

(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2012-152033

(P2012-152033A)

(43) 公開日 平成24年8月9日(2012.8.9)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>HO2P 6/18 (2006.01)</b>	HO2P 6/02 371S	5H560
<b>HO2P 6/08 (2006.01)</b>	HO2P 6/02 371J	

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2011-9150 (P2011-9150)  
 (22) 出願日 平成23年1月19日 (2011.1.19)

(71) 出願人 000000011  
 アイシン精機株式会社  
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地  
 (74) 代理人 100089082  
 弁理士 小林 脩  
 (72) 発明者 音川 昌也  
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機株式会社内  
 (72) 発明者 永畑 幸真  
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機株式会社内  
 (72) 発明者 濱木 浩一  
 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機株式会社内  
 Fターム(参考) 5H560 BB04 BB08 DA13 DC13 EB01 RR03 SS01 UA05 XA12

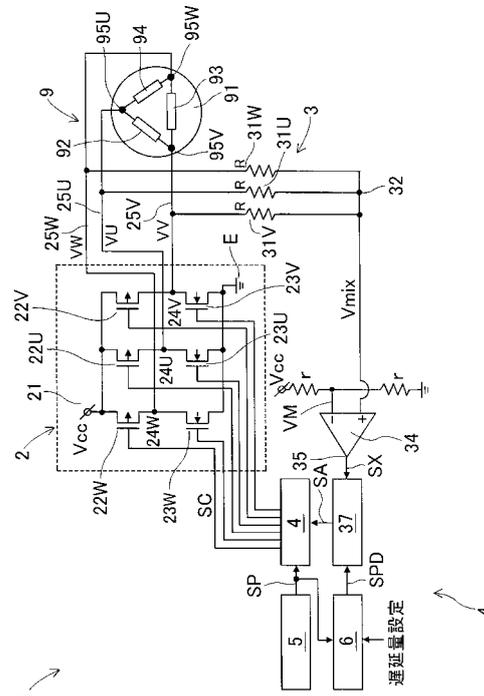
(54) 【発明の名称】 センサレスブラシレスモータの駆動装置

(57) 【要約】

【課題】 低回転時であってもロータの回転位置を確実に検出でき、従来よりも低回転駆動を可能にしたセンサレスブラシレスモータの駆動装置を提供する。

【解決手段】 電機子巻線の三相の端子95U、95V、95WにPWM方式によりデューティ比を可変とした電源電圧Vccを供給するインバータ回路2と、PWM信号SPを生成するPWM生成回路3と、PWM信号SPの特定位相で動作し端子に誘起される誘起電圧に基づいて回転位置を検出する位置検出回路3と、回転位置に基づき通電時間帯のタイミングを制御するインバータ制御回路4とを備えるセンサレスブラシレスモータ9の駆動装置1であって、インバータ制御回路4およびインバータ回路2における伝達遅延時間に応じてPWM信号SPを遅延させた位置検出用PWM信号PSDを生成するPWM遅延回路6をさらに備え、位置検出回路3は位置検出用PWM信号PSDの特定位相で動作する。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

三相の電機子巻線を有するステータおよび磁極対を有するロータを備えるセンサレスブラシレスモータの前記電機子巻線の三相の端子に、パルス幅変調（P W M）方式によりデューティ比を可変とした電源電圧を供給するインバータ回路と、

指示されたデューティ比、または指示されたモータ回転数に相当するデューティ比のパルス幅変調信号を生成する P W M 生成回路と、

前記パルス幅変調信号の特定位相で動作し、前記電源回路から前記電源電圧が供給されない非通電時間帯に前記端子に誘起される誘起電圧を検知し、前記誘起電圧に基づいて前記ロータの回転位置を検出する位置検出回路と、

前記位置検出回路で検出した前記ロータの前記回転位置に基づいて各相の前記端子に前記電源電圧を供給する通電時間帯を設定し、前記通電時間帯および前記パルス幅変調信号に基づく通電制御信号を前記インバータ回路に送出するインバータ制御回路と、を備えるセンサレスブラシレスモータの駆動装置であって、

前記インバータ制御回路および前記インバータ回路における伝達遅延時間に応じて、前記パルス幅変調信号を遅延させた位置検出用パルス幅変調信号を生成する P W M 遅延回路をさらに備え、

前記位置検出回路は、前記位置検出用パルス幅変調信号の特定位相で動作することを特徴とするセンサレスブラシレスモータの駆動装置。

**【請求項 2】**

請求項 1 において、前記 P W M 遅延回路における前記位置検出用パルス幅変調信号の遅延量を、前記パルス幅変調信号に対する前記誘起電圧の伝達遅延時間に略一致させたことを特徴とするセンサレスブラシレスモータの駆動装置。

**【請求項 3】**

請求項 1 または 2 において、前記位置検出回路は、前記誘起電圧が入力される入力側にフィルタ部を有し、

前記 P W M 遅延回路は、前記フィルタ部における伝達遅延時間をも考慮した位置検出用パルス幅変調信号を生成することを特徴とするセンサレスブラシレスモータの駆動装置。

**【請求項 4】**

請求項 1 ～ 3 のいずれか一項において、前記 P W M 遅延回路における前記位置検出用パルス幅変調信号の遅延量を、設定により可変に調整できるようにしたことを特徴とするセンサレスブラシレスモータの駆動装置。

**【請求項 5】**

請求項 1 ～ 4 のいずれか一項において、

前記 P W M 生成回路の前記パルス幅変調信号の立ち下がり位相は前記電源電圧の立ち下がりタイミングを制御し、

前記位置検出回路は、前記位置検出用パルス幅変調信号の立ち下がり位相で動作することを特徴とするセンサレスブラシレスモータの駆動装置。

**【請求項 6】**

請求項 1 ～ 5 のいずれか一項において、

前記インバータ制御回路は、前記通電時間帯および前記パルス幅変調信号に加え、前記インバータ回路および前記位置検出回路における伝達遅延時間を補償する進み角を考慮した通電制御信号を前記インバータ回路に送出することを特徴とするセンサレスブラシレスモータの駆動装置。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は、パルス幅変調方式により電源電圧を供給するインバータ回路と、ステータの電機子巻線に誘起される誘起電圧を検知してロータの回転位置を検出する位置検出回路と、を備えるセンサレス方式のブラシレスモータの駆動装置に関する。

