

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5098439号
(P5098439)

(45) 発行日 平成24年12月12日(2012.12.12)

(24) 登録日 平成24年10月5日(2012.10.5)

(51) Int.Cl. F I
 HO2P 6/18 (2006.01) HO2P 6/02 371S
 HO2P 21/00 (2006.01) HO2P 5/408 C
 HO2P 27/04 (2006.01)

請求項の数 5 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2007-138509 (P2007-138509)	(73) 特許権者	000006105 株式会社明電舎 東京都品川区大崎2丁目1番1号
(22) 出願日	平成19年5月25日(2007.5.25)	(74) 代理人	100086232 弁理士 小林 博通
(65) 公開番号	特開2008-295220 (P2008-295220A)	(74) 代理人	100104938 弁理士 鶴澤 英久
(43) 公開日	平成20年12月4日(2008.12.4)	(74) 代理人	100096459 弁理士 橋本 剛
審査請求日	平成21年11月12日(2009.11.12)	(72) 発明者	山本 康弘 東京都品川区大崎2丁目1番17号 株式会社明電舎内
		審査官	山村 和人

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流同期電動機の検出電流を入力して回転座標系の直交2軸成分の 軸電流検出成分 i と 軸電流検出成分 i に座標変換する回転座標変換部と、
 回転座標系の直交2軸成分の 軸電流指令 i^* と 軸電流指令 i^* で一定振幅の電流指令を発生させ、前記回転座標変換部からの 軸電流検出成分 i と 軸電流指令 i^* の差分、及び回転座標変換部からの 軸電流検出成分 i と 軸電流指令 i^* の差分をそれぞれ入力して電流位相を回転させて磁極を追従させる電圧指令を生成する電流制御部と

、
 この電流制御部で演算した電圧指令を、電流引き込みのための電流位相の周波数指令を積分して得られた基準位相に基づいて固定座標系の2軸電圧成分 $V a^*$, $V b^*$ に座標変換する逆回転座標変換部を備え、

この逆回転座標変換部からの2軸電圧成分 $V a^*$, $V b^*$ に基づいて交流同期電動機を制御する制御装置において、

前記制御装置に単相高周波電圧発生部を設け、この単相高周波電圧発生部からの高周波電圧成分を高周波電圧座標変換部により座標変換し、この座標変換された高周波電圧と前記電流制御部からの電圧指令と合成して電圧指令値 v^* , v^* として前記逆回転座標変換部に入力すると共に、

前記2軸の電流検出成分を高周波通過フィルタを通した後に単相高周波電流位相検出部に入力して単相軸位相信号を検出し、この検出された単相軸位相信号を磁極位相推定部に入

10

20

力して高周波電圧の位相信号を生成し、この生成された位相信号を前記高周波電圧座標変換部に入力して座標変換時の位相信号とし、且つ高周波電圧の位相信号の微分値を安定化周波数補正部に入力して比例ゲインの乗算を含む補正演算を行い、この補正演算された信号と前記周波数指令の和を積分したものを基準位相信号として前記逆回転座標変換部に入力するよう構成したことを特徴とした永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置。

【請求項 2】

前記単相高周波電圧発生部は、高周波の周波数指令を積分して高周波の基準位相信号を生成して高周波を含む波形信号を発生し、この信号に単相電圧の振幅指令を乗算して電圧の単振動を演算することを特徴とした請求項 1 記載の永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置。

10

【請求項 3】

交流同期電動機の検出電流を入力して回転座標系の直交 2 軸成分の 軸電流検出成分 i_{α} と 軸電流検出成分 i_{β} に座標変換する回転座標変換部と、
回転座標系の直交 2 軸成分の 軸電流指令 i_{α}^* と 軸電流指令 i_{β}^* で一定振幅の電流指令を発生させ、前記回転座標変換部からの 軸電流検出成分 i_{α} と 軸電流指令 i_{α}^* の差分、及び回転座標変換部からの 軸電流検出成分 i_{β} と 軸電流指令 i_{β}^* の差分をそれぞれ入力して電流位相を回転させて磁極を追従させる電圧指令を生成する電流制御部と

この電流制御部で演算した電圧指令を、電流引き込みのための電流位相の周波数指令を積分して得られた基準位相に基づいて固定座標系の 2 軸電圧成分 V_{a^*} , V_{b^*} に座標変換する逆回転座標変換部を備え、

20

この逆回転座標変換部からの 2 軸電圧成分 V_{a^*} , V_{b^*} に基づいて交流同期電動機を制御する制御装置において、

前記制御装置に単相高周波電圧発生部を設け、この単相高周波電圧発生部からの高周波電圧成分を高周波電圧座標変換部により座標変換し、変換された高周波電圧と前記電流制御部からの電圧指令と合成して電圧指令値 v_{α}^* , v_{β}^* として前記逆回転座標変換部に入力すると共に、

前記 2 軸の電流検出成分を高調波通過フィルタを通した後に単相高周波電流位相検出部に入力して単相軸位相信号を検出し、この検出された単相軸位相信号を磁極位相推定部に入力して高周波電圧の位相信号を生成し、この生成された位相信号を前記高周波電圧座標変換部に入力して座標変換時の位相信号とし、且つ生成された位相信号と前記単相軸位相信号との差分を安定化周波数補正部に入力して比例ゲインの乗算を含む補正演算を行い、この補正演算された信号と前記周波数指令の和を積分したものを基準位相信号として前記逆回転座標変換部に入力するよう構成したことを特徴とした永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置。

30

【請求項 4】

前記高周波電圧座標変換部に入力される信号は直交 2 成分信号で、そのうちの 1 軸成分は前記単相高周波電圧発生部からの高周波電圧成分とし、他の 1 軸成分は零としたことを特徴とした請求項 1 乃至 3 記載の永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置。

【請求項 5】

前記磁極位相推定部の出力信号は、単相高周波電流位相検出部の出力である高周波の電流軸位相信号から電圧軸位相信号を差し引き、これに比例ゲインを掛けて積分した信号であることを特徴とした請求項 1 乃至 4 記載の永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石を磁界源とする同期電動機または発電機位置センサレス・速度センサレスによる可変速制御に係り、特に低速領域においても駆動を可能としたセンサレス制御装置に関するものである。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

