

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4775145号
(P4775145)

(45) 発行日 平成23年9月21日(2011.9.21)

(24) 登録日 平成23年7月8日(2011.7.8)

(51) Int.Cl. F I
H O 2 P 6 / 1 0 (2 0 0 6 . 0 1) H O 2 P 6 / 0 2 3 5 1 G

請求項の数 12 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2006-184724 (P2006-184724) (22) 出願日 平成18年7月4日(2006.7.4) (65) 公開番号 特開2008-17577 (P2008-17577A) (43) 公開日 平成20年1月24日(2008.1.24) 審査請求日 平成20年8月20日(2008.8.20)</p>	<p>(73) 特許権者 000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 (74) 代理人 100081776 弁理士 大川 宏 (72) 発明者 柴沼 満 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内 (72) 発明者 井村 彰宏 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内 審査官 尾家 英樹</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 同期モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電流ベクトル指令値を構成するq軸電流指令値 $I_{q'}$ 及びd軸電流指令値 $I_{d'}$ をトルク指令値 T_s に基づいて算出する電流指令値算出部と、

前記d軸電流指令値 $I_{d'}$ 及びq軸電流指令値 $I_{q'}$ に基づいて車両用の同期モータへ印加すべき電圧としての電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、

直流の電源電圧が印加されるとともに前記電圧指令値に相当する相電圧を形成して前記同期モータに印加するインバータと、

を備える同期モータ制御装置において、

所定のサンプリング期間内における前記電源電圧の低下量に正相関を有する大きさの第1 d軸電流補正量 $I_{d'}$ を算出するとともに、前記第1 d軸電流補正量 $I_{d'}$ を前記d軸電流指令値 $I_{d'}$ に負方向へ実質的に加算する補正を行う第1 d軸電流補正部を有し、

前記電圧指令値算出部は、前記q軸電流指令値 $I_{q'}$ と、前記補正されたd軸電流指令値 $I_{d'}$ とに基づいて前記電圧指令値を算出することを特徴とする同期モータ制御装置。

【請求項2】

請求項1記載の同期モータ制御装置において、

前記第1 d軸電流補正部は、

前記電源電圧の低下量 V に所定定数 k を掛けた大きさの前記第1 d軸電流補正量 $I_{d'}$ を算出して前記d軸電流指令値 $I_{d'}$ に加算することにより、前記d軸電流指令値 $I_{d'}$

10

20

d' を補正する同期モータ制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 記載の同期モータ制御装置において、

前記補正された d 軸電流指令値 I_d' と前記 q 軸電流指令値 I_q' とに基づいて前記補正された d 軸電流指令値 I_d' 及び前記 q 軸電流指令値 I_q' に対応するトルクであるトルク推定値 T_d を算出するトルク推定部と、

前記トルク指令値 T_s と前記トルク推定値 T_d との間の偏差に基づいて前記偏差を低減する向きへ前記 q 軸電流指令値 I_q' を補正する q 軸電流補正部を有する同期モータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれか記載の同期モータ制御装置において、

前記電圧指令値が前記インバータの出力可能最大電圧を上回ったかどうかを判定するとともに、上回った場合に前記電圧指令値及び前記電源電圧に基づいて第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を算出し、前記第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を前記 d 軸電流指令値 I_d' に負方向へ実質的に加算する補正を行う第 2 d 軸電流補正部を有する同期モータ制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれか記載の同期モータ制御装置において、

前記電流指令値算出部は、

前記トルク指令値 T_s を実現する最小振幅の前記電流ベクトル指令値を構成する前記 q 軸電流指令値 I_q' 及び前記 d 軸電流指令値 I_d' を算出する同期モータ制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれか記載の同期モータ制御装置において、

前記 q 軸電流補正部は、

前記補正された d 軸電流指令値 I_d' と前記 q 軸電流検出値 I_q とトルクとの間の予め記憶する関係に前記補正された d 軸電流指令値 I_d' と前記 q 軸電流検出値 I_q とを代入して前記トルク推定値 T_d を求める同期モータ制御装置。