10

20

30

40

50

## 【背景技術】

## 【0002】

直流ブラシレスモータの一方式として、ロータの回転位置を検出するセンサを備えていないセンサレス方式のモータが実用化されている。このセンサレスブラシレスモータでは、ステータの電機子巻線の端子に非通電時間帯に誘起される誘起電圧を検知することでロータの磁極対との相対的な回転位置関係を検出する位置検出回路が設けられる。検出した回転位置に基づいて、電源制御装置は電機子巻線に電源電圧を供給する通電時間帯を設定する。電源回路は、インバータ回路により構成されるのが一般的であり、設定された通電時間帯にしたがい電機子巻線に電源電圧を供給して通電する。三相の電機子巻線を有するモータでは、ロータの回転位置に応じて電気角の120°ピッチで通電相を順次切り替え駆動方式が多用され、120°を越えて複数相への通電をオーバーラップさせることも行われている。また、出力トルクを調整するために、電源回路はパルス幅変調(PWM)方式によりデューティ比を可変に制御する場合が多い。

10

## 【0003】

上述の位置検出回路が検知する誘起電圧は、非通電時間帯の電機子巻線にロータの磁極対からの磁束が鎖交することで発生する。したがって、誘起電圧は、電機子巻線とロータとの相対回転位置関係に依存して変化し、回転位置を検出する指標となり得る。ただし、誘起電圧が発生する相は、通電相の切り替えとともに順次切り替わってゆく。この誘起電圧を検知する回路方式として、三相合成方式および三相独立方式の2方式が従来から用いられている。どちらの方式においても、比較器を用いて誘起電圧を基準電圧と比較し、比較結果の変化タイミングを以ってロータの基準回転位置とするのが一般的になっている。基準電圧としては、電源電圧の半分の中間レベル値や、Y結線された電機子巻線の中性点電圧が用いられる。

20

## 【0004】

センサレスブラシレスモータにおけるこの種の位置検出装置の一例が特許文献1に開示されている。特許文献1のブラシレスモータの駆動装置は、固定子巻線(電機子巻線)の端子と制御手段との間にローパスフィルタ回路を有し、Y結線された固定子巻線の中性点と制御手段との間に平滑回路を有し、制御手段内に比較器を有して構成されている。これにより、高周波成分であるPWM信号をローパスフィルタ回路で除去して端子の誘起電圧を良好に検出し、一方、中性点の電位は平滑回路の作用により常に検出信号の中心の基準電圧となり、制御手段は正常な位置検出信号を得ることができる、とされている。

30

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0005】

【特許文献1】特開平7-222487号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0006】

ところで、センサレスブラシレスモータでは、ロータの回転速度を遅く制御すると、固定子巻線に鎖交する磁束の変化が減少して誘起電圧の絶対値が減少する。さらに、PWM制御のデューティ比を小さく制御するので、端子に発生する誘起電圧の時間幅もオンデューティ期間に一致して短くなる。この2つの要因の相乗作用により、特許文献1の駆動装置ではローパスフィルタ回路の出力が極端に小さくなり、高精度な位置検出が難しくなるという問題点が生じる。

40

## 【0007】

これに対しローパスフィルタ回路を有さない一般的な従来構成では、ロータの回転速度が低下しても誘起電圧は極端には減少しないが、オンデューティ期間のみの時間幅が短い間欠的な波形となる。したがって、比較器の比較結果の出力も間欠的な波形となり、出力を読み取るタイミングが良好であれば位置検出はできる。位置検出回路で比較器の出力を読み取るタイミングは、通常はパルス幅変調信号の立ち下がり位相、すなわちオンデュー

50

ティ期間の終了時とされている。その理由は、インバータ制御回路およびインバータ回路は伝達遅延時間を有するので、伝達遅延時間分だけ遅れた比較器におけるオンデューティ期間に発生する出力変化を読み取るのに好適だからである。

【0008】

しかしながら、ローパスフィルタ回路を有さない構成であっても、低回転時にデューティ比が極端に減少してオンデューティ期間が伝達遅延時間よりも小さくなると、もはや位置検出はできなくなる。なぜなら、比較器におけるオンデューティ期間の全体が、パルス幅変調信号の立ち下がり位相よりも後まで遅延してしまい、実質的に位置検出回路で比較器の出力を読み取るタイミングがなくなるからである。

【0009】

本発明は、上記背景技術の問題点に鑑みてなされたもので、低回転時であってもロータの回転位置を確実に検出でき、従来よりも低回転駆動を可能にしたセンサレスブラシレスモータの駆動装置を提供することを解決すべき課題とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記課題を解決する請求項1に係るセンサレスブラシレスモータの駆動装置の発明は、三相の電機子巻線を有するステータおよび磁極対を有するロータを備えるセンサレスブラシレスモータの前記電機子巻線の三相の端子に、パルス幅変調(PWM)方式によりデューティ比を可変とした電源電圧を供給するインバータ回路と、指示されたデューティ比、または指示されたモータ回転数に相当するデューティ比のパルス幅変調信号を生成するPWM生成回路と、前記パルス幅変調信号の特定位相で動作し、前記電源回路から前記電源電圧が供給されない非通電時間帯に前記端子に誘起される誘起電圧を検知し、前記誘起電圧に基づいて前記ロータの回転位置を検出する位置検出回路と、前記位置検出回路で検出した前記ロータの前記回転位置に基づいて各相の前記端子に前記電源電圧を供給する通電時間帯を設定し、前記通電時間帯および前記パルス幅変調信号に基づく通電制御信号を前記インバータ回路に送出するインバータ制御回路と、を備えるセンサレスブラシレスモータの駆動装置であって、前記インバータ制御回路および前記インバータ回路における伝達遅延時間に応じて、前記パルス幅変調信号を遅延させた位置検出用パルス幅変調信号を生成するPWM遅延回路をさらに備え、前記位置検出回路は、前記位置検出用パルス幅変調信号の特定位相で動作することを特徴とする。

【0011】

請求項2に係る発明は、請求項1において、前記PWM遅延回路における前記位置検出用パルス幅変調信号の遅延量を、前記パルス幅変調信号に対する前記誘起電圧の伝達遅延時間に略一致させたことを特徴とする。