センサレス制御方法については、特許文献 1 ~ 特許文献 3 などが公知となっている。特許文献 1 では、図 1 1 で示すように、回転座標系 (3 2 a , 3 2 b) において単相電圧高調波電圧 V_{dc} を加え、発生する電流をこの単相電圧と平行成分 (I_{dc}) と直交成分 (I_{qc}) に分離することが特徴となっている。そして、この電流を 2 軸に分離した成分から、位相差検出器 3 3 により高周波電圧に対する電圧高周波電流の発生位相誤差 () を検出し、推定磁極位相 θ_0 に補正を加えている。このように、単相の高周波電圧を入力し、高周波電流をこの単相成分と同じ座標上で検出してから位相誤差を推定している。なお、3 0 は電動機、3 1 はインバータである。また、図 1 1 の単相高周波電圧成分と単相高周波電流成分の軸誤差を利用して、図 1 2 のように積分器 3 4 を設け、この積分器 3 4 により積分を行って磁極位相を推定している。

10

【 0 0 0 3 】

3 は電流の回転速度指令で、電流引き込みのための電流位相を強制的に回転させる周波数 (速度) 指令 ω^* を設定する。4 は位相積分器で、速度指令 3 を積分して電流を発生させる基準位相 θ_0 を出力する。この θ_0 は電機子巻線を基準とする位相角である。基準位相 θ_0 は、電流制御部 5 からの出力電圧 (V_{d^*} , V_{q^*}) と共に逆回転座標変換部 6 に出力され、この逆回転座標変換部 6 において回転座標上の 2 軸成分の電圧指令 (V_{a^*} , V_{b^*}) を、出力位相 θ_0 で逆回転座標変換を行い、固定座標系の 2 軸電圧成分 (V_{a^*} , V_{b^*}) に変換する。

【 0 0 0 4 】

特許文献 2 および特許文献 3 では、具体的な高周波の分離方式を提案しているだけでなく、さらに積分演算を追加し、上記の高周波電圧と電流の位相誤差成分を積分して一旦速度を計算し、さらにそれを積分して推定位相を演算している。この速度推定の積分を追加したことにより、速度のランプ変化に対しても磁極位相の定常偏差として推定誤差が発生しないため、脱調しにくくなる。

20

【 0 0 0 5 】

上記した高周波法以外にも、従来からステッピングモータなどに利用されている方式として、強制的に一定の振幅の電流を発生させ、その電流位相を強制的に回転させて磁極を強引に追従させる方式もあるが、ここでは、この方式を電流引き込み法と呼ぶことにする。

30

電流引き込み法の制御ブロック図の一例を図 1 3 に示す。

なお、以下の説明では永久磁石を界磁とする回転界磁形の同期電動機と仮定し、また、電機子を固定子または固定座標 (a , b 軸) と仮定して、磁極側を回転子または回転座標 (d , q 軸) と呼称する。また、電流引き込みのために発生する電流指令の位相を θ_0 軸およびそれに直交する軸を $\theta_0 + 90^\circ$ 軸とする。

また、電流引き込みに使用する基本波成分と、高周波成分の電圧や電流とを区別するため、高周波成分の変数に " h " の添え字を追加する。

【 0 0 0 6 】

図 1 3 において、1 は電流の振幅指令値である θ_0 軸電流指令で、回転座標系の直交 2 軸成分のうち、 θ_0 軸成分 (i_{d^*}) に電流振幅指令の値 $|I_1^*|$ を設定する。2 は電流の振幅指令値である $\theta_0 + 90^\circ$ 軸電流指令で、回転座標系の直交 2 軸成分のうち、 $\theta_0 + 90^\circ$ 軸成分 (i_{q^*}) に零を設定する。

40

これら各電流の振幅指令値 (i_{d^*} , i_{q^*}) と、回転座標変換部 1 2 からの 2 軸電流成分 (i_{d^*} , i_{q^*}) は電流制御部 5 に入力され、この電流制御部 5 から電流指令に実電流が追従するように出力電圧 (V_{d^*} , V_{q^*}) を出力する。この電流制御部 5 は、通常、電流指令と電流検出の差分演算部と、比例積分 (P I) 制御などにより構成されている。

【 0 0 0 7 】

3 は電流の回転速度指令で、引き込み用の電流を強制的に回転させる周波数 (速度) 指令 ω^* を設定する。4 は位相積分器で、速度指令 3 を積分して電流を発生させる基準位相 θ_0 を出力する。この θ_0 は電機子巻線を基準とする位相角である。

50

基準位相は、電流制御部5からの出力電圧(V^* , V^*)と共に逆回転座標変換部6に出力され、この逆回転座標変換部6において回転座標上の2軸成分の電圧指令(V^* , V^*)を、出力位相で逆回転座標変換を行い、固定座標系の2軸電圧成分(V_a^* , V_b^*)に変換する。

【0008】

7は2相/3相変換部で、逆回転座標変換部6の出力である固定座標の直交2軸電圧成分を、 120° 位相差の3相交流電圧(V_u^* , V_v^* , V_w^*)に変換し、PWM増幅部8でパルス幅変調(PWM)方式を利用して、電力増幅を行う。

モータ9は、ここでは、永久磁石を界磁源とするPMモータを仮定しており、d軸とq軸でインダクタンスが異なる磁気的な突極性を有するものを対象としている。モータ9への入力電流は電流検出器10により検出され、3相の検出電流(i_u , i_v , i_w)は3相/2相変換部11に出力されて直交二軸電流成分(i_a , i_b)に変換される。検出電流は、実際には3相でなくてもよく、2相を検出して残りの1相はこの2相から演算により推定することもできる。

回転座標変換部12は、3相/2相変換部11の出力である直交二軸電流成分(i_a , i_b)を積分器4の位相で回転座標変換を行い、回転座標系の2軸電流成分(i , i)に変換する。この変換後の検出電流は、電流制御部5の電流制御で使用する。

【0009】

以上が、高電流引き込み法の構成である。この構成により、電流振幅指令の値 $|I_1^*$ |でかつ周波数(速度)指令 ω_1^* の電流が発生し、モータの回転子は、この電流に追従して回転する。

【特許文献1】特開平7-245981

【特許文献2】特開2003-153582

【特許文献3】特開2003-348896

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

(1)高周波法の問題点について

高周波法は、単相高周波成分の電圧と電流の位相誤差を検出する部分と、その位相誤差情報から積分器などにより磁極位相を推定する部分の2つの部分が存在することを説明した。ここで、高周波法は原理に磁気的な突極性を利用しているため、N極とS極の判別機能がない。d軸に単相高周波電圧を注入すると、高周波電流の発生位相が高周波電圧位相と一致するように積分器で推定位相を補正することにより、磁極位相の推定(追従)を行っているが、N極でもS極でもこの位相誤差が零の状態が存在する。

