

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5511531号
(P5511531)

(45) 発行日 平成26年6月4日 (2014.6.4)

(24) 登録日 平成26年4月4日 (2014.4.4)

(51) Int.Cl.

H02P 27/06 (2006.01)

F I

H02P 7/63 303V

請求項の数 4 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2010-134860 (P2010-134860)
 (22) 出願日 平成22年6月14日 (2010.6.14)
 (65) 公開番号 特開2012-5164 (P2012-5164A)
 (43) 公開日 平成24年1月5日 (2012.1.5)
 審査請求日 平成25年2月21日 (2013.2.21)

(73) 特許権者 000006013
 三菱電機株式会社
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
 (74) 代理人 100094916
 弁理士 村上 啓吾
 (74) 代理人 100073759
 弁理士 大岩 増雄
 (74) 代理人 100093562
 弁理士 児玉 俊英
 (74) 代理人 100088199
 弁理士 竹中 孝生
 (72) 発明者 石塚 充
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
 菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 同期電動機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源から供給される直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して出力する電力変換回路と、

上記電力変換回路から同期電動機に供給される一次相電流を検出する電流検出器と、

上記電流検出器で検出された上記一次相電流と回転角度情報とに基づいて電流成分を演算する電流成分演算回路と、

上記同期電動機の制御に用いる電流設定値を設定する電流設定回路と、

加減速動作時には上記電流設定値の電流を流すように、また加減速動作しないときには電流を抑制するように、上記電流設定回路で設定された電流設定値および上記電流成分演算回路で演算された上記電流成分から周波数補正量を求める周波数補正演算回路と、

一次周波数指令値から上記周波数補正演算回路で演算された上記周波数補正量を減算して一次周波数を求める減算回路と、

上記減算回路で得られた上記一次周波数を積分して上記回転角度情報に変換する積分回路と、

上記減算回路で得られた上記一次周波数および上記積分回路で得られた上記回転角度情報に基づいて一次電圧指令値を演算して上記電力変換回路に出力する電圧指令演算回路と

、

を備えた同期電動機の制御装置。

【請求項 2】

上記周波数補正演算回路は、上記一次周波数が上記一次周波数指令値に達する前には、上記電流設定回路で設定された上記電流設定値を維持して上記一次周波数が上記一次周波数指令値に達するように上記周波数補正量を計算し、上記一次周波数が上記一次周波数指令値に達した後は、上記電流設定回路で設定された上記電流設定値を補正して、より少ない電流によって上記一次周波数を上記一次周波数指令値に維持する請求項 1 に記載の同期電動機の制御装置。

【請求項 3】

上記周波数補正演算回路は、上記一次周波数が上記一次周波数指令値に達した後の所定の期間に、上記一次周波数指令値と上記一次周波数との差が一定の閾値以下に保たれている条件が満たされた場合に上記電流設定値を補正する請求項 2 に記載の同期電動機の制御装置。

10

【請求項 4】

上記電圧指令演算回路は、上記減算回路で得られた上記一次周波数と上記積分回路で得られた上記回転角度情報に加えて、上記電流成分演算回路で得られた上記電流成分に基づいて上記一次電圧指令値を演算して出力する請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の同期電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、同期電動機を駆動する制御装置に係り、特に位置センサなどを用いることなく安定的に駆動制御を行う同期電動機の制御装置に関する。

20

【背景技術】

【0002】

従来、内燃機関用の過給システムとして、ターボチャージャと直列又は並列にコンプレッサを接続し、このコンプレッサの駆動を交流電動機でアシストしながら過給するシステムが知られている。この過給アシスト用の交流電動機は、駆動源である蓄電池に電力変換回路を介して接続される。また、この場合に使用される制御装置は、電力変換回路を制御することによって車両が加速するときに過給をアシストするよう交流電動機を駆動し、それ以外の定速走行時にはアシストを停止する。

【0003】

30

また、車載の交流電動機は、蓄電池を駆動源とするため、できるだけ消費電流を少なくすることが望まれており、上記のような過給アシストのシステムにおいても、加減速の仕事を行っていないときの電流を可能な限り消費しないように制御する必要がある。

【0004】

ところで、交流電動機には、界磁巻線式同期電動機や永久磁石同期電動機などの同期電動機や、誘導電動機などの種類があるが、内燃機関の過給を電動機でアシストするときには同期電動機が使用される。また、このような同期電動機を制御する場合、位置センサを用いてベクトル制御を行うことは可能であるが、位置センサは高価である上、故障による信頼性の問題等があり、位置センサや速度センサのないセンサレスでの制御が望まれている。

40

【0005】

ここで、例えば車両が加速するときに過給をアシストするよう同期電動機を駆動する場合、蓄電池の電力を交流電動機に供給するが、その際、電力変換回路や同期電動機に過電流が流れると故障の原因となる。そのため、従来は、蓄電池と電力変換回路の間にヒューズなどの保護回路を設けたり、電力変換回路に過電流が流れたときには電力変換回路の動作を停止させるように制御している。

【0006】

しかし、電力変換回路に過電流が流れたときに電力変換回路の動作を停止させる制御を単純に行うと、例えば車両を加速させたいときに過給をアシストできなくなるという不具合を生じる。そこで、従来技術では、電力変換回路や電動機の過電流を防止するよう一次