【0012】

請求項3に係る発明は、請求項1または2において、前記位置検出回路は、前記誘起電圧が入力される入力側にフィルタ部を有し、前記PWM遅延回路は、前記フィルタ部における伝達遅延時間をも考慮した位置検出用パルス幅変調信号を生成することを特徴とする。

【0013】

請求項4に係る発明は、請求項1～3のいずれか一項において、前記PWM遅延回路における前記位置検出用パルス幅変調信号の遅延量を、設定により可変に調整できるようにしたことを特徴とする。

【0014】

請求項5に係る発明は、請求項1～4のいずれか一項において、前記PWM生成回路の前記パルス幅変調信号の立ち下がり位相は前記電源電圧の立ち下がりタイミングを制御し、前記位置検出回路は、前記位置検出用パルス幅変調信号の立ち下がり位相で動作することを特徴とする。

【0015】

請求項6に係る発明は、請求項1～5のいずれか一項において、前記インバータ制御回

10

20

30

40

50

路は、前記通電時間帯および前記パルス幅変調信号に加え、前記インバータ回路および前記位置検出回路における伝達遅延時間を補償する進み角を考慮した通電制御信号を前記インバータ回路に送出することを特徴とする。

【0016】

本明細書では、PWM周波数の1周期内で電源電圧を供給する時間幅をオンデューティ期間と称し、電気角の概ね120°程度にわたる多数のオンデューティ期間で特定の相に継続的に電源電圧を供給する時間幅を通電時間帯と称する。通常、オンデューティ期間は通電時間帯よりも桁違いに短い。

【発明の効果】

【0017】

請求項1に係るセンサレスブラシレスモータの駆動装置の発明では、インバータ回路とPWM生成回路と位置検出回路とインバータ制御回路とを備え、伝達遅延時間に応じてパルス幅変調信号を遅延させた位置検出用パルス幅変調信号を生成するPWM遅延回路をさらに備え、位置検出回路は位置検出用パルス幅変調信号の特定位相で動作する。つまり、位置検出回路の動作タイミングは、パルス幅変調信号に対する位置検出用パルス幅変調信号の遅延量だけ遅くなる。一方、非通電時間帯に端子に誘起される誘起電圧は、インバータ制御回路およびインバータ回路における伝達遅延時間だけ遅れたオンデューティ期間に発生する。ここで、前記遅延量と伝達遅延時間とが対応しているため、位置検出回路は誘起電圧が発生しているオンデューティ期間内にタイムリーに動作する。したがって、低回転時にデューティ比を減少させてオンデューティ期間が短くなっても、位置検出回路はロータの回転位置を確実に検出でき、従来よりも低回転駆動が可能になる。

10

20

【0018】

請求項2に係る発明では、PWM遅延回路における位置検出用パルス幅変調信号の遅延量が、パルス幅変調信号に対する誘起電圧の伝達遅延時間に略一致している。したがって、位置検出回路は、誘起電圧が発生しているオンデューティ期間の終了直前に動作し、デューティ比がゼロに近づくまでロータの回転位置を確実に検出でき、従来よりも低回転駆動が可能になる。

【0019】

請求項3に係る発明では、位置検出回路は入力側にフィルタ部を有し、PWM遅延回路はフィルタ部における伝達遅延時間も考慮した位置検出用パルス幅変調信号を生成する。誘起電圧に含まれるリップルやノイズを抑制するなどの目的でフィルタ部を設けたときには、フィルタ部における伝達遅延時間も考慮して位置検出回路の動作タイミングを適正化でき、デューティ比を減少させてもロータの回転位置を確実に検出できる。

30

【0020】

請求項4に係る発明では、PWM遅延回路における位置検出用パルス幅変調信号の遅延量を、設定により可変に調整できるようにしている。インバータ回路の定格および仕様などの特性やモータ本体の条件などにより伝達遅延時間は変化し、また、位置検出回路の入力側のフィルタ部の伝達遅延時間も変化し得る。したがって、遅延量を可変に調整できるようにしておくことで1種類のPWM遅延回路で変化に対応できて好ましい。

【0021】

請求項5に係る発明では、PWM生成回路のパルス幅変調信号の立ち下がり位相は電源電圧の立ち下がりタイミングを制御し、位置検出回路は、位置検出用パルス幅変調信号の立ち下がり位相で動作する。つまり、パルス幅変調信号の立ち下がり位相はオンデューティ期間の終了を意味し、位置検出回路は、パルス幅変調信号よりも遅れて発生する誘起電圧のオンデューティ期間に動作して、ロータの回転位置を確実に検出できる。

40

【0022】

請求項6に係る発明では、インバータ制御回路は、通電時間帯およびパルス幅変調信号に加え、インバータ回路および位置検出回路における伝達遅延時間を補償する進み角を考慮した通電制御信号をインバータ回路に送出する。本発明は、進み角の制御を行うインバータ制御回路と組み合わせて実施することができ、請求項1～5と同じ効果が生じる。ま

50

た、進み角を加減調整することにより、通電時間帯のタイミングを適正化して、良好なモータ効率を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0023】

【図1】第1実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置の全体装置構成を説明する図である。

【図2】第1実施形態の駆動装置で、インバータ制御回路によりセンサレスブラシレスモータの通電および非通電時間帯を制御する方法を説明する一覧表の図である。

【図3】図2に示される制御により各相端子に発生する電圧波形を例示した図である。

【図4】図3中の電気角 $30^\circ$ に相当する点P1の前後の各部電圧波形に基づいて、ロータの基準回転位置を検出する作用を説明する図である。

【図5】従来の駆動装置で各部電圧波形に基づいて、ロータの基準回転位置を検出する作用を説明する図である。

【図6】第1実施形態で、デューティ比が減少したときにロータの基準回転位置を検出する作用を説明する図である。

【図7】従来の駆動装置で、デューティ比が減少したときにロータの基準回転位置を検出できなくなる作用を説明する図である。

【図8】第2実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置の全体装置構成を説明する図である。

【図9】第3実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置の全体装置構成を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【0024】

本発明の第1実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置の構成および駆動動作について、図1～図4および図6を参考にして説明する。図1は、第1実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置1の全体装置構成を説明する図である。駆動装置1は、パルス幅変調(PWM)方式(以降はパルス幅変調をPWMと略記)により電源電圧のデューティ比を可変とするインバータ回路2を用いてセンサレスブラシレスモータ9を駆動する装置である。

