

(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2012-165603

(P2012-165603A)

(43) 公開日 平成24年8月30日(2012.8.30)

(51) Int.Cl.

H02P 6/18 (2006.01)

F 1

H02P 6/02 371S

テーマコード (参考)

5H560

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2011-25170 (P2011-25170)
(22) 出願日 平成23年2月8日 (2011.2.8)

(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 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
(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
Fターム(参考) 5H560 BB04 DA13 DB13 EB01 UA02
XA12

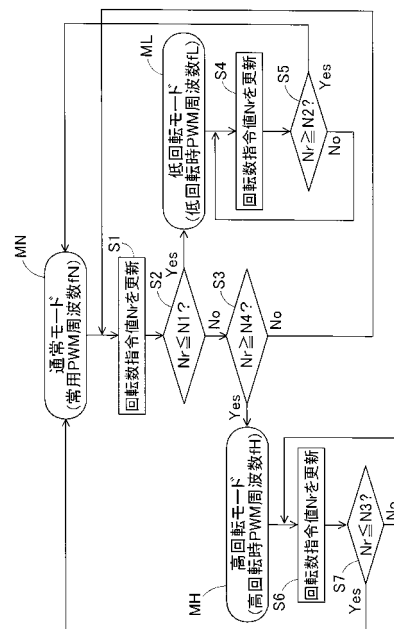
(54) 【発明の名称】 センサレスブラシレスモータの駆動装置

(57) 【要約】

【課題】コストの増加を抑制しつつ低回転から高回転までの広い領域で回転位置を高精度に検出して良好な駆動制御を行え、従来よりもワイドレンジに対応した駆動制御を可能と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】PWM方式によりデューティ比を可変に制御した電源電圧を供給するインバータ回路と、PWM信号を生成するPWM生成回路と、PWM信号の特定位相で動作してロータの回転位置を検出する位置検出回路と、PWM信号に基づく通電制御信号を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、PWM生成回路は、指令されたデューティ比、指令されたモータ回転数、検出されたデューティ比、および検出されたモータ回転数のうちの1パラメータ(回転数指令値 N_r)の増減に応じてパルス幅変調周波数を段階的に増減する(常用 f_N 、低回転時 f_L 、高回転時 f_H)。

【選択図】図3



【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（PWM）方式によりデューティ比を可変に制御した電源電圧を供給するインバータ回路と、

指令されたデューティ比、または指令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、を備える前記センサレスブラシレスモータの駆動装置であって、

前記 PWM 生成回路は、前記指令されたデューティ比、前記指令されたモータ回転数、検出されたデューティ比、および検出されたモータ回転数のうちの 1 パラメータの増減に応じてパルス幅変調周波数を段階的に増減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 PWM 生成回路は、通常時に用いる前記パルス幅変調周波数である常用 PWM 周波数および前記常用 PWM 周波数よりも小さな低回転時 PWM 周波数を有するとともに、前記常用 PWM 周波数を用いているときに前記 1 パラメータが低回転移行閾値以下に減少すると前記低回転時 PWM 周波数に切り替え、前記低回転時 PWM 周波数を用いているときに前記 1 パラメータが低回転解消閾値以上に増加すると前記常用 PWM 周波数に切り替え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 3】

請求項 2 において、前記低回転移行閾値は前記低回転解消閾値よりも小さい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 PWM 生成回路は、通常時に用いる前記パルス幅変調周波数である常用 PWM 周波数および前記常用 PWM 周波数よりも大きな高回転時 PWM 周波数を有するとともに、前記常用 PWM 周波数を用いているときに前記 1 パラメータが高回転移行閾値以上に増加すると前記高回転時 PWM 周波数に切り替え、前記高回転時 PWM 周波数を用いているときに前記 1 パラメータが高回転解消閾値以下に減少すると前記常用 PWM 周波数に切り替え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 5】

請求項 4 において、前記高回転移行閾値は前記高回転解消閾値よりも大きい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 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 PWM 生成回路の前記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。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、パルス幅変調信号を生成する PWM 生成回路と、パルス幅変調信号に基づいて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

10

20

30

40

50

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。

【背景技術】

【0002】

直流ブラシレスモータの一方式として、コスト低減のためにロータの回転位置を検出するセンサを省略した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、電源制御回路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、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回路であり、インバータ回路により構成されるのが一般的である。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る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、PWM生成回路で生成したパルス幅変調信号(PWM信号、以降パルス幅変調をPWMと略記)に基づいて、電源電圧の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。この誘起電圧を検出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駆動装置の技術の一例が特許文献1に開示されている。特許文献1のブラシレスモータの制御方法およびその装置は、交流電源を整流手段および倍電圧手段で倍電圧整流し、得られた直流電圧をPWMチョッピング駆動されたインバータ手段でスイッチングしてブラシレスモータに印加するものである。そして、少なくともブラシレスモータの起動および低回転時には倍電圧手段を倍電圧なしに切り替える一方、PWMチョッピングのデューティを所定に変えるようにしている。これにより、倍電圧なしモードでのPWMチョッピングのデューティのオン時間幅を長くして、位置検出を確実に行うことができる、とされている。

30

【0005】

また、特許文献2に開示される直流ブラシレスモータの速度制御装置は、速度検出装置を備え通電幅を変えて速度を調節するPWM制御装置において、速度に応じてPWM周波数を自動的に変化させて制御を行うことを特徴としている。これにより、PWM周波数を速度に応じて自動的に、連続的に変化させることが可能となり、低速から高速までの広範囲にわたって安定した速度制御特性を得ることができる、とされている。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開平11-32498号公報

【特許文献2】特開平8-23694号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

ところで、センサレスブラシレスモータでは、ロータを低回転にするときにPWM制御

50

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。このため、位置検出回路の比較器の比較結果の出力も間欠的な波形となる。一方、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PWM生成回路で生成したPWM信号の立ち下がり位相、すなわちオンデュー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。したがって、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り、低回転制御が困難となる。なぜなら、比較器におけるオンデューティ期間の全体が、PWM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。

