



基本波電流検出部 8 は PWM 制御の零電圧ベクトル期間 V_7 または V_0 における電流を検出する。電流変化分検出部 11 は電流検出値から電流微分に相当する実電流の電流差分を演算する。電流差分成分演算部 12 は、電流検出値とモータ抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より起電力を演算し、インダクタンス L と電流差分の時間差 ΔT_p を利用してその電圧成分により生じる電流差分成分に変換する。補正角周波数指令演算部 13 ~ 15 は、実電流の電流差分と電流差分成分を加算し、フィルタと補正ゲインを乗算し、角周波数指令成分を除算することにより近似した角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta\omega_p^*$ を演算する。

明 細 書

発明の名称：永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、永久磁石を界磁源とする同期電動機（以下、PMモータ）の位置センサレス制御装置に係り、特に磁氣的に突極性のないPMモータを電流引込法で始動制御するときのモータ速度の振動抑制に関する。

背景技術

[0002] PMモータの界磁磁石を配置する構造には、界磁鉄心の表面に磁石を張り付ける構造（SPMSM：Surface Permanent Magnet Synchronous Motor）と鉄心内部に埋め込む構造（IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）とに大別することができる。

[0003] 永久磁石同期機では、永久磁石の比透磁率が約1程度と低いため、SPM構造とIPM構造では特性が異なる。一般的には、SPM構造ではd軸インダクタンスとq軸インダクタンスがほぼ等しい非突極性を有することが多く、IPM構造ではd軸よりq軸インダクタンスの方が小さいという逆突極特性を有することが多い。

[0004] ここでは、界磁極（N極）を基準とする直交座標系における固定子巻線のd軸とq軸のインダクタンス成分がほぼ等しい場合を“磁氣的に非突極性を有する”と定義する。

[0005] 基本となる記号の定義

d 軸：界磁軸

q 軸：界磁軸に対して直交であり、d 軸から電気角で90°だけ正転方向に移動した軸

L_d ：電機子巻線のd軸インダクタンス

L_q ：電機子巻線のq軸インダクタンス

R：電機子巻線抵抗

θ : U相巻線軸からd軸までの位相角（電気角、正転方向を正とする）

ω : 角速度（ $d\theta / dt$ ）（電気角、正転側方向を正とする）

ここで、突極性に関しては次のように定義する。

[0006] “磁氣的に非突極性を有する同期機”または“非突極機”： $L_d \doteq L_q$ の場合

“磁氣的に突極性を有する同期機”または“突極機”： $L_d \neq L_q$ の場合
本発明が制御対象としているPMモータは、非突極機でかつダンパ巻線の存在していないPMモータである。

[0007] PMモータの磁極位置を位置センサで検出することなく、PMモータの速度やトルクを制御する手法として、PMモータの速度起電力から磁極位置情報を得る方式など、位置センサを不要にしてPMモータの回転速度、回転位相を制御する位置センサレス制御方式が提案されている。このうち、PMモータの速度起電力から磁極位置情報を得る方式は、PMモータの定格速度の10%以下付近の速度になると、前記の速度起電力がPMモータの定格電圧よりも相対的に小さくなるため、速度起電力の電圧誤差の影響が相対的に大きくなる。そのため、速度起電力情報を利用した位置センサレス制御方式では、低速域の正確な磁極位相が得られなくなる。この低速域のセンサレス制御による磁極位相精度の対策として、突極機などではモータ駆動電流に高周波成分を重畳した磁極位相推定方法などが開発されている（例えば、特許文献1参照）。

[0008] しかし、磁氣的に非突極性を有する非突極機では、高調波の電圧と電流のベクトルには位相差が生じないため、位相推定方法を適用できないという問題があった。そのため、非突極機では、ステップングモータにおける駆動制御のように、任意の大きさとなる振幅の電流を流し、この電流の周波数を徐々に変化させて同期引込状態を維持させながら強制的に磁極位相を電流位相に追従させて始動する方式（電流引込法と呼ぶ）が利用されている。

[0009] しかし、この電流引込法による始動方式は下記のような課題がある。

[0010] （1）磁極軸と電流軸の位相差（起磁力相差角 ϕ ）の $\sin$ 関数としてト

ルクが変動するため、このトルク特性が固定子と回転子間にあたかも弾性軸が存在しているものと似た振る舞いをする。そして、負荷トルク変動などにより、回転子や負荷の慣性モーメントと共振するような速度振動（軸ねじれ振動）が生じるが、ダンパ巻線が無いPMモータでは振動抑制効果が無く、軸ねじれ振動（以下、軸振動と称する）が継続する問題がある。この軸振動は負荷に出力するトルク品質を低下させ、さらにカップリングなどでは軸振動により金属疲労などを起こす問題がある。

[0011] （２）電流引込法では、上記の軸振動が生じると軸ねじれ分のトルク脈動が出力軸のトルクに加算されるため、電流振幅を大きく設定しておかないと最大トルクを超えて脱調が発生する。この脱調を防止するためには通常のベクトル制御で必要な電流よりも、１．５～２倍の大きな電流を流さねばならない。その結果、大きな容量の電力変換器が必要になる。

[0012] これらの課題があるため、電流引込法はファン・ポンプなどの始動時や低速時のトルクが小さい二乗低減負荷特性などに応用範囲が限定されている。

[0013] もし、電流引込法を突極機に適用するのであれば、特許文献２のように、高周波法を振動抑制に応用する方法もある。また、高周波成分を利用しないで磁極位相を推定する方法として非特許文献１の方式などもある。

[0014] この非特許文献１の方式における特徴は、PWM制御によるスイッチングモードにおいて、三相のスイッチング素子が全相とも上アームのみが導通（ON）する期間（V7）と全相とも下アームのみが導通（ON）する期間（V0）に電流微分情報を得て磁極位相を推定する。このV7とV0の期間は通常零電圧ベクトル期間と呼ばれている。PMモータの定格速度の１０％以下という低速では零電圧ベクトル期間V7とV0の発生比率が大きいため、電流微分情報を得るために複数の電流を検出する時間間隔もPWMキャリア周期の１／４以上に設定できるため、２点以上の時刻で電流検出が可能である。

先行技術文献

特許文献

[0015] 特許文献1：特開2008-295220号公報

特許文献2：特開2006-353025号公報

特許文献3：特開2000-236694号公報

非特許文献

[0016] 非特許文献1：J. -L. Chen, T. -H. Uu, and C. -L. Chen: "Implementation of a Novel High-Performance Sensorless IPMSM Control System", ICIT 2010, pp. 361-366 (2010)

発明の概要

[0017] PMモータの位置センサレス制御における磁極位相推定方法を大別すると、次の3種類がある。

[0018] (a) 速度起電力を利用した磁極位相推定方法

(b) 磁氣的な突極性を利用した磁極位相推定方法

(c) 鉄心の磁気飽和特性がN極とS極方向で異なることを利用した磁極位相推定方法

これら位相推定方法のうち、零電圧ベクトル期間における電流微分情報を利用する方法の非特許文献1では、磁氣的な突極性を利用した(b)の成分だけでなく、(a)の速度起電力の成分も複合して位相推定に利用している。

[0019] (b)の磁氣的な突極性を利用する方法では、d軸の位相を推定できても、N極とS極の区別ができない欠点がある。ある程度の速度に達すれば(a)の起電力情報によってN極とS極を判定することが可能になるが、それまではN極とS極の推定に誤りがあるとPMモータは異常な動作をすることがある。

[0020] (c)の鉄心の磁気飽和を利用する方法では、モータの設計時点で磁気飽和をしやすい設計にする必要があり、さらに過大な電流を流す必要がある。

[0021] 以上のように、従来のPMモータの位置センサレス制御方法は、(a)の

速度起電力を利用した磁極位相推定方法だけでは正確な磁極位相を推定できない。また、(b)の方法は磁氣的な突極性を利用するため、磁氣的に突極性のない非突極機にはそのまま適用することができない。また、電流引込法を適用した場合には軸ねじれ振動を招く問題が残る。また、(c)の方法は、脱調防止のためには大容量の電力変換器を必要とするなどの問題がある。

[0022] 本発明の目的は、磁氣的に突極性のないPMモータの磁極位相を定格速度の10%以下などの低い速度まで精度良く推定でき、この磁極位相の推定を基にした電流引込法による速度振動（軸振動）の抑制および脱調を防止できる永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置を提供することにある。

[0023] 本発明に用いる前記の零電圧ベクトル期間の電流微分情報は、デッドタイムの影響を受けないため、従来のPWM制御に入力する電圧指令などを利用する磁極位相推定方法よりも、より低い速度から速度起電力情報が得られる可能性があることに着目し、零電圧ベクトル期間の電流微分情報を検出して速度起電力情報を取得し、この速度起電力を利用した磁極位相推定方法で磁極位相を推定し、この推定した磁極位相を基に磁氣的に突極性のないPMモータに電流引込法を適用した場合の速度振動（軸振動）の抑制をするようにしたもので、以下の構成を特徴とする。