50

周波数指令値を補正し、最大電流を必要とするような加減速動作を行う際の過電流保護を図るようにした制御装置が提案されている（例えば、下記の特許文献 1 参照）。

【 0 0 0 7 】

一方、上記のように内燃機関の過給を同期電動機でアシストする際、同期電動機の動作に対して様々な負荷外乱が影響を及ぼす。このような負荷外乱としては、例えば蓄電池の電圧の変化や経年による内部抵抗値の劣化、あるいは同期電動機に接続されたタービン等の機器から伝わる機械的な振動などの外乱トルクがある。特に、同期電動機に過給用コンプレッサを接続しているときには、このコンプレッサに繋がれたタービンが内燃機関の排気ガスで駆動されるため、その排気ガスの出力変動がそのまま外乱トルクとなる。

【 0 0 0 8 】

そして、センサレスの制御装置において、速度指令のみに従って電力変換回路を制御すると、車両の加減速動作等を行わず、同期電動機がコンプレッサの駆動をアシストする必要がない状態においても負荷外乱の影響によってトルクが変動し、その結果、同期電動機に不要な電流が流れて蓄電池の電力が無駄に消費されるという問題が起こる。

【 0 0 0 9 】

なお、従来技術では、トルク脈動を抑えるために、速度指令と電動機の回転速度の偏差を用いて電流制御を行うようにしたものも提案されている。すなわち、この特許文献 2 では、モータの電気角等に従って計算したトルク補償特性に基づいてトルク制御を行い、また、負荷等から発生するトルクリブルをテーブルなどを用いて高速に低減するようにしている（例えば、下記の特許文献 2 参照）。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 1 0 】

【 特許文献 1 】 特開平 5 - 6 8 3 9 8 号公報

【 特許文献 2 】 特開 2 0 0 5 - 2 2 4 0 5 1 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 1 】

しかしながら、上述の特許文献 1 記載の従来技術では、電力変換回路や電動機の過電流を防止するよう一次周波数指令値を補正するようにしているので、最大電流を必要とするような加減速動作を行う際の過電流保護は可能であるものの、車の内燃機関のアイドル状態のように、加減速動作を行わない条件下における電流制御までは考慮していない。従って、特許文献 1 のような構成を過給用コンプレッサ用途に用いると、加減速のない動作時において負荷外乱の影響を受ける場合には不要な電流を抑制することが難しい。すなわち、負荷外乱による電流を抑制する制御は、過電流保護の制御と異なり、特許文献 1 のような構成では安定に制御することができない。

【 0 0 1 2 】

また、上述の特許文献 2 記載の従来技術では、トルク脈動を抑えるため速度指令と電動機の回転速度の偏差を用いて電流制御を行うように構成されているが、加減速動作を行わない定速走行時等において、負荷外乱の影響に起因した余分な電流消費を少なくするという効果を十分に発揮することができない。

【 0 0 1 3 】

本発明は、以上のような課題を解決するためになされたものであり、負荷外乱の影響を受けながら同期電動機を駆動制御する場合において、同期電動機に流れる電流を最適に制御することによって、電力変換回路を過電流から保護しつつ電力変換回路の遮断を回避するとともに、同期電動機に負荷外乱などの影響によって不要な電流が流れることを抑制して無駄な電力消費を低減することができ、かつ位置センサなどを用いることなく安定に駆動制御が可能な同期電動機の制御装置を提供することを目的とする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 4 】

本発明の同期電動機の制御装置は、直流電源から供給される直流電力を可変電圧可変周波数の交流電力に変換して出力する電力変換回路と、この電力変換回路から上記同期電動機に供給される一次相電流を検出する電流検出器と、この電流検出器で検出された上記一次相電流と回転角度情報とに基づいて電流成分を演算する電流成分演算回路と、上記同期電動機の制御に用いる電流設定値を設定する電流設定回路と、加減速動作時には上記電流設定値の電流を流すように、また加減速動作しないときには電流を抑制するように、上記電流設定回路で設定された電流設定値および上記電流成分演算回路で演算された上記電流成分から周波数補正量を求める周波数補正演算回路と、一次周波数指令値から上記周波数補正演算回路で演算された上記周波数補正量を減算して一次周波数を求める減算回路と、この減算回路で得られた上記一次周波数を積分して上記回転角度情報に変換する積分回路と、上記減算回路で得られた一次周波数および上記積分回路で得られた回転角度情報に基づいて一次電圧指令値を演算して上記電力変換回路に出力する電圧指令演算回路と、を備えたものである。

10

【発明の効果】

【0015】

本発明によれば、内燃機関の排気ガス等の変動に起因した負荷外乱によって同期電動機の電流が変動し易い状態に対して常に最適な電流値を設定して制御することができる。これにより、蓄電池などの直流電源の無駄な電流消費を抑えることができ、また電力変換回路や同期電動機を過電流から保護するとともに、過電流によって電力変換回路が停止したり、同期電動機の制御動作が不安定になるのを防止することが可能となる。また、位置センサなどを用いることなく安定に同期電動機を制御することができるので、制御回路を安価に構成することができる。

20

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明の実施の形態1における同期電動機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】同制御装置の電流成分演算回路の詳細構成を示すブロック図である。

