するタイミングを導出してそれを制御し、逆起電圧マルチプレクサ18を制御するタイミングを導出してそれを制御する。また、逆起電圧極性信号 $P_{MU}$ の周期に対応する回転速度に応じて逆起電圧フィルタ回路16のスイッチ24、25の開閉制御を行う。

【0025】

このようにして、ブラシレスモータ駆動制御回路7は、ブラシレスモータ駆動制御回路6と同様な利点を有することができ、更に、逆起電圧フィルタ回路と逆起電圧検出コンパレータの数を減少させることができるのでコスト低減が可能となる。

10

【0026】

なお、逆起電圧フィルタ回路16<sub>U</sub>、16<sub>V</sub>、16<sub>W</sub>(又は16)は、ロータ $R_o$ の回転速度に応じて第1及び第2の時定数を切り換えるものであるが、更に回転速度に応じて第1、第2、第3又はそれ以上の時定数を切り換えるようにすることも可能である。

【0027】

また、本発明は、上記のブラシレスモータ駆動制御回路6及び7のようにブラシレスモータ4をPWM駆動するもの、すなわちそのためにノイズが大きくなるものに特に有効であるが、ノイズがPWM駆動に比べて少ないリニア駆動のブラシレスモータ駆動制御回路などにも用いることもできる。

20

【0028】

以上、本発明の実施形態であるブラシレスモータ駆動制御回路及びそれを用いたブラシレスモータ装置について説明したが、本発明は、実施形態に記載したものに限られることなく、特許請求の範囲に記載した事項の範囲内でのさまざまな設計変更が可能である。例えば、モータドライバ制御回路15a(又は15b)は、モータドライバ5の接地側出力トランジスタ $T_{UL}$ 、 $T_{VL}$ 、 $T_{WL}$ にPWM信号を出力して駆動電流を制御しているが、反対に、電源側出力トランジスタ $T_{UU}$ 、 $T_{VU}$ 、 $T_{WU}$ にPWM信号を出力して駆動電流を制御することも可能である。また、逆起電圧フィルタ回路は、第1及び第2の時定数を有するようにするために様々な素子構成が可能であるのは勿論である。