[0024] (1) 非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間(V7)、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間(V0)において、各前記零電圧ベクトル期間中に少なくとも2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部(8)と、

前記2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値から電流差分を演算する電流

差分検出部（１１）と、

前記時刻 t_{2n} 、 t_{2n+1} の時間差 ΔT_p と前記同期電動機の抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、前記時間差 ΔT_p をインダクタンス L で除した除算値と前記速度起電力との乗算値となる電流差分成分に変換する電流差分成分演算部（１２）と、

前記電流差分検出部の出力と前記電流差分成分演算部の出力を加算し、この加算値をフィルタで直流分を除去して補正ゲイン K_p を乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p を乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部（１３～１５）と、

を備えたことを特徴とする。

[0025] （２）非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V7）、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V0）において、前記零電圧ベクトル期間中に少なくとも２点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部（８）と、

前記２点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値から電流差分を演算する電流差分検出部（１１）と、

前記電流差分をフィルタにより直流分を除去して補正ゲインを乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p を乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部（１３～１５）と、を備えたことを特徴とする。

[0026] (3) 非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間(V7)、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間(V0)において、前記零電圧ベクトル期間中に三角波キャリア信号の上下限の頂点に対して対称な少なくとも2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部(8)と、

前記上アームと下アーム2種類の零電圧ベクトル期間(V7, V0)の頂点に対して対称な2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値の電流差分の平均値を求め、前記時刻 t_{2n} 、 t_{2n+1} の時間差 ΔT_p と、前記同期電動機の抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、前記時間差 ΔT_p をインダクタンス L で除した除算値と前記速度起電力との乗算値となる電流差分成分に変換する電流差分成分の平均値演算部(12A)と、

前記電流検出部の電流差分の平均値出力と電流差分成分演算部の出力を加算(12C)し、この加算値をフィルタで直流分を除去して補正ゲイン K_p を乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p 乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta\omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部(13~15)と、

を備えたことを特徴とする。

[0027] (4) 非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置で

あって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V7）、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V0）において、前記零電圧ベクトル期間中に少なくとも2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部（8）と、

前記2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値から電流差分を演算する電流差分検出部（11）と、

前記上アームの零電圧ベクトル期間（V7）と下アームの零電圧ベクトル期間（V0）の2種類の検出期間における前記2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流差分を移動平均し、前記時刻 t_{2n} 、 t_{2n+1} の時間差 ΔT_p と、前記同期電動機の抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、前記時間差 ΔT_p をインダクタンス L で除した除算値と前記速度起電力との乗算値となる電流差分成分に変換する電流差分成分の平均値演算部（12B）と、

前記電流検出部の電流差分と電流差分成分演算部の出力を加算（12C）し、この加算値をフィルタで直流分を除去して補正ゲイン K_p を乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p 乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部（13～15）と、
を備えたことを特徴とする。

[0028] 以上のとおり、本発明によれば、零電圧ベクトル期間の電流微分情報を利用して速度起電力情報を取得し、この速度起電力を利用した磁極位相推定方法で磁極位相を推定し、この推定した磁極位相を基に磁氣的に突極性のないPMモータの磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動する電流引込法を適用した場合の振動抑制を追加したことにより、磁氣的に突極性のないPMモータの磁極位相を低い速度まで精度良く推定でき、この磁極位相の推定を基に

した電流引込法による速度振動（軸振動）の抑制および脱調を防止できる。

図面の簡単な説明

- [0029] [図1]本発明の実施形態 1 を示す装置構成図。
 [図2]本発明の実施形態 2 を示す装置構成図。
 [図3]本発明の実施形態 3 を示す装置構成図。
 [図4]本発明の実施形態 4 を示す装置構成図。
 [図5]V 0 電圧ベクトル時の短絡電流の例。
 [図6]V 7 電圧ベクトル時の短絡電流の例。
 [図7]零電圧ベクトルV 0, V 7 の定義期間。
 [図8]零電圧ベクトルV 0, V 7 と電流検出の関係図。
 [図9]図 1 中の周波数重み関数の特性例。
 [図10]従来の基本的な電流引込法によるシミュレーション波形図。
 [図11]本発明の実施形態によるシミュレーション波形図。

発明を実施するための形態

[0030] (1) 発明の基本的な説明

本発明の実施形態を示す前に、本発明の基本的な原理や関係式を先に説明する。まず、同期機が呈する電圧、電流等の関係は、磁極軸を d 軸とする直交 2 軸座標系（d - q 座標）の方程式を（1）式として表すことができる。

[0031] [数1]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots(1)$$

[0032] ここで、

V_d 、 V_q : d 軸、q 軸電圧成分

i_d 、 i_q : d 軸、q 軸電流成分

ϕ_d : 界磁磁束による固定子巻線鎖交磁束（界磁磁束は d 軸のみと仮定）

R : 巻線抵抗

L_d 、 L_q : 界磁軸（d 軸）とそれより 90° 位相の進んだ軸におけるインダ

クタンズ成分

p : 微分演算子 ($= d / d t$)

θ : U相巻線軸からみた界磁軸 (d 軸) の位相角 (電気角)

ω : 角周波数 (電気角) $d \theta / d t$

次に、本発明は、非突極機を対象とするため、インダクタンスを $L_d = L_q = L$ とおくと、(2) 式のように行列が対称な要素になる。

[0033] [数2]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -\omega L \\ \omega L & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

[0034] この d - q 座標成分を固定座標から、位相角 θ_γ でかつ角速度 ω_γ で回転している電流ベクトルを基準とする回転座標 ($\gamma - \delta$ 座標) に変換するには、d 軸からみた電流ベクトルの発生軸 (γ 軸) までの位相角を起磁力相差角 $\psi = \theta_\gamma - \theta$ と定義して (3) 式 ~ (5) 式を適用すればよい。

[0035] また、電流引込法では電流指令 i_γ^* のみに設定しており、さらに電流制御の応答も高いので正確に i_γ^* と $i_\delta^* = 0$ に等しい実電流が角速度指令 ω^* どおり流れているものと仮定する。

[0036] [数3]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

[0037] [数4]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

[0038] [数5]

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_\gamma \\ \phi_\delta \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

[0039] この (3) 式 ~ (5) 式を (1) 式と (2) 式に代入し、電圧項の変換行

列を消去するためにその逆行列を両辺の左から掛けると、(6) 式のようになり、さらにまとめると (7) 式になる。

[0040] [数6]

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R+pL & -\omega^* L \\ \omega L & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -\omega^* \\ \omega^* & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_\gamma \\ \phi_\delta \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

[0041] [数7]

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \left\{ R \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} p + \left(\omega^* - \frac{d\psi}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & -L \\ L & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega \phi_d \begin{bmatrix} \sin \psi \\ \cos \psi \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

[0042] さらに、PWMパターンの零電圧ベクトル期間のみに限定すれば、左辺の電圧成分は (8) 式のように零に置き換えられる。ここで、PWMインバータなどの主回路の半導体素子の電圧降下成分は無視しており、また d 軸と γ 軸の位相角の変化量が少ないものとみなして、d 軸と γ 軸の角速度差 ($d\psi/dt$) も微小であるとして $d\psi/dt \div 0$ を代入して無視する。

[0043] [数8]

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

[0044] (8) 式の関係をも (7) 式に代入して、 γ 軸成分のみ取り出すと $\phi_d \cdot \sin \psi$ を求める式が得られる。

[0045] [数9]

$$0 = R \cdot i_\gamma + L \cdot (p \cdot i_\gamma) - \omega \cdot L \cdot i_\delta + \omega^* \cdot \phi_d \cdot \sin \psi \\ \omega^* \cdot \phi_d \cdot \sin \psi = -R \cdot i_\gamma + L \cdot (p \cdot i_\gamma) + \omega \cdot L \cdot i_\delta \\ \phi_d \cdot \sin \psi = \frac{-R \cdot i_\gamma + L \cdot (p \cdot i_\gamma) + \omega \cdot L \cdot i_\delta}{\omega^*} \quad \dots (9)$$

[0046] 発生トルクは電流と直交な鎖交磁束成分との積であるので、トルク $Torque$ はこれらの直交成分の積で求められる。

[0047] [数10]

$$Torque = (\phi_d \cdot \sin\psi) \cdot I_\gamma^*$$

$$Torque = (\phi_d \cdot \sin\psi) \cdot I_\gamma^* = (-1) \cdot \frac{R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta + L \cdot (p \cdot i_\gamma)}{\omega^*} \cdot I_\gamma^* \dots (10)$$

