

(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2005-278389
(P2005-278389A)

(43) 公開日 平成17年10月6日(2005.10.6)

(51) Int. Cl.⁷
H02P 6/18

F I
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 19 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2005-38222 (P2005-38222)
 (22) 出願日 平成17年2月15日(2005.2.15)
 (31) 優先権主張番号 特願2004-53760 (P2004-53760)
 (32) 優先日 平成16年2月27日(2004.2.27)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

特許法第30条第1項適用申請有り 社団法人電気学会
 平成16年度電気学会産業応用部門大会講演論文集(平成16年9月14日発行)

(71) 出願人 801000027
 学校法人明治大学
 東京都千代田区神田駿河台1-1

(74) 代理人 100079164
 弁理士 高橋 勇

(72) 発明者 久保田 寿夫
 神奈川県川崎市多摩区東三田1-1-1
 学校法人明治大学生田校舎内

Fターム(参考) 5H560 AA01 AA02 AA10 BB04 BB17
 BB18 DA14 DC12 EB01 RR10
 SS07 UA03 UA06 XA12

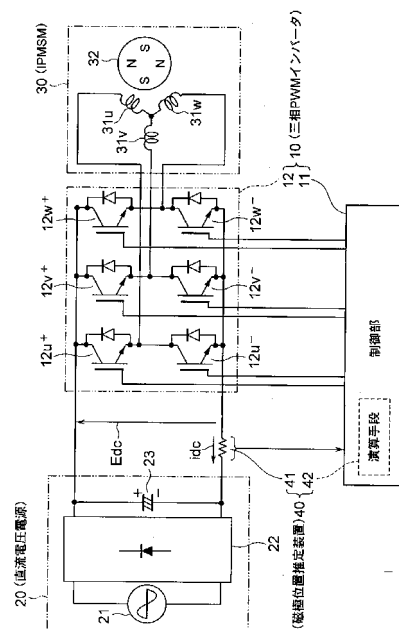
(54) 【発明の名称】 電動機の磁極位置推定方法及び装置

(57) 【要約】

【課題】 機械的センサもホールセンサも不要でありながら、低速時でも磁極位置を正確に推定できる、電動機の磁極位置推定方法を提供する。

【解決手段】 u相31uについて、u相31uに対応する三角波Cuの山及び谷の時点で測定した直流電流idcをiu-、iu+とし、これらの差を高調波成分Iuとする。同様に、v相について、v相に対応する三角波Cvの山及び谷の時点で測定した直流電流idcをiv-、iv+とし、これらの差を高調波成分Ivとする。同様に、w相について、w相に対応する三角波Cwの山及び谷の時点で測定した直流電流idcをiw-、iw+とし、これらの差を高調波成分Iwとする。最後に、磁極位置を演算式によって求める。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相の三角波からなる搬送波を用いて P W M 信号を得るとともに、直流電圧電源から直流電圧を入力し、前記 P W M 信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、突極性を有する電動機の三相巻線に前記直流電圧を三相交流電圧として出力する三相 P W M インバータに併用され、前記電動機の磁極の位置を推定する方法であって、

前記三相巻線の各相ごとに、前記三角波の山及び谷の時点で前記直流電圧を入力する際の直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とし、

これらの各相ごとの高調波成分に基づき前記電動機の磁極位置を推定する、

ことを特徴とする電動機の磁極位置推定方法。

10

【請求項 2】

前記三相巻線を u 相、v 相、w 相としたとき、

前記 u 相について、当該 u 相に対応する前記三角波の山及び谷の時点で測定した前記直流電流を i_{u-} 、 i_{u+} とし、これらの差を高調波成分 I_u とし、

前記 v 相について、当該 v 相に対応する前記三角波の山及び谷の時点で測定した前記直流電流を i_{v-} 、 i_{v+} とし、これらの差を高調波成分 I_v とし、

前記 w 相について、当該 w 相に対応する前記三角波の山及び谷の時点で測定した前記直流電流を i_{w-} 、 i_{w+} とし、これらの差を高調波成分 I_w とし、

前記 I_u 、前記 I_v 及び前記 I_w を所定の演算式に代入して磁極位置 を求める、

請求項 1 記載の電動機の磁極位置推定方法。

20

【請求項 3】

単相の三角波からなる搬送波を用いて P W M 信号を得るとともに、直流電圧電源から直流電圧を入力し、前記 P W M 信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、突極性を有する電動機の三相巻線に前記直流電圧を三相交流電圧として出力する三相 P W M インバータに併用され、前記電動機の磁極の位置を推定する方法であって、

前記 P W M 信号を得る際に、前記三相巻線の各相ごとに、前記搬送波の連続する三周期の期間のうち、 $1/3$ の期間で本来の指令値を三倍し、 $1/3$ の期間で変調率を 1 とし、 $1/3$ の期間で変調率を -1 とする機能を有する前記三相 P W M インバータに併用され、

前記三周期の各周期ごとに、前記三角波の山及び谷の時点で前記直流電圧を入力する際の直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とし、

これらの各周期ごとの高調波成分に基づき前記電動機の磁極位置を推定する、

ことを特徴とする電動機の磁極位置推定方法。

30

【請求項 4】

前記三相巻線を u 相、v 相、w 相とし、

前記三周期のうち、最初の周期を第一周期、次の周期を第二周期、最後の周期を第三周期としたとき、

前記 u 相について、前記第一周期の山及び前記第二周期の谷の時点で測定した前記直流電流を i_{u-} 、 i_{u+} とし、これらの差を高調波成分 I_u とし、

前記 v 相について、前記第二周期の山及び前記第三周期の谷の時点で測定した前記直流電流を i_{v-} 、 i_{v+} とし、これらの差を高調波成分 I_v とし、

前記 w 相について、前記第三周期の山及び前記第一周期の谷の時点で測定した前記直流電流を i_{w-} 、 i_{w+} とし、これらの差を高調波成分 I_w とし、

前記 I_u 、前記 I_v 及び前記 I_w を所定の演算式に代入して磁極位置 を求める、

請求項 3 記載の電動機の磁極位置推定方法。

40

【請求項 5】

前記所定の演算式が次式 <A> である、

$$= (1/2) \tan^{-1} [\{ I_u - (1/2) (I_v + I_w) \} / \{ (3/2) (I_v - I_w) \}] \cdots <A>$$

