

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5149250号  
(P5149250)

(45) 発行日 平成25年2月20日(2013.2.20)

(24) 登録日 平成24年12月7日(2012.12.7)

(51) Int. Cl. F 1  
**HO2P 6/18 (2006.01)** HO2P 6/02 371S  
**HO2P 27/06 (2006.01)** HO2P 7/63 303V

請求項の数 12 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2009-162556 (P2009-162556)	(73) 特許権者	000005108
(22) 出願日	平成21年7月9日(2009.7.9)		株式会社日立製作所
(65) 公開番号	特開2011-19348 (P2011-19348A)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(43) 公開日	平成23年1月27日(2011.1.27)	(74) 代理人	110000350
審査請求日	平成23年6月10日(2011.6.10)		ポレール特許業務法人
		(72) 発明者	隅田 悟士
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			株式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	戸張 和明
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			株式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	青柳 滋久
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株
			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】 永久磁石同期モータの制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源と、

前記直流電源より供給された直流電力を交流電力に変換するインバータと、

前記インバータの出力端子を通じて交流電力を供給される永久磁石同期モータとを備えた永久磁石同期モータの制御装置において、

前記永久磁石同期モータの空転時に、前記インバータの出力端子に生じる各相の電位の内の最小値を基準とした前記最小値を有する相と所定の相の線間電圧と、所定の閾値電圧との大小関係の変化に基づいて、前記永久磁石同期モータの回転磁極の位相を推定する手段を備え、

かつ、少なくとも2つの異なる線間電圧と、前記閾値電圧との大小関係に基づいて、空転している前記永久磁石同期モータの回転方向を推定することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項2】

請求項1において、少なくとも1つの前記線間電圧と、前記閾値電圧との大小関係に基づいて、空転している前記永久磁石同期モータが生じる誘起電圧に対する前記閾値電圧の比あるいは大きさを推定することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項3】

請求項1または2において、前記永久磁石同期モータが生じる誘起電圧に対する前記閾値電圧の比が3より小さくなるように、前記閾値電圧を設定することを特徴とする永久

磁石同期モータの制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 ~ 3 のいずれかにおいて、少なくとも 2 相の前記線間電圧と、前記閾値電圧との大小関係が逆転するタイミングに基づいて、空転している前記永久磁石同期モータの位相と時刻との関係を推定することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 ~ 4 のいずれかにおいて、前記線間電圧と、前記閾値電圧との大小関係を、レベルシフト回路および NOT 回路を用いて検出することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 ~ 5 のいずれかにおいて、前記線間電圧と、前記閾値電圧との大小関係を、レベルシフト回路およびシュミット回路を用いて検出することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 7】

請求項 4 ~ 6 のいずれかにおいて、空転している前記永久磁石同期モータの位相と時刻との関係に基づいて、前記永久磁石同期モータの回転速度を推定することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 8】

請求項 7 において、空転している前記永久磁石同期モータの位相と時刻との関係および回転速度の推定値に基づいて、任意の時刻における前記永久磁石同期モータの位相を推定することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 9】

請求項 8 において、空転している前記永久磁石同期モータの回転速度の推定値の絶対値が予定値よりも小さい場合に、直流位置決めまたは短絡ブレーキを行い、回転速度の推定値の絶対値が予定値よりも大きい場合に、前記永久磁石同期モータの位相の推定値と、回転速度の推定値とに基づいて、同期運転またはベクトル制御を開始することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 10】

請求項 9 において、同期運転またはベクトル制御の開始後において、前記永久磁石同期モータの回転方向が逆方向である場合には、前記永久磁石同期モータを停止させ、および / または、その後、順方向へ加速させることを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 11】

請求項 9 または 10 において、前記永久磁石同期モータが空転している段階において、前記閾値電圧と、前記永久磁石同期モータの位相の推定値と、回転速度の推定値とに基づいて、前記永久磁石同期モータの誘起電圧係数を同定することを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【請求項 12】

請求項 1 ~ 11 のいずれかにおいて、前記インバータとして三相インバータ IC を備えていることを特徴とする永久磁石同期モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石同期モータの制御装置および制御方法に関し、特に空転しているモータの位相および回転速度を推定し、永久磁石同期モータを空転状態から再起動させる制御装置および制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

送風を目的として、永久磁石同期モータにファンを取り付ける場合、風を受けることによって、これが空転することが考えられる。これは、ポンプなどでも同様であり、この空

10

20

30

40

50

転している永久磁石同期モータを滑らかに再起動させるには、空転時の位相および回転速度を検知する必要がある。しかし、位置センサにより位相および回転速度を直接検知することは、位置センサ分のコストアップを生じる。そこで、コスト削減のため、位置センサを用いずに、空転している永久磁石同期モータの位相および回転速度を推定する技術が提案されている。

#### 【0003】

例えば、特許文献1に記載された方式がある。空転している永久磁石同期モータに生じる誘起電圧がインバータの出力端子に印加される時、2つの線間電圧を比較し、その差の大きさによって、位相および回転速度を推定する。これによって、待機時間の設定、または、インバータのスイッチング素子の短絡による強制ブレーキなどによって、永久磁石同期モータを停止させることなく、空転状態から連続的に再起動させる。しかしながら、線間電圧相互間で比較するには、コンパレータが必要であり、コストや実装面積が増加する問題がある。

10

#### 【0004】

他に、特許文献2に記載された方式がある。インバータの出力端子電圧をA/Dポートを用いて測定し、測定値の変化より位相および回転速度を推定する。三相ある出力端子電圧を測定するには、本来、3つのA/Dポートが必要であるが、これを1つのA/Dポートのみで実現する手段を提供している。しかしながら、その代わりとして、トランジスタおよびI/Oポートを用いる必要があり、また、このトランジスタのオン・オフを高速で切り替える必要がある。

20

#### 【先行技術文献】

#### 【特許文献】

#### 【0005】

【特許文献1】特開2005-137106号公報

【特許文献2】特開2007-166695号公報

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0006】

本発明の課題は、上記問題を解決するために、簡単かつ低廉な装置を用いて、空転している永久磁石同期モータの位相および/または回転速度を推定し、モータを再起動運転することにあり。

30

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0007】

本発明はその一面において、直流電源と、前記直流電源より供給された直流電力を交流電力に変換するインバータと、前記インバータの出力端子を通じて交流電力を供給される永久磁石同期モータとを備えた永久磁石同期モータの制御装置において、前記永久磁石同期モータの空転時に、前記インバータの出力端子に生じる電位の最小値を基準とした線間電圧と所定の閾値電圧との大小関係に基づいて、前記永久磁石同期モータの回転磁極の位相を推定する手段を備えたことを特徴とする。

#### 【0008】

本発明は他の一面において、前記インバータの直流負極端子と最小値以外の少なくとも1相の出力端子との間の電圧である線間電圧を、所定の閾値電圧と比較しその大小関係に基づいて、前記永久磁石同期モータの回転磁極の位相を推定する手段を備えたことを特徴とする。