[0048] ここで、正のトルクとは回転子を正転方向に加速するトルク成分としたので、磁束に対して電流が 90° 進んだ方向の場合に正のトルクが発生する。このトルクが推定できれば、特許文献2および特許文献3などのV/F形PMMモータの位置センサレス制御方式において採用した安定化原理を適用することができる。

[0049] 特許文献3では電圧ベクトルと同相成分のq軸電流成分をフィードバック信号に利用しているが、トルクに比例する成分という観点でみれば等価であり、ほぼ同様な振動抑制効果が得られることになる。また、特許文献2では入力電圧ベクトルの軸と界磁磁束による電圧ベクトルの軸との位相差（負荷角 δ ）をフィードバックしている。どちらの構成においてもモータトルクに関連した検出値をフィードバック量としており、それぞれ、その情報を利用した安定化原理が説明されているので、ここでは安定化に必要な周波数補償についての原理的な説明は省略する。

[0050] 結論としては、電流引込法における周波数をトルクに比例した(11)式で補正した ω_p^* として補正すればよい。

[0051] [数11]

$$\omega_p^* = \omega^* - K_p \cdot \left\{ (-1) \cdot \frac{R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta + L \cdot (p \cdot i_\gamma)}{\omega^*} \right\} \cdot I_\gamma \dots (11)$$

[0052] (11)式の電流微分 $p \cdot i_\gamma$ を離散系として表すため、時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値 $i_{\gamma 2n}$ 、 $i_{\gamma (2n+1)}$ の差分とその時間差 $\Delta T_p = t_{(2n+1)} - t_{2n}$ により近似し、電流差分 $i_{\gamma (2n+1)} - i_{\gamma (2n)}$ に掛かっていた係数を他の項に移動する。また

、負の符号もまとめてしまうと（１２）式に変形できる。この時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ と電流検出値 $i_{\gamma(2n)}$ 、 $i_{\gamma(2n+1)}$ については、後述の図８やトリガ信号発生部９の説明で詳細に記載することにする。

[0053] [数12]

$$\begin{aligned}\omega_p^* &= \omega^* - K_p \cdot (-1) \cdot \left\{ \frac{L}{\Delta T_p} \cdot \frac{I_\gamma}{\omega^*} \right\} \cdot \left\{ \left(\frac{\Delta T_p}{L} \right) \cdot (R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta) + (i_{\gamma(2n+1)} - i_{\gamma(2n)}) \right\} \\ &= \omega^* + K_p \cdot \left\{ \frac{L}{\Delta T_p} \cdot \frac{I_\gamma}{\omega^*} \right\} \cdot \left\{ \left(\frac{\Delta T_p}{L} \right) \cdot (R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta) + (i_{\gamma(2n+1)} - i_{\gamma(2n)}) \right\} \cdots (12)\end{aligned}$$

[0054] （１２）式には分母に角周波数指令 ω^* の項があるため、周波数が零付近では補償量は過大になってしまう。この零の除算を防止するため、周波数の正負の極性を考慮し、周波数が零付近では補償量の大きさを零に抑圧する角周波数重みゲイン $K_\omega(\omega^*)$ に近似して（１３）式として取り扱うことにする。

[0055] [数13]

$$\begin{aligned}\omega_p^* &= \omega^* + K_p \cdot K_\omega(\omega^*) \cdot \left\{ \left(\frac{\Delta T_p}{L} \right) \cdot (R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta) + (i_{\gamma(2n+1)} - i_{\gamma(2n)}) \right\} \\ &\cdots (13)\end{aligned}$$

[0056] さらに、位相や回転速度の振動を抑制するためには（１３）式の過渡成分だけを補償すればよいので、特許文献３を参照して高周波成分と直流成分を遮断するバンドパスフィルタ関数 $BPF\{\}$ を適用する。

[0057] [数14]

$$\begin{aligned}\omega_p^* &= \omega^* + K_p \cdot K_\omega(\omega) \cdot BPF \left\{ \left(\frac{\Delta T_p}{L} \right) \cdot (R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta) + (i_{\gamma(2n+1)} - i_{\gamma(2n)}) \right\} \\ &\cdots (14)\end{aligned}$$

[0058] （２）装置の基本構成

本発明を実現するための基本構成例を図１、図２、図３、図４に装置構成図として示す。図１～図４の装置構成およびこれら構成における要部機能および動作を以下に概略説明する。

- [0059] 図5は、 V_0 電圧ベクトル時の短絡電流の例であり、零電圧ベクトル期間 V_0 におけるインバータのスイッチング状態と、 $(+I_u, -I_v, -I_w)$ 極性の三相電流における電流通流路の例を示す。これにより、モータの端子電流がインバータの直流リンク電圧源(V_{dc})と無関係であり、三相端子が短絡された状態と等価であることが分かる。
- [0060] 図6は、 V_7 電圧ベクトル時の短絡電流の例であり、零電圧ベクトル期間 V_7 におけるインバータのスイッチング状態と、 $(+I_u, -I_v, -I_w)$ 極性の三相電流における電流通流路の例を示す。これにより、モータの端子電流がインバータの直流リンク電圧源(V_{dc})と無関係であり、三相端子が短絡された状態と等価であることが分かる。
- [0061] 図7は、零電圧ベクトル V_0 、 V_7 の定義期間であり、三角波キャリア比較法によるPWM制御パルス生成例を利用して、図5と図6における零電圧ベクトル期間 V_0 と V_7 を示す。
- [0062] 図8は零電圧ベクトル期間 V_0 、 V_7 と電流検出の関係を示し、図7のPWMパターンと電流検出時期の関係を示す。このように、零電圧ベクトル期間の電流微分を応用する方法をここではCurrent-Slope法と呼ぶ。
- [0063] 図1は、Current-Slope法を適用した電流引込法によって振動抑制をする装置構成図であり、図8の電流サンプルを利用した制御システムの全体構成図を示す。
- [0064] 図9は、図1中の角周波数重み関数の特性例を示し、これは図11で利用した例である。
- [0065] 図2は、Current-Slope法を適用した電流引込法によって振動抑制をする装置構成図であり、図1の構成に対して、位相や回転速度の変動が小さいものとみなして簡素化した場合の構成例である。
- [0066] 図3は、Current-Slope法を適用した電流引込法によって振動抑制をする装置構成図であり、図1の構成に対して、電流サンプル情報のうち、電流微分以外に使用する電流成分を、電流差分演算用の複数の検出電

流値から合成した電流に修正した場合の構成を示す。

[0067] 図4は、Current-Slope法を適用した電流引込法によって振動抑制をする装置構成図であり、図3の構成に対して、電流差分値は三角波キャリアの上限の頂点（V7）と下限の頂点（V0）の2種類存在するので、2種類の平均値を移動平均して求めることにより、統計的な外乱抑制を適用した例を示す。

[0068] 図10は、Current-Slope法による振動抑制を適用しない場合の、電流引込法による低速領域での始動および逆転動作のタイムチャート例であり、図4の制御構成例に対して、補償を適用していない動作チャートを示す。補償が無いため、速度が振動している例を示している。

[0069] 図11は、Current-Slope法による振動抑制を適用した場合の、電流引込法による低速領域での始動および逆転動作のタイムチャート例であり、図4の制御構成例を適用することにより、図10の持続的な振動成分が減衰しながら抑制されている効果を示す。

[0070] （3）実施形態1

本実施形態は、図1に示す装置構成とする。同図は、電流制御部1による回転座標（ γ - δ 座標）の電流指令とそのフィードバック信号との偏差を基にした電流制御系を構成し、この電流制御部1からの電圧指令（ γ - δ 座標）を座標変換部2により推定位相（ θ^* ）を使って電圧 v_a^* と v_b^* の固定座標に変換し、さらに2相/3相変換部3により3相電圧 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換し、これら電圧を3相電圧指令としてPWM制御部4と三角波発振部5により三角波キャリア比較法によりPWM波形を生成し、このPWM波形を電圧形3相インバータ6の各相ゲート指令としてインバータ6にPMモータ7のPWM電流出力を得る。

[0071] 次に、図1の装置構成で利用するモータ電流の検出について図5等を参照して説明する。図5はモータ電流の検出期間である零電圧ベクトル期間V0における電流の流路の例を示す。同図では、6アーム構成による電圧形3相インバータにおいて、3相とも下アームのスイッチング側（ S_x 、 S_y 、 S_z ）が導通している状態を示す。

z) を導通 (ON) 状態にした場合を V_0 期間と呼ぶ。モータの端子電流が U 相は正であり V 相と W 相は負の場合であれば、モータ内部のインダクタンス成分が電流を流れ続けるように働くため、点線で示したようにスイッチング素子と逆導通ダイオードを経由してモータ端子が短絡されたように電流が流れる。