10

【0008】

上述の低回転時に回転位置検出が困難となる問題点に対して、特許文献1で低回転時に倍電圧なしモードとしてPWMチョッピングのデューティのオン時間幅を長くする技術は効果を有する。しかしながら、特許文献1の技術は交流電源を必須として倍電圧手段を用いるため、バッテリーや直流電源装置で駆動するセンサレスブラシレスモータには適用できない。

【0009】

また、ロータを高回転にするときにはPWM制御のデューティ比を大きく制御するので、比較器の出力変化と読み取りタイミングとがずれる問題点は解消されるが、別の問題点が発生する。つまり、高回転域まで一定のPWM周波数を用いるとPWM1周期当りの回転角度量が増大するため、PWM信号の特定位相で動作する位置検出方式では回転位置検出の遅延による誤差が増加する。極端な場合には、PWM1周期当りの回転角度量に近い検出誤差が生じ得る。高回転時に回転位置検出誤差が増加する問題点に対して、特許文献1の技術は効果を有さず、高回転制御が困難となる。

20

【0010】

これに対し、特許文献2の速度制御装置は、速度検出装置を備え、検出した速度に応じてPWM周波数を自動的に変化させるので、上述の低回転側および高回転側の両方の問題点に対して効果を有する。しかしながら、速度検出装置は回転位置センサに類するものであり、また、PWM周波数の自動連続変化を実現する回路は複雑である。したがって、特許文献2の速度制御装置は高価となり、コスト低減を志向したセンサレスブラシレスモータの駆動装置には不向きである。

30

【0011】

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、コストの増加を抑制しつつ低回転から高回転までの広い領域で回転位置を高精度に検出して良好な駆動制御を行え、従来よりもワイドレンジに対応した駆動制御を可能と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】

【0012】

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に制御した電源電圧を供給するインバータ回路と、指令されたデューティ比、または指令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、を備える前記センサレスブラシ

40

50

レスモータの駆動装置であって、前記PWM生成回路は、前記指令されたデューティ比、前記指令されたモータ回転数、検出されたデューティ比、および検出されたモータ回転数のうちの1パラメータの増減に応じてパルス幅変調周波数を段階的に増減することを特徴とする。

【0013】

請求項2に係る発明は、請求項1において、前記PWM生成回路は、通常時に用いる前記パルス幅変調周波数である常用PWM周波数および前記常用PWM周波数よりも小さな低回転時PWM周波数を有するとともに、前記常用PWM周波数を用いているときに前記1パラメータが低回転移行閾値以下に減少すると前記低回転時PWM周波数に切り替え、前記低回転時PWM周波数を用いているときに前記1パラメータが低回転解消閾値以上に増加すると前記常用PWM周波数に切り替えることを特徴とする。

10

【0014】

請求項3に係る発明は、請求項2において、前記低回転移行閾値は前記低回転解消閾値よりも小さいことを特徴とする。

【0015】

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生成回路は、通常時に用いる前記パルス幅変調周波数である常用PWM周波数および前記常用PWM周波数よりも大きな高回転時PWM周波数を有するとともに、前記常用PWM周波数を用いているときに前記1パラメータが高回転移行閾値以上に増加すると前記高回転時PWM周波数に切り替え、前記高回転時PWM周波数を用いているときに前記1パラメータが高回転解消閾値以下に減少すると前記常用PWM周波数に切り替えることを特徴とする。

20

【0016】

請求項5に係る発明は、請求項4において、前記高回転移行閾値は前記高回転解消閾値よりも大きいことを特徴とする。

【0017】

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PWM生成回路の前記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。

【0018】

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。

30

【発明の効果】

【0019】

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、PWM生成回路は、指令されたデューティ比、指令されたモータ回転数、検出されたデューティ比、および検出されたモータ回転数のうちの1パラメータの増減に応じてパルス幅変調周波数(PWM周波数)を段階的に増減する。これにより、低回転時にデューティ比が小さくなってもPWM周波数が減少して1周期が長くなるので、オンデューティ期間はあまり変化せず、伝達遅延時間に影響されず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得られる。したがって、低回転領域で回転位置を高精度に検出して良好に駆動制御を行え、また従来よりも低い回転数までの駆動制御が可能となる。一方、高回転時にはPWM周波数が増加して1周期が短くなるので、位置検出回路で比較器の出力を読み取る頻度が増加し、回転位置検出の遅延が抑制される。したがって、高回転領域で回転位置を高精度に検出して良好に駆動制御を行え、また従来よりも高い回転数までの駆動制御が可能となる。

40

【0020】

請求項2に係る発明では、PWM生成回路は、回転数に応じて常用PWM周波数および低回転時PWM周波数を切り替える。これにより、低回転時にデューティ比が小さくなる

50

と低回転時PWM周波数を用いることで1周期が長くなるので、オンデューティ期間はあまり小さくならず、伝達遅延時間に影響されず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得られる。したがって、低回転領域で回転位置を高精度に検出して良好に駆動制御を行え、従来よりも低い回転数までの駆動制御が可能となる。また、常用PWM周波数と低回転時PWM周波数の2段階切り替えであるので回路は複雑化せず、従来と比較してコストの増加が抑制される。

【0021】

請求項3に係る発明では、PWM周波数を常用と低回転時の間で切り替えるときに、低回転移行閾値を低回転解消閾値よりも小さく設定してヒステリシスを設けている。これにより、常用と低回転時の境界領域付近の回転数でロータが回転しているときに、PWM周波数を頻繁に切り替え制御することがなくなる。