請求項 2 又は 4 記載の電動機の磁極位置推定方法。

【請求項 6】

50

前記三角波の山及び谷の時点とは、当該三角波の周期を T とすると、当該山及び谷を中心とする $T/6$ の範囲内のいずれかの時である、

請求項 1 又は 2 記載の電動機の磁極位置推定方法。

【請求項 7】

前記三角波の山及び谷の時点とは、当該三角波の周期を T とすると、当該山及び谷を中心とする $T/2$ の範囲内のいずれかの時である、

請求項 3 又は 4 記載の電動機の磁極位置推定方法。

【請求項 8】

前記三角波に代えて鋸歯状波とした、

請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の電動機の磁極位置推定方法。

10

【請求項 9】

前記電動機が埋め込み型永久磁石同期電動機である、

請求項 1 乃至 8 のいずれかに記載の電動機の磁極位置推定方法。

【請求項 10】

三相の三角波からなる搬送波を用いて PWM 信号を得るとともに、直流電圧電源から直流電圧を入力し、前記 PWM 信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、突極性を有する電動機の三相巻線に前記直流電圧を三相交流電圧として出力する三相 PWM インバータに併用され、前記電動機の磁極の位置を推定する装置であって、

前記直流電圧を入力する際の直流電流を測定する電流センサと、

前記三相巻線の各相ごとに、前記三角波の山及び谷の時点で前記電流センサを介して前記直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とし、これらの各相ごとの高調波成分に基づき前記電動機の磁極位置を推定する演算手段と、

20

を備えたことを特徴とする電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 11】

前記演算手段は、

前記三相巻線を u 相、 v 相、 w 相としたとき、

前記 u 相について、当該 u 相に対応する前記三角波の山及び谷の時点で測定した前記直流電流を i_{u-} 、 i_{u+} とし、これらの差を高調波成分 I_u とし、

前記 v 相について、当該 v 相に対応する前記三角波の山及び谷の時点で測定した前記直流電流を i_{v-} 、 i_{v+} とし、これらの差を高調波成分 I_v とし、

30

前記 w 相について、当該 w 相に対応する前記三角波の山及び谷の時点で測定した前記直流電流を i_{w-} 、 i_{w+} とし、これらの差を高調波成分 I_w とし、

前記 I_u 、前記 I_v 及び前記 I_w を所定の演算式に代入して磁極位置 を求める、

請求項 10 記載の電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 12】

単相の三角波からなる搬送波を用いて PWM 信号を得るとともに、直流電圧電源から直流電圧を入力し、前記 PWM 信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、突極性を有する電動機の三相巻線に前記直流電圧を三相交流電圧として出力する三相 PWM インバータに併用され、前記電動機の磁極の位置を推定する装置であって、

前記 PWM 信号を得る際に、前記三相巻線の各相ごとに、前記搬送波の連続する三周期の期間のうち、 $1/3$ の期間で本来の指令値を三倍し、 $1/3$ の期間で変調率を 1 とし、 $1/3$ の期間で変調率を -1 とする機能を有する前記三相 PWM インバータに併用され、

40

前記直流電圧を入力する際の直流電流を測定する電流センサと、

前記三周期の各周期ごとに、前記三角波の山及び谷の時点で前記電流センサを介して前記直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とし、これらの各周期ごとの高調波成分に基づき前記電動機の磁極位置を推定する演算手段と、

を備えたことを特徴とする電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 13】

前記演算手段は、

前記三相巻線を u 相、 v 相、 w 相とし、

50

前記三周期のうち、最初の周期を第一周期、次の周期を第二周期、最後の周期を第三周期としたとき、

前記 u 相について、前記第一周期の山及び前記第二周期の谷の時点で測定した前記直流電流を i_{u-} 、 i_{u+} とし、これらの差を高調波成分 I_u とし、

前記 v 相について、前記第二周期の山及び前記第三周期の谷の時点で測定した前記直流電流を i_{v-} 、 i_{v+} とし、これらの差を高調波成分 I_v とし、

前記 w 相について、前記第三周期の山及び前記第一周期の谷の時点で測定した前記直流電流を i_{w-} 、 i_{w+} とし、これらの差を高調波成分 I_w とし、

前記 I_u 、前記 I_v 及び前記 I_w を所定の演算式に代入して磁極位置 を求める、

請求項 12 記載の電動機の磁極位置推定装置。

10

【請求項 14】

前記所定の演算式が次式<A>である、

$$= (1/2) \tan^{-1} [\{ I_u - (1/2)(I_v + I_w) \} / \{ (3/2)(I_v - I_w) \}] \cdots <A>$$

請求項 11 又は 13 記載の電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 15】

前記三角波の山及び谷の時点とは、当該三角波の周期を T とすると、当該山及び谷を中心とする T/6 の範囲内のいずれかの時である、

請求項 10 又は 11 のいずれかに記載の電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 16】

20

前記三角波の山及び谷の時点とは、当該三角波の周期を T とすると、当該山及び谷を中心とする T/2 の範囲内のいずれかの時である、

請求項 12 又は 13 記載の電動機の磁極位置推定方法。

【請求項 17】

前記三角波に代えて鋸歯状波とした、

請求項 10 乃至 16 のいずれかに記載の電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 18】

前記電動機が埋め込み型永久磁石同期電動機である、

請求項 10 乃至 17 のいずれかに記載の電動機の磁極位置推定装置。

【請求項 19】

30

前記電流センサがシャント抵抗器である、

請求項 10 乃至 18 のいずれかに記載の電動機の磁極位置推定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、突極性を有する電動機の磁極位置推定方法及び装置に関する。突極性を有する電動機には、埋め込み型永久磁石同期電動機やリラクタンス電動機などがある。

【背景技術】

【0002】

永久磁石を回転子内に埋め込んだ構造の埋め込み型永久磁石同期電動機（以下「IPMSM (interior permanent magnet synchronous motor)」と略称する。）は、マグネットトルクの他にリラクタンストルクも利用できるため、高効率で可変速範囲の広い電動機として、エアコンなどの家電製品、電気自動車の走行用、及び一般産業用に広く用いられている。

40

【0003】

IPMSM は、磁極位置に応じて電機子の電流位相を制御する必要があるため、一般にエンコーダなどの機械的センサを取り付けて磁極位置情報を得ている。しかし、機械的センサは、高価であり信頼性に欠け、また設置スペースが増加するという問題もある。そこで、IPMSM 各相の交流電流を測定する電流センサのみを用いて磁極位置情報を得る、様々なセンサレス制御法が提案されている。その中で、搬送波周波数成分を用いることに

50

より、停止時を含む低速時の磁極位置を推定する技術が、非特許文献 1 に開示されている。

【0004】

一方、インバータに供給される直流電流に基づき磁極位置を推定する技術が、非特許文献 2 に開示されている。

【0005】

【非特許文献 1】小山、樋口、阿部他「PWMインバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御の推定精度改善」、平成 14 年電気学会産業応用部門大会、No. 149