[0072] 図 6 はモータ電流のもう一つの検出期間である零電圧ベクトル期間 V_7 における電流路の例を示す。同図では、上アームのスイッチング素子 (S_u 、 S_v 、 S_w) が導通 (ON) 状態となるので、電流路は異なるが、やはり図 5 と同様にモータ端子を短絡した状態になる。これにより、(8) 式で電圧成分を零に近似したことが理解できる。

[0073] 次に、三角波キャリア比較法における PWM 波形作成の場合を例にとって、この場合の零電圧ベクトル V_0 と V_7 の期間を示したものが図 7 である。三角波キャリア信号に対して、図のような U 相電圧指令 v_u (実線)、V 相電圧指令 v_v (破線)、W 相電圧指令 v_w (一点鎖線) が与えられた場合の、 $S_u \sim S_z$ の 6 個のゲート信号の動作例を示す。前述の 3 相とも下アームのスイッチング素子 (S_x 、 S_y 、 S_z) が導通 (ON) している V_0 期間と、上アームのスイッチング素子 (S_u 、 S_v 、 S_w) が導通 (ON) している V_7 期間をこの図に具体的に示している。低速では電圧指令が小さいため、三相の各電圧指令もほぼ三角波キャリア波形の振幅に対してほぼ中央レベルに集中している。そのため、 V_0 期間も V_7 期間も他の電圧ベクトル期間に比べて長いことも読み取れる。

[0074] このような三角波キャリア比較法による PWM 制御を利用して電流制御系を構成するためには、図 7 の時刻 t_m 、 t_{m+1} 、 t_{m+2} 、 t_{m+3} のようにキャリア信号の上下限の頂点に同期して電流検出する方法が使用されている。

[0075] 図 8 は図 7 に示した PWM 波形発生時において、本実施形態で提案する電流微分を検出するための電流検出時刻と、PWM リプルを除去した電流成分と等価な同期電流の検出結果との関係を示したものである。図 8 において、時刻 t_m 、 t_{m+1} 、 t_{m+2} 、 t_{m+3} は、前述のように従来の電流制御に利用していた検

出時刻であり、 i_{um} などの電流を検出している。これに対して、各頂点に対称な検出時刻を追加する。例えば、時刻 t_{m+1} に対しては t_2 と t_3 、時刻 t_{m+2} に対しては t_4 と t_5 などであり、このときの電流 i_{u2} や i_{u3} などを検出する。各 t_2 と t_3 、 t_4 と t_5 の検出時刻の時間差を ΔT_p とする。この時間幅は電圧振幅の最大量を考慮して決定する。

[0076] なお、図7では後述の実施形態3や実施形態4のために必要なV0期間とV7期間の中間に設定した例で示しているが、本実施形態1や後述の実施形態2においては電流微分が検出できればよく、中間ではなくて多少のズレが生じて問題はない。

[0077] このときの三相電流の波形と電流の検出点を図8の下段に○印や□印で示している。同図は定常時でデッドタイムの影響を受けていない場合のチャート例であるが、各零電圧ベクトル期間中の電流変化量は一定であり、2点間の電流検出値の差分は電流の時間微分と比例することが分かる。

[0078] 以上の内容をふまえて、図1における電流引込法の基本構成について説明する。電流制御部1は、電流値 $i_{\gamma}^* = |i_1^*|$ と $i_{\delta}^* = 0$ および角周波数 ω^* からなる電流指令と、基本波電流検出部8の電流サンプラ8Aで検出した電流 i_u 、 i_v 、 i_w を3相/2相変換部8Bで2相に変換し、これを固定/回転座標変換部8Cで座標変換し、さらに電流サンプラ8Dで同期検出した基本波検出電流 i_{γ} 、 i_{δ} から電流制御を行なう。電流制御部1は、制御基準である回転座標上の2軸電圧成分 v_{γ}^* と v_{δ}^* を出力するので、これを回転座標変換部($e^{-j\theta}$)2により固定座標系の電圧値 v_a^* と v_b^* に変換した後、2相/3相変換部3による2相/3相変換や零相変調などを適用して三相の電圧指令(v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^*)に変換し、最後にPWM制御部4でPWM波形に変換してインバータ6の主回路のスイッチング素子を制御するゲート信号を生成する。電流誤差の大きな要因であるデッドタイムはこのPWM制御部4で付加されている。そして、インバータ6にてゲート信号に応じてPWM電圧指令と等価なPWM電圧パターンを出力してPMモータ7に給電する。

[0079] PMモータ7の三相電流は電流検出器(HCT)で信号に変換して検出す

る。電流サンプラ 8 は、マイクロコンピュータ構成など、ディジタル制御で構成する場合には、アナログの電流検出信号をサンプルホールドしてから A/D 変換し、その後、3 相/2 相変換や回転座標変換 $e^{j\theta}$ ($e \times p(j\theta)$) を介して $\gamma - \delta$ 座標成分の検出電流 i_γ と i_δ を得る。この検出電流は前述の電流制御に利用される。

[0080] PWM 生成のために必要な三角波発振部 5 とそれに同期したトリガ信号発生部 9 が、PWM 制御に必要な三角波と電流検出時刻 t_m や t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ を生成している。また、回転座標変換に入力される位相情報 θ は、補正を加えていない角周波数指令 ω^* を積分部 10 が時間積分して推定位相 $\hat{\theta}$ (図面中では $\hat{\theta}$ マークを θ の頂部に付けて記載) 得る。

[0081] 以上が従来の電流引込法の構成であるが、本実施形態ではこれに新たに下記の機能を追加する。

[0082] 時刻 $t_{(2n)}$ と $t_{(2n+1)}$ の時間差 ΔT_p の電流検出のためのトリガ信号の発生には、電流差分を検出する最初の時刻を $t_{(2n)}$ とするトリガ信号と、次の時刻を $t_{(2n+1)}$ とするトリガ信号をトリガ信号発生部 9 が発生している。 γ 軸電流差分検出部 11 は、トリガ信号の発生に基づく時刻 t_{2n} の電流検出値 $i_\gamma(t_{2n})$ と検出時刻 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値 $i_\gamma(t_{2n+1})$ から電流差分 $i_\gamma(t_{2n+1}) - i_\gamma(t_{2n})$ を求める。これは、(14) 式の微分電流成分と時間の積である $\Delta T_p(p \cdot i_\gamma)$ に相当している。

[0083] 抵抗と速度起電力による電流差分成分演算部 12 は、前記 (14) 式の ($\Delta T_p/L$) ($R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta$) 成分を演算する部分であり、電流制御用の電流検出値 i_γ と i_δ からモータ抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、インダクタンス L と電流差分の時間差 ΔT_p を利用して、電圧成分による生じる電流差分成分に変換し、電圧差分成分演算部 12 の出力を γ 軸電流差分検出部 11 から出力される電流差分 $i_\gamma(t_{2n+1}) - i_\gamma(t_{2n})$ と加算する。11 の出力である電流検出差分は、端子電圧ベクトルと逆極性方向に発生するので、ここではこれを考慮して極性の反転と減算をまとめて加算演算に簡略化している。

[0084] バンドパスフィルタ 13 は電流差分成分演算部 12 の出力から高周波帯域と低周波帯域を抑制し、このフィルタ出力に補正ゲイン乗算部 14 で補正ゲイン K_p とを乗じたものに、周波数重み関数乗算部 15 で角周波数指令 ω^* の除算の代わりに設定した角周波数重み関数 K_ω を乗じた値を乗算することにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを角周波数指令 ω^* に加算して、(14) 式に従った新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する。これら 13 ~ 15 は、補正角周波数指令演算部を構成する。

[0085] 上記では従来の電流制御のタイミングと、電流微分による補償演算のタイミングとの相関を明記していないが、この安定化方式では電流制御などに比べて低い周波数成分しか補償しない。そのため、安定化補償のフィードバックに PWM 周期程度の遅れ時間が存在しても大きな影響は無い。そのため、電流制御との関係までは限定する必要は無い。

[0086] (4) 実施形態 2

本実施形態は、図 2 に示す装置構成とする。同図は、図 1 の構成に対して、電流差分成分演算部 12 を省いた点が異なる。すなわち、前記 (14) 式の $(R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta)$ 成分の変化量が小さい場合には、後段のバンドパスフィルタ 13 で抑制されてしまうことを考慮して、この電流差分成分演算部 12 を省略した構成とする。

[0087] (5) 実施形態 3

本実施形態は、図 3 に示す装置構成とする。同図は、図 1 の構成に対して、電流差分成分演算部 12 の演算機能を変更した点にある。

[0088] 図 1 の構成では (14) 式中の $(R \cdot i_\gamma - \omega^* \cdot L \cdot i_\delta)$ の演算に使用する電流成分 i_γ と i_δ を、三角波キャリアの頂点である同期電流の検出値を利用していたが、時刻 t_m に対して検出時刻 t_{2n} と $t_{(2n+1)}$ を前後に均等な時間差に設定すれば、電流差分用に検出した 2 点の電流成分 i_γ と i_δ の平均を利用しても時刻 t_m の電流検出と等価な値が得られる。