【0011】

そこで、別の磁気飽和を利用した方式などにより、最初にN極の位相を推定しておき、これに常に追従させて、N極とS極を区別している。

しかし、電流検出にノイズが混入し、高周波の電流と電圧位相差に誤差が発生して、磁極推定の積分器が 180° 程度誤って積分した場合には、S極に収束してしまい、N極に対して 180° 推定位相誤差が発生する。一度でも、N極からS極に推定誤りが発生すると、以降は正常に動作していてもN極を推定しているつもりでも常にS極を認識するようになる。

【0012】

このように、高周波法は磁極のNS判定機能がないため、磁極位相の推定が脱調するとS極側をd軸と誤って推定するようになる。こうなると、速度制御系が想定している電流指令に対して 180° 反対方向に電流を発生させることになり、その結果、モータの発生トルクも逆極性になる。正転側のトルク指令を与えても、モータには逆転方向のトルクが発生して回転方向も逆転側に加速(零速なら逆転方向に加速、正転中なら減速)してしまう。

【0013】

10

20

30

40

50

さらに、速度検出と速度指令との差分が大きくなるため、速度制御系が正方向にトルク指令を増大するため。モータは逆方向のトルクを増大させ。逆転方向の加速が強くなって最終的には逆転方向に暴走する。このように、高周波法は脱調が発生した場合には、推定磁極がN極とS極が入れ替わり、逆転側に暴走する可能性がある。この逆転暴走を防止するためには、磁極推定ゲインを適切に設定しなければならず、また、計測に使用する高周波電流も大きな値としてノイズなどの誤差成分を抑制させる必要がある。

(2) 電流引き込み法の問題点について

電流引き込み法は強制的に電流を引き込むため、N極とS極を誤って判定することはない。しかし、周波数指令や負荷が変動すると振動が発生しやすく、また、負荷トルクが過大になると、脱調する問題がある。

同期機の界磁鉄心にダンパー巻線が存在しない場合には、磁極位相が振動的になることが知られている。また、電流振幅により発生できる最大トルクよりも負荷が超えると脱調する。この位相振動を考慮した上で、脱調しないようにするためには、通常、設定した電流指令で発生できる最大トルクに対して、約2/3程度の負荷トルクしか掛けることができない。

【0014】

2つの方式を比較すると、高周波法は磁極位相を推定して電流を制御しているため、発生トルクの比率が大きく振動も発生しない。また、過負荷時には速度が低下するが脱調しない利点がある。しかし、もし磁極推定が誤って脱調した時には逆転暴走してしまう問題がある。

電流引き込み法は、過渡的な振動や過負荷時の脱調問題があるが、脱調しても逆転暴走することはない。

そこで、本発明が目的とするところは、上記の2つの方式を組み合わせることにより、これらの問題点を改善する永久磁石同期電動機のセンサレス制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0015】

本発明の請求項1は、交流同期電動機の検出電流を入力して回転座標系の直交2軸成分の軸電流検出成分 i^* と軸電流検出成分 i^* に座標変換する回転座標変換部と、
回転座標系の直交2軸成分の軸電流指令 i^* と軸電流指令 i^* で一定振幅の電流指令を発生させ、前記回転座標変換部からの軸電流検出成分 i^* と軸電流指令 i^* の差分、及び回転座標変換部からの軸電流検出成分 i^* と軸電流指令 i^* の差分をそれぞれ入力して電流位相を回転させて磁極を追従させる電圧指令を生成する電流制御部と

この電流制御部で演算した電圧指令を、電流引き込みのための電流位相の周波数指令を積分して得られた基準位相に基づいて固定座標系の2軸電圧成分 $V a^*$ 、 $V b^*$ に座標変換する逆回転座標変換部を備え、

この逆回転座標変換部からの2軸電圧成分 $V a^*$ 、 $V b^*$ に基づいて交流同期電動機を制御する制御装置において、

前記制御装置に単相高周波電圧発生部を設け、この単相高周波電圧発生部からの高周波電圧成分を高周波電圧座標変換部により座標変換し、この座標変換された高周波電圧と前記電流制御部からの電圧指令と合成して電圧指令値 v^* 、 v^* として前記逆回転座標変換部に入力すると共に、

前記2軸の電流検出成分を高周波通過フィルタを通した後に単相高周波電流位相検出部に入力して単相軸位相信号を検出し、この検出された単相軸位相信号を磁極位相推定部に入力して高周波電圧の位相信号を生成し、この生成された位相信号を前記高周波電圧座標変換部に入力して座標変換時の位相信号とし、且つ高周波電圧の位相信号の微分値を安定化周波数補正部に入力して比例ゲインの乗算を含む補正演算を行い、この補正演算された信号と前記周波数指令の和を積分したものを基準位相信号として前記逆回転座標変換部に入力するよう構成したことを特徴としたものである。

【 0 0 1 6 】

本発明の請求項 2 は、前記単相高周波電圧発生部は、高周波の周波数指令を積分して高周波の基準位相信号を生成して高周波を含む波形信号を発生し、この信号に単相電圧の振幅指令を乗算して電圧の単振動を演算することを特徴としたものである。

【 0 0 1 7 】

本発明の請求項 3 は、交流同期電動機の検出電流を入力して回転座標系の直交 2 軸成分の軸電流検出成分 i と軸電流検出成分 i に座標変換する回転座標変換部と、
 回転座標系の直交 2 軸成分の軸電流指令 i^* と軸電流指令 i^* で一定振幅の電流指令を発生させ、前記回転座標変換部からの軸電流検出成分 i と軸電流指令 i^* の
 差分、及び回転座標変換部からの軸電流検出成分 i と軸電流指令 i^* の差分をそ
 れぞれ入力して電流位相を回転させて磁極を追従させる電圧指令を生成する電流制御部と

10

この電流制御部で演算した電圧指令を、電流引き込みのための電流位相の周波数指令を積分して得られた基準位相に基づいて固定座標系の 2 軸電圧成分 $V a^*$ 、 $V b^*$ に座標変換する逆回転座標変換部を備え、

この逆回転座標変換部からの 2 軸電圧成分 $V a^*$ 、 $V b^*$ に基づいて交流同期電動機を制御する制御装置において、

前記制御装置に単相高周波電圧発生部を設け、この単相高周波電圧発生部からの高周波電圧成分を高周波電圧座標変換部により座標変換し、変換された高周波電圧と前記電流制御部からの電圧指令と合成して電圧指令値 v^* 、 v^* として前記逆回転座標変換部に