【非特許文献 2】川端、遠藤、高倉「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」、平成 14 年電気学会産業応用部門大会、No. 171

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、非特許文献 1 の技術では、エンコーダなどの機械的センサが不要となるものの、電機子電流を測定する複数のホールセンサが必要となる。そのため、小型化及び軽量化の効果があまり期待できないばかりか、ホールセンサは高価であるため、低価格向け家電製品などへの普及が困難になっている。

【0007】

一方、非特許文献 2 の技術では、機械的センサもホールセンサも不要となり、安価なシャント抵抗器で直流電流を測定することができる。しかしながら、磁極位置の推定に速度起電力を用いているので、原理的に低速時及び停止時には使用できない。

20

【0008】

そこで、本発明の目的は、機械的センサもホールセンサも不要でありながら、低速時及び停止時でも磁極位置を正確に推定できる、電動機の磁極位置推定方法及び装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明に係る磁極位置推定方法及び装置が併用される三相 PWM インバータは、三相の三角波からなる搬送波を用いて PWM 信号を得るとともに、直流電圧電源から直流電圧を入力し、PWM 信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、突極性を有する電動機の三相巻線に直流電圧を三相交流電圧として出力するものである。

30

【0010】

そして、本発明に係る磁極位置推定方法は、次のようなステップからなる。まず、三相巻線の各相ごとに、三角波の山及び谷の時点で直流電圧を入力する際の直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とする。続いて、これらの各相ごとの高調波成分に基づき、電動機の磁極位置を推定する。また、本発明に係る磁極位置推定装置は、電流センサと演算手段とを備えている。電流センサは、直流電圧を入力する際の直流電流を測定する。演算手段は、各相ごとに、三角波の山及び谷の時点で電流センサを介して直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とし、これらの各相ごとの高調波成分に基づき電動機の磁極位置を推定する。

40

【0011】

より具体的に言えば、例えば次のようなステップ又は動作になる。三相巻線を u 相、v 相、w 相とする。まず、u 相について、u 相に対応する三角波の山及び谷の時点で測定した直流電流を i_{u-} 、 i_{u+} とし、これらの差を高調波成分 I_u とする。同様に、v 相について、v 相に対応する三角波の山及び谷の時点で測定した直流電流を i_{v-} 、 i_{v+} とし、これらの差を高調波成分 I_v とする。同様に、w 相について、w 相に対応する三角波の山及び谷の時点で測定した直流電流を i_{w-} 、 i_{w+} とし、これらの差を高調波成分 I_w とする。最後に、 I_u 、 I_v 及び I_w を所定の演算式に代入して磁極位置を求める。所定の演算式とは、例えば次式<A>である。

50

【 0 0 1 2 】

$$= (1/2) \tan^{-1} [\{ I_u - (1/2)(I_v + I_w) \} / \{ (3/2)(I_v - I_w) \}] \cdots <A>$$

【 0 0 1 3 】

また、三角波の山及び谷の時点とは、例えば三角波の周期をTとすると、山及び谷を中心とするT/6の範囲内のいずれかの時であるとしてもよく、更に、三角波に代えて鋸歯状波としてもよく、電動機が埋め込み型永久磁石同期電動機であるとしてもよく、電流センサがシャント抵抗器であるとしてもよい。

【 0 0 1 4 】

PWM発生用の搬送波を三相の三角波にすると、高周波成分が発生する。本発明では、三角波の山と谷で直流電流を測定し、三角波の一周期に得られる六点の電流情報に基づき計算により磁極位置を求める。この方法は、突極性に基づいているので、低速時及び停止時に使用可能である。また、上式<A>は、測定値のみからなるので、パラメータ誤差の影響を受けない。

10

【 0 0 1 5 】

また、本発明に係る磁極位置推定方法及び装置は、次のように構成してもよい。

【 0 0 1 6 】

三相PWMインバータは、単相の三角波からなる搬送波を用いてPWM信号を得るとともに、直流電圧電源から直流電圧を入力し、PWM信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、突極性を有する電動機の三相巻線に直流電圧を三相交流電圧として出力する。ただし、この三相PWMインバータは、PWM信号を得る際に、各相ごとに、搬送波の連続する三周期の期間のうち、1/3の期間で本来の指令値を三倍し、1/3の期間で変調率を1とし、1/3の期間で変調率を-1とする。これにより、PWM信号には、搬送波の1/3の周波数の高周波成分が重畳される。そのため、電動機に供給される直流電流にも高周波成分が発生する。

20

【 0 0 1 7 】

このとき、本発明に係る磁極位置推定方法及び装置は、搬送波の連続する三周期の各周期ごとに、三角波の山及び谷の時点で直流電圧を入力する際の直流電流を測定し、これらの測定値の差を高調波成分とし、これらの各周期ごとの高調波成分に基づき電動機の磁極位置を推定する。このように構成しても、三相の三角波からなる搬送波を用いた場合と同等の作用及び効果が得られる。なお、三角波の山及び谷の時点とは、例えば三角波の周期をTとすると、山及び谷を中心とするT/2の範囲内のいずれかの時である、としてもよい。

30

【 発明の効果 】

【 0 0 1 8 】

本発明によれば、三角波の山及び谷の時点でインバータに供給される直流電流を測定し、これらの測定値の差を各相ごとの高調波成分とし、これらの高調波成分に基づき磁極位置を推定することにより、機械的センサもホールセンサも不要でありながら、低速時及び停止時にも磁極位置を正確に推定できる(図7~図10参照)。また、単純な演算式(式<A>)を用いることにより、処理に要する時間を短縮できるので、今までに無い高速制御を実現できる。

40

【 0 0 1 9 】

その結果、低価格の可変速駆動装置の速度制御範囲を大幅に広げることができる。この応用製品としては、エアコンなどの家電製品や電動パワステアリングなどの自動車用機器が考えられる。このとき、停止時を含めた低速域において滑らかな運転が可能となる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 2 0 】

図1は、本発明に係る磁極位置推定装置の第一実施形態を示すブロック図である。以下、この図面に基づき説明する。なお、本発明に係る磁極位置推定方法については、本実施形態の磁極位置推定装置の動作として説明する。

50

【0021】

本実施形態の磁極位置推定装置40が併用される三相PWMインバータ10は、三相三角波からなる搬送波と三相正弦波からなる信号波とを用いてPWM信号を得るとともに、直流電圧電源20から直流電圧を入力し、PWM信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、IPMSM30の三相巻線に直流電圧を三相交流電圧として出力するものである。