[0089] そこで、電流差分成分の平均値演算部 12 A は、電流差分用に検出した電流成分 i_γ と i_δ の平均値 $\{i_\gamma(t_{2n+1}) + i_\gamma(t_{2n})\} / 2$ と $\{i_\delta(t_{2n+1})$

+ $i_{\delta}(t_{2n})$ } / 2 で時刻 t_m の電流成分 i_{γ} と i_{δ} と等価な電流検出値として置き換え、この平均値 $\{i_{\gamma}(t_{2n+1}) + i_{\gamma}(t_{2n})\} / 2$ と $\{i_{\delta}(t_{2n+1}) + i_{\delta}(t_{2n})\} / 2$ と、上アームと下アームそれぞれの電流差分を検出する時刻のモータ抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、インダクタンス L と電流差分の時間差 ΔT_p を利用してその電圧成分により生じる電流差分成分に変換する。この電流差分成分の平均演算部 12A の出力を電流差分の平均値の出力と加算部 12C で加算する。

[0090] (6) 実施形態 4

本実施形態は、図 4 に示す装置構成とする。図 3 の演算は、 $(R \cdot i_{\gamma} - \omega^* \cdot L \cdot i_{\delta})$ や $\{i_{\gamma}(t_{2n+1}) - i_{\gamma}(t_{2n})\}$ 成分について常に最新の値を利用していたが、実際には零電圧ベクトル期間は、 V_0 と V_7 という異なる条件が交互に生じている。そのため、インバータの主回路などの電圧降下が異なったり、デッドタイムなどの影響によって基本波成分の電流値も変動する可能性がある。

[0091] そこで、本実施形態の電流差分成分の移動平均値演算部 12B では、図 3 に示す移動平均値演算部 12A に、最新検出電流微分値と前回の電流微分値との 2 点の移動平均を取る機能を加えたもので、統計的な処理により外乱成分を抑制する。

[0092] なお、図 4 は図 3 に示す実施形態 3 の演算部 12A を 12B に変更した場合を示すが、図 1 に示す実施形態 1 の構成に対しても、または図 2 の実施形態 2 の構成に対しても同様な改善を適用することは可能である。

[0093] また、以上までの装置構成は、前記の (14) 式に基づいた演算部構成の例を示したが、原理的には (11) 式に準拠していれば、サンプラの位置を座標変換の前に移動したり、演算の順序を入れ替えたり、係数にインダクタンス成分を含ませて演算形式を変更するなど、上記実施形態 1 乃至 4 以外の異なる形態でも同様な効果が得られることは明白である。

[0094] これら実施形態 1 乃至 4 より、磁氣的に突極性のない PM モータの磁極位

相 θ を電流位相に追従させて始動する電流引込法を適用した場合の振動抑制をするようにしたため、電流引込法による速度振動（軸振動）の抑制および脱調を防止できる。

[0095] (7) シミュレーション

上記の実施形態4の装置構成と従来の電流引込法による装置を例にしてシミュレーションを行い、本発明の効果を確認した。

[0096] 図10は従来の基本的な電流引込法のシミュレーション波形図である。この場合の可変速周波数指令は、時刻0.05Sの時点までに指令した電流値になるように電流制御により直流電流を確立させ、時刻0.05S～0.25Sの期間で0%から10%の速度まで周波数を連続的に増加させた。そして、時刻0.4Sから0.65Sの間に今度は10%から0%速度に連続的に周波数を減少させ、そのまま引き続いて時刻0.65S～0.85Sにかけて0%から-10%速度まで逆転方向に周波数を増加させている。

[0097] 図10のチャートの第1段は2軸電流成分を示したものである。ここには制御軸 γ - δ 軸の電流指令と、実際の磁極軸d軸とq軸の実電流成分を示している。制御基準である γ - δ 座標成分に換算した実電流は、ほぼ指令値と等しい電流が流れているので省略している。制御軸の電流が安定していても、実際の磁極軸d軸と γ 軸との位相差 ϕ が存在するため、実際のd軸電流とq軸電流はこの位相差 ϕ に応じて変動する。このd軸とq軸電流の脈動状態からも軸位相が振動的であることが推定できる。

[0098] 第2段は、三相の交流電流波形であり、電流指令どおりの一定振幅でかつ周波数指令どおりに電流が流れていることが確認できる。

[0099] 第3段は、モータの回転子に発生するトルクを示している。このトルクにはモータの出力軸成分ではなくモータの回転子の慣性モーメントを加減速するためのトルク成分も含まれている。トルク波形からも振動的であることが分かる。

[0100] 第4段目は、周波数指令とモータ回転子の実速度を比較したものである。台形波形の周波数指令に対して、回転子速度には振動的な正負の偏差が生じ

ている。

- [0101] 第5段目は電流差分成分とそれにバンドパスフィルタをかけた成分、そしてこれに周波数重みを乗算したものである。電流差分成分に対して、直流分が抑制されていること、速度が零付近では補償量が強制的に零に抑制されていること、そして、周波数の極性が反転すると補償量の正負の極性が反転していることが確認できる。
- [0102] しかし、この補償演算量はまだ周波数に対して加算していないので、発生した振動は減衰せず持続しやすい。
- [0103] 図11は、本発明の実施形態4の振動抑制を適用した例であり、上記の周波数補正量を指令周波数に加算補正した。
- [0104] 第4段目の速度を見れば振動成分が抑制されていることがよく分かる。その結果 γ 軸と d 軸間との位相角 ϕ の変動が緩やかになり、その結果第2段目のトルク波形のように振動し始めても緩やかに減衰する特性を実現できている。
- [0105] また、この振動抑制効果は逆転周波数でも有効である。また、零速度領域では補償が停止しているが、周波数指令が零速度領域を短時間で通過する場合には、振動が大きくなる前に零速度域を通過できている。

請求の範囲

[請求項1]

非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V7）、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V0）において、各前記零電圧ベクトル期間中に少なくとも2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部（8）と、

前記2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値から電流差分を演算する電流差分検出部（11）と、

前記時刻 t_{2n} 、 t_{2n+1} の時間差 ΔT_p と前記同期電動機の抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、前記時間差 ΔT_p をインダクタンス L で除した除算値と前記速度起電力との乗算値となる電流差分成分に変換する電流差分成分演算部（12）と、

前記電流差分検出部の出力と前記電流差分成分演算部の出力を加算し、この加算値をフィルタで直流分を除去して補正ゲイン K_p を乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p を乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部（13～15）と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置。

[請求項2]

非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ

を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V7）、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V0）において、前記零電圧ベクトル期間中に少なくとも2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部（8）と、

前記2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値から電流差分を演算する電流差分検出部（11）と、

前記電流差分をフィルタにより直流分を除去して補正ゲインを乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p を乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta\omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部（13～15）と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置。

[請求項3]

非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V7）、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間（V0）において、前記零電圧ベクトル期間中に三角波キャリア信号の上下限の頂点に対して対称な少なくとも2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部（8）と、

前記上アームと下アーム 2 種類の零電圧ベクトル期間 (V_7 , V_0) の頂点に対して対称な 2 点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値の電流差分の平均値を求め、前記時刻 t_{2n} 、 t_{2n+1} の時間差 ΔT_p と、前記同期電動機の抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、前記時間差 ΔT_p をインダクタンス L で除した除算値と前記速度起電力との乗算値となる電流差分成分に変換する電流差分成分の平均値演算部 (12A) と、

前記電流検出部の電流差分の平均値出力と電流差分成分演算部の出力を加算 (12C) し、この加算値をフィルタで直流分を除去して補正ゲイン K_p を乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p 乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部 (13~15) と、
を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置。

[請求項4]

非突極機でかつダンパ巻線を有しない永久磁石を界磁源とする同期電動機の磁極位相 θ を電流位相に追従させて始動し、前記磁極位相 θ を推定する位相推定手段を有する永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置であって、

前記位相推定手段は、

PWM制御による出力電圧期間のうち、三相とも上アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間、または、三相とも下アームのスイッチング素子が導通する零電圧ベクトル期間において、前記零電圧ベクトル期間中に少なくとも 2 点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流を検出する基本波電流検出部 (8) と、

前記 2 点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流検出値から電流差分を演算する電流差分検出部 (11) と、