【0025】

センサレスブラシレスモータ9は、結線された三相の電機子巻線92、93、94を有するステータ91、および図略の磁極対を有するロータを備え、ロータの回転位置を検出するセンサを備えていない。ステータ91には、U相端子95U、V相端子95V、およびW相端子95Wが設けられている。U相端子95UとV相端子95Vの間にはUV間電機子巻線92が接続され、同様に、V相端子95VとW相端子95Wの間にはVW間電機子巻線93、W相端子95WとU相端子95Uの間にはWU間電機子巻線94が接続されている。本第1実施形態では、ステータ91の電機子巻線92、93、94の極数、およびロータの磁極対の数量に特別な制約はない。

【0026】

駆動装置1は、インバータ回路2、位置検出回路3、インバータ制御回路4、PWM生成回路5、およびPWM遅延回路6により構成されている。インバータ回路2の入力端子21および接地端子Eには図略の直流電源装置が接続されており、電源電圧Vccが供給されるようになっている。

【0027】

インバータ回路2は、図示されるように三相ブリッジ回路で構成されている。詳述すると、入力端子21と接地端子Eとの間に、U相電源側スイッチング素子22UとU相接地側スイッチング素子23Uとが直列接続され、両素子22U、23U間にU相出力端子24Uが設けられている。同様に、V相電源側スイッチング素子22VとV相接地側スイッチング素子23Vとの間にV相出力端子24Vが設けられ、W相電源側スイッチング素子22WとW相接地側スイッチング素子23Wとの間にW相出力端子24Wが設けられてい

10

20

30

40

50

る。各スイッチング素子 22U ~ 22W、23U ~ 23W には、例えば電界効果トランジスタ (FET) を用いることができ、通電制御信号 SC により導通状態および遮断状態に切り替え制御できるように構成する。各相出力端子 24U、24V、24W はそれぞれ、電源線 25U、25V、25W によりステータ 91 の各相端子 95U、95V、95W に接続されている。

#### 【0028】

インバータ回路 2 の各スイッチング素子 22U ~ 22W、23U ~ 23W の開閉制御により、ステータ 91 の各相端子 95U、95V、95W は 3 つの状態をとる。この 3 つの状態は各相で同様であるので、U 相端子 95U を例に説明する。U 相端子 95U は、U 相電源側スイッチング素子 22U が導通状態で U 相接地側スイッチング素子 23U が遮断状態のとき電源電圧  $V_{cc}$  に拘束され、U 相電源側スイッチング素子 22U が遮断状態で U 相接地側スイッチング素子 23U が導通状態のときゼロ電圧に拘束され、U 相電源側スイッチング素子 22U および接地側スイッチング素子 23U がともに遮断状態のときハイインピダンス状態になる。

10

#### 【0029】

ハイインピダンス状態の U 相端子 95U には、誘起電圧  $V_{Ui}$  が誘起される。この U 相誘起電圧  $V_{Ui}$  は、U 相端子 95U に接続された UV 間電機子巻線 92 および WU 間電機子巻線 94 にロータの磁極対からの磁束が鎖交することで発生する。したがって、U 相誘起電圧  $V_{Ui}$  は、UV 間および WU 間電機子巻線 92、94 とロータとの相対回転位置関係に依存して変化し、回転位置を検出する指標となり得る。なお、U 相電源側スイッチング素子 22U および U 相接地側スイッチング素子 23U がともに導通状態になる制御は禁止されて、電源電圧短絡故障が防止されている。

20

#### 【0030】

位置検出回路 3 は、三相の合成抵抗 31U、31V、31W、比較器 34、および位置検出部 37 で構成されている。三相の合成抵抗 31U、31V、31W は、抵抗値 R が互いに等しく、それぞれ各相の電源線 25U、25V、25W と共通の合成点 32 との間に接続されている。つまり、三相の合成抵抗 31U、31V、31W は Y 結線され、合成点 32 は Y 結線中性点になっている。後述するように、合成点 32 には、ステータ 91 の各相端子 95U、95V、95W の誘起電圧  $V_{Ui}$ 、 $V_{Vi}$ 、 $V_{Wi}$  を合成した合成電圧  $V_{mix}$  が発生する。合成点 32 は、比較器 34 の正側入力端子 + に接続されて、合成電圧  $V_{mix}$  が入力される。

30

#### 【0031】

一方、比較器 34 の負側入力端子 - には、直流電源装置の電源電圧  $V_{cc}$  を等しい抵抗値  $r$  で半分に分圧した中間レベル値  $V_M (= V_{cc} / 2)$  が基準電圧として入力されている。比較器 34 は、正側入力端子 + に入力された合成電圧  $V_{mix}$  を負側入力端子 - の中間レベル値  $V_M$  と大小比較して位置信号 SX を出力する。つまり、比較器 34 の出力端子 35 で、合成電圧  $V_{mix}$  が中間レベル値  $V_M$  よりも小さいと位置信号 SX はローレベル L となり、合成電圧  $V_{mix}$  が中間レベル値  $V_M$  以上になると位置信号 SX はハイレベル H になる。比較器 34 の出力端子 35 は、位置検出部 37 に接続されて、位置信号 SX が入力される。

40

#### 【0032】

位置検出部 37 は、後に波形例を参考にして詳述するように、位置検出用パルス幅変調信号 (位置検出用 PWM 信号) SPD の立ち下がり位相で動作する。位置検出部 37 は、比較器 34 の位置信号 SX を入力とし、ローレベル L とハイレベル H の変化タイミングを以ってロータの基準回転位置を検出する。また、複数個の基準回転位置を検出した時間差から、ロータの回転速度を検出する。

#### 【0033】

PWM 生成回路 5 は、矩形波のパルス幅変調信号 (PWM 信号) SP を生成する回路である。PWM 信号 SP の PWM 周波数は、固定値であっても可変に制御されてもよい。PWM 信号 SP のデューティ比は、外部装置からの指示にしたがうか、あるいは、モータ回

50

転数の指示を受けて内部で求める。後者の場合には、モータ回転数とデューティ比の関係を予め把握しておく。例えば、モータ9の負荷のイナーシャが一定の場合、モータ回転数を増加するためにデューティ比を増やすという正の相関関係を予め求めておく。PWM信号SPは、インバータ制御回路4およびPWM遅延回路6に送出される。