【請求項 7】

請求項 4 記載の同期モータ制御装置において、

前記第 2 d 軸電流補正部は、

変調率を計算するとともに、予め 1 より大きく設定された所定の変調率しきい値を前記変調率が上回る場合に、前記第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を前記 d 軸電流指令値 I_d' に追加する同期モータ制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 乃至 7 のいずれか記載の同期モータ制御装置において、

前記所定のサンプリング期間は、前記電圧指令値の算出周期よりも長く、かつ、前記 d 軸電流が流れる回路の時定数よりも短く設定される同期モータ制御装置。

【請求項 9】

請求項 8 記載の同期モータ制御装置において、

前記所定のサンプリング期間内における電源電圧の低下量は、前記所定のサンプリング期間内における変調率の変化量とされる同期モータ制御装置。

【請求項 10】

請求項 8 又は 9 記載の同期モータ制御装置において、

前記所定のサンプリング期間は、前記電圧指令値の算出周期の n (n は 1 以上 20 以下の整数) 倍に設定される同期モータ制御装置。

【請求項 11】

電流ベクトル指令値を構成する q 軸電流指令値 I_q' 及び d 軸電流指令値 I_d' をトルク指令値 T_s に基づいて算出する電流指令値算出部と、

前記 d 軸電流指令値 I_d' 及び q 軸電流指令値 I_q' に基づいて車両用の同期モータへ印加すべき電圧としての電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、

直流の電源電圧が印加されるとともに前記電圧指令値に相当する相電圧を形成して前記

10

20

30

40

50

同期モータに印加するインバータと、

を備える同期モータ制御装置において、

直前の所定期間における前記電源電圧の低下率又は前記トルク指令値 T_s の増加率を実質的に算出するとともに、算出したこれらの率の少なくとも一方が大きい場合にそれが小さい場合よりも前記電流指令値算出部及び電圧指令値算出部の算出周期を短縮する算出周期変更部を有することを特徴とする同期モータ制御装置。

【請求項 12】

電流ベクトル指令値を構成する q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ をトルク指令値 T_s に基づいて算出する電流指令値算出部と、

前記 d 軸電流指令値 $I_{d'}$ 及び q 軸電流指令値 $I_{q'}$ に基づいて車両用の同期モータへ印加すべき電圧としての電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、

直流の電源電圧が印加されるとともに前記電圧指令値に相当する相電圧を形成して前記同期モータに印加するインバータと、

を備える同期モータ制御装置において、

直前の所定期間における前記電源電圧の低下率又は前記トルク指令値 T_s の増加率を実質的に算出するとともに、算出したこれら率の少なくとも一方に正相関を有してトルク増大方向に電流ベクトルを補正する電流指令値補正部を有し、

前記電流指令値補正部の演算周期は、前記電流指令値算出部及び電圧指令値算出部の算出周期よりも短く設定されていることを特徴とする同期モータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、同期モータ制御装置に関し、特に車両用同期モータ制御装置の改良に関する

【背景技術】

【0002】

ステータ回転磁界の角速度と一致する角速度でロータが回転する同期モータとして種々の形式が周知となっている。同期モータのトルクは、ステータ電流ベクトル（以下、単に電流ベクトルと言う）の振幅を制御する以外にロータの磁極位置に対する電流ベクトルの位相を制御することによっても調整することができ、典型的には弱め界磁制御が知られている。この弱め界磁制御は、電圧指令値と電源電圧との比較結果に基づいて d 軸電流検出値 I_d を d q 軸座標系上において負方向へ増大することによりステータコイルに誘起される逆起電圧を低減し、これにより電圧指令値が電源電圧を上回らないようにする制御である。

【0003】

また、下記の特許文献 1 は、d 軸電流指令値 $I_{d'}$ や q 軸電流指令値 $I_{q'}$ などにより算出したトルク推定値 T_d と、入力されたトルク指令値 T_s との間のトルク偏差 T を算出し、このトルク偏差 T を解消するための q 軸電流指令値 $I_{q'}$ の補正分である補正 q 軸電流指令値 $I_{q'}$ を算出し、この補正 q 軸電流指令値 $I_{q'}$ を q 軸電流指令値 $I_{q'}$ に加算して応答性を改善する q 軸電流補正方式のトルク偏差補正技術を提案している。

【特許文献 1】特開 2001-161099 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、上記した同期モータを車両系に用いる場合、車両電源系の電圧変動が定置電源系に比べて格段に大きいため、同期モータの脱調などの問題が発生することが懸念される。