40

#### 【0009】

永久磁石同期モータが空転するとき、インバータの出力端子電圧は、永久磁石同期モータの位相に応じて変化する。特に、インバータの直流負極端子と、ある交流出力端子との間に現れる任意の線間電圧を所定の閾値電圧と比較し、それらの大小関係の変化を検出すると、位相に応じた変化を、極めて簡単な回路で得ることができる。そこで、その大小関係に基づいて、永久磁石同期モータの位相を推定することができる。

50

## 【 0 0 1 0 】

また、推定した位相を微分することにより回転速度を推定する。

## 【 0 0 1 1 】

位相及び回転速度の推定値を同期運転またはベクトル制御にフィードバックさせ、空転している永久磁石同期モータを再起動させる。

## 【 発明の効果 】

## 【 0 0 1 2 】

本発明の望ましい実施態様によれば、インバータの直流負極端子に対する出力端子電圧と、所定の閾値電圧との大小関係を、シンプルかつ低廉な装置により検出し、空転している永久磁石同期モータの位相および/または回転速度を推定し、空転している永久磁石同期モータを再起動運転させることができる。

10

## 【 図面の簡単な説明 】

## 【 0 0 1 3 】

【 図 1 】 本発明の第一の実施形態における永久磁石同期モータの制御装置の構成図。

【 図 2 】 永久磁石同期モータに発生する相誘起電圧の波形図。

【 図 3 】 永久磁石同期モータに発生する出力端子電圧の波形図。

【 図 4 】 比較部が出力するフラグの波形図。

【 図 5 】 第一の実施形態における比較部の具体的回路構成例図。

【 図 6 】 永久磁石同期モータが正転するときの比較部による領域の判定結果について示す図。

20

【 図 7 】 比較部による領域の判定結果の推移について示した図。

【 図 8 】 永久磁石同期モータが正転するときの比較部による領域の詳細な判定結果について示す図。

【 図 9 】 比較部による領域の詳細な判定結果の推移について示した図。

【 図 1 0 】 位相・回転速度推定部によるフラグ変化に基づく位相推定の一例図。

【 図 1 1 】 閾値電圧が、誘起電圧の 1.5 倍よりも小さい場合の位相推定一例図。

【 図 1 2 】 閾値電圧が、誘起電圧の 1.5 倍よりも大きい場合の位相推定一例図。

【 図 1 3 】 ある時刻での位相および回転速度の推定値を基準とした任意の時刻における位相推定の一例図。

【 図 1 4 】 本発明の第二の実施形態による永久磁石同期モータの制御装置の部分構成図。

30

【 図 1 5 】 第二の実施形態における比較部の具体的回路構成例図。

【 図 1 6 】 2 つの閾値電圧を有する比較部を用いた場合における位相・回転速度推定部によるフラグ変化に基づく位相推定の一例図。

【 図 1 7 】 本発明の第三の実施形態における永久磁石同期モータの制御装置の部分構成図。

【 図 1 8 】 第三の実施形態における比較部による領域の判定結果が推移する瞬間に着目した出力端子電圧の波形図。

## 【 発明を実施するための形態 】

## 【 0 0 1 4 】

[ 第一の実施形態 ]

40

図 1 は、本発明の第一の実施形態における永久磁石同期モータの制御装置の構成図である。

## 【 0 0 1 5 】

永久磁石同期モータ 1 は、永久磁石の磁束によるトルク成分と電機子巻線のインダクタンスによるトルク成分を合成したモータトルクを出力する。インバータ IC 2 は、インバータ主回路部 3、ドライバ 4 から構成される。ドライバ 4 は、PWM 信号に従ってインバータ主回路部 3 のスイッチング素子  $S_{up}$ ,  $S_{un}$ ,  $S_{vp}$ ,  $S_{vn}$ ,  $S_{wp}$ ,  $S_{wn}$  をオン・オフし、直流電圧を三相交流電圧へ変換する。直流電圧発生部 5 は、交流電源 5 a とコンバータ 5 b から構成され、インバータ IC 2 へ直流電圧 VDC を印加する。電流検出部 6 は、インバータ IC 2 から直流電圧発生部 5 へ流れる電流 IDC の検出値 IDC '、

50

を出力する。回転速度指令発生部7は、回転速度指令  $r^*$  を発生する。比較部8は、インバータIC2の出力端子電圧  $V_{u-FR}$  ,  $V_{v-FR}$  ,  $V_{w-FR}$  と閾値電圧  $V_0$  を比較し、その大小関係を表すフラグ  $V_{u-flag}$  ,  $V_{v-flag}$  ,  $V_{w-flag}$  を出力する。

【0016】

マイコン9は、検出された電流値  $I_{DC}$  ' に基づいて、永久磁石同期モータ1の回転速度を回転速度指令  $r^*$  に制御するように、PWM信号を決定する。マイコン9は、位相・回転速度推定部10、電圧指令演算部11、およびPWM信号発生部12から構成される。位相・回転速度推定部10は、フラグ  $V_{u-flag}$  ,  $V_{v-flag}$  ,  $V_{w-flag}$  に基づいて、空転している永久磁石同期モータ1の位相推定値  $FR$  および回転速度推定値  $FR$  を出力する。電圧指令演算部11は、予め設定された永久磁石同期モータ1の定数と、位相推定値  $FR$  , 回転速度推定値  $FR$  , または、電流値  $I_{DC}$  ' に基づいて、電圧指令  $V_{u^*}$  ,  $V_{v^*}$  ,  $V_{w^*}$  を出力する。PWM信号発生部12は、電圧指令  $V_{u^*}$  ,  $V_{v^*}$  ,  $V_{w^*}$  に基づいて、PWM信号を出力する。

10

【0017】

本制御装置は、インバータIC2、電流検出部6、比較部8、およびマイコン9をワンチップに収め、小型化・モジュール化を図っている。これにより、制御装置の組み立てを容易にし、また、設置自由度を高めている。ただし、小型化・モジュール化は必須ではなく、例えば、インバータICの代わりに三相インバータを用いてもよい。この場合、制御装置は大型化するが、制御性能への本質的な影響はない。

20

【0018】

以下、各部について詳細に説明する。

【0019】

永久磁石同期モータ1が空転すると誘起電圧  $E$  を生じる。誘起電圧  $E$  は、誘起電圧係数  $K_e$  と永久磁石同期モータ1の回転速度の積であり、(1)式で表される。

【0020】

$$E = K_e \cdot \dots \dots \dots (1)$$

誘起電圧  $E$  は、永久磁石同期モータ1とインバータIC2の接続部であるU相、V相、W相の端子に印加される。永久磁石同期モータ1の位相の基準をU相巻線位置とし、また、永久磁石同期モータ1の中性点を基準電位とすれば、U相、V相、W相の相誘起電圧  $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  は、(2)式で表される。

30

【0021】

$$\begin{aligned} V_u &= -E \cdot \sin \dots \dots \dots \\ V_v &= -E \cdot \sin \{ \dots - (2/3) \} \dots \dots \dots (2) \\ V_w &= -E \cdot \sin \{ \dots + (2/3) \} \dots \dots \dots \end{aligned}$$