【図3】同制御装置の周波数補正演算回路の詳細構成を示すブロック図である。

【図4】本発明における周波数指令値と一次周波数の関係を示す波形図である。

【図5】本発明の実施の形態2における同期電動機の制御装置の構成を示すブロック図である。

30

【図6】同制御装置の電流成分演算回路の詳細構成を示すブロック図である。

【図7】同制御装置の周波数補正演算回路の詳細構成を示すブロック図である。

【図8】本発明の実施の形態3における同期電動機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

実施の形態1

図1は本発明の実施の形態1における同期電動機の制御装置の構成を示すブロック図、図2は同制御装置の電流成分演算回路の詳細構成を示すブロック図、図3は同制御装置の周波数補正演算回路の詳細構成を示すブロック図である。

40

【0018】

図1において、符号SMは永久磁石や界磁巻線を用いて界磁を行う同期電動機であり、この同期電動機SMには負荷として図示しないコンプレッサが接続されて過給をアシストする。

【0019】

同期電動機SMを駆動制御する制御装置は、周波数指令回路1、減算回路2、電圧指令演算回路3、電力変換回路4、電流設定回路5、積分回路6、電流成分演算回路7、周波数補正演算回路8、および電流検出器9、10を主体に構成されている。

【0020】

50

ここに、周波数指令回路 1 には、例えば図示しないアクセルペダル等からの速度情報が入力されており、周波数指令回路 1 は、この速度情報に応じて同期電動機 S M を駆動するための一次周波数指令値 f^* を設定して出力する。

【 0 0 2 1 】

減算回路 2 は、周波数指令回路 1 の一次周波数指令 f^* に対して後述の周波数補正演算回路 8 から与えられる周波数補正量 f を減算し、この減算した値を一次周波数 f_1 として出力する。

【 0 0 2 2 】

電圧指令演算回路 3 は、減算回路 2 からの一次周波数 f_1 および後述の積分回路 6 からの回転子の回転角度 θ の情報を用いて三相交流電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を演算して出力する。この三相交流の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を求める計算方法については、様々な制御方式が提案されている。

10

【 0 0 2 3 】

例えば、一般的によく知られている V / f 制御方式では、一次周波数 f_1 と一次線間電圧値 V_1 の振幅を比例関係になるよう制御する。例えば、

【 0 0 2 4 】

【 数 1 】

$$V^* = K1 \cdot f1 \quad \dots (1)$$

【 0 0 2 5 】

20

として一次電圧指令値 V^* を決定する。ここに、 $K1$ は所定の比例係数である。

【 0 0 2 6 】

実際の制御においては、d - q 座標系において、 V_d^* はゼロとし、(1) 式の電圧指令 V^* は q 軸の電圧 V_q^* として与える。

【 0 0 2 7 】

なお、周波数 f_1 がゼロ [Hz] のところから、単純な比例関係で V^* を計算すると、一次巻線抵抗による電圧降下分が考慮されず、低回転速度時のトルク不足が懸念される。そのため、通常低回転速度域ではオフセット電圧などを与えるように制御する。

【 0 0 2 8 】

そして、2 相 d q 座標系から u - v - w の 3 相交流座標系へ座標変換式は、一般に、

30

【 0 0 2 9 】

【 数 2 】

$$\begin{bmatrix} vu \\ vv \\ vw \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} vd \\ vq \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

40

【 0 0 3 0 】

として表される。なお、(2) 式における回転角度 θ は、回転子の界磁磁束の方向を d 軸としたときの d 軸の磁極位置の方向を示す。

【 0 0 3 1 】

この場合の回転角度 θ は、

【 0 0 3 2 】

【 数 3 】

$$\theta = \int 2\pi \cdot f1 \cdot dt \quad \dots (3)$$

【 0 0 3 3 】

50

となることから、センサレス制御では、一次周波数 f_1 [Hz] を積分演算することにより θ [rad] を求めるのが一般的である。ここで、 $V_d^* = 0$ とし、また V_q^* を (1) 式とすると、この回転角度 θ を用いて上記 (2) 式から三相交流の電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* が計算される。

【0034】

電力変換回路 4 は、図示しない蓄電池等の直流電源から供給される直流電圧 V_{dc} を、電圧指令演算回路 3 から入力される三相交流電圧値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に従って三角波比較方式や瞬時電圧ベクトル選択方式等によってパルス幅変調 (PWM) を行い、可変周波数可変電圧の 3 相交流電圧に変換して出力する。

【0035】

10

電流設定回路 5 は、同期電動機 SM の制御に用いる電流値 i_1 を設定する。すなわち、電流設定回路 5 に対しては、最大電流を必要とするような加減速動作を行う条件、あるいは車の内燃機関のアイドル状態のように加減速動作を行わない条件を決める情報 (例えばトルク情報) が入力されるようになっている。電流設定回路 5 はこれらの情報に基づいて、最大限の加減速動作を行いたいときには電力変換回路 4 がトリップしない状態で許容できる最大電流値を設定し、また、加減速動作を必要とせずに電流消費を抑える必要がある場合には、回転動作を保持できる程度の最低限の最小電流値を設定する。そして、非突極電動機の場合、 q 軸電流とトルクが比例関係にあるため、この電流設定回路 5 で設定される電流値 i_1 によって直接的にトルクを制御することが可能になる。