20

すると共に、
 前記 2 軸の電流検出成分を高調波通過フィルタを通した後に単相高周波電流位相検出部に入力して単相軸位相信号を検出し、この検出された単相軸位相信号を磁極位相推定部に入力して高周波電圧の位相信号を生成し、この生成された位相信号を前記高周波電圧座標変換部に入力して座標変換時の位相信号とし、且つ生成された位相信号と前記単相軸位相信号との差分を安定化周波数補正部に入力して比例ゲインの乗算を含む補正演算を行い、この補正演算された信号と前記周波数指令の和を積分したものを基準位相信号として前記逆回転座標変換部に

【 0 0 1 8 】

本発明の請求項 4 は、前記高周波電圧座標変換部に入力される信号は直交 2 成分信号で、そのうちの 1 軸成分は前記単相高周波電圧発生部からの高周波電圧成分とし、他の 1 軸成分は零としたことを特徴としたものである。

30

【 0 0 1 9 】

本発明の請求項 5 は、前記磁極位相推定部の出力信号は、単相高周波電流位相検出部の出力である高周波の電流軸位相信号から電圧軸位相信号を差し引き、これに比例ゲインを掛けて積分した信号であることを特徴としたものである。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 0 】

以上のとおり、本発明によれば、

(1) 電流引き込み法であるため、高周波法のように磁極の推定が外乱成分などにより、S 極を N 極と誤って推定することが無い。そのため、逆転暴走する現象が発生しない。

40

(2) 周波数指令が急変した場合でも、出力周波数を脱調しないように自動補正するため、周波数指令の急変時での安定性が向上する。

(3) 負荷が急変してモータ速度が急変しても、出力周波数を脱調しないように自動補正するため、(2) と (3) より、単に振動抑制するだけでなく、過渡変動時に周波数を自動補正して安定性を維持する効果が得られる。

(4) 高周波法は磁極推定ゲインを適切に設定しないと、応答遅れによる脱調やゲインが過大のため発生する脱調が起こる。そのため、運転しながら調整する場合には、初期値を適切に調整しなければならない。不適切な初期値では、ゲイン調整時に脱調することがある。

50

これに対して本発明では、基本的には電流引き込み法を使用しており、速度指令や負荷急変さえなければ安定である。そして、補正ゲインは、初めは零に設定しておき、速度変動や負荷変動に応じて少しずつ増加していけばよく、そのため、調整も簡単であり、過渡現象のない用途では本発明を適用しないように設定することも可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

本発明は、脱調したときに暴走をしないことを優先し、電流引き込み法を基本原理とする。そして、高周波法も併用し、これにより過渡時の振動を抑制させる機能を追加したものである。

従来の高周波法では、初期値のN極位相から始まって、常に前回の推定位相がN極であると仮定して相対的に位相補正を図っていたため、脱調してもNS極の変化が検出できなかった。そこで、高周波法の磁極位置推定の変化(微分に相当)を計算する。微分を行うと定常成分情報が失われる原理を利用して、電流引き込み法と、高周波法の磁極推位相の微分量をゲイン倍して速度推定に補正を組み合わせる方法を提供するものである。

【実施例1】

【0022】

図1は、本発明の実施例を示す全体制御系の構成図を示す。このブロック図では、図13と同一部分、若しくは相当部分に同一符号を付してその説明を省略する。図1において、21は単相高周波電圧発生部で、高周波法の高周波電流を発生させるために注入する電圧指令を演算する。この単相高周波電圧発生部21は高周波の周波数指令 ω_{hv}^* を積分して高周波の基準位相 θ_{hv}^* を作成する積分手段と、関数発生手段及び乗算手段を有している。特定の高周波を含む波形を発生させる手段として、ここではcosin関数の例を示す。この高周波波形に、単相電圧の振幅指令 v_{hv}^* を乗算して電圧の単振動を演算する。

【0023】

22は高周波電圧座標変換部で、単相高周波電圧発生部21の出力である単振動の高周波電圧成分を指定した磁極位相に一致させるようにこの座標変換部22を適用する。座標変換部22部の入力は、直交2軸成分の1軸成分が単振動電圧成分で、もう一方の軸は零としている。また、座標変換部22の位相は、磁極推定位相 $\theta_d (= \theta^d)$ を使用している。

【0024】

この単相交流の電圧成分のベクトル軌跡と、これによって生じる単相交流電流の軌跡を図2に示す。図2は電機子巻線のU相を基準とする位相に対して、回転速度 ω_1^* で回転している磁極軸をd軸、それに直交する軸をq軸としている。

また、電流指令の電流ベクトル軸を θ 軸、そしてその直交軸を θ_q 軸としている。この電流指令により発生する電流ベクトル $i_1 (i_{d0}, i_{q0})$ とそのときの電圧 $v_1 (v_{d0}, v_{q0})$ に対して、高周波電圧 (v_{dh}^*, v_{qh}^*) を重畳させ、また、高周波電流 (i_{dh}, i_{qh}) も電流に重畳されているものとして表している。

【0025】

また、高周波成分の位相関係を明確にするために、高周波成分の中心を一致させた拡大図が図3である。この図3では位相関係を明確にするため、電圧の高周波成分を電流高周波の中心と一致させるように平行移動して示している。電流発生軸 θ から、単相交流電圧を注入する軸までの位相角を θ_v 、また、この高周波電圧により同じ周波数の単相電流が発生するが、この高周波電流の発生位相を θ_i とする。また、 θ 軸から磁極軸までの位相を θ_d としている。

【0026】

23は高周波電圧重畳部で、高周波電圧 (v_{dh}^*, v_{qh}^*) を電流制御部5の出力電圧 (v_d^*, v_q^*) に加算(重畳)する。24は電流指令位相演算用積分器で、電流指令は直流量の指令値 $|I_1^*|$ と周波数指令 ω_1^* で与えられる。周波数指令 ω_1^* は安定化周波数補正部30の出力信号と加算され、加算した結果の補正後の周波数 ω_1 を積分器24で

10

20

30

40

50

積分し、電圧指令を電機子巻線の座標系に変換するための位相を発生する。その位相を基準として逆回転座標変換部6で座標変換後、2相/3相変換部7およびPWM増幅部8を介してPWM変調方式などによって電圧増幅してモータ9に対して電圧を出力する。