【0034】

インバータ制御回路4は、位置検出回路3の位置検出部37で検出したロータの基準回転位置および回転速度の信号を取得し、PWM生成回路5からPWM信号SPを取得する。インバータ制御回路4は、取得した信号にしたがい、インバータ回路2の各スイッチング素子22U~22W、23U~23Wを開閉制御する通電制御信号SCを設定して送出する。

10

【0035】

PWM遅延回路6は、位置検出用PWM信号SPDを生成する回路である。PWM遅延回路6は、PWM生成回路5からPWM信号SPを取得し、これを所定の遅延量T1だけ遅延して位置検出用PWM信号SPDとする。遅延量T1は、設定により可変に調整できるようになっている。具体的には、PWM信号SPに対する誘起電圧V<sub>Ui</sub>、V<sub>Vi</sub>、V<sub>Wi</sub>の伝達遅延時間に略一致するように遅延量T1を設定する。位置検出用PWM信号SPDは、位置検出回路3の位置検出部37に送出される。

【0036】

次に、上述のように構成された第1実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置1によるモータ9の駆動動作について説明する。図2は、第1実施形態の駆動装置1で、インバータ制御回路4によりセンサレスブラシレスモータ9の通電および非通電時間帯を制御する方法を説明する一覧表の図である。図示されるように、インバータ制御回路4は6つの期間1)~6)に分けて、各相端子95U、95V、95Wの状態制御を行う。一覧表中の各欄は、該当する期間における各相端子95U、95V、95Wの状態を示している。表中の「Hi-Z」はハイインピダンス状態を示し、「L」はゼロ電圧拘束状態を示し、「PWM」はPWM制御状態を示している。

20

【0037】

例えば期間1)において、U相端子の欄は「Hi-Z」であり、インバータ回路2のU相電源側スイッチング素子22UおよびU相接地側スイッチング素子23Uの両方が遮断状態とされて、U相端子95Uがハイインピダンス状態であることを示している。また、V相端子の欄は「L」であり、インバータ回路2のV相電源側スイッチング素子22Vが遮断状態とされV相接地側スイッチング素子23Vが導通状態とされて、V相端子95Vがゼロ電圧に拘束されていることを示している。また、W相端子の欄は「PWM」であり、インバータ回路2のW相接地側スイッチング素子23Wが遮断状態とされW相電源側スイッチング素子22Wが指令されたPWM周波数およびデューティ比で導通状態および遮断状態に切り替え制御されることを示している。これにより、W相端子95Wには、電源電圧V<sub>cc</sub>とゼロ電圧に振動する矩形波が発生する。したがって、W相端子95WとV相端子95Vの間に接続されたVW間電機子巻線93がPWM制御により通電される。また、期間1)はU相端子95Uの非通電時間帯となり、U相誘起電圧V<sub>Ui</sub>の検知が可能になっている。

30

40

【0038】

同様に期間2)において、U相端子の欄は「PWM」であり、U相端子95Uには指令されたPWM周波数およびデューティ比で電源電圧V<sub>cc</sub>とゼロ電圧に振動する矩形波が発生する。また、V相端子の欄は「L」であり、V相端子95Vのゼロ電圧への拘束が継続することを示している。また、W相端子の欄は「Hi-Z」であり、W相端子95Wがハイインピダンス状態であることを示している。これにより、U相端子95UとV相端子95Vの間に接続されたUV間電機子巻線92がPWM制御により通電される。また、期間2)はW相端子95Wの非通電時間帯となり、W相誘起電圧V<sub>Wi</sub>の検知が可能になっている。以下同様に、期間3)~6)でそれぞれ、順番に各相端子95U、95V、95Wの状態、通電される電機子巻線、および誘起電圧の検知が可能な相端子が変更制御され

50

る。

【 0 0 3 9 】

期間 1 ) ~ 6 ) はそれぞれ電気角の  $60^\circ$  に相当するので、電源制御部 4 は期間 1 ) ~ 6 ) が互いに等期間となるように制御する。また、期間 6 ) に続いて期間 1 ) に戻り、繰り返して同様に制御する。

【 0 0 4 0 】

図 2 に示されるようにセンサレスブラシレスモータ 9 の通電および非通電時間帯を制御すると、図 3 に例示される端子電圧波形が発生する。図 3 は、図 2 に示される制御により各相端子 9 5 U、9 5 V、9 5 W に発生する電圧波形を例示した図である。図 3 の横軸は共通の時間軸でかつ期間 1 ) ~ 6 ) は図 2 に対応しており、波形は上から順番に U 相端子電圧  $V_U$ 、V 相端子電圧  $V_V$ 、W 相端子電圧  $V_W$  を示している。図中の U 相端子電圧  $V_U$  で、期間 2 ) および期間 3 ) に発生している矩形波の繰り返しは PWM 制御による通電時間帯を示し、期間 5 ) および期間 6 ) はゼロ電圧拘束による通電時間帯を示している。また、U 相端子電圧  $V_U$  で、期間 1 ) に発生している増加の傾斜と PWM 制御が重なった波形、および期間 4 ) に発生している減少の傾斜と PWM 制御が重なった波形は、非通電時間帯の誘起電圧  $V_{Ui}$  を示している。図中の V 相端子電圧  $V_V$  および W 相端子電圧  $V_W$  についても、期間 1 ) ~ 6 ) が異なることを除いて同様の見方をすることができる。

10

【 0 0 4 1 】

また、各相端子電圧  $V_U$ 、 $V_V$ 、 $V_W$  には、各スイッチング素子 2 2 U ~ 2 2 W、2 3 U ~ 2 3 W の開閉による逆起電力波形  $Z$  が発生して、各期間 1 ) ~ 6 ) の境目に重畳している。図中で逆起電力波形  $Z$  は或る程度の時間幅を有しているが、実際には瞬間的な波形である。したがって、逆起電力波形  $Z$  により、通電時間帯および非通電時間帯の始点および終点を検知できる。