【0036】

20

積分回路 6 は、前述の (3) 式に示すように、一次周波数指令 f_1 を所定の周期で積分して同期電動機 SM の回転子の回転角度 θ を計算する。

【0037】

電流検出器 9, 10 は、同期電動機 SM の電機子を通る U 相、V 相の 2 つの電流値 i_u , i_v を検出するものである。この実施の形態 1 では、回転センサや位置センサを用いずに電流検出器 9, 10 の電流値 i_u , i_v のみを参照してセンサレス制御を行う。なお、

ここでは U 相、V 相の 2 つの電流値 i_u , i_v を使用するが、これに限らず、U 相、V 相、W 相の各電流値 i_u , i_v , i_w の内のいずれか 2 つの電流値を使用することができる。

30

【0038】

電流成分演算回路 7 は、電流検出器 9, 10 から入力される電流値 i_u , i_v および積分回路 6 で得られる回転角度 θ の情報を用いて 2 相座標空間に変換して q 軸上の電流値 i_q を出力する。すなわち、同期電動機 SM の制御を考える場合、通常、三相交流座標系でなく回転座標系である $d-q$ 座標で行われる。このため、電流成分演算回路 7 は、 $u-v-w$ の 3 相座標系の電流を $d-q$ の 2 相座標系の電流に変換するが、ここでは、特に 2 相座標における q 軸上の電流値 i_q のみを演算するように構成している。

【0039】

一般に 3 相座標系から 2 相座標系へ変換を行う行列式は、

【0040】

40

【数 4】

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

【0041】

と表される。

【0042】

いま、 $i_w = -i_u - i_v$ として、上記の (4) 式から q 軸上の電流値 i_q のみを求め

50

ると、

【 0 0 4 3 】

【 数 5 】

$$iq = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(-\frac{3}{2} \cdot iu \cdot \sin\theta + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} iu + \sqrt{3} \cdot iv \right) \cdot \cos\theta \right) \quad \dots (5)$$

【 0 0 4 4 】

となる。

【 0 0 4 5 】

(5) 式の q 軸上の電流値 i_q を求める場合の電流成分演算回路 7 の詳細構成を図 2 に示す。

10

【 0 0 4 6 】

図 2 において、符号 1 2 は 3 相交流の内の電流検出器 9 で検出された U 相電流値 i_u が入力される入力端子、1 3 は 3 相交流の内の電流検出器 1 0 で検出された V 相電流値 i_v が入力される入力端子、1 4 は積分回路 6 で得られた回転角度 θ が入力される入力端子、1 5 は q 軸上の電流 i_q の出力端子である。また、1 6 , 1 7 , 1 8 は所定の係数を乗算する乗算回路、1 9 は 2 つの入力を加算する加算回路、2 1 は入力された回転角度 θ の情報から \sin と \cos を計算して出力する三角関数発生回路、2 0 , 2 2 はそれぞれ \sin 、 \cos を乗算する乗算回路、2 3 は 2 つの信号の減算を行う減算回路である。

20

【 0 0 4 7 】

この電流成分演算回路 7 の動作としては、前述の (5) 式に基づき、三相電流の内の 2 つの電流値 i_u , i_v 、および回転子の回転角度 θ の情報を用いて q 軸上の電流値 i_q を計算する。そのため、乗算器 1 6 の係数は $(3 / 2)$ 、乗算器 1 7 の係数は $1 / 2$ 、乗算器 1 8 の係数は 2 となる。

【 0 0 4 8 】

周波数補正演算回路 8 は、電流設定回路 5 から入力される電流設定値 i_1 と電流成分演算回路 7 から入力される q 軸上の電流値 i_q を用いて一次周波数指令値 f^* に対する周波数補正量 f を演算して出力する。すなわち、この周波数補正演算回路 8 は、電流設定値 i_1 と q 軸電流値 i_q の偏差 i に基づいて P I 制御演算を行い、周波数補正量 f を計算する。その際、一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* の値を用いた条件判定を行い、加減速動作を行うときには電流設定値 i_1 を補正せず、また加減速動作を行わない場合など所定の条件を満たすときには電流設定値 i_1 を補正し、この補正した電流設定値 i_1 による P I 制御演算を行う。

30

【 0 0 4 9 】

この周波数補正演算回路 8 の詳細構成を図 3 に示す。

図 3 において、符号 2 4 は減算回路 2 で得られる一次周波数 f_1 が入力される入力端子、2 5 は周波数指令回路 1 からの一次周波数指令 f^* が入力される入力端子、2 6 は電流設定回路 5 から与えられる電流設定値 i_1 が入力される入力端子、2 7 は電流成分演算回路 7 から与えられる q 軸上の電流値 i_q が入力される入力端子、2 8 は周波数補正量 f が出力される出力端子である。また、2 9 , 3 4 は 2 つの信号を減算する減算回路、3 0 は一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* の差分に対して閾値比較を行う閾値比較回路、3 1 は一次周波数指令 f^* の微分値を計算する微分回路、3 2 は電流設定値 i_1 の補正の要否を判定する判定回路、3 3 は判定回路 3 3 の出力結果に従って電流設定値 i_1 を補正する補正回路である。3 8 は比例ゲイン K_p の乗算と積分ゲイン K_i の積分演算を含んだ P I 制御を行う P I 制御器で、比例ゲインを乗算する乗算回路 3 5 と、所定の積分ゲインを用いて積分処理を行う積分回路 3 6 と、2 つの入力信号の加算を行う加算回路 3 7 とからなる。