【0022】

三相PWMインバータ10は、マイクロコンピュータ又はDSPを中心に構成された制御部11と、スイッチ素子12u+, 12u-, 12v+, 12v-, 12w+, 12w-からなるスイッチ部12とを備えている。スイッチ素子12u+, ...は、例えばIGBT (insulated gate bipolar transistor) であり、三相ブリッジ回路を構成する。制御部11は、磁極位置推定装置40の一部としての機能の他に、IPMSM30の一般的な制御機能を有する。その一般的な制御機能については、周知であるので説明を省略する。

10

【0023】

直流電圧電源20は、商用交流電源21、整流回路22、平滑コンデンサ23等からなる一般的なものである。IPMSM30は、三相巻線であるu相31u、v相31v及びw相31wと、永久磁石を埋め込んだ構造の回転子32とからなる一般的なものである。

【0024】

磁極位置推定装置40は、電流センサとしてのシャント抵抗器41と、制御部11の一機能としてソフトウェアによって実現されている演算手段42とを備えている。シャント抵抗器41は、三相PWMインバータ10が直流電圧E_{dc}を入力する際の直流電流i_{dc}を測定する。詳しく言えば、シャント抵抗器41は、直流電圧電源20とスイッチ部12との間の配線に挿入され、その電圧降下すなわち両端電圧を制御部11へ出力する。

20

【0025】

図2[1]は座標系における磁極位置を示すグラフであり、図2[2]は本実施形態における三相三角波と直流電流の測定タイミングとを示す波形図である。図3は、本実施形態における搬送波、信号波、相電圧及び線間電圧の一例を示す波形図である。以下、図1乃至図3に基づき説明する。

【0026】

制御部11は、三相の三角波C_u, C_v, C_wからなる搬送波と三相の正弦波S_u, S_v, S_wからなる信号波とを比較してPWM信号を得るとともに、そのPWM信号に応じてスイッチ素子12u+, ...をオンオフする。その結果、図3に示すような、相電圧v_u, v_v及び線間電圧v_{uv}が得られる。なお、相電圧v_w及び線間電圧v_{vw}, v_{wu}については、これらに準ずるので図示を略す。

30

【0027】

このとき、演算手段42は次のように動作する。まず、u相31uについて、u相31uに対応する三角波C_uの山及び谷の時点で測定した直流電流i_{dc}をi_{u-}, i_{u+}とし、これらの差を高調波成分I_uとする。同様に、v相について、v相に対応する三角波C_vの山及び谷の時点で測定した直流電流i_{dc}をi_{v-}, i_{v+}とし、これらの差を高調波成分I_vとする。同様に、w相について、w相に対応する三角波C_wの山及び谷の時点で測定した直流電流i_{dc}をi_{w-}, i_{w+}とし、これらの差を高調波成分I_wとする。最後に、磁極位置を次式<A>によって求める。

40

【0028】

$$= (1/2) \tan^{-1} [\{ I_{u-} - (1/2)(I_{v+} + I_{w+}) \} / \{ (3/2)(I_{v-} - I_{w-}) \}] \cdots <A>$$

【0029】

PWM発生用の搬送波を三相の三角波C_u, C_v, C_wにすると、高周波成分が発生する。本実施形態では、三角波C_u, C_v, C_wの山と谷で直流電流i_{dc}を測定し、三角波の一周Tに得られる六つの電流情報i_{u-}, i_{u+}, i_{v-}, i_{v+}, i_{w-}, i_{w+}に基づき計算により磁極位置を求める。この方法は、突極性に基づいているので、低速時及び停止時

50

に使用可能である。また、上式<A>は、測定値のみからなるので、パラメータ誤差の影響を受けない。

【0030】

次に、上式<A>の導出方法について説明する。

【0031】

IPMSMの一般的な電圧方程式は、座標系で次式<1>のように表すことができる。

【0032】

【数1】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \left\{ \psi \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right\} \dots \langle 1 \rangle \end{aligned}$$

10

20

ただし、 $L_0 = (L_d + L_q) / 2$ 、 $L_1 = (L_d - L_q) / 2$ 、 L_d ：d軸インダクタンス、 L_q ：q軸インダクタンス、 R ：電機子巻線抵抗、 ψ ：永久磁石による界磁磁束である。

【0033】

ここで、モータ回転角周波数 ω に対して十分大きい搬送波角周波数 h を設定し、搬送波周波数成分について考える。すると、式<1>の右辺第1項の電機子巻線抵抗による電圧降下は、高周波電流による電機子巻線のリアクタンス電圧降下に比べ十分小さいので、無視できる。右辺第3項のインダクタンスの変化による電圧降下は、印加電圧の変化に対してインダクタンスの変化が十分に小さいため、無視できる。右辺第4項の速度起電力は、回転子位置の変化も十分に小さいため、無視できる。

30

【0034】

したがって、座標系における搬送波周波数の高周波電圧に対する電圧方程式は、次式<2>で表すことができる。

【0035】

【数2】

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \dots \langle 2 \rangle$$

40

ここで、添え字 h は搬送波周波数成分であることを示す。

【0036】

そして、各相の高調波電圧が対称波であるとし、式<2>を電流について解くと、各相それぞれの電流解を得ることができる。続いて、求めた電流から各相それぞれ測定値の差分

50

をとって基本波成分を除去することにより、磁極位置推定に必要な電流を求める。なお、この磁極位置推定法はパラメータ誤差の影響を受けない。以下に詳しく説明する。

【0037】

式<2>は、次式<3>のように書き換えることができる。

【0038】

【数3】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos 2\theta & -L_1 \sin 2\theta \\ -L_1 \sin 2\theta & L_0 + L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix}$$

10

・・・ <3>

ただし、 $\Delta = L_0^2 - L_1^2$ である。

【0039】

ここで、スイッチ部12に供給される直流電流 i_{dc} のみが測定可能である。そして、三相PWMインバータ10の状態によって、以下のように測定電流に基づき相電流を求めることができる。図2[2]に、三相三角波からなる搬送波と電流測定のタイミングとを示している。直流電流 i_{dc} のみ測定可能とすると、図2[2]の測定点 近辺の対応する相電流しか測れない。測定点 近辺とは、三角波の一周期を T とすると、三角波の山及び谷を中心とする $T/6$ (すなわち左右に $T/12$ ずつ) の範囲内のことである。

20

【0040】

ここで、各相の高周波電圧が対称波であるとする。このことは、基本波が小さいほど成り立つ。つまり、

【0041】

【数4】

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha h} \\ v_{\beta h} \end{bmatrix} = v_h \begin{bmatrix} \cos \omega h t \\ \sin \omega h t \end{bmatrix} \quad \dots \langle 4 \rangle$$