20

【 0 0 4 2 】

一方、位置検出回路 3 の合成点 3 2 には、各相の誘起電圧  $V_{Ui}$ 、 $V_{Vi}$ 、 $V_{Wi}$  を合成した合成電圧  $V_{mix}$  が発生する。合成電圧  $V_{mix}$  は、各相の誘起電圧  $V_{Ui}$ 、 $V_{Vi}$ 、 $V_{Wi}$  が増加および減少する波形に、逆起電力波形  $Z$  が重畳した波形となる。図 3 の波形例では、合成電圧  $V_{mix}$  は、期間 1 ) の U 相誘起電圧  $V_{Ui}$  の増加、期間 2 ) の W 相誘起電圧  $V_{Wi}$  の減少、期間 3 ) の V 相誘起電圧  $V_{Vi}$  の増加、期間 4 ) の U 相誘起電圧  $V_{Ui}$  の減少、期間 5 ) の W 相誘起電圧  $V_{Wi}$  の増加、および期間 6 ) の V 相誘起電圧  $V_{Vi}$  の減少が連なり、各期間 1 ) ~ 6 ) の境目に逆起電力波形  $Z$  が重畳した波形となる。

30

【 0 0 4 3 】

この合成電圧  $V_{mix}$  が位置検出回路 3 の比較器 3 4 の正側入力端子 + に入力される。比較器 3 4 の出力端子 3 5 では、合成電圧  $V_{mix}$  の波形が中間レベル値  $V_M$  と交差するタイミングで、位置信号  $S_X$  のローレベル L とハイレベル H が切り替わる。位置検出部 3 7 は、このローレベル L とハイレベル H が切り替わるタイミング、すなわち図 3 で誘起電圧  $V_{Ui} \sim V_{Wi}$  の波形が中間レベル値  $V_M$  と交差する点  $P_1 \sim P_6$  を以ってロータの基準回転位置を検出する。ここで、誘起電圧  $V_{Ui} \sim V_{Wi}$  が電源電圧  $V_{cc}$  の中間レベル値  $V_M$  になることは、電機子巻線 9 2 ~ 9 4 の正面にロータの磁極対の中間点が位置していることを意味している。したがって、例えば点  $P_1 \sim P_6$  をそれぞれ、電気角の  $30^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $150^\circ$ 、 $210^\circ$ 、 $270^\circ$ 、および  $330^\circ$  とすることができる。また、点  $P_1 \sim P_6$  の発生時間間隔からロータの回転速度を検出することができる。なお、位置検出部 3 7 内では、逆起電力波形  $Z$  はマスキングされて影響を受けないようになっている。

40

【 0 0 4 4 】

図 4 は、図 3 中の電気角  $30^\circ$  に相当する点  $P_1$  の前後の各部電圧波形に基づいて、ロータの基準回転位置を検出する作用を説明する図である。図 4 中の横軸は共通の時間軸で図 3 よりも時間幅方向に拡大されており、波形は上から順番に PWM 信号  $S_P$ 、位置検出用 PWM 信号  $S_{PD}$ 、W 相端子電圧  $V_W$ 、合成電圧  $V_{mix}$  と中間レベル値  $V_M$ 、および位置信号  $S_X$  である。

50

## 【0045】

図示されるPWM信号SPで、周期 $T_1$ 、オンデューティ期間 $T_2$ であり、デューティ比 $= (T_2 / T_1)$ である。PWM信号SPは正論理でその立ち上がり位相および立ち下がり位相はそれぞれ電源電圧 $V_{cc}$ の立ち上がりタイミングおよび立ち下がりタイミングを制御するようになっている。位置検出用PWM信号SPDの矩形波形は、PWM信号SPよりも遅延量 $T_1$ だけ遅れた同形の波形になっている。また、PWM制御状態のW相端子95Wには、PWM信号SPよりもわずかに遅れたオンデューティ期間で電源電圧 $V_{cc}$ とゼロ電圧に振動する矩形波形が発生している。

## 【0046】

合成電圧 $V_{mix}$ の波形は、ハイインピダンス状態のU相端子95Uの誘起電圧 $V_{Ui}$ と相似形になり、W相端子電圧 $V_W$ よりもわずかに遅れたオンデューティ期間で発生している。ここで、前述したようにPWM信号SPに対する合成電圧 $V_{mix}$ （U相誘起電圧 $V_{Ui}$ ）の伝達遅延時間 $T_2$ に略一致するように、位置検出用PWM信号SPDの遅延量 $T_1$ が設定されている（ $T_1 \approx T_2$ ）。合成電圧 $V_{mix}$ の波形は、伝達遅延時間 $T_2$ だけ遅れたオンデューティ期間 $T_3$ 内に発生し、時間の経過とともに増加している。一方、中間レベル値 $V_M$ の波形は時間的な変化のない直流波形である。そして、時刻 $t_1$ で合成電圧 $V_{mix}$ の波形が中間レベル値 $V_M$ に交差すると、比較器34内の遅延を経た時刻 $t_2$ で、出力端子35の位置信号SXがローレベルLからハイレベルHに立ち上がる。この後、位置信号SXは、オンデューティ期間内でハイレベルHを維持する。

## 【0047】

この位置信号SXに対して、位置検出回路3の位置検出部37は、位置検出用PWM信号SPDの立ち下がり位相で動作する。すなわち、図4の時刻 $t_{11}$ 、 $t_{12}$ 、 $t_{13}$ で位置信号SXを読み取る。そして、位置検出部37は、時刻 $t_{11}$ で位置信号SXがローレベルLであり、時刻 $t_{12}$ で位置信号SXがハイレベルHに変化していることを認識して、ロータの基準回転位置（ $30^\circ$ ）を検出する。

## 【0048】

次に、第1実施形態の駆動装置1の効果について、PWM遅延回路6を備えない従来の駆動装置と比較して説明する。従来の駆動装置では、PWM生成回路のPWM信号SPが位置検出部に送出され、位置検出部はPWM信号SPの立ち下がり位相で動作する。図5は、従来の駆動装置で各部電圧波形に基づいて、ロータの基準回転位置を検出する作用を説明する図である。図5も、図4と同じ条件での各部電圧波形である。従来の位置検出部は、PWM信号SPの立ち下がり位相で動作するので、第1実施形態の位置検出部37と比較して遅延量 $T_1$ 分だけ早い時刻 $t_{21}$ 、 $t_{22}$ 、 $t_{23}$ で動作する。図5に示されるように或る程度デューティ比が大きいと、従来の位置検出部は、時刻 $t_{22}$ で位置信号SXがローレベルLからハイレベルHに変化していることを認識して、ロータの基準回転位置を検出し、第1実施形態と変わらない作用が生じる。