40

【 0 0 5 0 】

次に、上記構成を備えた同期電動機 S M の制御装置の動作、特に、ここでは周波数補正

50

演算回路 8 の動作を主体に詳しく説明する。

【 0 0 5 1 】

前述のように、電流設定回路 5 は、最大限の加減速動作を行いたいときには電力変換回路 4 がトリップしない状態で許容できる最大電流値を設定し、また加減速動作を必要とせずに電流消費を抑える必要がある場合には、回転動作を保持できる程度の最低限の最小電流値を設定する。

【 0 0 5 2 】

これに応じて、周波数補正演算回路 8 は、2 種類の動作モードで動作を行う。すなわち、最大限のレートで加減速を行うときには、電流設定回路 5 によって電力変換回路 4 が過電流で動作停止しない範囲内で許容される最大電流値が設定されるので、第 1 の動作モードでは、この最大電流値を用いながら加減速動作を行うような制御を行う（以下、この動作モードを電流制御モードと称する）。

10

【 0 0 5 3 】

一方、加減速動作を必要とせずに電流消費を抑える必要があるときには、電流設定回路 5 によって回転動作を保持できる程度の最低限の最小電流値が設定されるので、第 2 の動作モードでは、一次周波数 f_1 が一次周波数指令 f^* に収束して安定に動作していると判断された際に、周波数補正量 f を徐々にゼロ近傍の値に戻していくと同時に、電流設定値 i_1 をゼロ近傍の値に補正して不要な電流を消費しないような制御を行う（以下、この動作モードを回復処理モードと称する）。

【 0 0 5 4 】

20

したがって、前者の電流制御モードでは、電流設定値 i_1 の新たな設定などによって q 軸電流値 i_q が電流設定値 i_1 と大きく異なる状態で始まり、 $(i_q - i_1)$ という電流値の偏差 i を用いて周波数補正量 f を計算する。つまり、この電流制御モードでは、補正回路 33 は補正を行わずに入力された電流設定値 i_1 をそのまま出力する。そして、PI 制御器 38 は、減算回路 34 で得られる電流値の偏差 $i (= i_q - i_1)$ を用いて q 軸電流値 i_q が電流設定値 i_1 に一致するように周波数補正量 f の計算を行う。

【 0 0 5 5 】

すなわち、PI 制御器 38 は、

【 0 0 5 6 】

【数 6】

30

$$\Delta f = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot (i_q - i_1) \quad \dots (6)$$

【 0 0 5 7 】

の演算を行う。ここに、 K_p は比例ゲイン、 K_i は積分ゲインである。

【 0 0 5 8 】

この電流制御モードにおいて、電流設定値 i_1 に基づく加減速動作を行った結果、一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* が略一致する状態にまで収束したときには、回復処理モードに移行する。そして、この回復処理モードでは、上記のように周波数補正量 f を徐々にゼロ近傍の値に戻していくと同時に、電流設定値 i_1 をゼロ近傍の値に補正して不要な電流を消費しないように制御する。

40

【 0 0 5 9 】

ここで、電流制御モードから回復処理モードへ移行したか否かの判定は、閾値比較回路 30 の出力および微分回路 31 の出力に基づいて判定回路 32 が行う。

【 0 0 6 0 】

すなわち、減算回路 29 は、入力端子 25 に入力された一次周波数 f_1 と入力端子 26 に入力された一次周波数指令 f^* との差分を計算する。次いで、閾値判定回路 30 は、減算回路 29 の出力である一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* の差分に対して閾値 f_{th} との大小比較判定を行う。

【 0 0 6 1 】

50

すなわち、閾値比較回路 30 は、

【0062】

【数 7】

$$|f^* - f_1| < f_{th} \quad \dots (7)$$

【0063】

が成り立つかどうかを判定する。

【0064】

このように、閾値比較回路 30 が、一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* の差分に対して閾値 f_{th} との大小比較判定を行うのは次の理由による。

10

【0065】

同期電動機 SM が脱調などせずに安定に動作しているときには、一次周波数 f_1 は電動機回転周波数とほぼ一致しており、一次周波数 f_1 を同期電動機 SM の回転周波数と等価なものとして扱うことが可能である。しかし、負荷外乱が存在して回転速度が変動する条件下では、一次周波数 f_1 が一次周波数指令 f^* に略収束した場合でも、図 4 (a) に示すように、一次周波数 f_1 は負荷外乱の影響を受けて一次周波数指令 f^* に対して変動する。このような状態で、単純に一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* の一致 / 不一致を厳密に判定すると、短い周期で動作モードが電流制御モードと回復処理モードに交互に切り替わり誤判定の要因となる。

【0066】

20

そこで、ここでは、図 4 (b) に示すように、一次周波数指令 f^* に対して一定の閾値 $\pm f_{th}$ を判定マージンとして設定し、この判定マージン内に一次周波数 f_1 が収束しているときに、一次周波数 f_1 が一次周波数指令 f^* に一致したものと見做すようにしている。