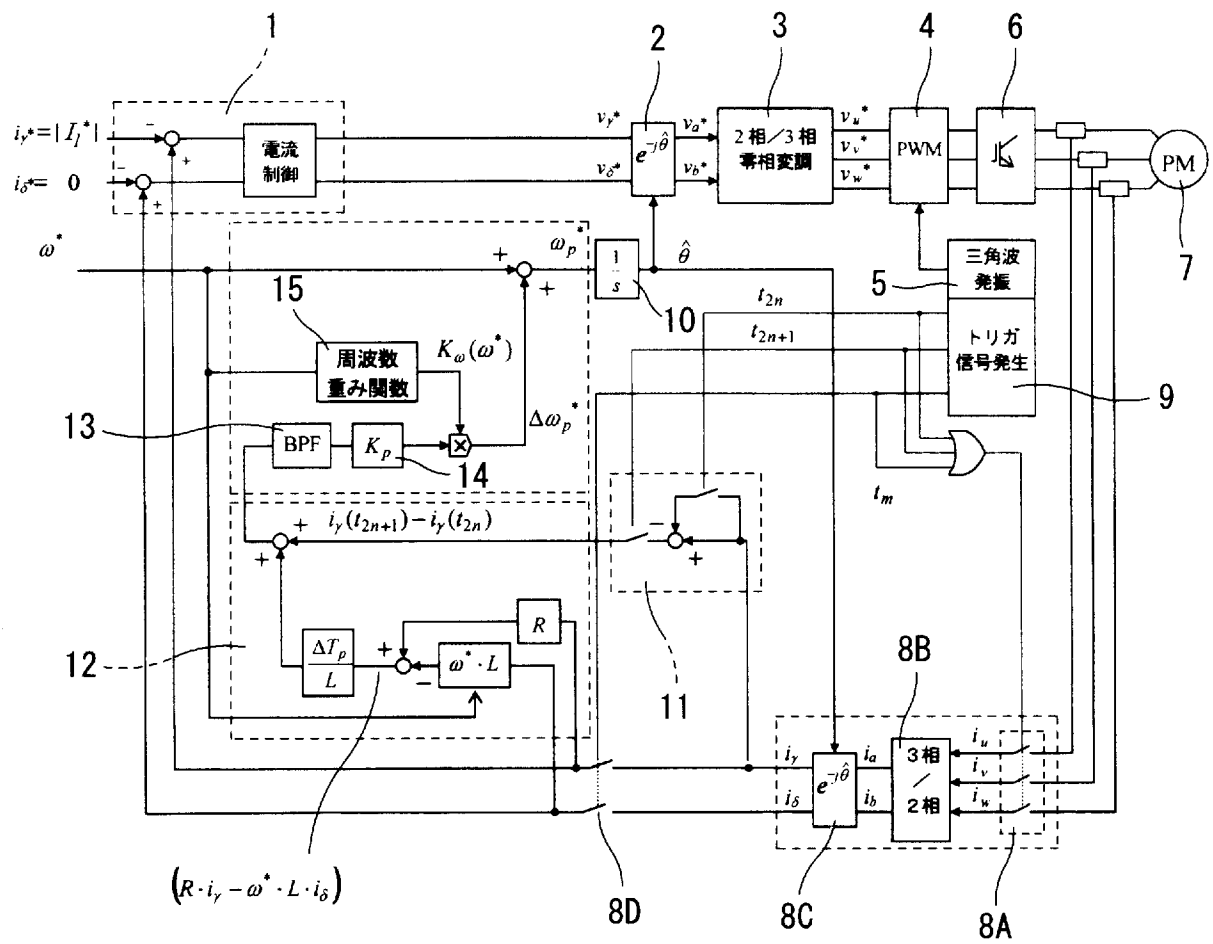
前記上アームの零電圧ベクトル期間 (V_7) と下アームの零電圧ベ

クトル期間（V0）の2種類の検出期間における前記2点以上の時刻 t_{2n} 、 $t_{(2n+1)}$ の電流差分を移動平均し、前記時刻 t_{2n} 、 t_{2n+1} の時間差 ΔT_p と、前記同期電動機の抵抗 R による電圧降下分とインダクタンス L および角周波数指令 ω^* より速度起電力を演算し、前記時間差 ΔT_p をインダクタンス L で除した除算値と前記速度起電力との乗算値となる電流差分成分に変換する電流差分成分の平均値演算部（12B）と、

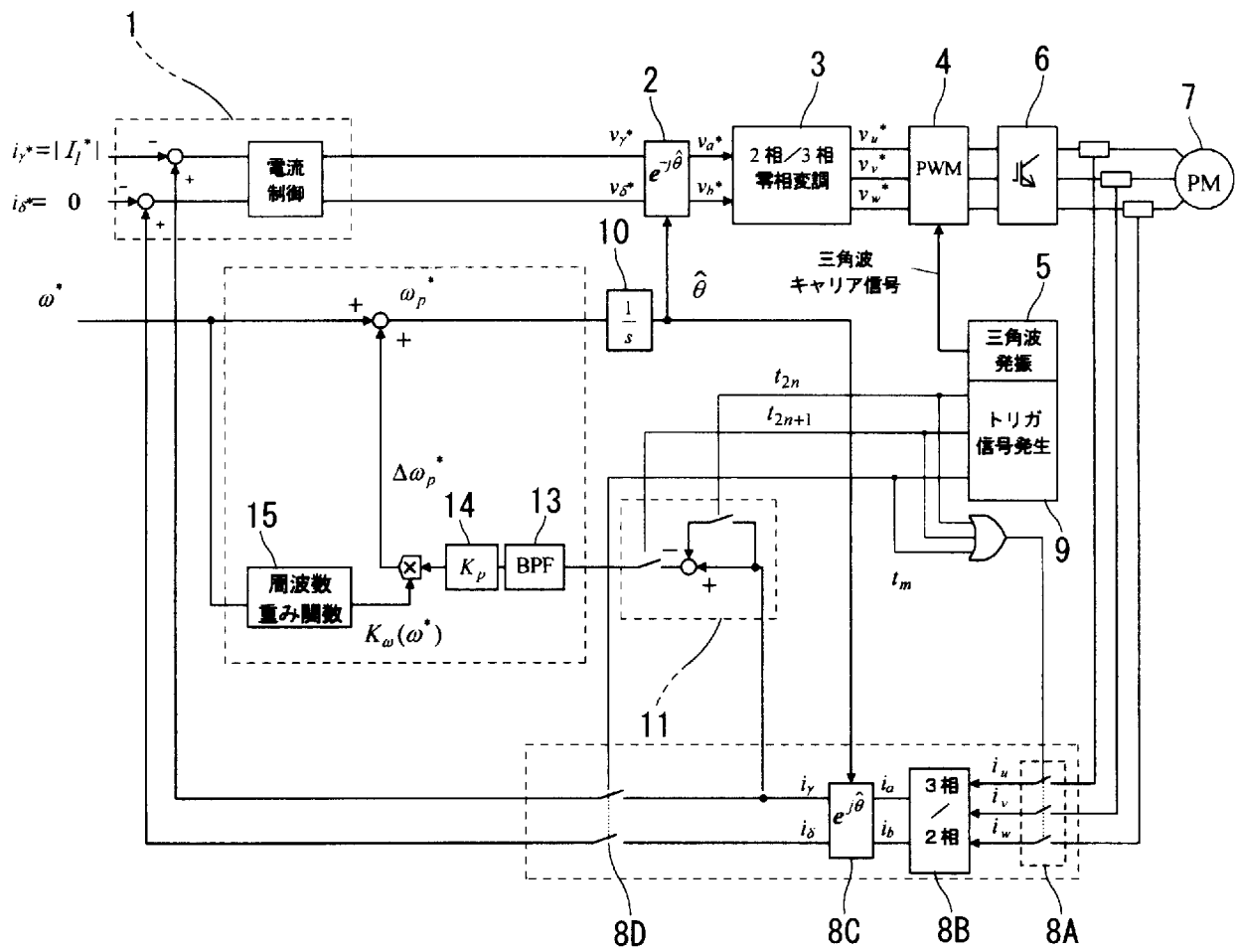
前記電流検出部の電流差分と電流差分成分演算部の出力を加算（12C）し、この加算値をフィルタで直流分を除去して補正ゲイン K_p を乗算し、さらに前記補正ゲイン K_p 乗算した出力に角周波数重み関数 K_ω を乗じることにより補正角周波数 $\Delta \omega_p^*$ を演算し、これを前記角周波数指令 ω^* に加算して新しい角周波数指令 ω_p^* を演算する補正角周波数指令演算部（13～15）と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の位置センサレス制御装置。

[図1]



[図2]

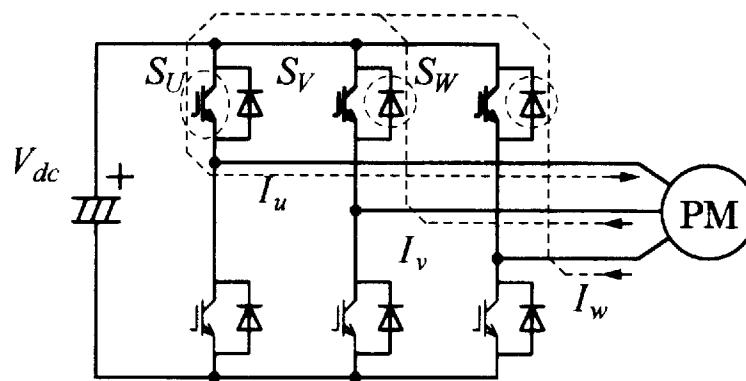


[illegible]

The diagram shows a three-phase inverter circuit. A DC voltage source V_{dc} is connected to the inverter. The inverter has three legs, each with two IGBTs and two diodes. The IGBTs are labeled S_x , S_y , and S_z . The phase currents are I_u , I_v , and I_w . The PM is connected to the inverter output.