## 【0049】

ところが、ロータを低回転としてデューティ比を減少させると、作用に大きな差異が生じる。図6は、第1実施形態で、デューティ比が減少したときにロータの基準回転位置を検出する作用を説明する図である。また、図7は、従来の駆動装置で、デューティ比が減少したときにロータの基準回転位置を検出できなくなる作用を説明する図である。図6で、オンデューティ期間 $T_5$ の減少に伴い、位置信号SXのオンデューティ期間も短くなる。これに伴い、位置信号SXがローレベルLからハイレベルHへ立ち上がる時刻 $t_3$ も遅れる。それでも、位置検出部37の動作時刻 $t_{12}$ から見て、位置信号SXのオンデューティ期間の終了時の立ち下がり時刻 $t_4$ の遅延量 $T_5$ はごくわずかであり、位置検出部37の動作時刻 $t_{12}$ よりも早い時刻 $t_3$ に位置信号SXが立ち上がっている。したがって、位置検出部37は時刻 $t_{12}$ で位置信号SXの変化を認識でき、図5と同じ作用が生じる。

## 【0050】

一方、図7の従来の駆動装置では、位置信号SXの立ち上がる時刻 $t_3$ が、位置検出部

10

20

30

40

50

の動作時刻  $t_{22}$  よりも遅れてしまう。したがって、位置信号  $S_X$  のオンデューティ期間  $T_6$  の全体が、位置検出部の動作時刻  $t_{22}$  の後まで遅延してしまい、実質的に位置検出部で位置信号  $S_X$  を読み取るタイミングがなくなる。つまり、ロータの基準回転位置を検出できない。結局、従来 of 駆動装置では、PWM 信号  $S_P$  から位置信号  $S_X$  までの伝達遅延時間  $T_7$  よりもオンデューティ期間  $T_6$  が短くなると基準回転位置を検出できなくなる。

#### 【0051】

また、図 6 に示されるように、第 1 実施形態では、オンデューティ期間  $T_5$  が減少して遅延量  $T_5$  と一致するまで基準回転位置を検出できる。遅延量  $T_5$  は、比較器 34 内部における遅延時間を意味し、極めて短い時間である。したがって、第 1 実施形態によれば、デューティ比がゼロに近づくまでロータの回転位置を確実に検出でき、従来よりも低回転駆動が可能になる。

10

#### 【0052】

次に、位置検出回路 30 の入力側にフィルタ部を有する第 2 実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置について説明する。図 8 は、第 2 実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置 10 の全体装置構成を説明する図である。図示されるように、第 2 実施形態では、位置検出回路 3 の合成点 32 と比較器 34 との間にフィルタ部 7 が設けられており、その他の部位の構成は図 1 の第 1 実施形態と同じである。

#### 【0053】

フィルタ部 7 は、合成点 32 の合成電圧  $V_{mix}$  を入力とし、フィルタ出力電圧  $V_{fil1}$  を比較器 34 の正側入力端子 + に出力している。フィルタ部 7 はローパスフィルタであり、合成電圧  $V_{mix}$  に含まれるリップルやノイズを除去する作用を有している。合成電圧  $V_{mix}$  に対し、フィルタ出力電圧  $V_{fil1}$  は伝達遅延時間を有している。比較器 34 の負側入力端子 - には、第 1 実施形態と同様に中間レベル値  $V_M (= V_{cc} / 2)$  が基準電圧として入力され、フィルタ出力電圧  $V_{fil1}$  と中間レベル値  $V_M$  との大小関係が比較される。

20

#### 【0054】

一方、PWM 遅延回路 60 における遅延量は、フィルタ部 7 における伝達遅延時間を考慮して設定されている。つまり、遅延量は、PWM 信号  $S_P$  に対する誘起電圧  $V_{Ui}$ 、 $V_{Vi}$ 、 $V_{Wi} (= 合成電圧  $V_{mix}$ )$  の伝達遅延時間と、フィルタ部 7 における伝達遅延時間とを加算した量とされている。

30

#### 【0055】

第 2 実施形態では、比較器 34 の正側入力端子 + のフィルタ出力電圧  $V_{fil1}$  および出力端子 35 の位置信号  $S_X$  が第 1 実施形態よりもさらに遅延するが、その分だけ PWM 遅延回路 60 における位置検出用 PWM 信号  $S_{PD}$  の遅延量も大きい。したがって、第 2 実施形態での作用および効果は、図 4 および図 6 を用いて説明した第 1 実施形態の作用および効果と同様になる。

#### 【0056】

次に、電機子巻線 92A ~ 94A の結線方式および位置検出回路 300 の比較器 34 の基準電圧が異なる第 3 実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置について説明する。図 9 は、第 3 実施形態のセンサレスブラシレスモータの駆動装置 11 の全体装置構成を説明する図である。図示されるように、第 3 実施形態では、三相の電機子巻線 92A ~ 94A は Y 結線とされている。すなわち、U 相端子 95U と中性点 95N の間に U 相電機子巻線 92A が接続され、同様に、V 相端子 95V と中性点 95N の間に V 相電機子巻線 93A、W 相端子 95W と中性点 95N の間に W 相電機子巻線 94A が接続されている。そして、中性点 95N がモータ 90 の外部に引き出されて、比較器 34 の負側入力端子 - に接続されている。つまり、電機子巻線の Y 結線の中性点電圧  $V_N$  が、比較器 34 の基準電圧となっている。第 3 実施形態のその他の部分の構成は、第 1 実施形態と同じである。

40

#### 【0057】

第 3 実施形態で、例えば、U 相端子 95U がハイインピダンス状態、V 相端子 95V が

50

ゼロ電圧拘束状態、W相端子95WがPWM制御状態であると、電源電圧 $V_{cc}$ がW相端子95WとV相端子95Vの間に供給される。つまり、W相電機子巻線94AおよびV相電機子巻線93Aが通電され、中性点95Nに発生する中性点電圧 $V_N$ は電源電圧 $V_{cc}$ の半分、すなわち中間レベル値 $V_M$ に一致する。したがって、第3実施形態の駆動装置11の駆動動作は第1実施形態と概ね同じになり、効果も同様であるので、詳細な説明は省略する。

【0058】

さらに、図9に示される第3実施形態の全体装置構成に第2実施形態と同様のフィルタ部を追加し、フィルタ部の伝達遅延時間を考慮して位置検出用PWM信号SPDの遅延量を設定することもできる。