【図面の簡単な説明】

30

【0029】

【図1】本発明の実施形態に係るブラシレスモータ装置の回路図。

【図2】同上の各部に生じる波形を説明する波形図。

【図3】本発明の別の実施形態に係るブラシレスモータ装置の回路図。

【図4】同上の各部に生じる波形を説明する波形図。

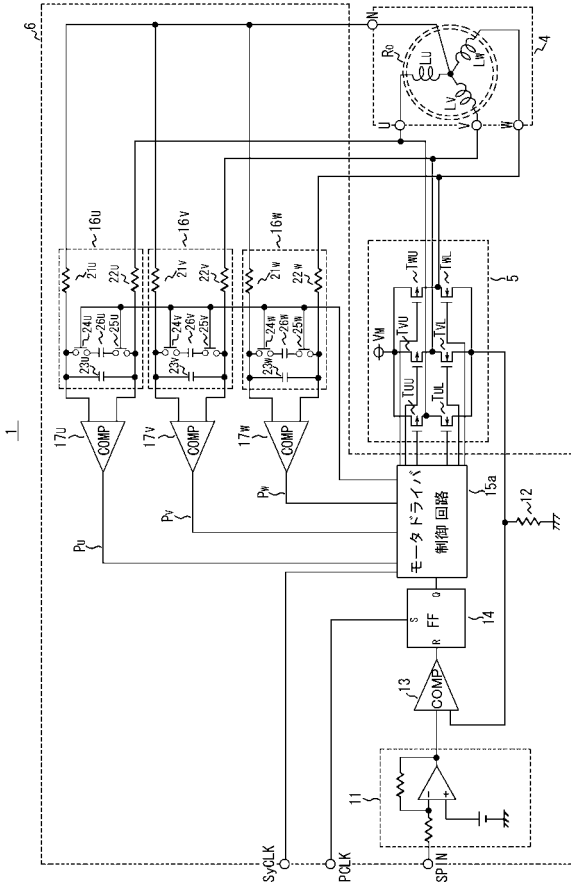
【符号の説明】

【0030】

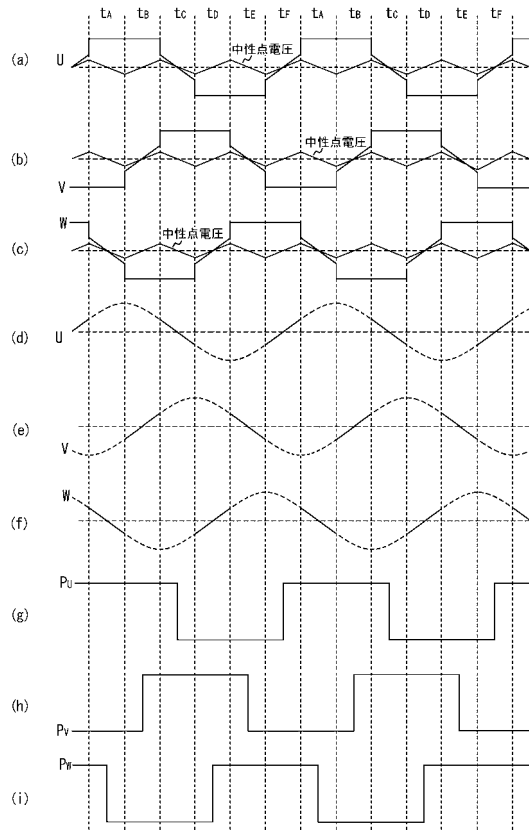
- 1、2 ブラシレスモータ装置
- 4 ブラシレスモータ
- 5 モータドライバ
- 6、7 ブラシレスモータ駆動制御回路
- 15a、15b モータドライバ制御回路
- 16<sub>U</sub>、16<sub>V</sub>、16<sub>W</sub>、16 逆起電圧フィルタ回路
- 17<sub>U</sub>、17<sub>V</sub>、17<sub>W</sub>、17 逆起電圧検出コンパレータ
- 18 逆起電圧マルチプレクサ
- $L_U$ 、 $L_V$ 、 $L_W$  ステータコイル
- $R_o$  ロータ
- $P_U$ 、 $P_V$ 、 $P_W$ 、 $P_{MU}$  逆起電圧極性信号

40

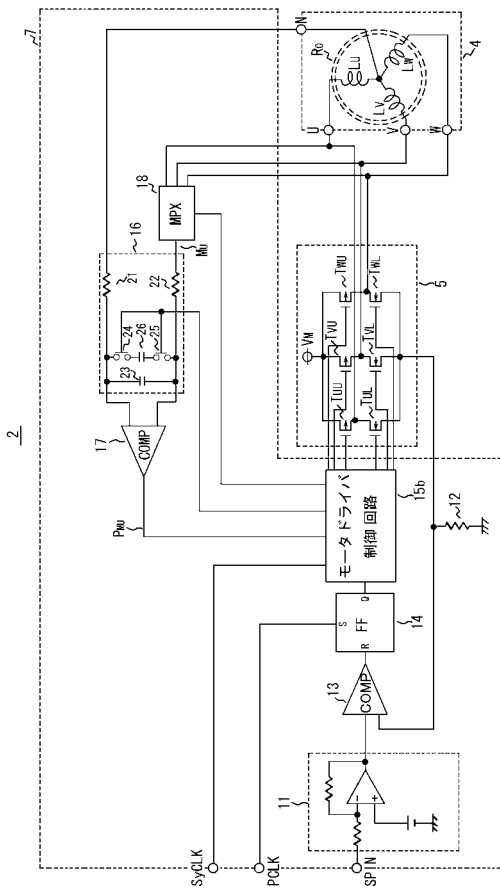
【図1】



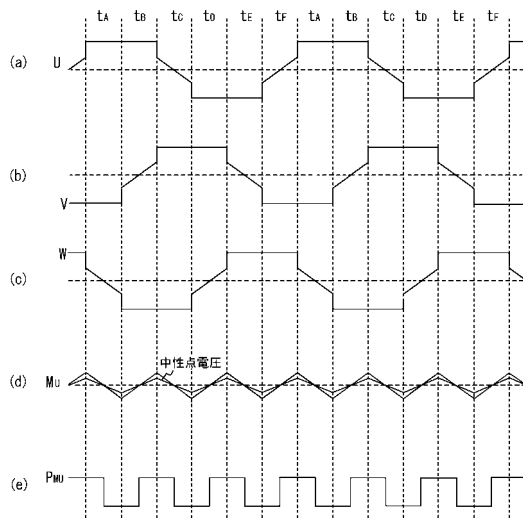
【図2】



【図3】



【図4】





フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H02P 6/00 - 6/24