10

【0022】

請求項4に係る発明では、PWM生成回路は、回転数に応じて常用PWM周波数および高回転時PWM周波数を切り替える。これにより、高回転時には高回転時PWM周波数を用いることで1周期が短くなるので、位置検出回路で比較器の出力を読み取る頻度が増加し、回転位置検出の遅延が抑制される。したがって、高回転領域で回転位置を高精度に検出して良好に駆動制御を行え、従来よりも高い回転数までの駆動制御が可能となる。また、常用PWM周波数と高回転時PWM周波数の2段階切り替えであり、請求項2の低回転時PWM周波数を併用しても3段階切り替えであるので回路は複雑化せず、従来と比較してコストの増加が抑制される。

20

【0023】

請求項5に係る発明では、PWM周波数を常用と高回転時の間で切り替えるときに、高回転移行閾値を高回転解消閾値よりも大きく設定してヒステリシスを設けている。これにより、常用と高回転時の境界領域付近の回転数でロータが回転しているときに、PWM周波数を頻繁に切り替え制御することがなくなる。

【0024】

請求項6に係る発明では、PWM生成回路のパルス幅変調信号(PWM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、位置検出回路はパルス幅変調信号の立ち下がり位相で動作する。これにより、位置検出回路はPWM信号に対して伝達遅延時間を有する誘起電圧から回転位置を確実に検出でき、PWM生成回路でPWM周波数を切り替える作用との相乗効果により、駆動制御可能な回転数範囲を最大限にワイドレンジ化できる。

30

【図面の簡単な説明】

【0025】

【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】モータに駆動される負荷の特性グラフを例示するとともに、PWM周波数の切替え制御に用いる閾値を説明する図である。

【図3】第1実施形態におけるPWM周波数制御フローの図である。

【図4】第1実施形態の駆動装置で、低回転時に位置検出回路の位置信号がローレベルからハイレベルに変化する際の検出可否を説明する波形図である。(A)は低回転時に常用PWM周波数が用いられたときの検出限界を示し、(B)は低回転時に低回転時PWM周波数を用いれば十分検出可能であることを示し、(C)は更なる低回転時に低回転時PWM周波数が用いられたときの検出限界を示している。

40

【図5】第1実施形態の駆動装置で、高回転時に位置検出回路の位置信号を読み取る際の遅延による位置検出誤差を説明する波形図である。(A)は高回転時に常用PWM周波数が用いられたときの位置検出誤差を示し、(B)は高回転時に高回転時PWM周波数を用いれば位置検出誤差が低減されることを示している。

【図6】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。

50

【図 7】第 2 実施形態における P W M 周波数制御フローの図である。

【図 8】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】

【0026】

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作用について、図 1 ~ 図 5 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、P W M 方式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。

10

【0027】

センサレスブラシレスモータ 9 は、 Δ 結線された三相の電機子巻線 9 2、9 3、9 4 を有するステータ 9 1、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 9 1 には、U 相端子 9 5 U、V 相端子 9 5 V、および W 相端子 9 5 W が設けられている。U 相端子 9 5 U と V 相端子 9 5 V の間には U V 間電機子巻線 9 2 が接続され、同様に、V 相端子 9 5 V と W 相端子 9 5 W の間には V W 間電機子巻線 9 3、W 相端子 9 5 W と U 相端子 9 5 U の間には W U 間電機子巻線 9 4 が接続されている。本第 1 実施形態では、ステータ 9 1 の電機子巻線 9 2、9 3、9 4 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。

【0028】

20

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、通電相切替設定回路 4 1、P W M 生成回路 5、および回転数設定回路 5 1 により構成されている。インバータ回路 2 の入力端子 2 1 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 V c c が供給されるようになっている。

【0029】

インバータ回路 2 は、三相ブリッジ回路で構成されている。図 1 に例示されている U 相で詳述すると、入力端子 2 1 と接地端子 E との間に、U 相電源側スイッチング素子 2 2 U と U 相接地側スイッチング素子 2 3 U とが直列接続され、両素子 2 2 U、2 3 U 間に U 相出力端子 2 4 U が設けられている。V 相および W 相の構成も同様である。各スイッチング素子 2 2 U、2 3 U には、例えば電界効果トランジスタ (F E T) を用いることができ、通電制御信号 S C 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 2 4 U はそれぞれ、電源線 2 5 U、2 5 V、2 5 W によりステータ 9 1 の各相端子 9 5 U、9 5 V、9 5 W に接続されている。

30

【0030】

インバータ回路 2 の各スイッチング素子 2 2 U、2 3 U の開閉制御により、ステータ 9 1 の各相端子 9 5 U、9 5 V、9 5 W 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 9 5 を例に説明する。U 相端子 9 5 U は、U 相電源側スイッチング素子 2 2 U が導通状態で U 相接地側スイッチング素子 2 3 U が遮断状態のとき電源電圧 V c c に拘束され、U 相電源側スイッチング素子 2 2 U が遮断状態で U 相接地側スイッチング素子 2 3 U 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 2 2 U および接地側スイッチング素子 2 3 U がともに遮断状態のときハイインピダンス状態になる。

40

【0031】

ハイインピダンス状態の U 相端子 9 5 U には、誘起電圧が誘起される。この U 相誘起電圧は、U 相端子 9 5 U に接続された U V 間電機子巻線 9 2 および W U 間電機子巻線 9 4 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 相誘起電圧は、U V 間および W U 間電機子巻線 9 2、9 4 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 2 2 U および U 相接地側スイッチング素子 2 3 U 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。

50

【 0 0 3 2 】

位置検出回路 3 は、三相の合成抵抗 3 1 U、3 1 V、3 1 W、比較器 3 4、および位置検出部 3 7 で構成されている。三相の合成抵抗 3 1 U、3 1 V、3 1 W は、抵抗値 R が互いに等しく、それぞれ各相の電源線 2 5 U、2 5 V、2 5 W と共通の合成点 3 2 との間に接続されている。つまり、三相の合成抵抗 3 1 U、3 1 V、3 1 W は Y 結線され、合成点 3 2 は Y 結線中性点になっている。合成点 3 2 には、ステータ 9 1 の各相端子 9 5 U、9 5 V、9 5 W の誘起電圧を合成した合成電圧 V_{mix} が発生する。合成点 3 2 は、比較器 3 4 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。