10

【0059】

なお、本発明は、進み角の制御を行うインバータ制御回路と組み合わせて実施することができる。すなわち、インバータ制御回路4は、通電時間帯およびパルス幅変調信号に加え、インバータ回路2および位置検出回路3における伝達遅延時間を補償する進み角を考慮した通電制御信号SCをインバータ回路2に送出するように構成できる。進み角を加減調整することにより、通電時間帯のタイミングを適正化して、良好なモータ効率を得ることができる。また、本発明は、通電時間帯が電気角の $120^\circ$ を越えて複数相への通電をオーバーラップさせる制御方式のインバータ回路を含む構成にも実施できる。本発明は、その他様々な応用、変形が可能である。

20

【符号の説明】

【0060】

1、10、11：センサレスブラシレスモータの駆動装置

2：インバータ回路

21：入力端子

22U、22V、22W：U相、V相、W相電源側スイッチング素子

23U、23V、23W：U相、V相、W相接地側スイッチング素子

24U、24V、24W：U相、V相、W相出力端子

25U、25V、25W：電源線

E：接地端子

3、30、300：位置検出回路

31U、31V、31W：合成抵抗      32：合成点

34：比較器      35：出力端子

37：位置検出部

4：インバータ制御回路

5：PWM生成回路

6、60：PWM遅延回路

7：フィルタ部

9、90：センサレスブラシレスモータ

91：ステータ

92、93、94：UV間、VW間、WU間電機子巻線

92A、93A、94A：U相、V相、W相電機子巻線

95U、95V、95W：U相、V相、W相端子

95N：中性点

$V_{cc}$ ：電源電圧       $V_M$ ：中間レベル値

$V_U$ 、 $V_V$ 、 $V_W$ ：U相、V相、W相端子電圧

$V_{Ui}$ 、 $V_{Vi}$ 、 $V_{Wi}$ ：U相、V相、W相誘起電圧

$V_{mix}$ ：合成電圧       $V_N$ ：Y結線の中性点電圧

SP：パルス幅変調信号（PWM信号）

SPD：位置検出用パルス幅変調信号（位置検出用PWM信号）

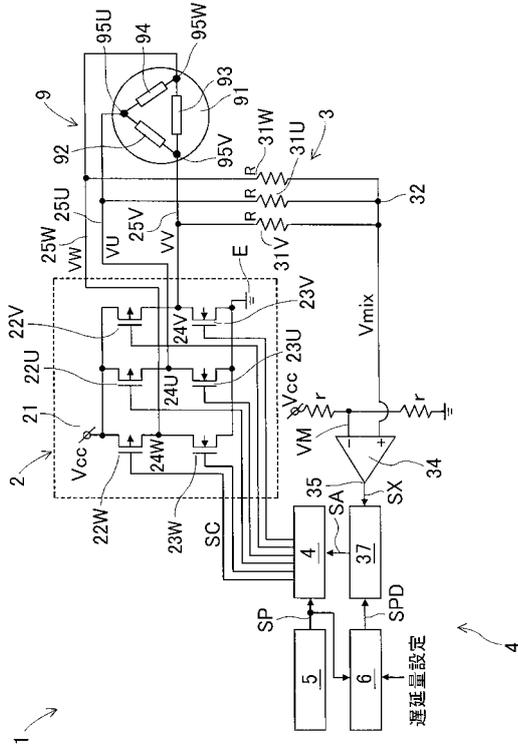
SC：通電制御信号      SX：位置信号

30

40

50

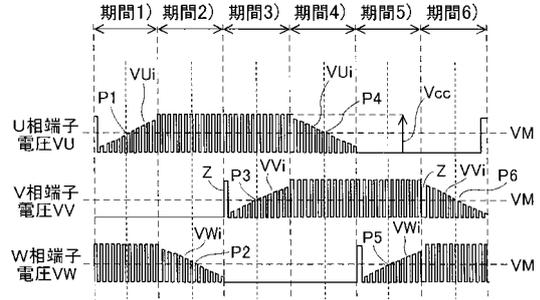
【 図 1 】



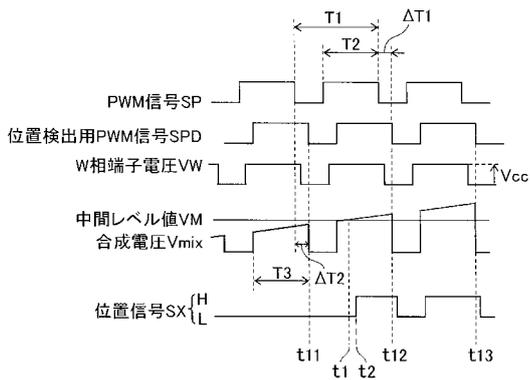
【 図 2 】

	期間1)	期間2)	期間3)	期間4)	期間5)	期間6)
U相端子	Hi-Z	PWM	PWM	Hi-Z	L	L
V相端子	L	L	Hi-Z	PWM	PWM	Hi-Z
W相端子	PWM	Hi-Z	L	L	Hi-Z	PWM

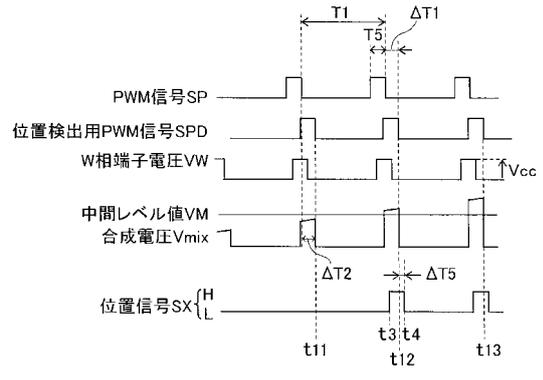
【 図 3 】



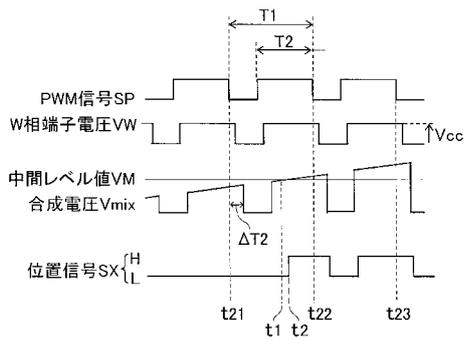
【 図 4 】



【 図 6 】



【 図 5 】



【 図 7 】