【0005】

更に具体的に説明すると、車載大電力電気負荷がオンされる場合や、走行状態が回生モードから電動モードに変化する場合などにおいて、インバータに印加される電源電圧が急

10

20

30

40

50

減する。このような電源電圧の急減は、 d q 軸回転座標系上の電流制限楕円の縮小を生じさせるため同期モータに実際に通電される電流ベクトルの振幅減少によりトルク低下が生じ、その結果として脱調などの問題が生じる可能性が生まれる。この問題に対して、上記した弱め界磁制御では電源電圧の低下が生じて電源電圧が電圧指令値より小さくなるとこの電源電圧と電圧指令値との偏差に応じて d 軸電流指令値 I_d^* を負方向へ逐次増大させる制御を行うため、電源電圧低下に対する d 軸電流指令値 I_d^* の変化及びそれが電圧指令値に反映されるまでのレスポンスが遅くなり、その結果として急激な電源電圧低下に対して d 軸電流指令値 I_d^* の追従が遅れ、脱調などの問題が発生することが懸念される。

【0006】

一方、上記した特許文献1の q 軸電流補正によるトルク偏差補正技術では、 q 軸電流指令値 I_q^* 及び d 軸電流指令値 I_d^* から磁束量を演算し、この磁束量と q 軸電流指令値 I_q^* と d 軸電流指令値 I_d^* とからモータモデルを用いてトルク推定値 T_d を算出し、算出したトルク推定値 T_d と入力されたトルク指令値 T_s との偏差に対応する q 軸電流補正量 I_q^* を算出し、この q 軸電流補正量 I_q^* を q 軸電流指令値 I_q^* に加算するというトルク偏差補正動作を行う。したがって、この q 軸電流補正は電源電圧変動を考慮しておらず、急激に電源電圧が変動した際にはレスポンスが悪いという問題があった。

【0007】

本発明は上記問題点に鑑みなされたものであり、電源電圧の急減にもかかわらず同期モータの運転をレスポンス良く安定化可能な同期モータ制御装置を提供することをその目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決する各発明は、電流ベクトル指令値を構成する q 軸電流指令値 I_q^* 及び d 軸電流指令値 I_d^* をトルク指令値 T_s に基づいて算出する電流指令値算出部と、前記 q 軸電流指令値 I_q^* 及び d 軸電流指令値 I_d^* に基づいて同期モータへ印加すべき電圧としての電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、直流の電源電圧が印加されるとともに前記電圧指令値に相当する相電圧を形成して前記同期モータに印加するインバータとを備える同期モータ制御装置に適用される。この種の回転座標系上の電流ベクトル演算によるトルク制御は周知技術となっており、本発明は、ステータ電流が形成する回転磁界に同期してロータが回転する種々の形式をもつ公知の同期モータに適用されることができ

【0009】

第1発明は特に、所定のサンプリング期間内における前記電源電圧の低下量に正相関を有する大きさの第1 d 軸電流補正量 I_d^* を算出するとともに、前記第1 d 軸電流補正量 I_d^* を前記 d 軸電流指令値 I_d^* に負方向へ実質的に加算する補正を行う第1 d 軸電流補正部を有し、前記電圧指令値算出部は、前記 q 軸電流指令値 I_q^* と、前記補正された d 軸電流指令値 I_d^* とに基づいて前記電圧指令値を算出することを特徴としている。

【0010】

これにより、電源電圧低下率による電圧制限楕円の縮小に対応して高速に d 軸電流を負方向へ増大できるため、急激なトルク減少を抑制でき、脱調を防止することができる。

【0011】

つまり、本発明では、たとえば所定時間以前に読み込んだ電源電圧値（電源電圧の過去値）と、今回読み込んだ電源電圧値（電源電圧の今回値）との差に算出することにより電源電圧低下量（実質的には電源電圧低下率）を算出し、算出した電源電圧低下量に正相関を有する d 軸電流補正量 I_d^* を算出して d 軸電流指令値 I_d^* に加える d 軸電流指令値補正を行う。なお、この補正は、電圧指令値を1回算出する期間（1電圧指令値算出周期）に際して少なくとも1回は行われる。このようにすれば、実質的に電源電圧低下によるトルク減少を抑えることができるため、電源電圧が急減しても良好に脱調を抑止するこ