すなわち、図2に示すように、 $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  は、振幅が  $E$  の正弦波であり、それぞれの位相は、 $2/3$  ずつ異なる。

【0022】

永久磁石同期モータ1が空転しているとき、マイコン9は、ドライバ4を通じて、インバータIC2のスイッチング素子を全てオフにしている。インバータ主回路部3の各相の下アームと電流検出部6の接合点6a(インバータ3の直流負極)の電位を基準とした場合の、各相の出力端子電圧  $V_{u-FR}$  ,  $V_{v-FR}$  ,  $V_{w-FR}$  を考える。なお、電流検出部6と直流電圧発生部5の負極側の接合点の電位6bを基準としても同様である。

40

【0023】

相誘起電圧  $V_u$  ,  $V_v$  ,  $V_w$  の中で、電圧値が最小となる相を誘起電圧最小相とする。例えば、 $V_u$  が、(3)式で表される場合を考える。

【0024】

$$\dots / 6 \dots \dots \dots 5 / 6 \dots \dots \dots (3)$$

(3)式が表す範囲、すなわち、図2での区間21において、誘起電圧最小相は、U相である。ここで、 $V_{u-FR}$  は、下アーム還流ダイオードの順電圧  $V_f$  の分だけ、基準電

50

位よりも小さくなるが、実際の回路ではV f は微小であることから、( 4 ) 式で表される。

【 0 0 2 5 】

$V_{u - F R} = - V f \quad 0 \dots\dots\dots ( 4 )$

また、 $V_{v - F R}$  は、 $V_{u - F R}$  を基準として、線間電圧分だけ高い電圧となるから、( 5 ) 式で表される。

【 0 0 2 6 】

$V_{v - F R} = V_{u - F R} + V_u - V_v = V_u - V_v \dots\dots\dots ( 5 )$

同様に、 $V_{w - F R}$  も求められる。

【 0 0 2 7 】

以上を応用することにより、区間 2 1 に限らず、任意の位相 に関して、 $V_{u - F R}$  ,  $V_{v - F R}$  ,  $V_{w - F R}$  を求めることができる。つまり、任意の位相 に関して、誘起電圧最小相を ( 2 ) 式あるいは図 2 より求め、その相の出力端子電圧を ( 4 ) 式によりゼロとし、他の 2 相の出力端子電圧を、誘起電圧最小相の出力端子電圧を基準とした線間電圧とする。電気角度 1 周期分に相当する位相 に関して、 $V_{u - F R}$  ,  $V_{v - F R}$  を求めると、図 3 を得る。煩雑化を避けるため、図示を省略するが、 $V_{w - F R}$  も、 $V_{v - F R}$  から 2 / 3 遅れた同様の波形となる。

10

【 0 0 2 8 】

具体的には、インバータ 3 の直流負極 6 a の電位を基準とした、インバータ 3 の 3 相交流出力端子の電圧として、 $V_{u - F R}$  ,  $V_{v - F R}$  ,  $V_{w - F R}$  を抽出することができる。

20

【 0 0 2 9 】

図 4 は、比較部 8 の動作を説明する波形図である。

【 0 0 3 0 】

比較部 8 は、インバータ出力端子電圧と閾値電圧  $V_0$  の大小関係を比較し、大小関係を表すフラグを少なくとも 2 相分出力する。以下では、 $V_{u - F R}$  と  $V_0$  および  $V_{v - F R}$  と  $V_0$  の大小関係を比較して、 $V_{u - f l a g}$  および  $V_{v - f l a g}$  を出力する場合について説明するが、これらの代わりに  $V_{w - f l a g}$  を出力してもよい。また、 $V_{u - f l a g}$  ,  $V_{v - f l a g}$  ,  $V_{w - f l a g}$  の全てを出力し、以下の原理を応用することによって、位相 の推定精度を向上させることもできる。

30

【 0 0 3 1 】

比較部 8 は、 $V_{u - F R}$  と  $V_0$  を比較し、仮に、 $V_{u - F R}$  の方が大きい場合には、 $V_{u - f l a g}$  として、信号 H を出力する。また、逆に  $V_{u - F R}$  の方が小さい場合には、 $V_{u - f l a g}$  として、信号 L を出力する。 $V_{u - F R}$  と  $V_0$  が等しい場合には、どちらの信号を出力しても本方式は有効であるが、以下では、L を出力するものとする。 $V_{v - f l a g}$  についても同様である。

【 0 0 3 2 】

例えば、以下の ( 6 ) 式の場合について考える。

【 0 0 3 3 】

$V_0 = 1 . 2 E , \quad = \dots\dots\dots ( 6 )$

40

このとき、( 6 ) 式が示す交点を図 4 の P 3 1 に示す。この交点 P 3 1 は、縦軸 ( 電圧 ) に関して、 $V_{u - F R}$  ( 実線 ) よりも上方に位置する。これは、以下の ( 7 ) 式が成り立つことを意味する。

【 0 0 3 4 】

$V_0 > V_{u - F R} \dots\dots\dots ( 7 )$

このとき、比較部 8 により、 $V_{u - f l a g}$  は L となる。また、同様に  $V_{v - f l a g}$  も L となることが分かる。

【 0 0 3 5 】

比較部 8 は、例えば、レベルシフト回路および NOT 回路で構成することができる。

【 0 0 3 6 】

50

図5は、本発明の第一の実施形態における比較部8の具体的構成例図である。

【0037】

つまり、 $V_{u-FR}$ 、 $V_{v-FR}$ 、および $V_{w-FR}$ をレベルシフト回路81により分圧し、それらをNOT回路82に入力させることにより、それらと $V_0$ との大小関係に基づいて、HまたはLを出力させることができる。ここで、 $V_0$ は、レベルシフト回路81の分圧比およびNOT回路82自体の閾値により決定される。

【0038】

これにより、コンパレータを用いる従来例に比べて、制御装置を小型化および低コスト化できる。コンパレータが数個のトランジスタおよびダイオードから構成されるのに対して、NOT回路は、トランジスタ2個だけで構成でき、価格的には約1/10で済む。

10

【0039】

さて、 $V_{u-flag}$ および $V_{v-flag}$ は、HまたはLとなることから、それらのフラグの組み合わせの総数は、 $2^2$ 、すなわち4通りである。説明のため、その組み合わせの種類を表1に示すように、A~Dで表す。

【0040】

【表1】

表 1

領域	Vu-flag	Vv-flag
A	L	H
B	L	L
C	H	L
D	H	H

20

【0041】

一方、図4においても、それらを特定の領域A~Dに対応させることができる。例えば、前述のように、 $V_{u-flag}$ および $V_{v-flag}$ がLであるならば、 $V_0$ およびの交点は、必ず領域B(ハッチングで示す)に含まれる。また、その逆も成り立ち、 $V_0$ およびの交点が、領域Bに含まれるとき、 $V_{u-flag}$ および $V_{v-flag}$ はLである。これは、他の領域A、C、およびDについても同様に、図4と表1の関係が成り立つ。