【0067】

なお、ここでは図示していないが、閾値比較回路 30 が一次周波数指令 f^* と一次周波数 f_1 の一致 / 不一致を判定する際には、一次周波数 f_1 が発散などせずに一次周波数指令 f^* に安定的に収束していることを確認するため、一次周波数 f_1 が一次周波数指令 f^* に一度は達しているかどうかという条件も同時に判定され、一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* が一致した後の所定時間内において上記 (7) 式に示す判定が実施される。

30

【0068】

さらに、微分回路 31 は、一次周波数指令 f^* の微分演算を行って、一次周波数指令 f^* が変化しているかどうかを判定する。すなわち、電流制御モードから回復処理モードに移行したかどうかを判定する際には、一次周波数指令 f^* が変化していない条件の下で、一次周波数 f_1 と一次周波数指令 f^* の一致 / 不一致を判定する必要がある。このため、一次周波数指令 f_1 の微分演算結果を用いて判定を行う。

【0069】

そして、判定回路 32 は、閾値比較回路 30 および微分回路 31 の双方の出力に基づいて、電流制御モードから回復モードに移行したかどうか、すなわち電流設定値 i_1 を補正するかどうかを判定する。すなわち、判定回路 32 は、

40

(1) $|f^* - f_1| < f_{th}$ (f_1 が f^* に達した後)

(2) 微分回路 31 の出力がゼロ

という (1) と (2) の AND 条件が成立するかどうかを判定する。

【0070】

そして、判定回路 32 が (1) と (2) の AND 条件が成立したと判定すると、これに応じて、補正回路 33 は、電流設定値 i_1 をゼロ近傍の値になるように補正して、回転動作を維持するための最低限の電流値をとるようにする。したがって、この回復処理モードに移行したときには、周波数補正量 f が徐々にゼロ近傍の値になって同期電動機 SM が周波数指令回路 1 で設定された一次周波数指令 f^* に対応した速度で駆動されるとともに、回転動作を維持するための最低限の電流値 (略ゼロ) に維持されることになる。

50

【 0 0 7 1 】

以上のように、この実施の形態 1 では、内燃機関の排気ガス等に起因した負荷外乱によって同期電動機 S M の電流が変動し易い状態に対して常に最適な電流値を設定して制御することができる。これにより、蓄電池などの直流電源の無駄な電流消費を抑えることができ、また、電力変換回路 4 や同期電動機 S M を過電流から保護するとともに、過電流によって電力変換回路 4 が停止したり、同期電動機 S M の制御動作が不安定になるのを防止することが可能となる。また、位置センサなどを用いることなく安定に同期電動機 S M を制御することができるので、制御回路を安価に構成することができる。

【 0 0 7 2 】

なお、ここでは、電流制御モードから回復処理モードへの移行条件として、判定回路 3 2 が閾値比較回路 3 0 および微分回路 3 1 の双方の出力に基づいて判定しているが、本発明はこのような方法のみに限定されるものではなく、他のモード移行判定を行うことも可能である。

【 0 0 7 3 】

実施の形態 2 .

図 5 は本発明の実施の形態 2 における同期電動機の制御装置の構成を示すブロック図、図 6 は同制御装置の電流成分演算回路の詳細構成を示すブロック図、図 7 は同制御装置の周波数補正演算回路の詳細構成を示すブロック図であり、図 1 ないし図 3 に示した実施の形態 1 と対応もしくは相当する構成部分には同一の符号を付す。

【 0 0 7 4 】

この実施の形態 2 において、上記の実施の形態 1 との構成上の違いは、電流成分演算回路 4 5 と周波数補正演算回路 4 6 の部分である。すなわち、実施の形態 1 では、電流成分演算回路 4 5 は、2 相座標空間における q 軸上の電流値 i_q のみ演算するようにしているが、この実施の形態 2 では、2 相座標空間における d 軸上と q 軸上の双方の電流値 i_d , i_q を演算するよう構成している。また、周波数補正演算回路 4 6 は、d 軸上と q 軸上の各電流値 i_d , i_q から周波数補正量 f を計算する。

【 0 0 7 5 】

次に、電流成分演算回路 4 5 の詳細について図 6 に基づいて説明する。なお、図 6 において、実施の形態 1 (図 2) と同じ構成部分には同一の符号を付して、ここでは詳しい説明は省略する。

【 0 0 7 6 】

いま、 $i_w = -i_u - i_v$ の関係式と前述の (4) 式とから d 軸上の電流値 i_d を求めると、

【 0 0 7 7 】

【 数 8 】

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_u + \sqrt{3} i_v \right) \cdot \sin \theta + \frac{3}{2} i_u \cdot \cos \theta \right) \quad \dots (8)$$

【 0 0 7 8 】

となる。

【 0 0 7 9 】

よって、図 6 における電流成分演算回路 4 8 は、(5) 式および (8) 式によって d 軸上および q 軸上の各電流値 i_d , i_q の双方を同時に求める。そのため、この電流成分演算回路 4 5 は、図 2 に示した電流成分演算回路 7 の構成に対して、さらに \sin 、 \cos の値を乗算する乗算回路 4 0 , 4 1、2 つの信号を加算する加算回路 4 2、および加算回路 4 2 の出力端子 3 9 が付加されている。

【 0 0 8 0 】

次に、周波数補正回路 4 9 の詳細について図 7 に基づいて説明する。なお、図 7 において、実施の形態 1 (図 3) と同じ構成部分には同一の符号を付して、ここでは詳しい説明は省略する。