10

20

30

40

50

とができる。このような電源電圧低下率に正相関を有する量だけ d 軸電流を補正する技術は、従来の弱め界磁制御による d 軸電流補正技術においてまったく知られていなかったものである。これは、従来の同期モータベクトル制御が定置交流電源からの電力を整流した直流電源電力に対して適用されていたため、急激な電源電圧低下による脱調の可能性が小さかったためである。

【 0 0 1 2 】

これに対して、本発明がその制御対象とする車両用同期モータでは、車載電源系の電源電圧が急激に変動（低下）することがあった。本発明者は、この時、車両用同期モータに脱調が生じる可能性があることに着目し、この認識に基づいてこの発明をなしたものである。

10

【 0 0 1 3 】

本発明によれば、車載電源系の電源電圧が急激に低下しても、それに素早く追従してトルク減少を防ぐことができ、脱調を良好に抑止することができる。

【 0 0 1 4 】

好適な態様において、前記第 1 d 軸電流補正部は、前記電源電圧の低下量 V に所定定数 k を掛けた大きさの前記第 1 d 軸電流補正量 I_d' を算出して前記 d 軸電流指令値 I_d' に加算することにより、前記 d 軸電流指令値 I_d' を補正する。このようにすれば、電源電圧低下時に d 軸電流指令値 I_d' をレスポンスよくかつ複雑な演算を回避しつつ負方向へ増大できるため、電源電圧低下によるトルク減少を速やかに補正できる。

【 0 0 1 5 】

好適な態様において、前記補正された d 軸電流指令値 I_d' と前記 q 軸電流指令値 I_q' とに基づいて前記補正された d 軸電流指令値 I_d' 及び前記 q 軸電流指令値 I_q' に対応するトルクであるトルク推定値 T_d を算出するトルク推定部と、前記トルク指令値 T_s と前記トルク推定値 T_d との間の偏差に基づいて前記偏差を低減する向きへ前記 q 軸電流指令値 I_q' を補正する q 軸電流補正部を有する。このようにすれば、更に良好に脱調防止を図ることができる。

20

【 0 0 1 6 】

更に説明すると、本発明では、既述したように、電源電圧低下に起因する電圧制限楕円の縮小により電流ベクトルが電圧制限楕円から逸脱する場合には d 軸電流指令値 I_d' の負方向への増大を行い、それにより縮小した電圧制限楕円内にてトルクを電源電圧低下前のトルク指令値に近づける。このように d 軸電流指令値 I_d' を負方向に増大すると、電圧制限楕円が許容する q 軸電流指令値 I_q' の最大値が増大する。そこで、この態様では、補正した d 軸電流指令値 I_d' を加味したトルク推定値 T_d とトルク指令値 T_s との偏差を減らす向きに q 軸電流指令値 I_q' を補正する。これにより、電源電圧急低下時のトルク急減による脱調を更に良好に抑止することができる。

30

【 0 0 1 7 】

好適な態様において、前記電圧指令値が前記インバータの出力可能最大電圧を上回ったかどうかを判定するとともに、上回った場合に前記電圧指令値及び前記電源電圧に基づいて第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を算出し、前記第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を前記 d 軸電流指令値 I_d' に負方向へ実質的に加算する補正を行う第 2 d 軸電流補正部を有する。これにより、電源電圧低下による脱調を更に抑止することができる。

40

【 0 0 1 8 】

更に説明すると、たとえば電圧指令値がインバータの出力可能最大電圧（以下、近似的に電源電圧とみなす）を上回った時に、電圧指令値と電源電圧との偏差に応じて算出した第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を d 軸電流指令値 I_d' に負方向へ追加する。すなわち、この態様は従来の弱め界磁制御により d 軸電流指令値 I_d' を第 2 d 軸電流補正量 I_d'' だけ制御する動作を追加したものである。これにより、電源電圧低下による脱調を更に抑止することができる。