【 0 0 3 3 】

一方、比較器 3 4 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 3 4 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 S_X を出力する。つまり、比較器 3 4 の出力端子 3 5 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 S_X 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 S_X はハイレベル H になる。比較器 3 4 の出力端子 3 5 は、位置検出部 3 7 および回転数設定回路 5 1 に接続されて、位置信号 S_X が入力される。

【 0 0 3 4 】

位置検出部 3 7 は、後に波形例を参考にして詳述するように、PWM 信号 S_P の立ち下がり位相で動作する。位置検出部 3 7 は、比較器 3 4 から出力される位置信号 S_X 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。

【 0 0 3 5 】

回転数設定回路 5 1 は、PWM 生成回路 5 の一部を構成している。回転数設定回路 5 1 には、外部から回転数指令値 N_r が指令入力される。回転数設定回路 5 1 は、モータ 9 に駆動される負荷の特性に基づいて、回転数指令値 N_r に相当するデューティ比指令値 A_r を設定する。図 2 は、モータ 9 に駆動される負荷の特性グラフを例示するとともに、PWM 周波数の切替え制御に用いる閾値を説明する図である。図中の横軸は、モータ 9 に印加される電源電圧のデューティ比 A で、縦軸は負荷を駆動する回転数 N である。図示される右上がりの特性グラフは、デューティ比 A の増加すなわち電源電圧の実効値の増加に伴って回転数 N が増加することを示している。図 2 の特性グラフは、予め回転数設定回路 5 1 の内部に記憶されている。したがって、回転数設定回路 5 1 は、回転数指令値 N_r からデューティ比指令値 A_r を求め、この 2 つの指令値 N_r 、 A_r を PWM 生成回路 5 に送出することができる。

【 0 0 3 6 】

なお、回転数設定回路 5 1 には位置検出回路 3 から位置信号 S_X が入力されており、回転数設定回路 5 1 は回転数検出値 N_m を求めることができる。そして、回転数指令値 N_r と回転数検出値 N_m とが異なる場合に、回転数設定回路 5 1 は、回転数検出値 N_m が回転数指令値 N_r に近づくように適正なデューティ比指令値 A_r を求めるようにすることもできる。

【 0 0 3 7 】

PWM 生成回路 5 は、矩形波の PWM 信号 S_P を生成する回路であり、3 段階の PWM 周波数が切替え可能となっている。すなわち、通常回転時に用いる常用 PWM 周波数 f_N 、常用 PWM 周波数 f_N よりも小さな低回転時 PWM 周波数 f_L 、および常用 PWM 周波数 f_N よりも大きな高回転時 PWM 周波数 f_H の切替えが可能となっている。PWM 周波数は、例えば水晶発振器が作り出す高周波基準周波数を分周回路で分周することにより生成でき、分周比を変更することで容易に 3 段階に切り替えることができる。

【 0 0 3 8 】

ここで、図 2 に示される負荷の特性グラフ上には、PWM 周波数の切替え制御を行うために 4 点の閾値点 $P_1 \sim P_4$ が設定されている。各閾値点 $P_1 \sim P_4$ は回転数 N またはデ

10

20

30

40

50

ューティ比 A を用いて設定することができ、第 1 実施形態では回転数 N を用いて次のように設定されている。すなわち、図 2 に示されるように、回転数の小さい側から順番に、低回転移行閾値 N_1 (閾値点 P_1)、低回転解消閾値 N_2 (閾値点 P_2)、高回転解消閾値 N_3 (閾値点 P_3)、および高回転移行閾値 N_4 (閾値点 P_4) が設定されている。各閾値 $N_1 \sim N_4$ (閾値点 $P_1 \sim P_4$) は、後述する低回転時および高回転時の位置検出の作用が効果的となるように適宜定められる。

【0039】

PWM 生成回路 5 は、図 3 の PWM 周波数制御フローに基づき、回転数指令値 N_r をパラメータとして、図 2 の閾値 $N_1 \sim N_4$ (閾値点 $P_1 \sim P_4$) で PWM 周波数を切り替えて用いる。図 3 で、回転数指令値 N_r が低回転解消閾値 N_2 と高回転解消閾値 N_3 の間の値であるとき、PWM 生成回路 5 は、通常モード MN で常用 PWM 周波数 f_N を用いる。次にステップ S_1 で、回転数指令値 N_r を一定時間間隔で受け取り更新する。次にステップ S_2 で、最新の回転数指令値 N_r が低回転移行閾値 N_1 以下であるか否か判定し、条件が満たされると低回転モード ML に移行して低回転時 PWM 周波数 f_L に切り替える。条件が満たされないときは、ステップ S_3 に進む。次にステップ S_3 で、回転数指令値 N_r が高回転移行閾値 N_4 以上であるか否か判定し、条件が満たされると高回転モード MH に移行して高回転時 PWM 周波数 f_H に切り替える。ステップ S_2 およびステップ S_3 の条件が満たされないときは、通常モード MN を維持して常用 PWM 周波数 f_N を用いながら、ステップ S_1 からステップ S_3 を繰返す。

10

【0040】

PWM 生成回路 5 は、低回転モード ML で低回転時 PWM 周波数 f_L を用いながら、ステップ S_4 で回転数指令値 N_r を一定時間間隔で受け取り更新する。次にステップ S_5 で、最新の回転数指令値 N_r が低回転解消閾値 N_2 以上であるか否か判定し、条件が満たされると通常モード MN に移行して常用 PWM 周波数 f_N に切り替える。条件が満たされないときは、低回転モード ML を維持する。また、PWM 生成回路 5 は、高回転モード MH で高回転時 PWM 周波数 f_H を用いながら、ステップ S_6 で回転数指令値 N_r を一定時間間隔で受け取り更新する。次にステップ S_7 で、最新の回転数指令値 N_r が高回転解消閾値 N_3 以下であるか否か判定し、条件が満たされると通常モード MN に移行して常用 PWM 周波数 f_N に切り替える。条件が満たされないときは、高回転モード MH を維持する。