30

【0042】

図6は、3つの異なる閾値の場合における永久磁石同期モータ1が空転するときの領域の変化について示す。本実施例では、この変化を検出することにより位相を推定する。

【0043】

しかし、図6において、閾値の設定を誤り、大き過ぎた場合には、位相の判定は不可能である。すなわち、閾値 $V_0 = V_{01}$ のように、(8)式で表される場合には、常時、領域Bのまま変化しないことが分かる。なお、後述する(11)式で、 $V_0 = V_0 / E$ と定義するので、図6では、を用いて記述している。

40

【0044】

$$V_0 = 3 \cdot E \dots\dots\dots (8)$$

この場合、誘起電圧Eに対して、閾値 $V_0$ が大きすぎ、 $V_{u-flag}$ および $V_{v-flag}$ は、常にLとなってしまう。これを回避するため、本実施例では、次の(9)式の関係で $V_0$ を設定する。

【0045】

$$3 \cdot E > V_0 \dots\dots\dots (9)$$

しかし、ノイズを回避する観点から、 $V_0$ の最小値には限度があり、現実には、低速域

50

において、必ずしも(9)式を成り立たせることができるとは限らない。このとき、(9)式が成立しない範囲、すなわち、(8)式に(1)式を代入して得られる(10)式で示す低速域においては、本方式によっては、位相推定値  $F R$  および回転速度推定値  $F R$  を正しく得ることができない。

【0046】

$$V_0 / 3 \cdot K_e \dots\dots\dots (10)$$

そこで、(10)式で示す低速域においては、モータ1を一旦停止させ、再起動させる。このため、電圧指令演算部11は、直流位置決め、あるいは短絡ブレーキを用いるための、 $V u^*$ 、 $V v^*$ 、 $V w^*$ を出力し、永久磁石同期モータ1を一旦停止させてから再起動させる。この点については後述する。

10

【0047】

本実施例の特徴部である位相・回転速度推定部10は、 $V u - f l a g$  および  $V v - f l a g$  の変化、すなわち、領域の変化に基づいて、回転速度 および位相 を推定する。

【0048】

説明を簡略化するため、前述した(11)式が表すように、閾値電圧  $V_0$  と誘起電圧  $E$  の比  $V_0 / E$  を、 で定義する。

【0049】

$$= V_0 / E \dots\dots\dots (11)$$

図6には、回転方向が順方向(正転)であるときの領域の変化を、閾値  $V_{02}$  と  $V_{03}$  の場合について示している。領域の変化は、 と1.5との大小関係によって異なる。これは、 が1.5のときに誘起電圧最小相が変化する場合があるため、例えば、図6に示すP41およびP42において、 $V u - f l a g$  または  $V v - f l a g$  が急峻に変化するからである。また、回転方向が逆方向(逆転)のとき、領域の変化は逆になる。

20

【0050】

以上より、領域の変化は、 と1.5との大小関係および回転方向に依存していると言える。逆に言えば、領域の変化を検出して分析すれば、 と1.5との大小関係および回転方向を推定できる。

【0051】

次に、領域の変化に基づいて、 と1.5との大小関係および回転方向を推定する手法について説明する。

30

【0052】

図6に基づいて、領域の変化について整理すると、図7が得られる。図7は、例えば、図6における閾値  $V_{03}$  のように、 が(12)式で表される範囲にあり、かつ正転であるとき、領域の変化が「... A B C D A ...」を繰り返すことを示す。

【0053】

$$0 < < 1.5 \dots\dots\dots (12)$$

図7より、領域の変化に、C Dの変化が含まれるのは、 が1.5より小さく、かつ正転であるときに限られることが分かる。このように特定の変化パターンは、 と1.5との大小関係および回転方向を推定する根拠となる。同様にして、それらを推定するための変化パターンを図7より抽出すると、例えば、表2に示すように整理できる。

40

【0054】

【表 2】

表 2

$\rho$	回転方向	$\rho$ および回転の向きを特定するための変化パターン
$0 \leq \rho < 1.5$	正転	C→D, D→A
	逆転	A→D, D→C
$1.5 \leq \rho < \sqrt{3}$	正転	変化パターンにDが存在しないこと
	逆転	変化パターンにDが存在しないこと

10

【 0 0 5 5 】

表 2 によれば、変化パターンの中に D が含まれるとき、 $\rho$  は 1.5 より小さいことが分かる。また、回転方向は、D の前後に現れた領域を参照することによって判別できる。

【 0 0 5 6 】

一方、変化パターンの中に D が含まれない場合、 $\rho$  が、次の ( 1 3 ) 式で示される範囲にあることは分かるが、回転方向は分からない。

20

【 0 0 5 7 】

$1.5 < V_0 / E < 3 \dots\dots\dots ( 1 3 )$

これは、図 6 より分かるように、( 1 3 ) 式が成り立つとき、回転方向に関係なく、領域の変化は「A B A B C B C B A ...」を繰り返し、区別が付かないからである。

【 0 0 5 8 】

そこで、位相・回転速度推定部 10 は、領域の変化だけではなく、領域が変化するタイミングを記憶することによって、回転方向を判別する。説明のため、図 8 に示すように、領域に添え字を付け、細分化して区別する。本来、領域の区別は、表 1 に示すフラグに基

30

【 0 0 5 9 】

【表 3】

表 3

40

$\rho$	回転方向	$\rho$ および回転の向きを特定するための変化パターン
$1.5 \leq \rho < \sqrt{3}$	正転	$A_2 \rightarrow B_0, B_0 \rightarrow C_1$
	逆転	$C_1 \rightarrow B_0, B_0 \rightarrow A_2$

【 0 0 6 0 】

50

このように、位相・回転速度推定部10は、領域の変化および領域が変化するタイミングを記憶し、表2または表3に示す特定の変化パターンと照合することによって、と1.5との大小関係および回転方向を推定することができる。なお、実用上は、ノイズの影響を避けるため、それらの推定時に複数回の照合をしてもよい。

【0061】

次に、と1.5との大小関係および回転方向に基づいて、位相と時刻の関係を推定する手法について説明する。

【0062】

以下、回転方向が順方向であると推定された場合について説明するが、逆転の場合についても同様に類推できる。

【0063】

まず、領域が「... A B C D A ...」と変化した場合、図7に示すように、と1.5との大小関係は、(12)式と推定される。このとき、図10に示すように、領域がA Bと変化する時刻をT<sub>AB</sub>、B Cと変化する時刻をT<sub>BC</sub>とし、T<sub>AB</sub>、T<sub>BC</sub>における位相をそれぞれφ<sub>AB</sub>、φ<sub>BC</sub>で表す。

【0064】

φ<sub>AB</sub>、φ<sub>BC</sub>はに依存しており、が分かればφ<sub>AB</sub>、φ<sub>BC</sub>も分かる。しかし、図10では、説明のためにを1としているが、0 < < 1.5の範囲にあることだけが分かっており、詳細なの値は未知であり、φ<sub>AB</sub>およびφ<sub>BC</sub>を推定することはできない。が未知であるのは、本方式において、誘起電圧Eを検出するためのA/Dポートを省略しており、(11)式に基づいてを演算できないためである。