30

となる。そして、 $i_{\alpha h}$ は、式<3>、<4>から次のように表せる。

【0042】

$$\frac{d i_{\alpha h}}{d t} = v_h \{ (L_0 - L_1 \cos 2\theta) \cos \omega h t - L_1 \sin 2\theta \cdot \sin \omega h t \} \quad \dots \langle 5 \rangle$$

40

$$i_{\alpha h} = (v_h / \omega h) \{ (L_0 - L_1 \cos 2\theta) \sin \omega h t + L_1 \sin 2\theta \cdot \cos \omega h t \} \quad \dots \langle 6 \rangle$$

【0043】

図2[2]の測定点 は、対応する相の $\omega h t = 0$ 及び π である。そのため、u相では、式<6>に $\omega h t = 0$, π を代入して、

$$i_{uh} = (v_{h1} / \omega h) (\pm L_1 \sin 2\theta) \quad \dots \langle 7 \rangle$$

となる。ただし、+ : $\omega h t = 0$ 、- : $\omega h t = \pi$ 、 v_{h1} は相電圧の搬送波周波数成分である。

【0044】

続いて、式<7>で示される \pm の二つの測定値の差分をとって、

50

$$2 I_{uh} = (2 V_{h1} / h) L_1 \sin 2 \dots <8>$$

が得られる。v相、w相についても同様に考えると、測定点 の位置での測定値により、

$$2 I_{vh} = (2 V_{h1} / h) L_1 \sin 2 \left(- 2 / 3 \right) \dots <9>$$

$$2 I_{wh} = (2 V_{h1} / h) L_1 \sin 2 \left(+ 2 / 3 \right) \dots <10>$$

が得られる。

【0045】

そして、式<8>~<10>により、

$$I_{uh} + \left(- 1 / 2 + j \sqrt{3} / 2 \right) I_{vh} + \left(- 1 / 2 - j \sqrt{3} / 2 \right) I_{wh} = \left(\sqrt{3} / 2 \right) \left(V_{h1} / h \right) \left(\sin \theta + j \cos \theta \right) \dots <11>$$

が得られる。ただし、 $\theta = 2$ とする。

10

【0046】

よって、式<11>により、

$$\theta = 2 = \tan^{-1} (\text{実部}) / (\text{虚部}) \dots <12>$$

として磁極位置 が求められる。

【0047】

すなわち、式<12>は次のようになる。

【0048】

$$\theta = \left(1 / 2 \right) \tan^{-1} \left[\left\{ I_u - \left(1 / 2 \right) \left(I_v + I_w \right) \right\} / \left\{ \left(\sqrt{3} / 2 \right) \left(I_v - I_w \right) \right\} \right] \dots <A>$$

ただし、式<A>では、添え字hを省略して簡潔に表記している。

20

【0049】

以下に、本実施形態について幾つか補足する。

【0050】

(1) . 各相の高調波成分は、 $1 < h$ の範囲において

$$|v_{uh}| = \left(2 E / h \right) \cos \left(v_u / 2 E \right) \dots <13>$$

$$|v_{vh}| = \left(2 E / h \right) \cos \left(v_v / 2 E \right) \dots <14>$$

$$|v_{wh}| = \left(2 E / h \right) \cos \left(v_w / 2 E \right) \dots <15>$$

となる。ただし $E : E_{dc} / 2$ である。 v_u, v_v, v_w は、瞬時値であり、符号も考慮する。よって、5%の誤差範囲は、

$$|v_u / E| = 0.202 \dots <16>$$

30

となる。10%の誤差範囲は、

$$|v_u / E| = 0.287 \dots <17>$$

となる。

【0051】

(2) . 図2[2]に示す測定点 で電流測定をするためには零電圧ベクトルが無いことが好ましい。この条件は、

$$|v_u| < E / 3 = 0.333 E \dots <18>$$

である。又は、図3に示す三相三角波の振幅は、三相正弦波の振幅の三倍よりも大きくする。

【0052】

40

(3) . 式<8>~<10>などのように h が分母に有るので、 h が大き過ぎると検出精度が下がる。

【0053】

(4) . 各相の電流(基本波成分)は、対応する二点の平均値をとる。

【0054】

(5) . 電圧が大きくなる範囲では、誘起電圧情報を利用する。

【0055】

図4は、本発明に係る磁極位置推定装置の第二実施形態を示すブロック図である。以下、この図面に基づき説明する。なお、本発明に係る磁極位置推定方法については、本実施形態の磁極位置推定装置の動作として説明する。ただし、図1と同一部分は同一符号を付

50

すことにより説明を省略する。

【0056】

本実施形態の磁極位置推定装置40'が併用される三相PWMインバータ10'は、単相三角波からなる搬送波と三相正弦波からなる信号波とを用いてPWM信号を得るとともに、直流電圧電源20から直流電圧を入力し、PWM信号に応じてスイッチ素子をオンオフすることにより、IPMSM30の三相巻線に直流電圧を三相交流電圧として出力するものである。

【0057】

三相PWMインバータ10'は、マイクロコンピュータ又はDSPを中心に構成された制御部11'と、スイッチ素子12u+, 12u-, 12v+, 12v-, 12w+, 12w-からなるスイッチ部12とを備えている。磁極位置推定装置40'は、電流センサとしてのシャント抵抗器41と、制御部11'の一機能としてソフトウェアによって実現されている演算手段42'とを備えている。

10

【0058】

図5は、本実施形態における単相三角波と上下アームのスイッチ状態との関係を示す波形図である。図6[1]は本実施形態における瞬時空間電圧ベクトル図、図6[2]は本実施形態におけるベクトルパターンと指令値との入力方法を示す図表である。以下、図4乃至図6に基づき説明する。なお、参考のために、図5では、三角波Cに、図2[2]の三角波Cu, Cv, Cwを重ねて表示している。

【0059】

制御部11'は、単相の三角波Cからなる搬送波と三相の正弦波Su, Sv, Sw(図示せず)からなる信号波とを比較しつつ図6[2]に基づいてPWM信号を得るとともに、そのPWM信号に応じてスイッチ素子12u+, ...をオンオフする。このとき、図6[2]に示すように、PWM信号を得る際に、各相ごとに、三角波Cの連続する三周期の期間のうち、1/3の期間で本来の指令値を三倍し、1/3の期間で変調率を1とし、1/3の期間で変調率を-1とする。これにより、PWM信号には、三角波Cの1/3の周波数の高周波成分が重畳される。そのため、IPMSM30に供給される直流電流idcにも高周波成分が発生する。なお、図6[2]において、指令値「1」とは変調率1すなわち常に上アームオン、指令値「-1」とは変調率-1すなわち常に下アームオンである。指令値の3倍の値を入力する理由は、その前後で「1」+「-1」=0になるからである。