【0027】

25は高周波除去フィルタで、電流検出器10からは3相成分の電機子電流(i_u, i_v, i_w)が得られるので、これを3相/2相変換部11および電流指令の基準位相により回転座標変換部12で変換して(i_d, i_q)を得る。電流制御には、この電流検出の高周波成分は不要であるため、この基本波成分と高周波成分を含む(i_d, i_q)から高周波除去フィルタ25で高周波成分を除去し、基本波電流成分のみを求める。

【0028】

26は高周波通過フィルタで、高周波除去フィルタ25とは逆に、磁極位相の推定には基本波電流成分が不要であるため、高域通過フィルタ26を用いて基本波成分を除去する。具体的な、高周波除去フィルタ25や高周波通過フィルタ26の構成例は、特許文献2において移動平均を利用した方法が説明されており、本発明はこのフィルタ部分は発明部分を限定するものではないため、ここでは、詳細な説明は省略し、図4、図5、図6に離散系で構成した例を示しておく。

【0029】

図4は25, 26のフィルタ部分の例で、 $1/Z$ は、デジタル演算の1サンプル遅れを示し、 Σ は全入力の加算を示している。なお、ここでは、 d 軸の1相分のみを示している。

高周波成分の1周期を8点の離散点で取り扱った場合には、8点の移動平均により高周波の中心を求めることができる。電流検出値からこの中心値を引けば高周波成分が抽出できる。高周波成分を除去した成分はこの8点の移動平均を用いてもよいが、電流変化時の検出遅れが大きい。そこで、1周期前の(8サンプル前)の高周波成分と今回の高周波成分は、高周波成分が等しく位相変化も少ないと仮定し、今回の検出値から1周期前の高周波成分を減算して高域除去成分としている。こうすれば、基本波成分の値が変化するとき検出ムダ時間が少なくなる。

【0030】

27は単相高周波電流発生位相検出部で、 q 軸成分の高周波単相交流電流成分である高周波通過フィルタ26の出力から、単相軸位相を検出する。この検出方式としては、図5のように90度位相の遅れたsin関数を利用して各軸の高周波成分を求め、これを1周期分移動平均した結果からarctan関数を使用して位相に変換すればよい。また図6のように、sin関数の代わりに高周波位相が0~ π なら1、 π ~ 2π なら-1を出力する関数を利用して同様に演算可能である。また、移動平均も半周期(図6の場合では4サンプルの移動平均)でも可能であるが、正負の非対称性によってリップル状の誤差成分が発生することがあるため、図6のように1周期分の移動平均の方が好ましい。この移動平均はIIR形のデジタルフィルタでも代用できる。後は上記と同様にarctan関数で位相を求める。

【0031】

28は磁極位相推定部で、モータの磁気突極性により直軸インダクタンス L_d と横軸インダクタンス L_q の関係が($L_d < L_q$)となっている場合には、位相検出部27の電流高周波の発生位相は、高周波単相電圧軸と実磁極軸の位相間に高周波単相電流位相が存在する特性がある。そこで、この高周波の電流軸位相 i から電圧軸位相 v を差し引いて、これに比例ゲインを掛けた後、積分する。そして、この積分出力を新たな高周波電圧の出力位相 v とする。このように磁極位相の推定と、高周波電圧の発生位相にフィードバックすることにより、電圧位相と電流位相が一致するようになり、また、このときには磁極軸 d と高周波電圧の位相 v が一致する。

【0032】

29は磁極推定位相微分演算部である。磁極推定位相部28は、前述のように、電流検出ノイズなどによりN極とS極を過って収束させることがある。そこで、この磁極推定位相部28からの磁極位相信号を微分することにより偏差成分を除去した位相変化分を求め

10

20

30

40

50

る。

【0033】

30は安定化周波数補正部である。正転($\omega_1^* > 0$)の場合を考えると、微分演算部29により推定磁極位相の変化分が求まったので、これに比例した周波数補正を追加する。負荷トルクが大きくなるとモータの磁極位相は電流ベクトルに対して遅れる。この遅れが大きくなる時には微分演算部29の位相変化成分は負になる。そのため、出力周波数は低下し電流位相と磁極位相の差 δ の増加を抑制するように動作する。ここで周波数補正演算には、磁極推定位相の微分に比例ゲインを乗算する他に、過大な成分を抑制するリミッタや高周波数成分のノイズを除去する低域通過フィルタなども必要に応じて適用するとよい。

10

以上の構成からなる実施例1によれば、高周波電圧や電流を使用して磁極位相を推定し、その推定位相の微分成分を用いて周波数補正することにより、ダンパー巻線の無い同期電動機に電流引き込み法を適用しても、振動が抑制できるようになる。

【実施例2】

【0034】

実施例1では、磁極推定位相微分演算部29により磁極位相の推定結果を微分したが、磁極位相推定部28で($i - v$)成分を積分した後で、さらに微分している。この2つの積分と微分成分は打ち消すことができるため、図7のようなブロック図に等価変換できる。他は実施例1と同様で原理は同一である。

実施例1では磁極推定位相を微分演算しているが、この実施例によれば、磁極推定演算の内部データを利用することにより演算量を削減している。

20

【0035】

図8は、図13で示す従来の電流引き込み法による動作をシミュレーションした結果の特性図である。このシミュレーションは、本発明との比較のために実施したもので、安定化周波数補正部30における K を、 $K = 0$ と設定した場合である。

【0036】

<1>評価条件(電流引き込み法で本発明の補償機能なし)

(a)電流指令の振幅はモータ定格の100%に設定。

(b)電流指令の周波数は、0s~0.1s間に速度指令を0%~5%に変更、1.0s~1.1s間に速度指令を5%~10%に変更。

(c)負荷変動0s~2s間は負荷トルク無し、2s以降は70%の負荷トルクをステップ状にかけている。

30

【0037】

<2>結果

(a)モータ速度は振動的であり、また、2sで負荷が掛かるとモータ速度が低下して脱調を起こしている。

(b)電流ベクトルとd軸との位相差 δ も振動的であり、また負荷時に脱調している。

(c)発生トルクも、上記の速度と電流と同様に振動的であり、負荷を加えると脱調している。

【0038】

図9は本発明を適用した場合のシミュレーションによる特性図(周波数指令および負荷の急変時の安定性改善効果)で、実施例2のシステムにおいて、 K を有効な値に設定して制御機能を動作させた場合である。

40

【0039】

<1'>評価条件(電流引き込み法:本発明の補償機能有効、それ以外は図8と同一条件)