【0065】

そこで、V<sub>U-FR</sub>およびV<sub>V-FR</sub>の対称性を利用して、位相を推定する。次の(14)式で表す時刻T'における位相の推定値は、V<sub>U-FR</sub>およびV<sub>V-FR</sub>の対称性に基づいて、(15)式で表されるように推定される。

【0066】

T' = (T<sub>AB</sub> + T<sub>BC</sub>) / 2 ..... (14)

φ = 5 / 6 ..... (15)

同様にして、永久磁石同期モータ1が1回転するとき、図11に示すように、P1~P6の6箇所が、V<sub>u-flag</sub>、V<sub>v-flag</sub>の立上り、立下り時点間の中間位置として分かるので、推定位相と時刻の関係を導くことができる。

【0067】

また、と1.5との大小関係が(13)式と推定された場合においても、図12に示すように、P7~P14の8箇所が、V<sub>u-flag</sub>、V<sub>v-flag</sub>の立上り、立下り時点間の中間位置として分かるので、推定位相と時刻の関係を導くことができる。

【0068】

なお、このようにして判ったポイントを加えて、さらに、V<sub>U-FR</sub>およびV<sub>V-FR</sub>の対称性を応用すれば、推定位相と時刻の関係を推定するポイントは、P1~P14に限らず無数に考えられる。

【0069】

図11および図12に示したP1~P14を整理すると表4となる。

【0070】

10

20

30

40

【表 4】

表 4

閾値電圧V0	No	時刻	位相推定値 $\theta \sim$
$0 < \rho \leq 1.5$	P1	$(T_{CD} + T_{AB})/2$	$\pi/6$
	P2	$(T_{DA} + T_{BC})/2$	$3\pi/6$
	P3	$(T_{AB} + T_{BC})/2$	$5\pi/6$
	P4	$(T_{AB} + T_{CD})/2$	$7\pi/6$
	P5	$(T_{BC} + T_{DA})/2$	$9\pi/6$
	P6	$(T_{CD} + T_{DA})/2$	$11\pi/6$
$1.5 < \rho \leq \sqrt{3}$	P7	$(T_{B4A1} + T_{A1B1})/2$	0
	P8	$(T_{A1B1} + T_{B1A2})/2$	$\pi/6$
	P9	$(T_{B1A2} + T_{A2B2})/2$	$2\pi/6$
	P10	$(T_{A2B2} + T_{B2C1})/2$	$5\pi/6$
	P11	$(T_{B2C1} + T_{C1B2})/2$	$8\pi/6$
	P12	$(T_{C1B2} + T_{B2C2})/2$	$9\pi/6$
	P13	$(T_{B2C2} + T_{C2B3})/2$	$10\pi/6$
	P14	$(T_{C2B3} + T_{B4A1})/2$	$11\pi/6$

## 【0071】

例えば、表4のP1は、領域A Bとなった時刻 $T_{AB}$ と領域C Dとなった時刻 $T_{CD}$ の中間の時刻において、推定位相 $\theta \sim$ が $\pi/6$ であることを示す。P2～P14についても同様である。

## 【0072】

以上によって、永久磁石同期モータ1が1回転するとき、推定位相 $\theta \sim$ を少なくとも6回検出できる。

## 【0073】

次に、推定位相 $\theta \sim$ と時刻の関係に基づいて、回転速度 $\omega$ を推定する手法について説明する。ここで回転速度 $\omega$ の推定値を $\omega \sim$ で表す。位相 $\theta \sim$ の時間微分が回転速度 $\omega$ であるから、推定位相 $\theta \sim$ の時間微分を推定回転速度 $\omega \sim$ とすることができる。ここで、推定位相 $\theta \sim$ の時間微分は、例えば、擬似微分から求められる。

## 【0074】

推定位相 $\theta \sim$ は、表4に示すように特定の時刻でのみ断続的に更新される。原理上、推定回転速度 $\omega \sim$ も同様である。そこで、任意の時刻での永久磁石同期モータ1を再起動するため、任意の時刻における位相 $\theta$ および回転速度 $\omega$ を既知の推定位相 $\theta \sim$ および推定回転速度 $\omega \sim$ に基づいて求める手法を示す。

## 【0075】

まず、空転している永久磁石同期モータ1の回転速度 $\omega$ はほぼ一定であるとして、ある時刻での回転速度 $\omega$ は、その時刻近傍での推定回転速度 $\omega \sim$ の更新値と等しいとすることができる。なぜならば、永久磁石同期モータ1の再起動が必要とされるファンやポンプの用途においては、それらの慣性が大きいため、回転速度 $\omega$ が急峻に変化しないからである。そこで、モータを再起動させたい時刻における回転速度 $\omega$ の推定値を $\omega_{FR}$ で表すこと

10

20

30

40

50

とする。

【0076】

次に、ある時刻における位相の推定手法について示す。図13に示すように、時刻T90における推定位相、推定回転速度が、それぞれ、90、90として既知であるとし、これに基づいて時刻T91における位相である91を求めることを考える。ここで、前述したようにT90からT91までの間、回転速度がほぼ一定であるとする。このとき、次の(16)式に示すように90を基準として、それにT90とT91の差分と推定回転速度との積を加えることにより、91を求めることができる。

【0077】

91 = 90 + (T91 - T90) ..... (16)

10

(16)式を応用すれば、ノイズの影響を抑えられる。例えば、時刻T90および90の代わりに、時刻と推定位相の関係を予め複数記憶しておき、その平均値を用いてもよい。

【0078】

以上により任意の時刻における位相を推定でき、特に、モータを再起動させたい時刻における位相の推定値をFRで表すこととする。

【0079】

電圧指令演算部11は、位相推定値FRおよび回転速度推定値FRに基づいて、永久磁石同期モータ1に印加する電圧指令値Vu\*, Vv\*, Vw\*を演算し、永久磁石同期モータ1を再起動させる。その後、必要ならば、IDC'に基づいて、電圧Vu\*, Vv\*, Vw\*を演算し、永久磁石同期モータ1の運転を続ける。

20

【0080】

本発明では、基本的な方針として、(9)式が成り立つようにV0を小さく設計する。これは、前述したように、Vu-flagおよびVv-flagより誘起電圧に関する情報を得るためである。しかし、ノイズを回避する観点から、V0の最小値には限度があり、現実には、低速域において、必ずしも(9)式を成り立たせることができるとは限らない。このとき、(9)式が成立しない範囲、すなわち、(8)式に(1)式を代入して得られる(10)式で示す低速域においては、本方式によっては、位相推定値FRおよび回転速度推定値FRを正しく得ることができない。

【0081】

30

そこで、(10)式で示す低速域においては、前述したように、電圧指令演算部11は、直流位置決め、あるいは短絡ブレーキを用いるための、Vu\*, Vv\*, Vw\*を出力し、永久磁石同期モータ1を一旦停止させてから再起動させる。