20

【0041】

結局、PWM 生成回路 5 は、回転数指令値 N_r が低回転移行閾値 N_1 以下であると低回転時 PWM 周波数 f_L を用い、回転数指令値 N_r が低回転解消閾値 N_2 と高回転解消閾値 N_3 の間であると常用 PWM 周波数 f_N を用い、回転数指令値 N_r が高回転移行閾値 N_4 以上であると高回転時 PWM 周波数 f_H を用いる。また、PWM 生成回路 5 は、回転数指令値 N_r が低回転移行閾値 N_1 と低回転解消閾値 N_2 の間にあるときには、直前に用いていた低回転時 PWM 周波数 f_L または常用 PWM 周波数 f_N を維持し、回転数指令値 N_r が高回転解消閾値 N_3 と高回転移行閾値 N_4 の間にあるときには、直前に用いていた常用 PWM 周波数 f_N または高回転時 PWM 周波数 f_H を維持する。PWM 生成回路 5 は、いずれかの PWM 周波数 (f_N 、 f_L 、または f_H) を用い、デューティ比指令値 A_r を満たす矩形波の PWM 信号 SP を生成し、インバータ制御回路 4 に送出する。

30

40

【0042】

通電相切替設定回路 41 は、インバータ制御回路 4 の一部を構成している。通電相切替設定回路 41 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の信号に基づいて、電気角の 120° ピッチで各相端子 $95U$ 、 $95V$ 、 $95W$ の通電相切替タイミングを設定し、インバータ制御回路 4 に送出する。

【0043】

インバータ制御回路 4 は、PWM 生成回路 5 から PWM 信号 SP を取得し、通電相切替設定回路 41 から通電相切替タイミングを取得する。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 の各相のスイッチング素子 $22U$ 、 $23U$ を開閉制御する通電制御信号 SC を設定して送出する。これにより、各相端子 $95U$ 、 $95V$ 、 95

50

Wの通電時間帯およびオンデューティ期間が制御される。

【0044】

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の作用について、低回転時と高回転時に分けて説明する。図4は、第1実施形態の駆動装置1で、低回転時に位置検出回路3の位置信号SXがローレベルLからハイレベルHに変化するときの検出可否を説明する波形図である。図4の(A)は低回転時に常用PWM周波数fNが用いられたときの検出限界を示し、(B)は低回転時に低回転時PWM周波数fLを用いれば十分検出可能であることを示し、(C)は更なる低回転時に低回転時PWM周波数fLが用いられたときの検出限界を示している。(A)~(C)でそれぞれ、上段はPWM信号SPの波形、中段は位置信号SXの波形、下段はロータ回転位置を示し、横軸は共通の時間軸である。図4の(A)~(C)に示されるPWM信号SPは負論理であり、ローレベルがオンデューティ期間で、電源電圧Vccがいずれかの相端子95U、95V、95Wに印加されるようになっている。

10

【0045】

図4の(A)では低回転時に常用PWM周波数fNが用いられており、PWM信号SPの周期T1、オンデューティ期間T2であり、デューティ比AL1=(T2/T1)である。位置検出回路3は、PWM信号SPの特定位相のうちの立ち下がり位相(負論理の波形では立ち上がり位相)すなわちオンデューティ期間T2の終了時刻t11、t12、t13(図中に下向き矢印で示す)で動作して位置信号SXを読み取るようになっている。また、位置信号SXは、PWM信号SPよりも伝達遅延時間ΔTだけ遅れたオンデューティ期間にのみ出力される。伝達遅延時間ΔTは、インバータ制御回路4やインバータ回路2および比較器34などで生じる電気信号の遅れであり、回路構成によって定まる概ね一定の時間である。一方、ロータ回転位置は、時刻tAで基準回転位置を通過している。このため、位置信号SXは、時刻tA以降のオンデューティ期間にハイレベルHとなる。

20

【0046】

ここで、図4の(A)に示されるように、位置検出回路3が位置信号SXを読み取る時刻t13は、位置信号SXのハイレベルH期間の概ね始点に一致している。したがって、オンデューティ期間T2をさらに短縮してデューティ比AL1を小さく制御すると、もはや位置検出はできなくなる。なぜなら、位置信号SXにおけるオンデューティ期間の全体が、時刻t13よりも後まで遅延してしまい、読み取るタイミングがなくなるからである。つまり、(A)は、常用PWM周波数fNが用いられたときにオンデューティ期間T2が伝達遅延時間ΔTに概ね一致する検出限界を示し、これ以上オンデューティ期間T2を短縮する低回転制御は困難である。これは、一定のPWM周波数fNを用いる従来の駆動装置の検出限界でもある。

30

【0047】

第1実施形態では、回転数が減少して図4の(A)の検出限界に達する以前にPWM周波数を低回転時PWM周波数fLに切り替える。例えば、低回転時PWM周波数fLを常用PWM周波数fNの半分としておくと、PWM信号SPの周期T3は2倍になる(T3=2×T1)。したがって、(B)に示されるように、オンデューティ期間T4も2倍にすることで(T4=2×T2)、(1)と同じデューティ比AL1が得られ、同じ電源電圧実効値で同じ回転数が得られる。これにより、位置信号SXにおけるオンデューティ期間の長さも2倍となる。このため、位置検出回路3が位置信号SXを読み取る時刻t21(図中に下向き矢印で示す)は位置信号SXのハイレベルH期間の中間付近となり、十分に読み取り可能である。