(a')電流指令の振幅はモータ定格の100%に設定。

(b')電流指令の周波数は、0s~0.1s間に速度指令を0%~5%に変更、1.0s~1.1s間に速度指令を5%~10%に変更。

(c')負荷変動0s~2s間は負荷トルク無し。2s以降は70%の負荷トルクをステ

50

ップ状にかけている。

【0040】

< 2' > 結果

(a') 周波数指令 f_1^* が変化しても、モータ速度の応答遅れがあれば電流出力周波数 f_1 は加速を抑制している。負荷時は、モータ速度の低下に追従して、電流出力周波数 f_1 は自動的に周波数を低減して脱調を防止している。また、時間が立つと、元の速度に復帰する。

(b') 電流 d 軸との位相差 θ_d は振動が無く安定になっている。負荷時にも振動は発生していない。

(c') 発生トルクも、上記の速度と電流と同様に安定であり、加速や負荷に対応したトルクが発生できている。

10

【0041】

図10は本発明を適用した場合の効果(検出ノイズによる高周波法の磁極がN Sを誤って収束した場合)を確認するためのシミュレーションによる特性図で、時間1sの で示した部分に磁極位相推定に対する外乱を入力した場合の応答を示している。

【0042】

< 3 > 評価条件(電流引き込み法:本発明による補償機能有効、図9と制御的には同一条件)

(a) 電流指令の振幅はモータ定格の100%に設定。

20

(b) 電流指令の周波数は、0s~0.1s間に速度指令を0%~5%に変更、あとは一定に設定。

(c) 負荷変動0s~2s間は負荷トルク無し、2s~3sの期間のみ70%の負荷トルクをステップ状に印加。

(d) 位相推定外乱を1.0~1.01sの期間に注入。

外乱は、積分するとちょうど180°(rad)だけ磁極位相が変化するような大きさを設定。

【0043】

< 4 > 結果

(a) 1sの時点で、磁極位相の外乱により磁極推定位相は180°反転している。つまりN極を推定していたが、外乱により、急にS極を推定するような誤動作状態になっている。

30

(b) しかし、モータ速度 ω_r や電流とd軸間の位相 θ_d は、過渡的な変動はあるが、元の安定な状態に戻っている。

(d) 発生トルクも、この付近で安定である。

【0044】

磁極推定に対する外乱により磁極推定位相 θ_v は180°急変している。従来の高周波法であれば、これによりN極とS極を誤って検出したことになり逆転暴走が発生する。

しかし、本発明によれば、図10で示したようにノイズ(部)により変動成分は存在するが逆転暴走には至っておらず、安定性が改善できている。

40

以上に示した結果をまとめると実施例1および実施例2に共通な効果として下記の項目がある。

【0045】

(1) 逆転現象の防止

電流引き込み法であるため、高周波法のように磁極の推定が外乱成分などにより、S極をN極と誤って推定することが無い。そのため、逆転暴走する現象が発生しない。

【0046】

(2) 周波数指令の急変時の安定性

周波数指令が急変した場合でも、出力周波数を脱調しないように自動補正する。

(3) 負荷急変時の安定性

50

負荷が急変してモータ速度が急変しても、出力周波数を脱調しないように自動補正する。(2)と(3)より、単に振動抑制するだけでなく、過渡変動時に周波数を自動補正して安定性を維持する効果が得られている。

なお、設定した電流指令で発生可能な最大トルクを超えた負荷トルクがかかった場合には脱調する。特許文献1～3のように高周波法とベクトル制御を利用した場合には、過負荷時でも速度は低下するが脱調することはない。しかし、最大トルク以内であれば、振動も無く、かつ過渡的にも安定な制御系が実現できるので、電流を大きめに設定すれば対処できる。

【0047】

(4) ゲイン調整の簡易化効果

高周波法は磁極推定ゲインを適切に設定しないと、応答遅れによる脱調やゲインが過大のため発生する脱調が起こる。そのため、運転しながら調整する場合には、初期値を適切に調整しなければならない。不適切な初期値では、ゲイン調整時に脱調することがある。これに対して本発明では、基本的には電流引き込み法を使用しており、速度指令や負荷急変さえなければ安定である。そして、補正ゲインは、初めは零に設定しておき、速度変動や負荷変動に応じて少しずつ増加していけばよい。そのため、調整も簡単であり、過渡現象のない用途では本発明を適用しないように設定することも可能である。