【0082】

一旦停止させる第一の手段として公知の直流位置決めがある。すなわち、永久磁石同期モータ1のコイルを直流で励磁して、一定方向の磁界を作り、それに永久磁石同期モータ1の回転子を引き寄せ、停止させることができる。また、第二の手段として、短絡ブレーキがある。すなわち、スイッチング素子Sup, Svp, SwpまたはSun, Svn, Swnを短絡させ、回転子の運動エネルギーを熱エネルギーとして逃がすことにより、停止させることができる。

40

【0083】

一方、高速域においては、FRおよびFRを正しく得られるため、電圧指令演算部11は、それらと、予め設定された永久磁石同期モータ1の定数に基づいて、同期運転またはベクトル制御用のVu\*, Vv\*, Vw\*を出力する。このとき、ベクトル制御での速度指令r\*としてFRを一時的に設定することにより、ショックを起こすことなく永久磁石同期モータ1を再起動できる。その後は、上位より与えられるr\*に従って速度制御を行う。

【0084】

電圧指令演算部11は、ベクトル制御を行うとき、電流検出部6より得られた電流値IDC'に基づいたフィードバックループを構成する。ベクトル制御をしている間は、常に

50

位相 および回転速度 の情報を得る必要があるが、軸誤差演算あるいはオブザーバなどを用いれば、これらを I D C ' より推定できる。

【 0 0 8 5 】

電圧指令演算部 1 1 は、同期運転またはベクトル制御の開始後において、永久磁石同期モータ 1 が逆転している場合、減速させ、一旦停止させる。その後、上位より与えられた回転速度指令  $r^*$  に従って順方向へ加速させる。これによって、逆転している永久磁石同期モータ 1 を再起動できる。

【 0 0 8 6 】

[ 第二の実施形態 ]

図 1 4 は、本発明の第二の実施形態における永久磁石同期モータ 1 の制御装置の部分構成図である。 10

【 0 0 8 7 】

図 1 4 は、図 1 の比較部 8 の代わりに、比較部 8 ' を採用した場合であり、マイコン 9 内の符号 1 0 ~ 1 2 の制御要素に関しては図 1 と対応しており、それらは同一である。また、その他の同一な構成部分については省略している。

【 0 0 8 8 】

図 4 を参照して説明したように、第一の実施形態における比較部 8 は、 $V_{u-fR}$  または  $V_{v-fR}$  と、閾値  $V_0$  との大小関係を比較するものであった。しかし、 $V_{u-fR}$  または  $V_{v-fR}$  と閾値  $V_0$  の値が近い場合、ノイズにより  $V_{u-flag}$  あるいは  $V_{v-flag}$  がチャタリングする恐れがある。 20

【 0 0 8 9 】

これを解決するために、ヒステリシスを利用することが考えられる。

【 0 0 9 0 】

図 1 5 は、本発明の第二の実施形態における比較部 8 ' の具体的構成例図である。

【 0 0 9 1 】

図 5 と同様に、 $V_{u-fR}$  および  $V_{v-fR}$  をレベルシフト回路 8 1 により分圧し、それらをシュミット回路 8 3 に入力させることにより、それらと  $V_1$  および  $V_2$  の大小関係に基づいて H または L を出力させることができる。ここで、 $V_1$  および  $V_2$  は、 $V_0$  と同様にレベルシフト回路 8 1 の分圧比およびシュミット回路 8 3 自体の閾値により決定される。2 つの閾値  $V_1$  および  $V_2$  を用いるのは、シュミット回路 8 3 にヒステリシス特性を持たせ、チャタリングを防止するためである。 30

【 0 0 9 2 】

つまり、図 1 6 に示すように、大小関係の比較において、立ち上がりと立ち下りで異なる基準  $V_1$  ,  $V_2$  を用いる。例えば、空転が順方向であるときの  $V_{u-fR}$ 、 $V_{v-fR}$  の立ち上がりにおいては、 $V_1$  に基づいて大小関係を比較し、P 1 2 1、P 1 2 2 で示す箇所  $V_{u-flag}$ 、 $V_{v-flag}$  が立ち上がることとなる。逆に、 $V_{u-fR}$ 、 $V_{v-fR}$  の立ち下がりにおいては、 $V_2$  に基づいて大小関係を比較し、P 1 2 3、P 1 2 4 で示す箇所  $V_{u-flag}$ 、 $V_{v-flag}$  が立ち下がることとなる。

【 0 0 9 3 】

次に、ヒステリシスを利用する場合の位相推定について説明する。 40

【 0 0 9 4 】

ヒステリシスがない場合の方式をそのまま適用すると、立ち上がりと立ち下りを組み合わせると、ヒステリシスによる誤差を生じる。しかしながら、ノイズ相当のヒステリシスを備えれば、チャタリング防止には十分であり、その大きさは誘起電圧に比べれば十分に小さいことから、位相推定誤差は無視できる。

【 0 0 9 5 】

なお、高速域においては、 $V_{u-fR}$  および  $V_{v-fR}$  が大きいことから、ヒステリシスを無視して、第一実施形態と同様に位相を推定してもよい。

【 0 0 9 6 】

[ 第三の実施形態 ] 50

図17は、本発明の第三の実施形態における永久磁石同期モータ1の制御装置の部分構成図である。

【0097】

図17は、図1に比べて、誘起電圧係数同定部13を追加し、誘起電圧係数同定部13が、 $\theta$ と $\omega$ に基づいて永久磁石同期モータ1の定数の一つである誘起電圧係数 $K_e$ の同定値 $K_e^{\wedge}$ を出力すること、また、電圧指令演算部11が、予め設定された誘起電圧係数設定値 $K_e^*$ を $K_e^{\wedge}$ で同定する点が異なる。その他に関しては図1と同一であり、説明に不要な部分は、省略している。

【0098】

電圧指令演算部11は、 $K_e^*$ の代わりに $K_e^{\wedge}$ を用いることにより、制御装置のロバスト性を向上させることができ、また、 $K_e$ の測定や設定が不要であることから、制御装置の利便性を向上させることができる。

10

【0099】

図18のP131~P134に示すように、領域が変化する瞬間、 $V_{u-fR}$ または $V_{v-fR}$ のいずれかは、 $V_0$ と等しい。ここでは、P133において領域がBからCへ変化する瞬間、すなわち、次の(17)式が示すように、 $V_{u-fR}$ と $V_0$ が等しくなる場合について説明する。

【0100】

$V_0 = V_{u-fR}$  ..... (17)

このときの $V_{u-fR}$ のEに対する比 $\alpha$ を、次の(18)式で定義する。

20

【0101】

$\alpha = V_{u-fR} / E$  ..... (18)

$\alpha$ は、図18における縦軸の数値でもある。これは、図18において、 $V_{u-fR}$ をEで正規化して表現しているからである。 $\theta$ は、位相 $\theta$ のみによって定まるから、推定位相 $\theta^{\wedge}$ に基づいて $\alpha$ を推定することができる。 $\alpha$ の推定値を $\alpha^{\wedge}$ とすると、(1)式、(17)式、および(18)式より、次の(19)式を得る。