【 0 0 1 9 】

好適な態様において、前記電流指令値算出部は、前記トルク指令値 T_s を実現する最小

50

振幅の前記電流ベクトル指令値を構成する前記 q 軸電流指令値 I_q' 及び前記 d 軸電流指令値 I_d' を算出する。これにより損失を低減することができ、効率を向上することができる。たとえば、トルク指令値 T_s を実現する最小振幅の電流ベクトル指令値に相当する q 軸電流指令値 I_q' 及び d 軸電流指令値 I_d' とトルク指令値 T_s との関係は、マップに予め記憶されており、このマップにトルク指令値 T_s を代入して補正前の q 軸電流指令値 I_q' 及び d 軸電流指令値 I_d' を求めればよい。

【0020】

好適な態様において、前記 q 軸電流補正部は、前記補正された d 軸電流指令値 I_d' と前記 q 軸電流検出値 I_q とトルクとの間の予め記憶する関係に前記補正された d 軸電流指令値 I_d' と前記 q 軸電流検出値 I_q とを代入して前記トルク推定値 T_d を求める。上記関係はたとえばマップに予め書き込んでおけばよい。これにより、簡素にトルク推定値 T_d を求めることができる。

10

【0021】

好適な態様において、前記第 2 d 軸電流補正部は、変調率を計算するとともに、予めより大きく設定された所定の変調率しきい値を前記変調率が上回る場合に、前記第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を前記 d 軸電流指令値 I_d' に追加する。変調率しきい値としてはたとえば 1.0 ~ 1.3 とすることができる。これにより、第 2 d 軸電流補正量 I_d'' の追加補正を適切な条件にて実施することができる。

【0022】

なお、この明細書で言う変調率とは、各相の電圧指令値の大きさ（負の最大値から正の最大値までの振幅幅を言う）を電源電圧の大きさで割った値を意味する。また、この明細書では、変調率が 1 を超える場合の運転モードを過変調モードと称し、1 以下の運転モードを正弦波モードと呼ぶこともある。なお、第 2 d 軸電流補正部は、変調率が 1 以上の値である所定の変調率値に最終的に収束するように第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を設定する制御を行うことが更に好適である。このようにすると、電源電圧低下時に過変調モードにより相電圧波形を出力できるため言い換えれば過変調領域で弱め界磁制御を行うため、電圧利用率が向上する分だけトルク減少を抑止でき、脱調防止に更に有効となる。

20

【0023】

好適な態様において、前記所定のサンプリング期間は、前記電圧指令値の 1 回の算出周期よりも長く、かつ、前記 d 軸電流が流れる回路の時定数よりも短く設定される。これにより、電源電圧低下に速やかに応答してトルク減少を抑止することができる。好適な態様において、前記所定のサンプリング期間内における電源電圧の低下量は、前記所定のサンプリング期間内における変調率の変化量とされる。このようにすれば、簡素な演算により電源電圧低下に速やかに応答してトルクを増大することができる。

30

【0024】

好適な態様において、前記所定のサンプリング期間は、前記電圧指令値の算出周期の n （ n は 1 以上 20 以下の整数）倍に設定される。このようにすれば、 n 回前の電圧指令値算出ルーチンにて読み込んで記憶している電源電圧のデータと、今回の電圧指令値算出ルーチンにて読み込んだ電源電圧のデータとの差を演算し、その正負を判定するだけで、実質的に電源電圧低下率を算出することができるため、演算を簡素化することができる。

40

【0025】

第 2 発明は特に、直前の所定期間における前記電源電圧の低下率又は前記トルク指令値 T_s の増加率を実質的に算出するとともに、算出したこれらの率の少なくとも一方が大きい場合にそれが小さい場合よりも前記電流指令値算出部及び電圧指令値算出部の算出周期を短縮する算出周期変更部を有することを特徴としている。

【0026】

このようにすれば、直前の所定期間における電源電圧の低下又はトルク指令値 T_s の増加が顕著であることを認識した場合に、インバータの電流指令値変更をそれ以外の期間より頻繁に行うため、これら電源電圧低下やトルク指令値増加に対する制御追従性を向上することができ、脱調を抑止することができる。また、これらの変化が小さい安定状態では