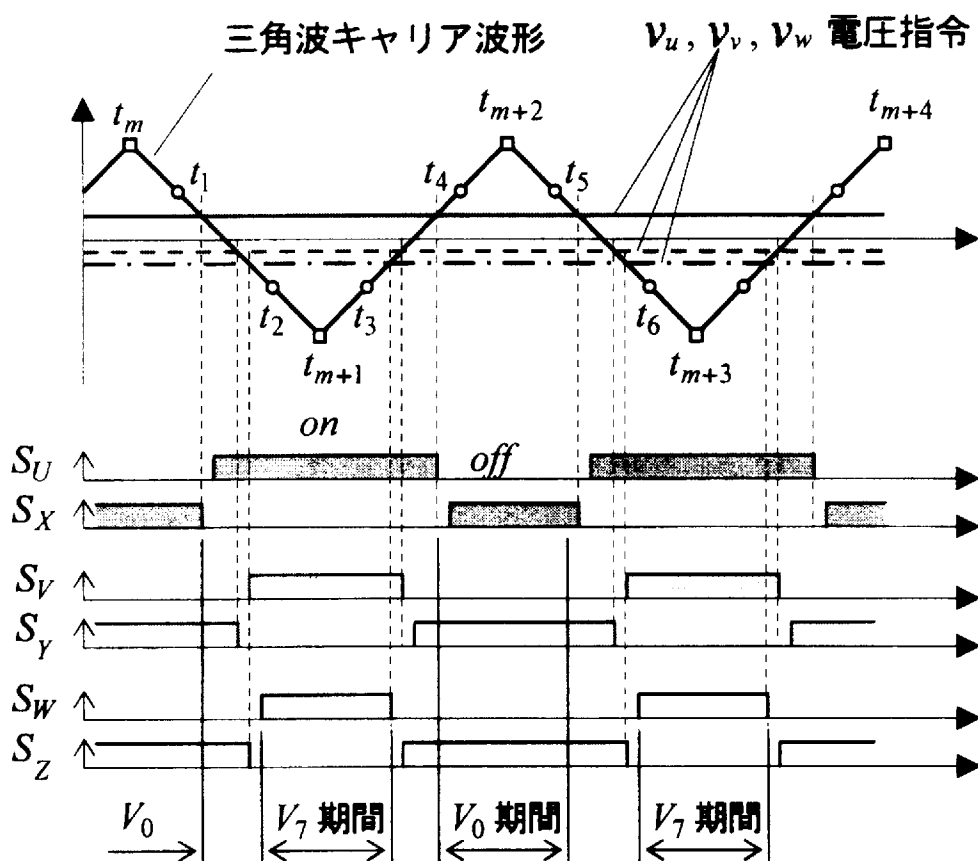
V0 ベクトル時の短絡電流例

[図6]

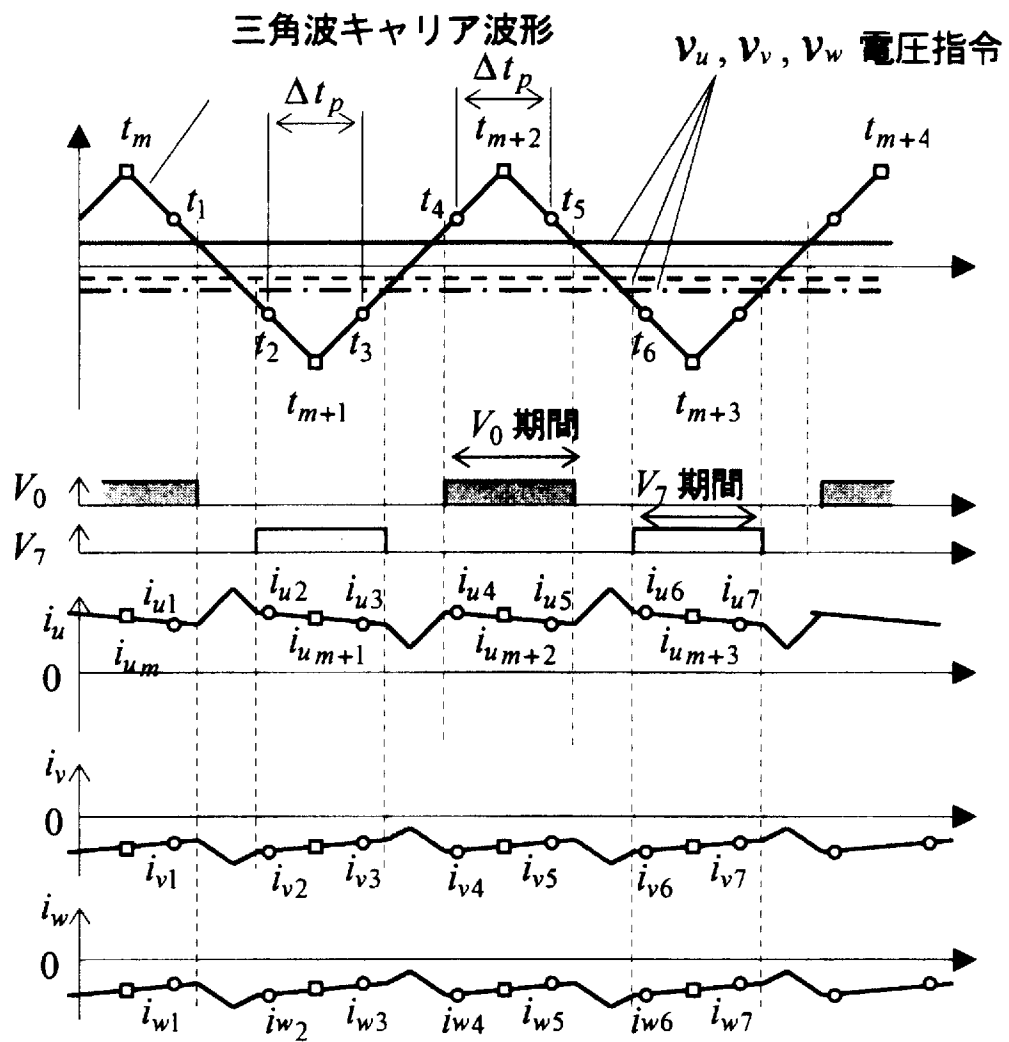


V7 ベクトル時の短絡電流例

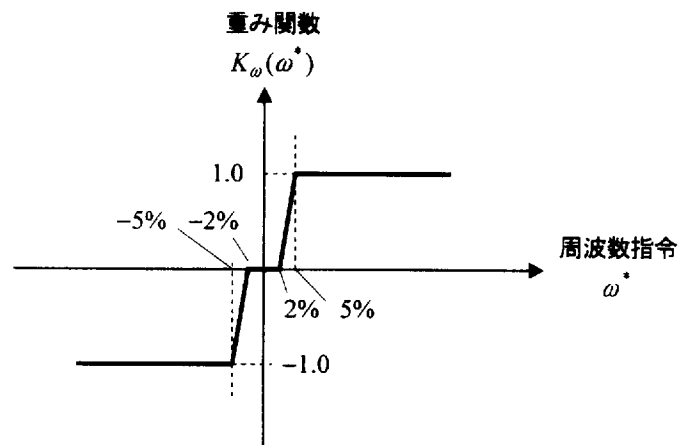
[図7]