20

30

【0060】

このとき、演算手段42'は次のように動作する。三角波Cの連続する三周期のうち、最初の周期を周期T₁、次の周期を周期T₂、最後の周期を周期T₃とする。そして、u相について、周期T₁の山及び周期T₂の谷の時点で測定した直流電流をiu-, iu+とし、これらの差を高調波成分Iuとする。同様に、v相について、周期T₂の山及び周期T₃の谷の時点で測定した直流電流をiv-, iv+とし、これらの差を高調波成分Ivとする。同様に、w相について、周期T₃の山及び周期T₁の谷の時点で測定した直流電流をiw-, iw+とし、これらの差を高調波成分Iwとする。最後に、磁極位置を前述の式<A>によって求める。

【0061】

PWM発生用の搬送波を単相の三角波Cにし、図6[2]に基づいてスイッチ素子12u+, ...をオンオフすることにより、高周波成分が発生する。本実施形態では、三角波Cの山と谷で直流電流idcを測定し、三角波Cの三周期T₁~T₃で得られる六点の電流情報iu-, iu+, iv-, iv+, iw-, iw+に基づき計算により磁極位置を求める。この方法は、突極性に基づいているので、低速時及び停止時に使用可能である。また、上式<A>は、測定値のみからなるので、パラメータ誤差の影響を受けない。

40

【0062】

本実施形態では、通常のPWMで用いられている単相三角波比較方式を用い、ベクトルパターンに応じて指令値を与えることにより、第一実施形態の三相三角波と同じベクトルパターンを生成する。本実施形態によれば、従来技術に対して、特別なハードウェアの追

50

加やPWM発生回路の変更無しに、IPMSMのセンサレス制御が可能となる。

【0063】

一般に、三角波変調方式PWM制御では、三相の電圧指令値と単相三角波とを比較してベクトルパターンを生成している。この場合、各相に含まれる搬送波周波数成分は同相となるため、搬送波周波数成分は流れない。そこで、第一実施形態では、図2[2]に示すように、120°の位相差を持たせた三相三角波と三相の電圧指令値とを比較する三相三角波比較方式を採用することにより、インバータ出力端子間の電圧にそれぞれ120°の位相を持つ高調波成分が含まれることになる。そのため、これを用いることによりインダクタンスの測定が可能となるので、磁極位置推定も可能となる。

【0064】

しかし、実機において三相三角波比較方式を用いるためには、従来技術に対してPWM生成のアルゴリズムの複雑化又はPWM生成回路の変更が必要である。そこで、本実施形態では、通常のPWM手法である単相三角波比較方式を利用し、ベクトルパターンに応じて図6[2]の指令値を与えることにより、三相三角波比較方式と同等のベクトルパターン(図5及び図6[1])を生成することができる。

【実施例1】

【0065】

次に、本発明に係る磁極位置推定方法(第一実施形態)のシミュレーション結果を、実施例1として説明する。

【0066】

下記表1に、シミュレーションに用いたIPMSMの諸定数を示す。

【0067】

表1. IPMSMの諸定数

定格電力 [kW]	1 . 5
定格電圧 [V]	1 8 0
定格電流 [A]	6 . 1
定格周波数 [H z]	9 0
定格速度 [r p m]	1 8 0 0
磁極数	6
電機子巻線抵抗 [Ω]	1 . 5 6 6
d軸インダクタンス [m H]	9 . 7 7
q軸インダクタンス [m H]	2 2 . 4

【0068】

図7乃至図10に、シミュレーションにより磁極位置を推定した結果を示す。下記表2に、シミュレーションに用いた条件を示す。図7乃至図10では、それぞれ指令電圧の周波数を5Hz, 0.1Hzとし、無負荷運転時及び定格負荷運転時における実位置及び推定位置を比較して示す。なお、指令電圧はV/f一定としている。

【0069】

表2. シミュレーション条件

図7 ... 周波数5.0Hz	無負荷運転	[1] 実位置	[2] 推定位置
図8 ... 周波数0.1Hz	無負荷運転	[1] 実位置	[2] 推定位置
図9 ... 周波数5.0Hz	定格負荷運転	[1] 実位置	[2] 推定位置
図10 ... 周波数0.1Hz	定格負荷運転	[1] 実位置	[2] 推定位置

【0070】

図7及び図8に示す無負荷運転時では、多少の推定誤差があるが、正しく磁極位置を推定できていることが確認できる。また、図9及び図10に示す定格負荷運転時では、無負荷運転時と同じように正しく磁極位置を推定できていることが確認できる。

【0071】

以上のように、本実施例によれば、三相三角波からなる搬送波を用い、磁極位置センサ及び電動機側の電流センサを使用することなく、インバータへ供給される直流電流のみを

10

20

30

40

50

測定することにより、IPMSMの磁極位置を正しく推定できる。

【実施例 2】

【0072】

次に、本発明に係る磁極位置推定方法（第二実施形態）の実機実験結果を、実施例 2 として説明する。

【0073】

図 11 は、指令電圧を V/f 一定制御により印加し、第二実施形態で述べた方法を用いて得られた、 u 、 v 、 w それぞれのスイッチ状態の波形である。第二実施形態で述べた方法とは、単相三角波比較方式を用い、ベクトルパターンに応じて指令値を与える、三相三角波比較 PWM 信号生成方法である。実験の結果、モータも正常に動作し、図 5 及び図 6 [1] に示したベクトルパターンを生成することが確認できた。

10

【図面の簡単な説明】

【0074】

【図 1】本発明に係る磁極位置推定装置の第一実施形態を示すブロック図である。

【図 2】図 2 [1] は $\alpha - \beta$ 座標系における磁極位置を示すグラフであり、図 2 [2] は第一実施形態における三相三角波と直流電流の測定タイミングとを示す波形図である。

【図 3】第一実施形態における搬送波、信号波、相電圧及び線間電圧の一例を示す波形図である。

【図 4】本発明に係る磁極位置推定装置の第二実施形態を示すブロック図である。

【図 5】第二実施形態における単相三角波と上下アームのスイッチ状態との関係を示す波形図である。

20

【図 6】図 6 [1] は第二実施形態における瞬時空間電圧ベクトル図、図 6 [2] は第二実施形態におけるベクトルパターンと指令値との入力方法を示す図表である。

【図 7】実施例 1 における周波数 5 Hz 無負荷運転時のシミュレーション結果を示すグラフであり、図 7 [1] は実位置、図 7 [2] は推定位置である。