50

制御装置の演算負担やインバータのスイッチング損失を低減することができるため、制御負担や電力損失を低減することができる。

【0027】

第3発明は特に、直前の所定期間における前記電源電圧の低下率又は前記トルク指令値 T_s の増加率を実質的に算出するとともに、算出したこれら率の少なくとも一方に正相関を有してトルク増大方向に電流ベクトルを補正する電流指令値補正部を有し、前記電流指令値補正部の演算周期は、前記電流指令値算出部及び電圧指令値算出部の算出周期よりも短く設定されていることを特徴としている。

【0028】

このようにすれば、直前の所定期間における電源電圧の低下又はトルク指令値 T_s の増加に対応してd軸電流指令値 I_d' やq軸電流指令値 I_q' を補正してトルクを増大する処理を、トルク指令値 T_s に対応する電流指令値を演算する処理よりも多数回行うため、これら電源電圧低下やトルク指令値増加に対する制御追従性を向上することができ、脱調を抑止することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

以下、本発明の好適な実施形態を図面を参照して説明する。ただし、本発明は下記の実施形態に限定解釈されるべきものではなく、本発明の技術思想を他の技術の組み合わせにより実現してもよい。たとえば下記の実施形態ではフィードバックベクトル制御を説明するが、その代わりに公知のオープン制御に変更しても良い。また、下記のモータ回転位置検出装置3を省略してセンサレスのロータ回転位置検出を行っても良い。更に、同期モータとしては、公知の種々の形式の同期モータを採用することができ、たとえば相数変更やスイッチドリラクタンスモータの採用なども可能である。

【0030】

(第1実施形態)

(全体説明)

図1は、第1実施形態のモータ制御装置のブロック回路図である。このモータ制御装置は車両に搭載された同期モータの制御に用いられる。1は同期モータ制御装置、2は車両に搭載された埋め込み磁石型の三相同期モータ、3はモータ回転位置検出装置、4は直流電源、5はU相電流センサ、6はW相電流センサである。

【0031】

同期モータ制御装置1は、電流指令部(本発明で言う電流指令値算出部)11、電流制御部(本発明で言う電圧指令値算出部の一部)12、2相3相変換部(本発明で言う電圧指令値算出部の残部)13、PWM信号発生部14、電流検出部15、3相2相変換部16、三相インバータ17、第1d軸電流補正部18及び加算器19を有している。この同期モータ制御装置1のうち三相インバータ17を除く部分はいわゆるマイコン内蔵の電子制御装置(以下、モータコントローラとも言う)として構成されている。三相インバータ17は、直流電源4と直流電力を授受し、内蔵のスイッチング素子のPWM駆動により三相同期モータ2と三相交流電力を授受する。

【0032】

この同期モータ制御装置1の回路構成のうち第1d軸電流補正部18を除く部分は、従来の三相同期モータ制御装置と同一の回路構成をもち、動作も本質的に同じであるが、以下、簡単に説明する。

【0033】

電流検出部15、U相電流センサ5及びW相電流センサ6から入力された検出信号に基づいて求めた三相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を3相2相変換部16に出力する。3相2相変換部16は、入力された三相電流 i_u 、 i_v 、 i_w をモータ回転位置検出装置3から得たモータ回転位置に基づいてd軸電流検出値 I_d と、q軸電流検出値 I_q とに変換する。

【0034】

電流指令部(本発明で言う電流指令値算出部)11は、モータ回転位置検出装置3から

10

20

30

40

50

得たモータ角速度 と、直流電源 4 から入力する電源電圧 V_b と、外部から入力されたトルク指令値 T_s とから、3 相モータ 3 に通電すべき電流としての q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ を算出する。好適には、電流指令部（本発明で言う電流指令値算出部）11 は、トルク指令値 T_s を実現する最小振幅の電流ベクトル指令値を構成する q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ を算出する。これにより損失を低減することができ、効率を向上することができる。この種の q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ の算出自体は従来公知であり、たとえばトルク指令値 T_s を実現する最小振幅の電流ベクトル指令値に相当する q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ とトルク指令値 T_s との関係性をマップに予め記憶しておき、このマップにトルク指令値 T_s を代入して q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ を求めればよい。