40

【0048】

また、低回転時PWM周波数fLを用いたときには、図4の(C)に示されるように、PWM信号SPの周期T3(=2×T1)で、オンデューティ期間T5が伝達遅延時間ΔT(T2)に概ね一致したときが検出限界となる。このときのデューティ比AL2は、AL2=(T5/T3)=AL1×(1/2)となり、従来よりも低い回転数までの駆動制御が可能となる。以上の説明からわかるように、低回転時PWM周波数fLを常用PW

50

M周波数 f_N の $(1/k)$ 倍とすれば、概ね $(1/k)$ 倍のデューティ比 A までの低回転駆動制御が可能となる。

【0049】

次に、図5は、第1実施形態の駆動装置1で、高回転時に位置検出回路3の位置信号S Xを読み取る際の遅延による位置検出誤差を説明する波形図である。図5の(A)は高回転時に常用PWM周波数 f_N が用いられたときの位置検出誤差を示し、(B)は高回転時に高回転時PWM周波数 f_H を用いれば位置検出誤差が低減されることを示している。(A)および(B)でそれぞれ、上段はPWM信号SPの波形、中段は位置信号S Xの波形、下段はロータ回転位置を示し、横軸は共通の時間軸である。図5においても、図4と同様にPWM信号SPは負論理であり、ローレベルがオンデューティ期間で、電源電圧 V_{cc} がいずれかの相端子95U、95V、95Wに印加されるようになっている。

10

【0050】

図5の(A)では高回転時に常用PWM周波数 f_N が用いられており、PWM信号SPの周期 T_1 、オンデューティ期間 T_6 であり、デューティ比 $AH_1 = (T_6 / T_1)$ である。位置検出回路3は、PWM信号SPのオンデューティ期間 T_6 の終了時刻 t_{11} 、 t_{12} 、 t_{13} (図中に下向き矢印で示す) で動作して位置信号S Xを読み取るようになっている。また、位置信号S Xは、PWM信号SPよりも伝達遅延時間 ΔT だけ遅れたオンデューティ期間にのみ出力される。一方、ロータ回転位置は、時刻 t_B で基準回転位置を通過している。このため、位置信号S Xは、時刻 t_B 以降のオンデューティ期間にハイレベルHとなる。

20

【0051】

ここで、図5の(A)に示されるように、位置検出回路3は、時刻 t_{11} および t_{12} で位置信号S XのローレベルLを検出し、時刻 t_{13} で位置信号S XのハイレベルHを検出する。したがって、位置検出回路3は、時刻 t_{13} でロータが基準回転位置に達したことを検出するが、時刻 t_B からの遅延に起因して、回転位置の位置検出誤差 ER_1 が発生する。位置検出誤差 ER_1 は、回転数が高いほど大きくなり、高回転時の駆動制御を困難にする。

【0052】

第1実施形態では、回転数が増加して誤差 ER_1 が駆動制御を困難にする以前にPWM周波数を高回転時PWM周波数 f_H に切り替える。例えば、高回転時PWM周波数 f_H を常用PWM周波数 f_N の2倍としておくと、PWM信号SPの周期 T_7 は半分になる ($T_7 = T_1 / 2$)。したがって、(B)に示されるように、オンデューティ期間 T_8 も半分にすることで ($T_8 = T_6 / 2$)、(A)と同じデューティ比 AH_1 が得られ、同じ電源電圧実効値で同じ回転数を得られる。これにより、位置検出回路3で位置信号S Xを読み取る頻度が倍増し、位置信号S Xの変化を読み取る時刻 t_{21} の時刻 t_B からの遅延が減少する。このため、遅延に起因する位置検出誤差 ER_2 が(A)よりも低減される。したがって、高回転領域で回転位置を高精度に検出して良好に駆動制御を行え、また従来よりも高い回転数までの駆動制御が可能となる。

30

【0053】

上述のように、第1実施形態の駆動装置1では、低回転領域および高回転領域の両方で回転位置を高精度に検出して良好に駆動制御を行えるので、従来よりも回転数範囲を拡げて最大限にワイドレンジ化できる。また、PWM周波数は、常用、低回転時、および高回転時の3段階切り替えであり、例えば前述した分周回路の分周比を変更することで容易に実現できるので、従来と比較してコストの増加が抑制される。さらに、PWM周波数を切り替えるときの低回転移行閾値 N_1 と低回転解消閾値 N_2 との間、および高回転移行閾値 N_4 と高回転解消閾値 N_3 との間にヒステリシスを設けている。これにより、PWM周波数SPを切り替える境界領域付近の回転数でロータが回転しているときに、PWM周波数SPを頻繁に切り替え制御することがなくなる。

40

【0054】

次に、デューティ比検出値 A_m をパラメータとしてPWM周波数を切り替える第2実施

50

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、第1実施形態と異なる点を主に説明する。図6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6を図1と比較すればわかるように、第2実施形態では、次の2点が第1実施形態と異なる。すなわち、回転数設定回路51に替えてデューティ比設定回路52が設けられている。また、インバータ制御回路4で通電制御信号SCのデューティ比検出値Amが求められ、PWM生成回路50にフィードバックされている。

【0055】

デューティ比設定回路52は、PWM生成回路5の一部を構成している。デューティ比設定回路52には、外部からデューティ比指令値Arが指令入力され、PWM生成回路50に形態を変換したデューティ比指令値Arを出力する。

10

【0056】

PWM生成回路50は、矩形波のPWM信号SPを生成する回路であり、常用、低回転時および高回転時の3段階のPWM周波数fN、fL、fHが切替え可能となっている。ここで、図2に示される閾値点P1～P4は、デューティ比Aを用いて設定されている。すなわちデューティ比Aの小さい側から順番に、低回転移行閾値A1（閾値点P1）、低回転解消閾値A2（閾値点P2）、高回転解消閾値A3（閾値点P3）、および高回転移行閾値A4（閾値点P4）が設定されている。