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図1】本発明の実施形態を示す構成図。

【図2】基本波成分と高周波成分の電圧・電流ベクトル図。

【図3】単相高周波成分の軌跡拡大図。

【図4】高周波除去フィルタ及び低域通過フィルタの構成図。

【図5】高周波単相電流の発生位相検出部の構成図。

【図6】他の高周波単相電流の発生位相検出部の構成図。

【図7】本発明の他の実施形態を示す構成図。

【図8】シミュレーションによる従来の電流引き込み法の特性図で、(a)は周波数成分波形、(b)は位相成分波形、(c)はモータトルク波形。

【図9】シミュレーションによる本発明の特性図で、(a)は周波数成分波形、(b)は位相成分波形、(c)はモータトルク波形。

【図10】本発明における磁極位相推定への外乱注入時の特性図で(a)は周波数成分波形、(b)は位相成分波形、(c)はモータトルク波形。

【図11】従来のセンサレス制御装置の構成図。

【図12】他の従来のセンサレス制御装置の構成図。

【図13】従来の電流引き込み法によるセンサレス制御装置の構成図。

【符号の説明】

【0049】

1 ... 電流指令

2 ... 電流指令

3 ... 周波数指令

4 ... 積分器

5 ... 電流制御部

6 ... 逆回転座標変換部

7 ... 2相/3相変換部

8 ... PWM増幅部

9 ... モータ

10 ... 電流検出器

11 ... 3相/2相変換部

12 ... 回転座標変換部

21 ... 単相高周波電圧発生部

10

20

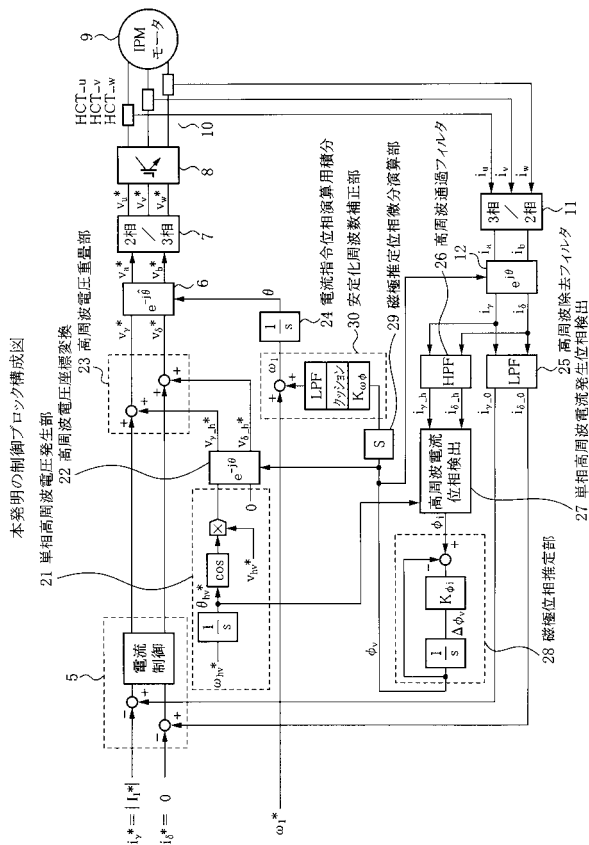
30

40

50

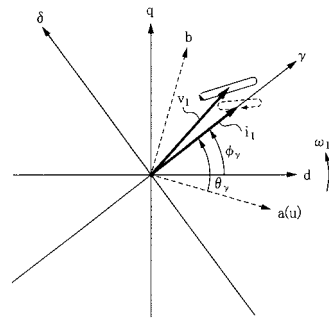
- 2 2 ... 高周波電圧座標変換部
- 2 3 ... 高周波電圧重畳部
- 2 4 ... 電流指令位相演算用積分器
- 2 5 ... 高周波除去フィルタ
- 2 6 ... 高周波通過フィルタ
- 2 7 ... 単相高周波電流発生位相検出部
- 2 8 ... 磁極位相推定部
- 2 9 ... 磁極推定位相微分演算部
- 3 0 ... 安定化周波数補正部