10

【0035】

電流制御部（本発明で言う電圧指令値算出部の一部）12 は、各電流偏差 $i_d (= i_{d'} - i_d)$ 、及び、 $i_q (= i_{q'} - i_q)$ を求め、求めた電流偏差 i_d 、 i_q を 0 に収束させるべく電流偏差 i_d 、 i_q に対応する d 軸電圧指令 V_d 、 V_q を PI 演算して d 軸電圧指令値 $V_{d'}$ 及び q 軸電圧指令値 $V_{q'}$ を算出し、算出された d 軸電圧指令値 $V_{d'}$ 及び q 軸電圧指令値 $V_{q'}$ を 2 相 3 相変換部（本発明で言う電圧指令値算出部の残部）13 に出力する。この d 軸電圧指令値 $V_{d'}$ 及び q 軸電圧指令値 $V_{q'}$ 2 相 3 相変換部 13 にて三相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' に変換され、三相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' は更に PWM 信号発生部 14 にて三相 PWM 電圧に変換される。三相 PWM 電圧は、図示しないスイッチングゲートドライバでそれぞれ電力増幅された後、三相インバータ 17 の各スイッチング素子のゲート電極に個別に印加される。これにより、トルク指令値 T_s に応じたトルクを発生するように三相同期モータ 2 がフィードバック制御される。

20

【0036】

（第 1 d 軸電流補正部 18 の説明）

次に、この実施形態の特徴をなす第 1 d 軸電流補正部 18 について更に詳しく説明する。

【0037】

第 1 d 軸電流補正部 18 は、直流電源 4 から入力する電源電圧 V_b の所定期間の低下量である電源電圧低下量 V を算出し、算出した電源電圧低下量 V に所定定数 k を掛けた大きさに等しい第 1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ を算出し、この第 1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ を加算器 19 にて d 軸電流指令値 $I_{d'}$ に負方向へ加算して補正済みの d 軸電流指令値 $I_{d'}$ とする。ゲイン k は適宜設定可能である。なお、この明細書で言う第 1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ を負方向に加算するということは、 q 軸電流指令値 $I_{q'}$ に対して $/2$ 進んだ位相にて加算することに相当する。これにより、電圧指令値算出部は、この電源電圧低下量に応じて補正された第 1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ に応じた電圧指令値を次の演算周期にて算出し、その結果としてこの補正をインバータ電流に高速に反映することができる。

30

【0038】

好適には、 q 軸電流指令値 $I_{q'}$ 及び d 軸電流指令値 $I_{d'}$ のベクトル和として定義される電流ベクトルが電圧制限楕円から逸脱する電源電圧低下が急激に生じた場合を検出し、この場合に電源電圧低下量 V に比例する第 1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ を元の d 軸電流指令値 $I_{d'}$ に加算することが好適である。なお、ここで言う電圧制限楕円とは、現在の角速度にてステータコイルに通電可能な電流ベクトルの範囲を示す楕円であるが周知であるため、説明を省略する。

40

【0039】

電源電圧低下が急激に生じて電流ベクトルが電圧制限楕円から逸脱した場合の第 1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ の追加補正について更に詳しく説明する。ただし、以下の符号の一部は説明を簡単とするためのもので、図示されたものではない。

【0040】

最初、トルク指令値 T_s がある所定値 T_{r1} であり、これに対応して現在の状態に対応す

50

るある電圧制限楕円V1から逸脱しない範囲にて電流ベクトルI1に相当するd軸電流指令値 I_d' とq軸電流指令値 I_q' とが形成され、それに一致するd軸電流とq軸電流とがステータコイルに通電されているものとする。このような制御は従来周知であるため、説明は省略する。この時、電源電圧Vbが急減して電圧制限楕円が上記電圧制限楕円V1より小さなV2になった場合を考える。この時には、電圧制限楕円V2の制限から実際に流れる電流ベクトルはI2となり、その結果、発生トルクは元のトルク T_{r1} からそれより大幅に小さいトルク T_{r3} となるはずである。

【0041】

しかし、この実施形態では、電源電圧低下量Vのk倍の第1d軸電流補正量 I_d' をd軸電流指令値 I_d' に負方向に加えて電流ベクトルI3とする。これにより、電圧制限楕円V2から逸脱しない範囲にてトルクはトルク T_{r3} より大きい T_{r2} まで増加することができるため、モータの脱調を抑止することができる。