【0102】

$K_e^{\wedge} = V_0 / \omega^{\wedge} \cdot \theta^{\wedge}$  ..... (19)

(19)式によって、 $K_e^{\wedge}$ を求めることができ、電圧指令演算部11において $K_e^*$ を $K_e^{\wedge}$ で同定できる。

30

【符号の説明】

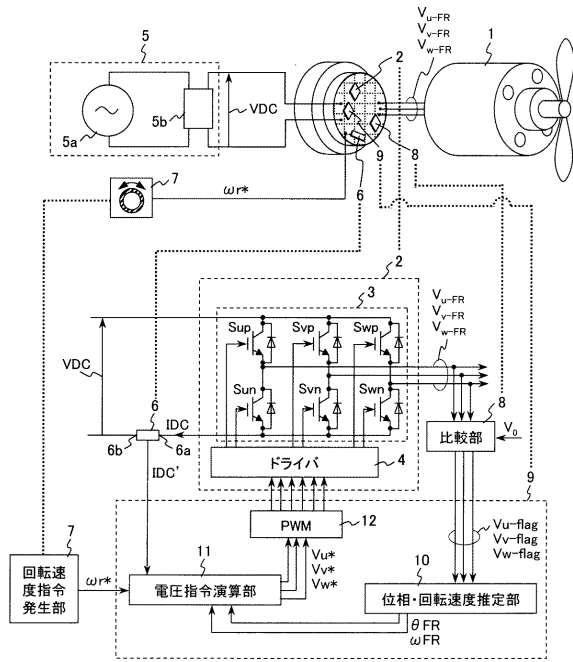
【0103】

1...永久磁石同期モータ、2...インバータIC、3...インバータ主回路部、4...ドライバ、5...直流電源発生部、5a...交流電源、5b...コンバータ、6...電流検出部、7...回転速度指令発生部、8...比較部、9...マイコン、10...位相・回転速度推定部、11...電圧指令演算部、12...PWM信号発生部、13...誘起電圧係数同定部、VDC...直流電圧、IDC...直流電流、IDC'...電流検出値、Sup, Sun, Svp, Svn, Swp, Swn:インバータ主回路部のスイッチング素子、Vu\*, Vv\*, Vw\*...U, V, W相電圧指令、Vu, Vv, Vw...U, V, W相誘起電圧、Vu-fR, Vv-fR, Vw-fR...U, V, W相出力端子電圧、Vu-flag, Vv-flag, Vw-flag...U, V, W相フラグ、Ke...誘起電圧係数、Ke\*...誘起電圧係数の設定値、Ke^...誘起電圧係数の同定値、r\*...回転速度指令、 $\theta$ ...位相、 $\omega$ ...回転速度、 $\theta^{\wedge}$ ...位相の推定値、 $\omega^{\wedge}$ ...回転速度の推定値、FR...モータを再起動させたい時刻における位相の推定値、FR...モータを再起動させたい時刻における回転速度の推定値、 $V_0$ ...誘起電圧に対する閾値電圧の比。