【0057】

PWM生成回路50は、図7のPWM周波数制御フローに基づき、デューティ比検出値Amをパラメータとして、閾値A1～A4（閾値点P1～P4）でPWM周波数を切り替えて用いる。図7のPWM周波数制御フローは、図3のフローに類似しているので、簡略に説明する。PWM生成回路50は、通常モードMNで常用PWM周波数fNを用いつつ、ステップS11でデューティ比検出値Amを更新する。次にステップS12で、デューティ比検出値Amが低回転移行閾値A1以下であると低回転モードMLに移行して低回転時PWM周波数fLに切り替え、またステップS13で、デューティ比検出値Amが高回転移行閾値A4以上であると高回転モードMHに移行して高回転時PWM周波数fHに切り替える。ステップS12およびステップS13の条件が満たされないときは、通常モードMNを維持して常用PWM周波数fNを用いながら、ステップS1からステップS3を繰り返す。

20

【0058】

PWM生成回路50は、低回転モードMLで低回転時PWM周波数fLを用いながら、ステップS14およびステップS15でデューティ比検出値Amが低回転解消閾値A2以上であると通常モードMNに移行して常用PWM周波数fNに切り替える。また、条件が満たされないときは、低回転モードMLを維持する。PWM生成回路50は、高回転モードMHで高回転時PWM周波数fHを用いながら、ステップS16およびステップS17でデューティ比検出値Amが高回転解消閾値A3以下であると通常モードMNに移行して常用PWM周波数fNに切り替える。また、条件が満たされないときは、高回転モードMHを維持する。

30

【0059】

上述のようにPWM周波数を切替え制御することで、第1実施形態と同様の効果、すなわち図4および図5で説明した低回転時および高回転時の位置検出の作用が生じる。また、従来よりも回転数範囲を広げて最大限にワイドレンジ化できる効果も同様である。

40

【0060】

次に、モータ90の電機子巻線92A～94Aの結線方式および位置検出回路30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8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

50

れている。そして、中性点 9 5 N がモータ 9 0 の外部に引き出されて、比較器 3 4 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 3 4 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。

【 0 0 6 1 】

第 3 実施形態で、例えば、U 相端子 9 5 U がハイインピダンス状態、V 相端子 9 5 V がゼロ電圧拘束状態、W 相端子 9 5 W が P W M 制御状態であると、電源電圧 V c c が W 相端子 9 5 W と V 相端子 9 5 V の間に供給される。つまり、W 相電機子巻線 9 4 A および V 相電機子巻線 9 3 A が通電され、中性点 9 5 N に発生する中性点電圧 V N は電源電圧 V c c 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 1 1 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。

10

【 0 0 6 2 】

さらに、図 6 に示される第 2 実施形態の全体装置構成で、 Δ 結線のモータ 9 を Y 結線のモータ 9 0 に置き換えて、中性点電圧 V N を比較器 3 4 の基準電圧とすることもできる。

【 0 0 6 3 】

なお、P W M 周波数切替えのパラメータとしては、説明した回転数指令値 N r およびデューティ比検出値 A m の他に、回転数検出値 N m またはデューティ比指令値 A r を用いることもできる。また、各実施形態で P W M 周波数は 3 段階としたが、4 段階以上として小刻みに切り替えることも可能である。逆に、常用と低回転時の 2 段階のみ、あるいは常用と高回転時の 2 段階のみとしてもワイドレンジ化の効果が生じる。本発明は、その他様々な応用や変形が可能である。