【図 8】実施例 1 における周波数 0.1 Hz 無負荷運転時のシミュレーション結果を示すグラフであり、図 8 [1] は実位置、図 8 [2] は推定位置である。

【図 9】実施例 1 における周波数 5 Hz 定格負荷運転時のシミュレーション結果を示すグラフであり、図 9 [1] は実位置、図 9 [2] は推定位置である。

【図 10】実施例 1 における周波数 0.1 Hz 定格負荷運転時のシミュレーション結果を示すグラフであり、図 10 [1] は実位置、図 10 [2] は推定位置である。

30

【図 11】実施例 2 における実機実験結果を示す波形図である。

【符号の説明】

【0075】

10, 10' 三相 PWM インバータ

11, 11' 制御部

12 スイッチ部

12 u+, 12 u-, 12 v+, 12 v-, 12 w+, 12 w- スイッチ素子

20 直流電圧電源

21 商用交流電源

22 整流回路

23 平滑コンデンサ

30 IPMSM

31 u u相

31 v v相

31 w w相

32 回転子

40, 40' 磁極位置推定装置

41 シャント抵抗器（電流センサ）

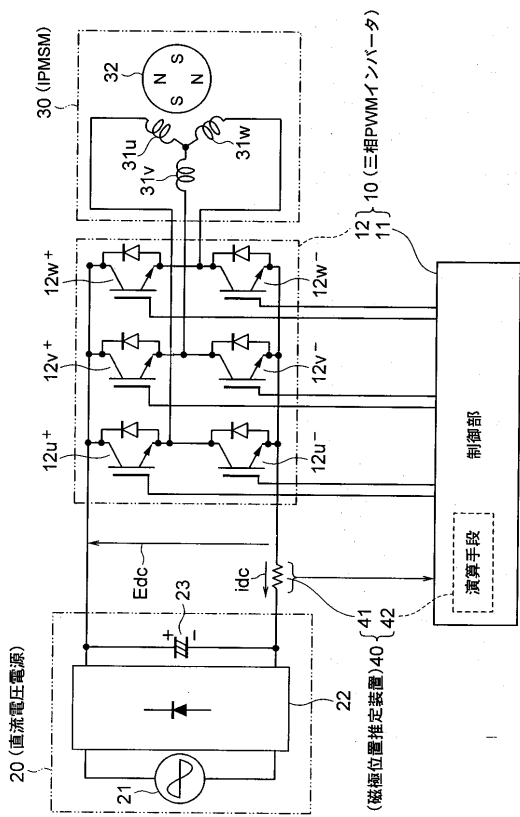
42, 42' 演算手段

40

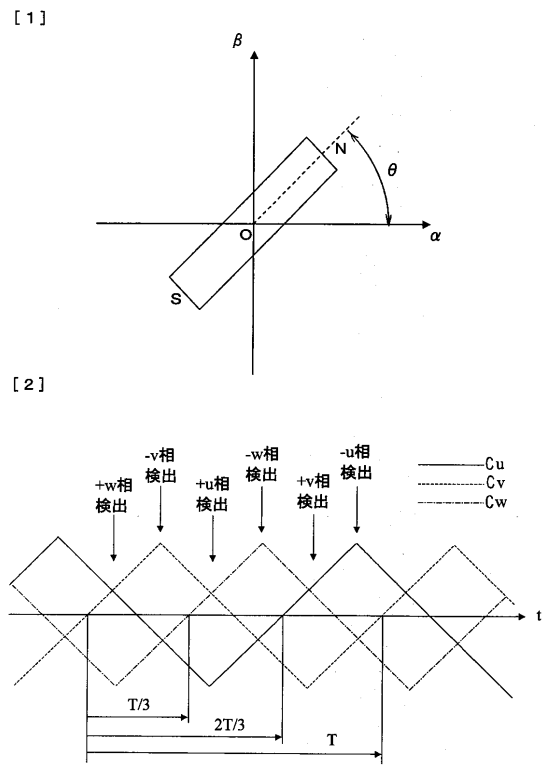
50

磁極位置

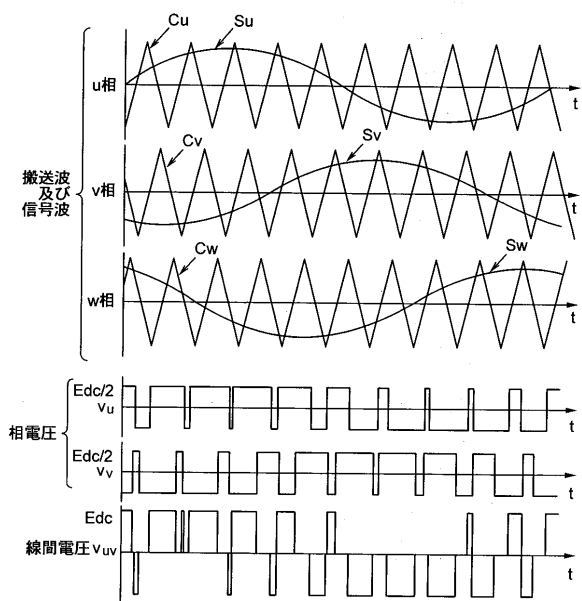
【図1】



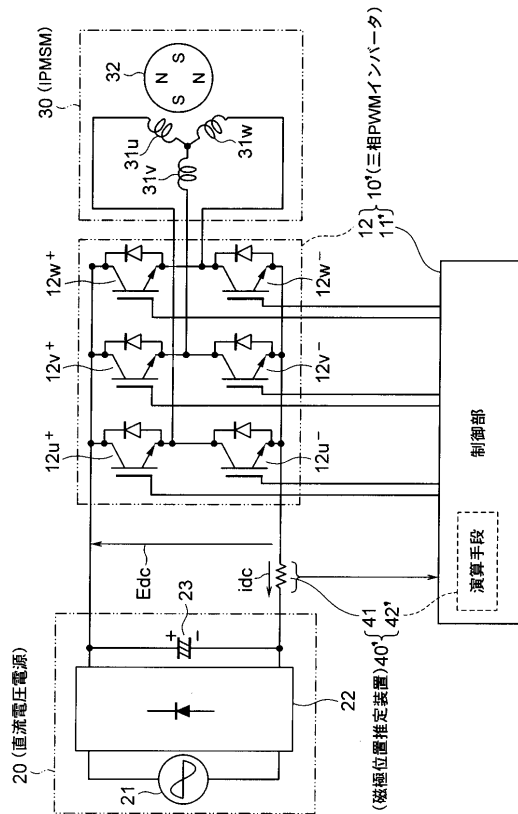