40

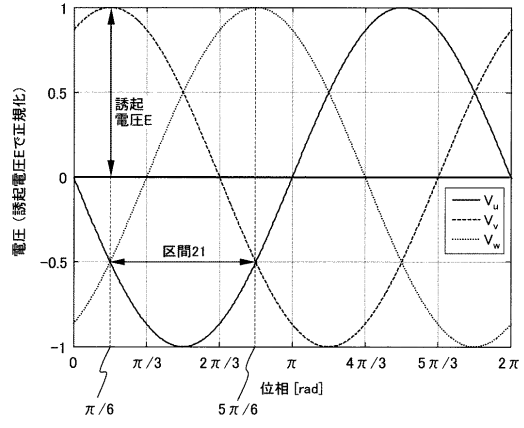
【図1】

図1



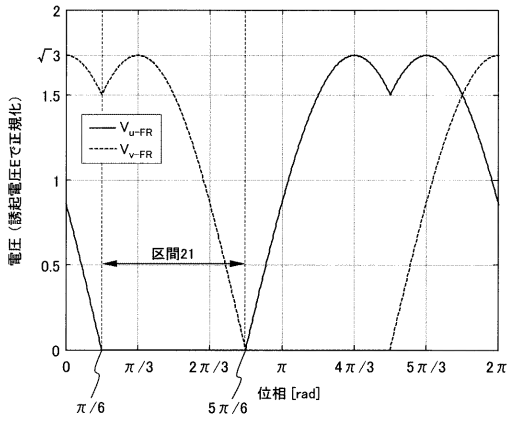
【図2】

図2



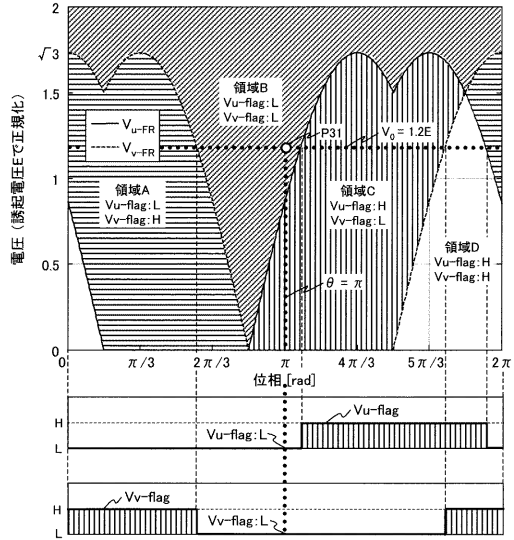
【図3】

図3



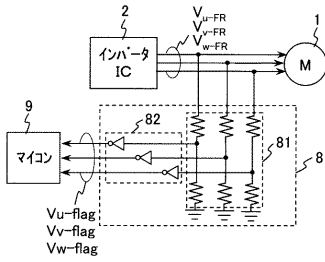
【図4】

図4



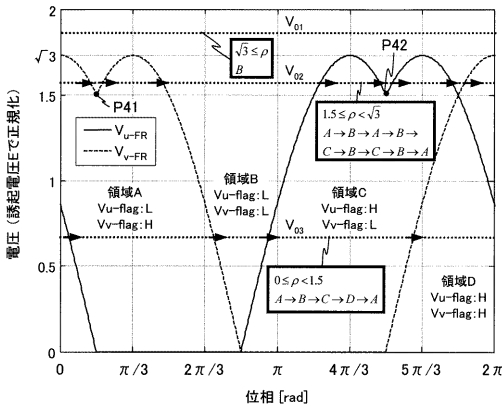
【図5】

図5



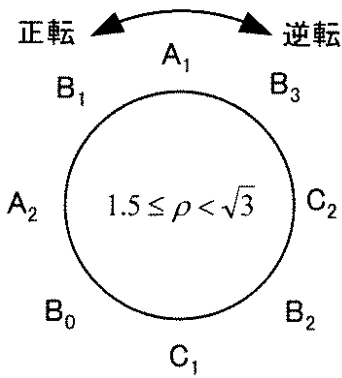
【図6】

図6



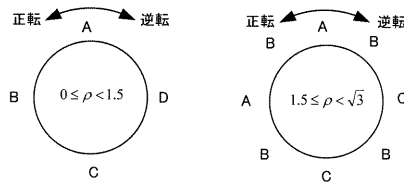
【図9】

図9



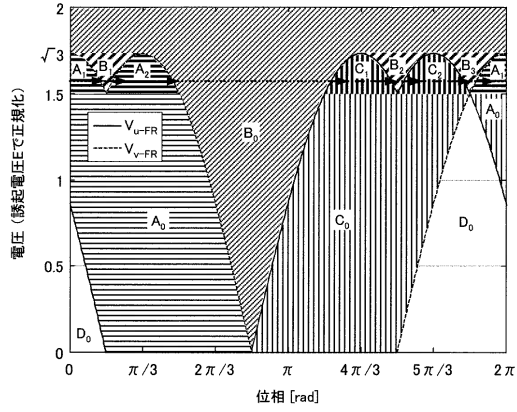
【図7】

図7



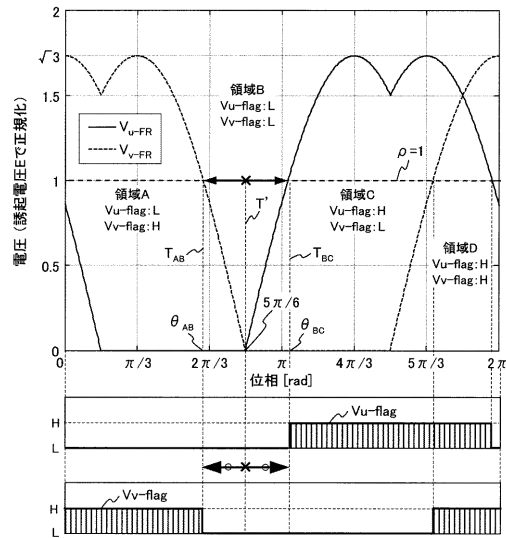
【図8】

図8



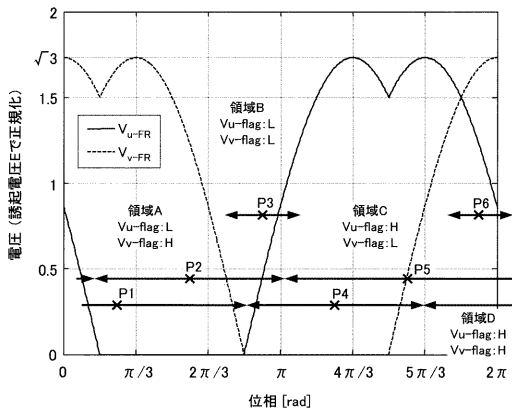
【図10】

図10



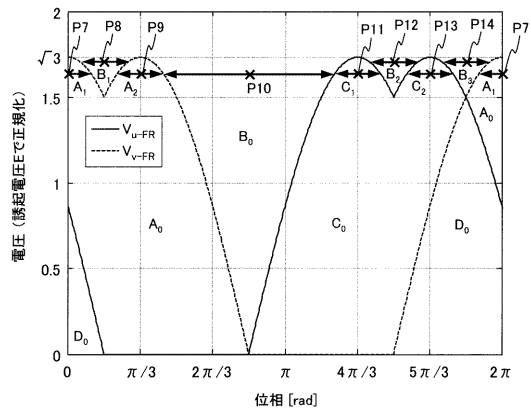
【図 1 1】

図 11



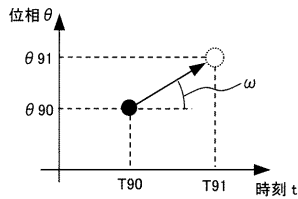
【図 1 2】

図 12



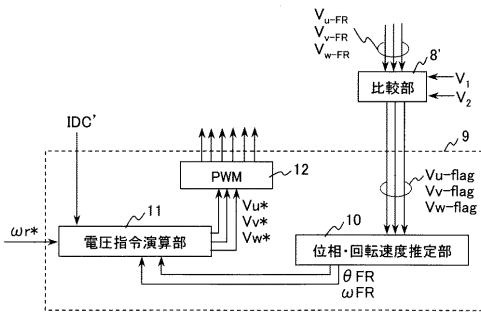
【図 1 3】

図 13



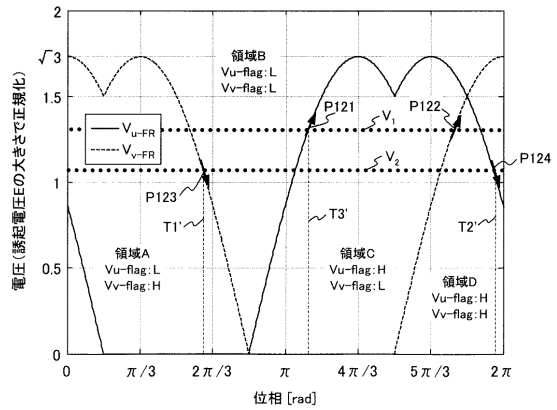
【図 1 4】

図 14



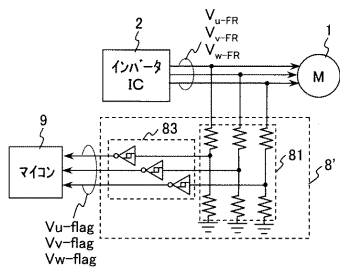
【図 1 6】

図 16



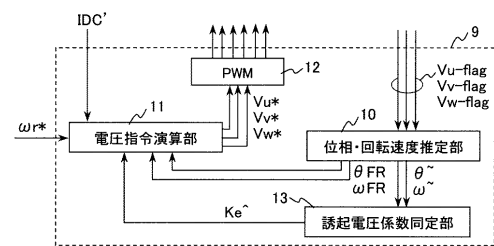
【図 1 5】

図 15



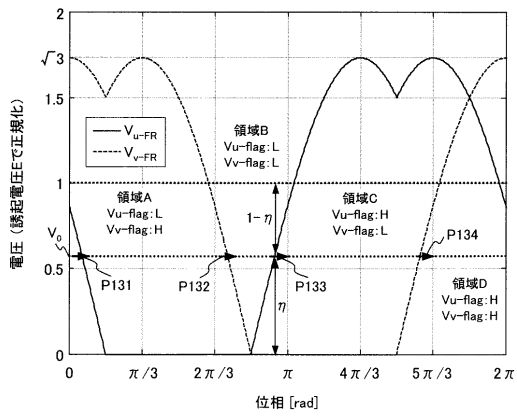
【図 1 7】

図 17



【 図 18 】

図 18



---

フロントページの続き

(72)発明者 前田 大輔

茨城県日立市幸町三丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立事業所内

審査官 高橋 祐介

(56)参考文献 特開2009-055681(JP,A)

特開2007-166695(JP,A)

特開昭63-178189(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 6/18

H02P 27/06