【図1】



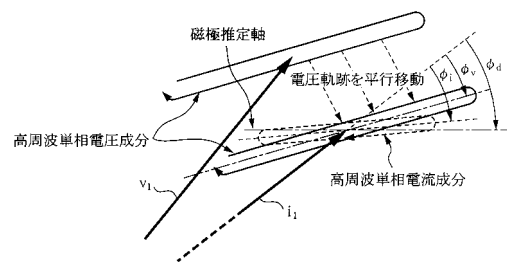
【図2】

基本波成分と高周波成分の電圧・電流ベクトル図



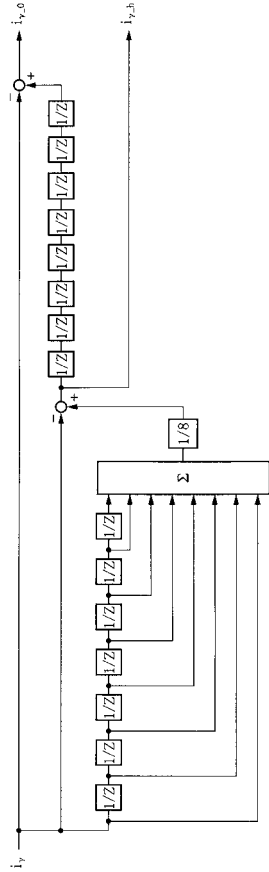
【図3】

単相高周波成分の軌跡の拡大図と位相図



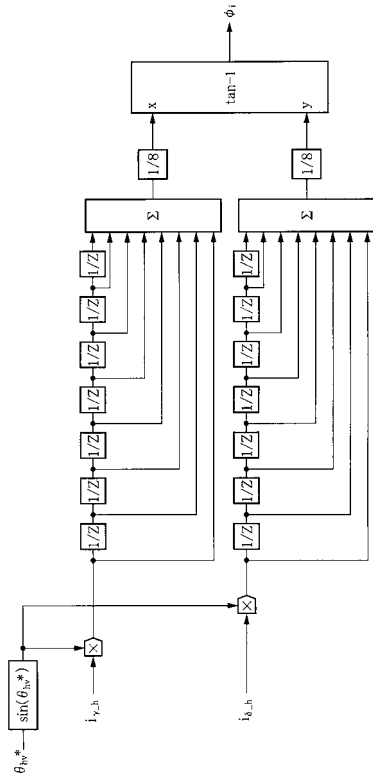
【図4】

高周波除去フィルタおよび低域通過フィルタの構成図



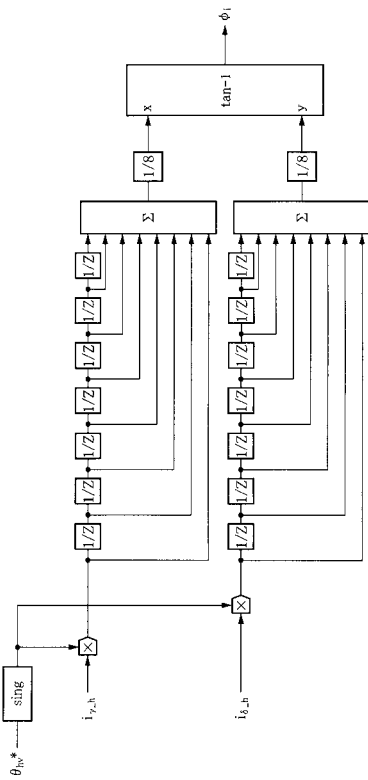
【図5】

高周波单相電流の発生位相検出部の構成図



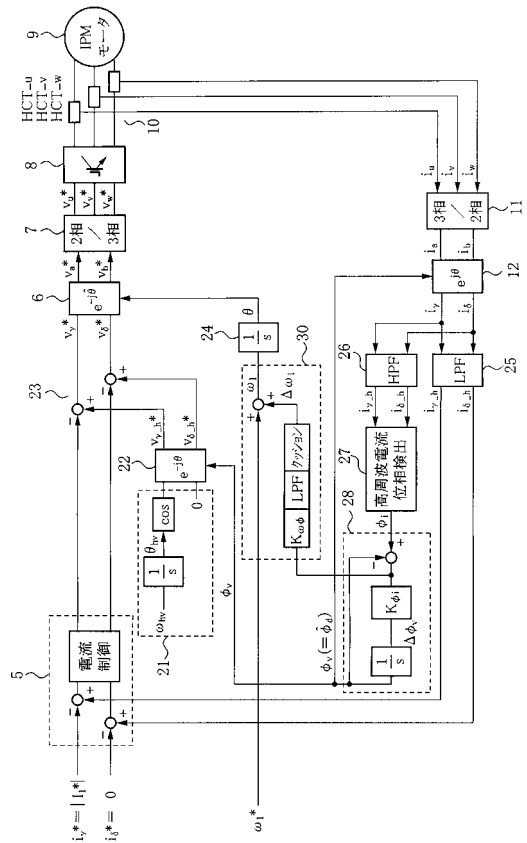
【図6】

高周波单相電流の発生位相検出部の構成図

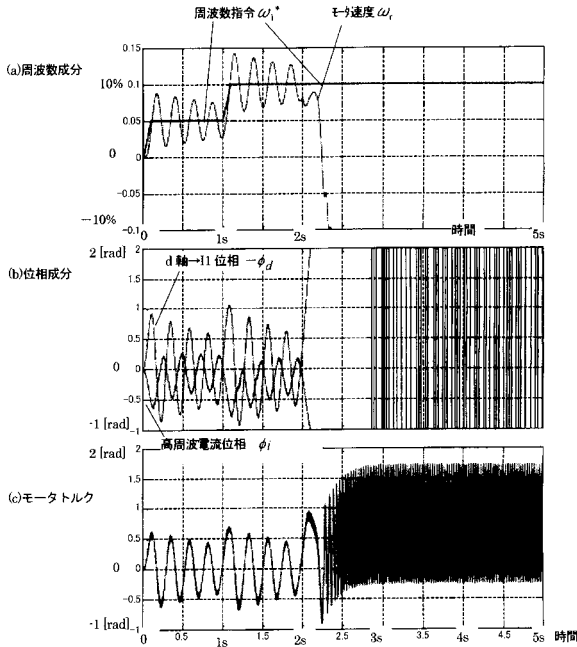


【図7】

本発明の他の構成図

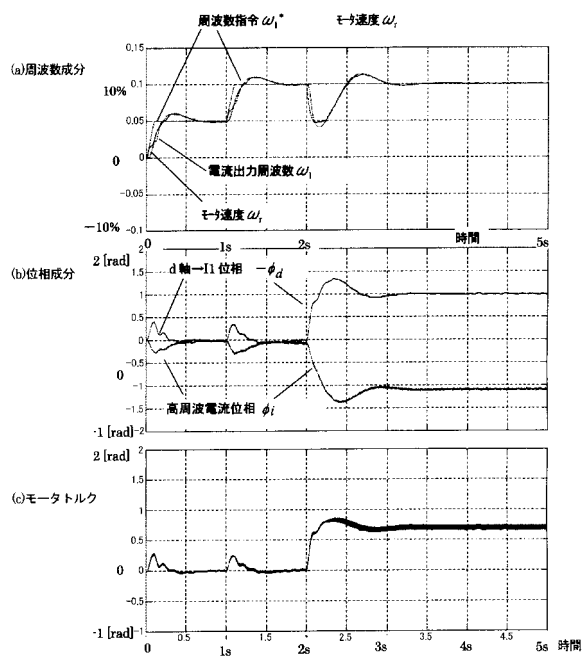


【図8】



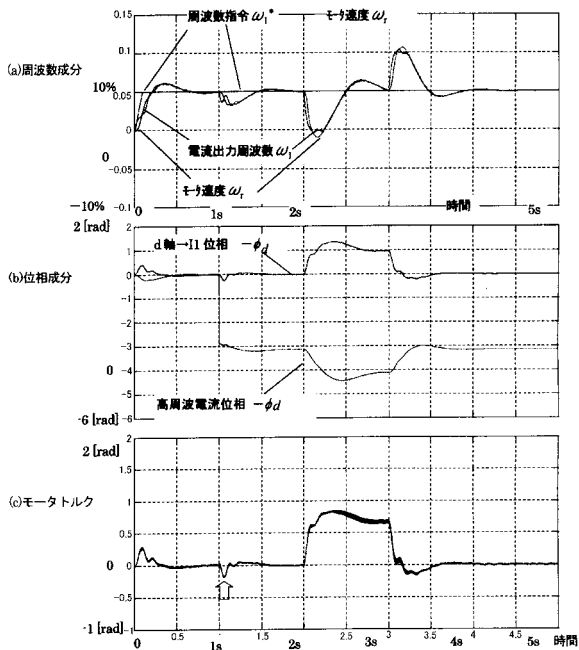
従来の電流注入法による波形図

【図9】



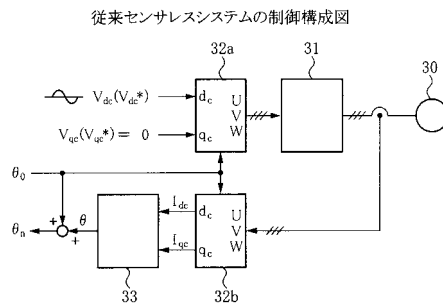
シミュレーションによる波形図

【図10】

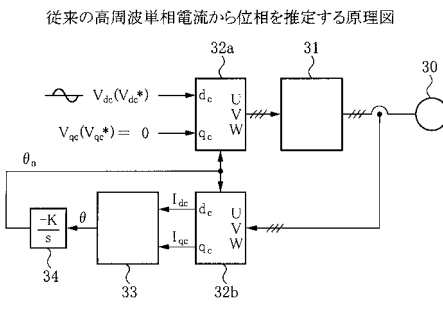


磁極位相推定への外乱注入時の波形図

【図11】

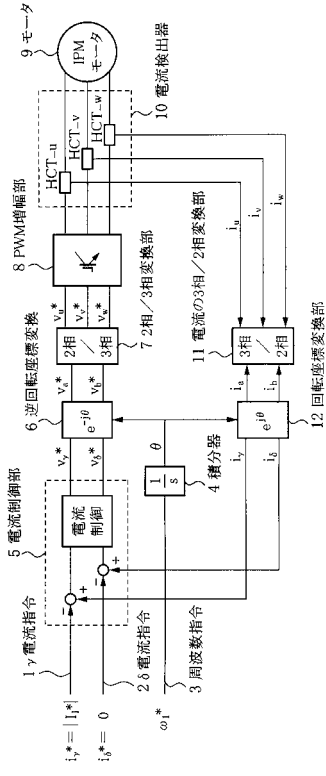


【図12】



【図13】

電流引き込み法の制御ブロック構成図



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2002-078391(JP,A)
特開2005-160287(JP,A)
特開2003-348896(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 1/00 - 31/00