 V_0, V_7 電圧ベクトルの定義

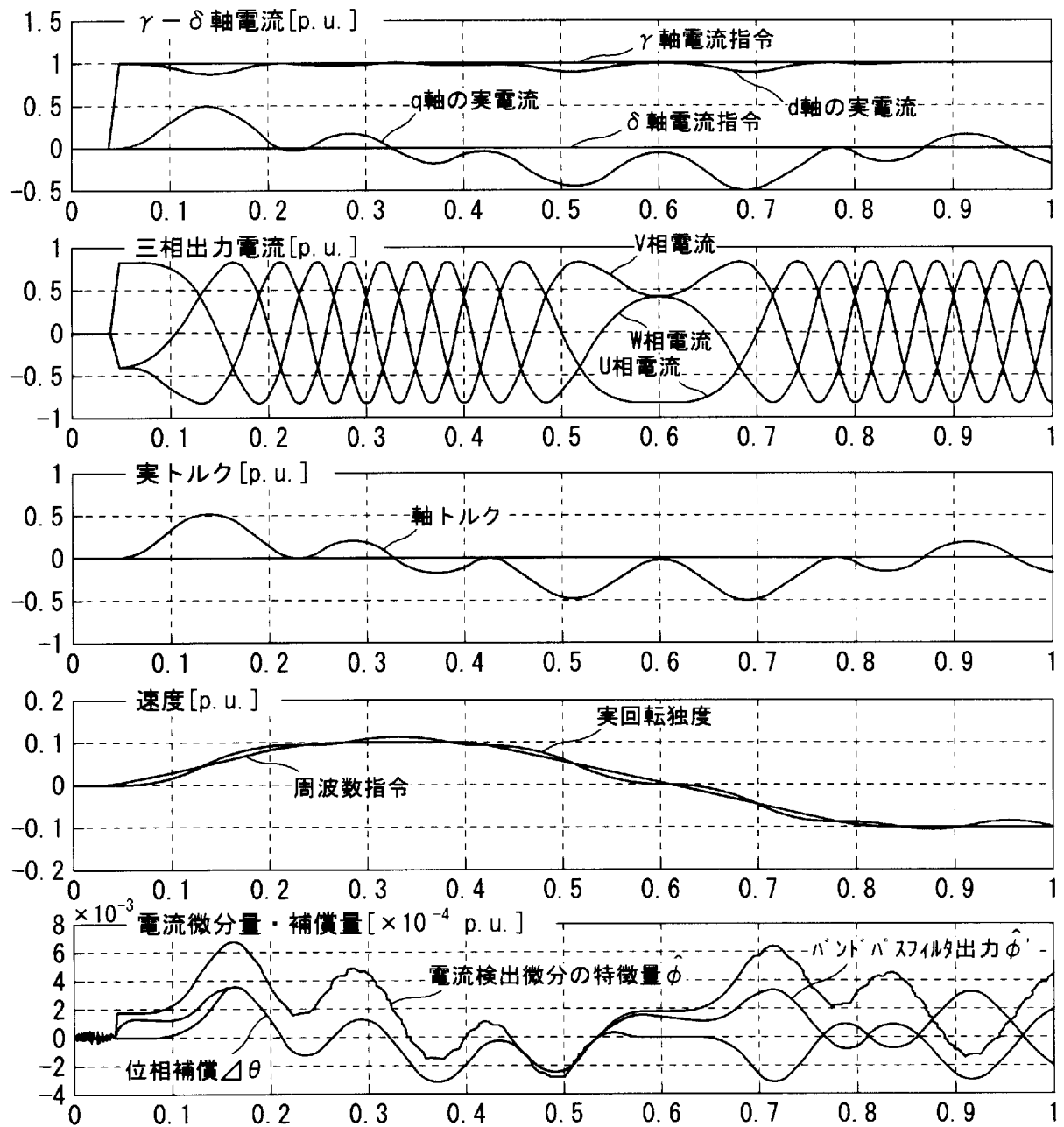
[図8]

 V_0, V_7 電圧ベクトルと電流サンプルの関係

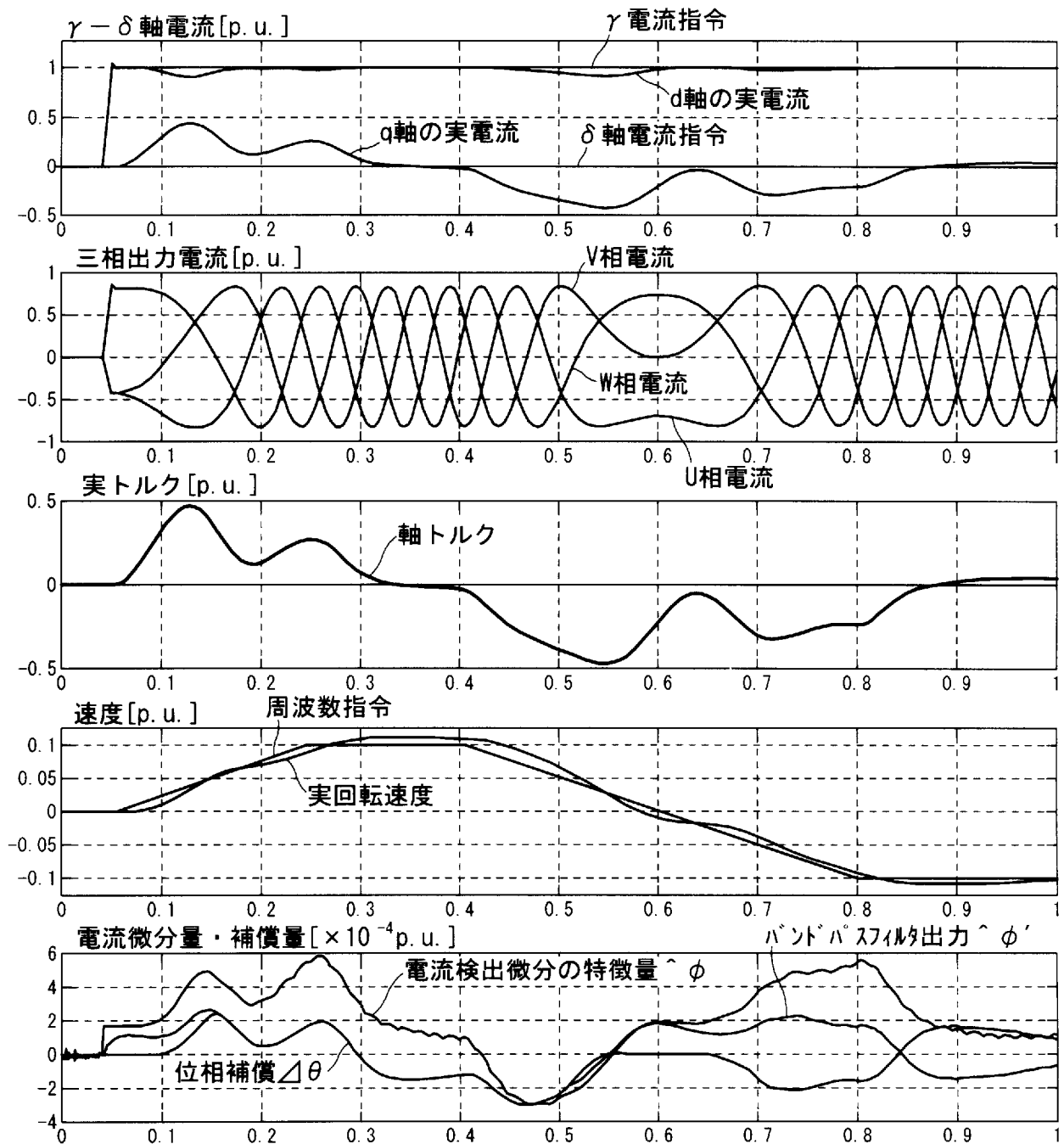
[図9]



[図10]



[図11]



Current-Slope法を適用した場合の、
電流引込法による低速領域での始動および逆転動作のタイムチャート例

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/061953

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/18(2006.01)i, H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P6/18, H02P21/00, H02P27/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2009-273256 A (Denso Corp.), 19 November 2009 (19.11.2009), entire text (Family: none)	1-4
A	JP 2005-151678 A (Meidensha Corp.), 09 June 2005 (09.06.2005), entire text (Family: none)	1-4
A	JP 2008-295220 A (Meidensha Corp.), 04 December 2008 (04.12.2008), entire text & WO 2008/146598 A1 & CN 101682283 A	1-4

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
23 July, 2012 (23.07.12)

Date of mailing of the international search report
31 July, 2012 (31.07.12)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/061953

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2006-353025 A (Meidensha Corp.), 28 December 2006 (28.12.2006), entire text (Family: none)	1-4
A	JP 2000-236694 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 29 August 2000 (29.08.2000), entire text (Family: none)	1-4

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/18(2006.01)i, H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/18, H02P21/00, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 2 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 2 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 2 年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2009-273256 A（株式会社デンソー）2009.11.19, 全文（ファミリーなし）	1-4
A	JP 2005-151678 A（株式会社明電舎）2005.06.09, 全文（ファミリーなし）	1-4
A	JP 2008-295220 A（株式会社明電舎）2008.12.04, 全文 & WO 2008/146598 A1 & CN 101682283 A	1-4

☒ C 欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

2 3 . 0 7 . 2 0 1 2

国際調査報告の発送日

3 1 . 0 7 . 2 0 1 2

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

當間 庸裕

3 V

4 0 1 7

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2006-353025 A (株式会社明電舎) 2006.12.28, 全文 (ファミリーなし)	1-4
A	JP 2000-236694 A (富士電機株式会社) 2000.08.29, 全文 (ファミリーなし)	1-4