【 0 0 8 1 】

周波数補正回路 4 9 は、d 軸上と q 軸上の各電流値 i_d , i_q の双方を用いて、例えば

【 0 0 8 2 】

【 数 9 】

$$I = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad \dots (9)$$

【 0 0 8 3 】

として電流絶対値 I を求め、この電流絶対値 I と電流設定値 i_1 を用いて、周波数補正量 f を算出する。そのため、この周波数補正回路 4 9 は、図 3 に示した周波数補正演算回路 8 の構成に対して、d 軸上の電流値 i_d が入力される入力端子 4 3、および d 軸上と q 軸上の各電流値 i_d , i_q の双方を用いて 2 相電流の絶対値を求める絶対値回路 4 4 が付加されている。

10

【 0 0 8 4 】

以上のように、この実施の形態 2 では、2 - 3 相変換を行った d - q 軸上の 2 つの電流値 i_d , i_q に基づく電流絶対値 I を用いて電流を制御するように構成したので、相電流の実効値をより最適に制御することができ、同期電動機 S M の制御動作が不安定になるのを確実に防止することが可能となる。

その他の構成および作用、効果は実施の形態 1 の場合と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

20

【 0 0 8 5 】

実施の形態 3 .

図 8 は本発明の実施の形態 3 における同期電動機の制御装置の構成を示すブロック図であり、図 5 に示した実施の形態 2 と対応もしくは相当する構成部分には同一の符号を付す。

【 0 0 8 6 】

この実施の形態 3 において、実施の形態 2 との構成上の違いは、電圧指令演算回路 4 7 の部分である。すなわち、実施の形態 1、2 では、電圧指令演算回路 3 は、一次周波数 f_1 および積分回路 6 からの回転角度 の情報を用いて三相交流電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を演算するようにしているが、この実施の形態 3 における電圧指令演算回路 4 7 は、減算回路 2 からの一次周波数 f_1 と積分回路 6 からの回転角度 の情報に加えて、電流成分演算回路 4 5 からの d 軸上と q 軸上の各電流値 i_d , i_q に基づいて三相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を計算して出力する。

30

【 0 0 8 7 】

この場合、2 相座標系の電流値から 2 相座標系の電圧指令値を求める方法はいくつか考えられるが、例えば、

【 0 0 8 8 】

【 数 1 0 】

$$\begin{aligned} V_d^* &= R1 \cdot i_d \\ V_q^* &= R1 \cdot i_q + K2 \cdot f1 \end{aligned} \quad \dots (10)$$

40

【 0 0 8 9 】

として計算する方法が考えられる。ここに、 $R1$ は一次巻線抵抗の値であり、電流が流れたときの電圧降下分を補正する項となる。また、 $K2$ は V / f 一定制御の係数と同じであり、特に無負荷時の q 軸電圧指令と同じ係数になる。

【 0 0 9 0 】

以上のように、この実施の形態 3 では、電圧指令演算回路 4 7 で 2 - 3 相変換を行った d - q 軸上の電流 i_d , i_q に基づく 2 相電圧指令値 V_d^* , V_q^* を用いることによって同期電動機 S M を駆動するように構成したので、より高精度で安定的な同期電動機 S M の制御が可能となる。

50

その他の構成および作用、効果は実施の形態 2 の場合と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【産業上の利用可能性】

【0091】

上述した同期電動機 SM の制御回路は、本発明の一例示であり、同様の作用、効果を奏することができるならば適宜変更してもよい。また、同期電動機 SM は、界磁巻線式同期電動機や永久磁石同期電動機であってもよく、また電圧指令演算回路 3、47 は、 V/f 一定制御に限定されるものでなく、他の同様のセンサレス制御であってもよい。

【0092】

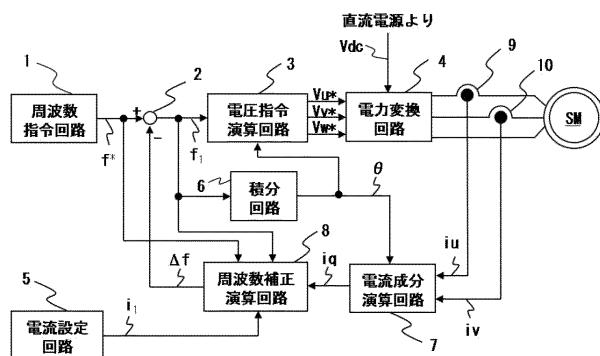
また、各実施の形態 1～3 では、車両用内燃機関のアシスト装置に適用した場合を例にとって説明したが、本発明はこれに限らず、同期電動機 SM の制御装置全般に適用することができる。いずれにせよ、本発明は、これらの各実施の形態 1～3 のみに限られるものではなく、本発明の趣旨を逸脱しない範囲内において、種々の変形、応用を加えることが可能である。