【図2】



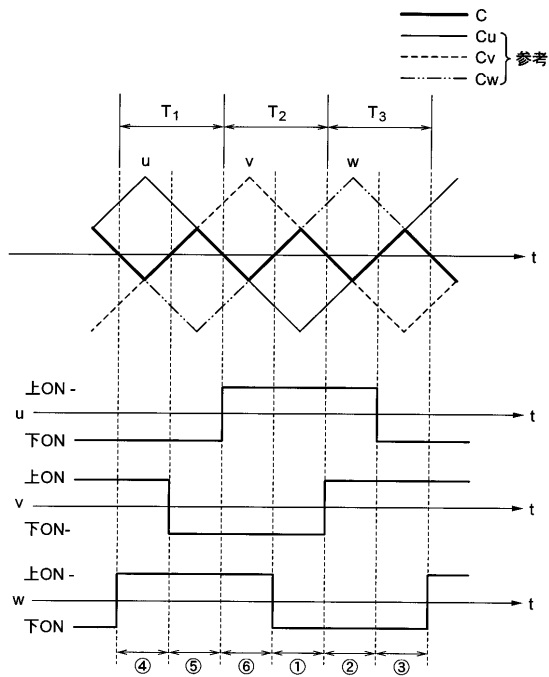
【 図 3 】



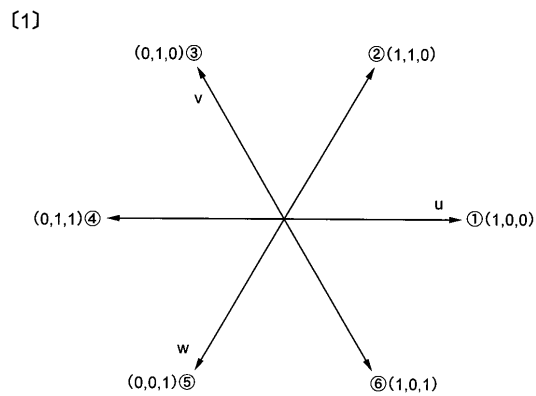
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



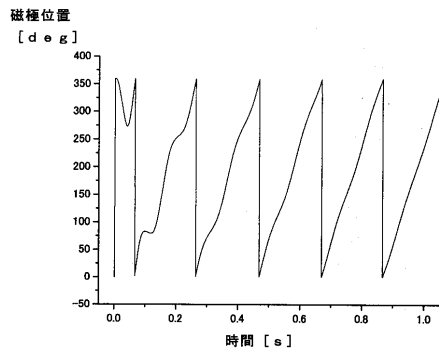
[2]

ベクトルパターン	指令値u	指令値v	指令値w
①→②	1		-1
②→③		1	-1
③→④	-1	1	
④→⑤	-1		1
⑤→⑥		-1	1
⑥→①	1	-1	

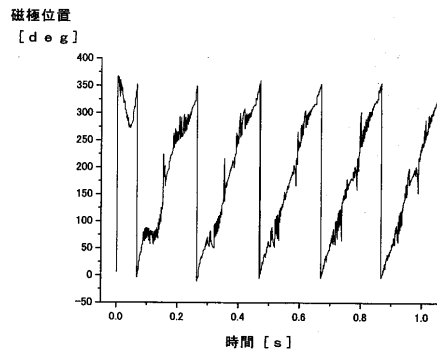
※空白部分には指令値の3倍の値を入力する

【 図 7 】

[1]

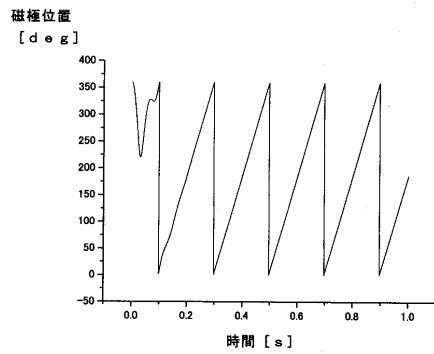


[2]

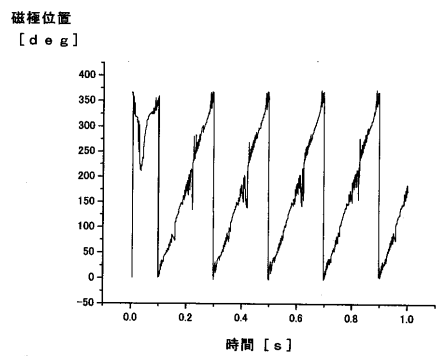


【 図 9 】

[1]

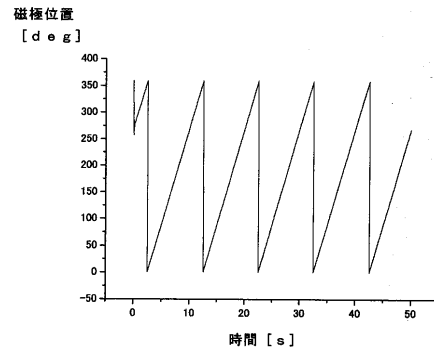


[2]

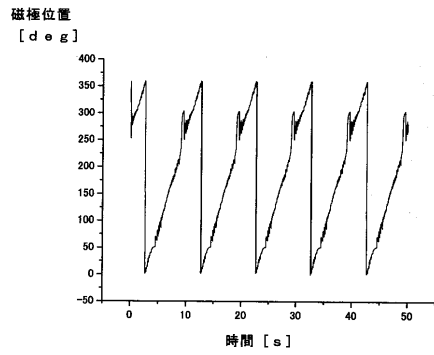


【 図 8 】

[1]

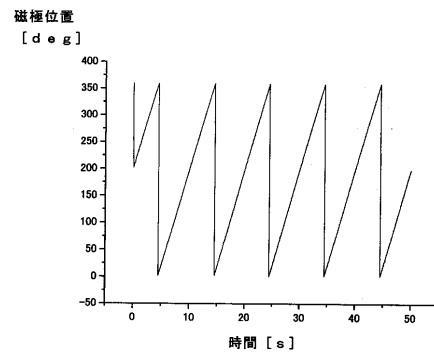


[2]

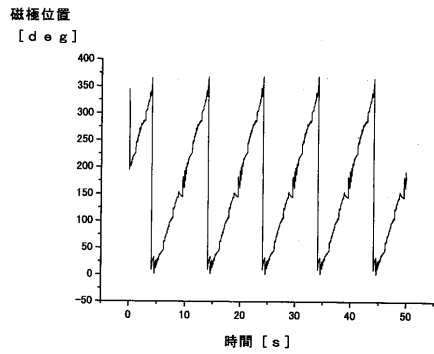


【 図 10 】

[1]



[2]



【図 11】