20

【 符号の説明 】

【 0 0 6 4 】

1、1 0、1 1：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

2 1：入力端子 2 2 U：U 相電源側スイッチング素子

2 3 U：U 相接地側スイッチング素子 2 4 U：U 相相出力端子

2 5 U、2 5 V、2 5 W：電源線

E：接地端子

30

3、3 0：位置検出回路

3 1 U、3 1 V、3 1 W：合成抵抗 3 2：合成点

3 4：比較器 3 7：位置検出部

4：インバータ制御回路 4 1：通電相切替設定回路

5、5 0：P W M 生成回路 5 1：回転数設定回路

9、9 0：センサレスブラシレスモータ

9 1：ステータ

9 2、9 3、9 4：U V 間、V W 間、W U 間電機子巻線

9 2 A、9 3 A、9 4 A：U 相、V 相、W 相電機子巻線

9 5 U、9 5 V、9 5 W：U 相、V 相、W 相端子

9 5 N：中性点

40

V c c：電源電圧 V M：中間レベル値

V m i x：合成電圧 V N：Y 結線の中性点電圧

S P：パルス幅変調信号（P W M 信号）

S C：通電制御信号 S X：位置信号

N：回転数 N r：回転数指令値

A：デューティ比 A r：デューティ比指令値 A m デューティ比検出値

P 1 ~ P 4：閾値点

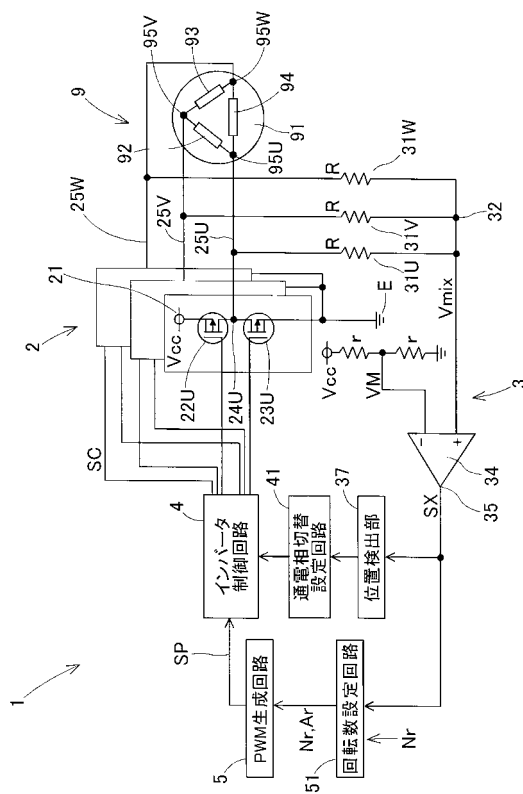
N 1：低回転移行閾値 N 2：低回転解消閾値

N 3：高回転解消閾値 N 4：高回転移行閾値

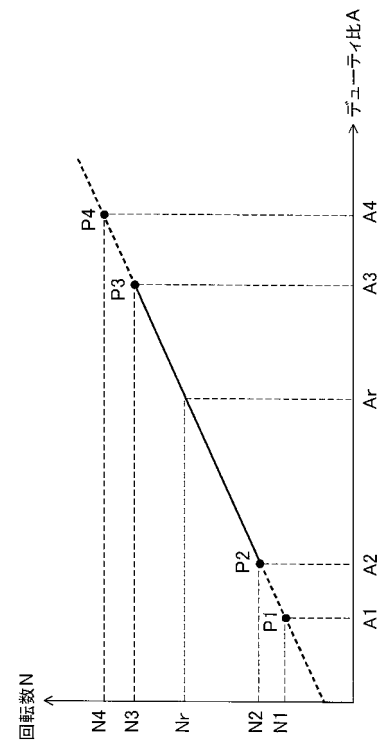
50

A 1 : 低回転移行閾値 A 2 : 低回転解消閾値
A 3 : 高回転解消閾値 A 4 : 高回転移行閾値

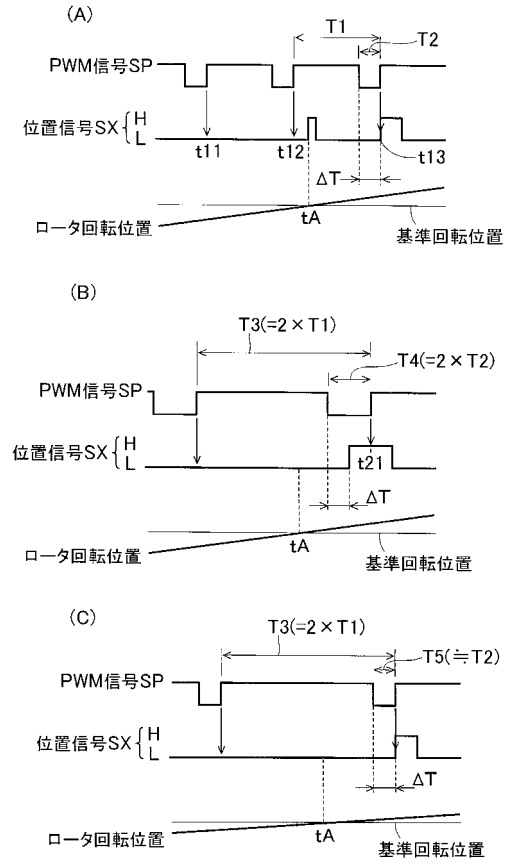
【図 1】



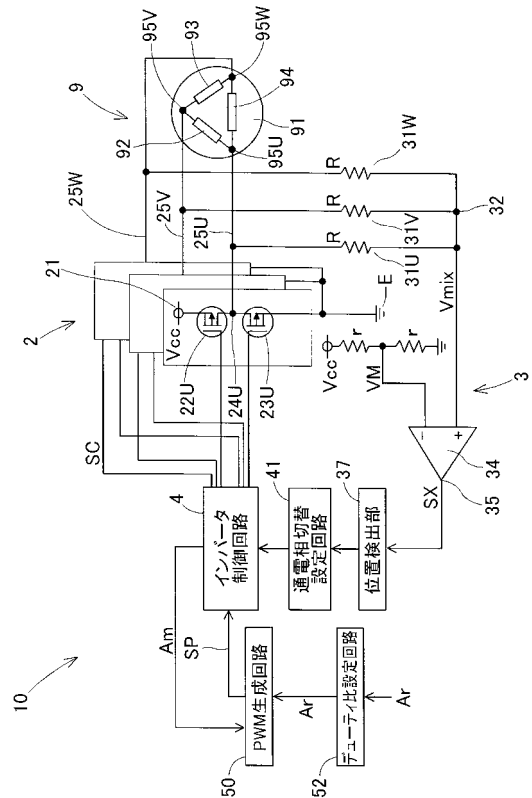
【図 2】



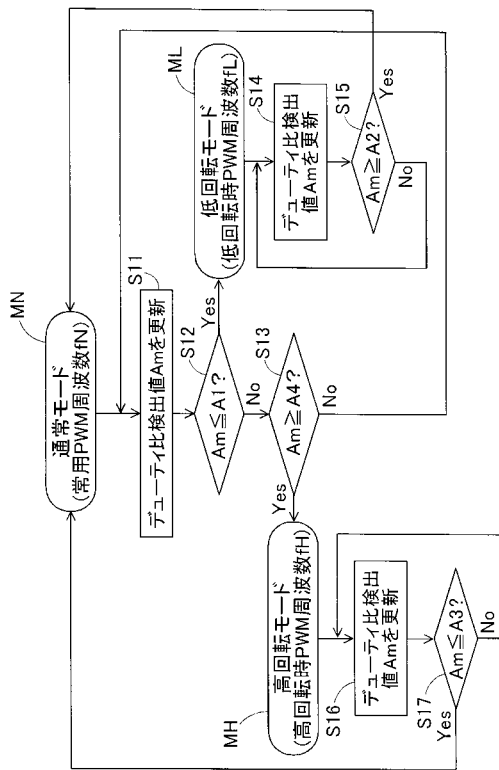
【 図 4 】



【 図 6 】



【図 7】



【図 8】