【符号の説明】

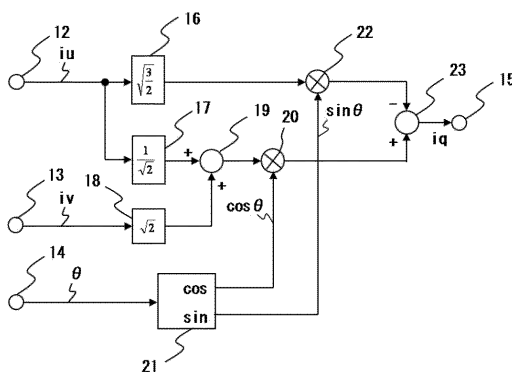
【0093】

SM 同期電動機、1 周波数指令回路、2 加算回路、3、47 電圧指令演算回路、4 電力変換回路、5 電流設定回路、6 積分回路、7、45 電流成分演算回路、8、46 周波数補正演算回路、9、10 電流検出器。

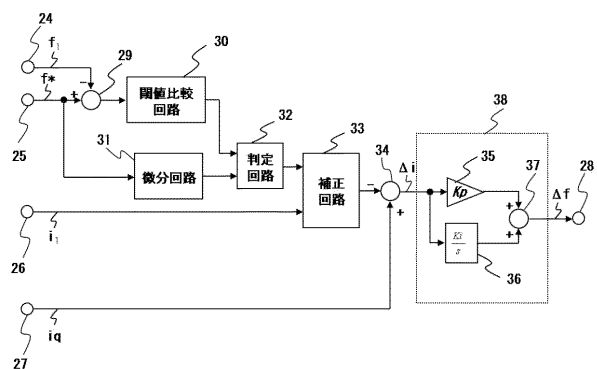
【図 1】



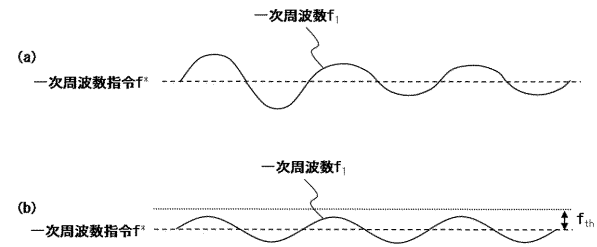
【図 2】



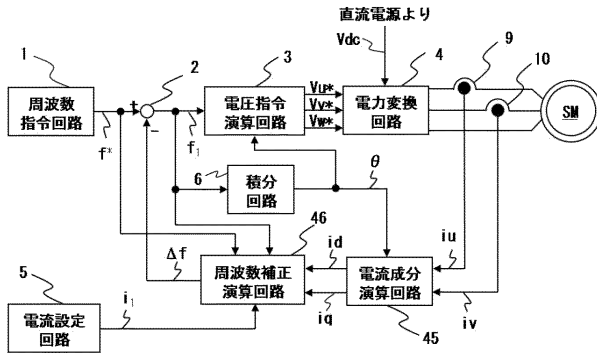
【図 3】



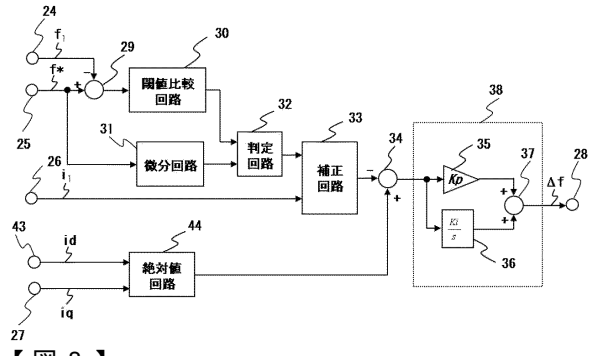
【図 4】



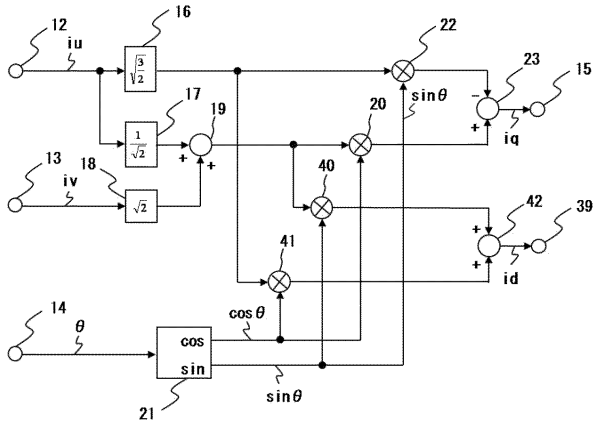
【図5】



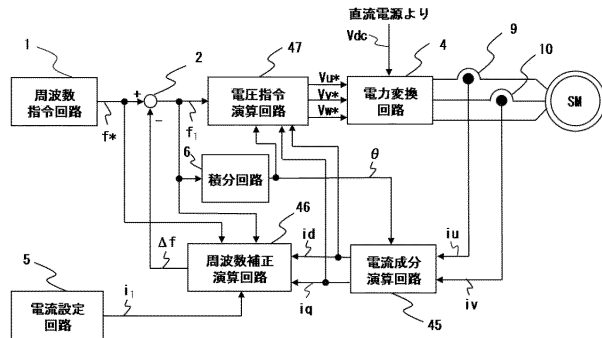
【図7】



【図6】



【図8】



フロントページの続き

(72)発明者 佐竹 彰
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 宮崎 基樹

(56)参考文献 特開平05-068398(JP,A)
特開昭61-026494(JP,A)
特開平06-197589(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 27/06