10

【0042】

なお、PWM信号発生部14は、電源電圧Vbより大きな三相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' が入力される場合に、それを電源電圧Vbに等しい振幅の三相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' に規制した後で、PWM信号に変換してもよい。また、PWM信号発生部14は、入力される三相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' を電源電圧Vbで割った変調率を算出し、この変調率が100%を超える場合に100%に規制してもよい。

【0043】

(第2実施形態)

20

第2実施形態を図2に示すブロック回路図を参照して説明する。図2は、図1に示す第1実施形態において、トルク推定部20とq軸電流補正部21と減算器22と加算器23とを追加した点が異なっているため、これら変更部分だけを以下に説明する。

【0044】

トルク推定部20は、補正されたd軸電流指令値 I_d' とq軸電流検出値 I_q とに基づいてd軸電流指令値 I_d' 及び前記q軸電流検出値 I_q に対応するトルクであるトルク推定値 T_d を算出する。この算出は、予め記憶するd軸電流指令値 I_d' とq軸電流検出値 I_q とトルクとの関係を示すマップに補正されたd軸電流指令値 I_d' とq軸電流検出値 I_q を代入してなされる。減算器22は、外部から入力されたトルク指令値 T_s と求めたトルク推定値 T_d との偏差 T を算出し、q軸電流補正部21はこの偏差 T に基づいてこの偏差 T を減らす向きにq軸電流補正量 I_q を算出し、算出したq軸電流補正量 I_q は加算器23により電流指令部11が出力するq軸電流指令値 I_q' に加算される。

30

【0045】

これにより、更に電源電圧急減によるトルク減少を更に補償することができる。このq軸電流補正量 I_q によるトルク増加作用を以下、更に詳しく説明する。ただし、以下の符号の一部は説明を簡単とするためのもので、図示されたものではない。

【0046】

最初、トルク指令値 T_s がある所定値 T_{r1} であり、これに対応して現在の状態に対応するある電圧制限楕円V1から逸脱しない範囲にて電流ベクトルI1に相当するd軸電流指令値 I_d' とq軸電流指令値 I_q' とが形成され、それに一致するd軸電流とq軸電流とがステータコイルに通電されているものとする。このような制御は従来周知であるため、説明は省略する。この時、電源電圧Vbが急減して電圧制限楕円が上記電圧制限楕円V1より小さなV2になった場合を考える。この時には、電圧制限楕円V2の制限から実際に流れる電流ベクトルはI2となり、その結果、発生トルクは元のトルク T_{r1} からそれより大幅に小さいトルク T_{r3} となるはずである。

40

【0047】

しかし、この実施形態では、電源電圧低下量Vのk倍の第1d軸電流補正量 I_d' をd軸電流指令値 I_d' に負方向に加えて電流ベクトルI3とする。これにより、電圧制限楕円V2から逸脱しない範囲にてトルクはトルク T_{r3} より大きいトルク T_{r2} まで増加することができるため、モータの脱調を抑止することができる。

50

【0048】

この実施形態では更に、補正済みのd軸電流指令値 I_d' (=元のd軸電流指令値 I_d' + 第1d軸電流補正量 I_d')とq軸電流指令値 I_q' とにより規定される電流ベクトルI3に相当するトルクをマップ演算してトルク推定値 T_d を求め、このトルク推定値 T_d とトルク指令値 T_s (ここでは T_{r1})との差異に相当するトルク偏差 T に対応するq軸電流補正量 I_q をマップ演算し、このq軸電流補正量 I_q をq軸電流指令値 I_q' に加算して、電流ベクトルI4を求め、この電流ベクトルI4に相当するd軸電流補正量 I_d' とq軸電流指令値 I_q' とを電流制御部12に出力する。

【0049】

これにより、更にトルクを増大することができる。このトルク増大は、d軸電流補正量 I_d' の負方向への追加により形成された電流ベクトルI3が電圧制限楕円V2のq軸方向における幅広領域にシフトすることを利用して、電圧制限楕円V2を超えることなくq軸電流指令値 I_q' を増大するものである。なお、トルク推定部20はd軸電流検出値 I_d 、q軸電流検出値 I_q を用いて処理を行ってもよい。

10

【0050】

(第3実施形態)

第3実施形態を図3に示すブロック回路図を参照して説明する。図3は、図2に示す第2実施形態において、変調率算出部24、変調率制限部25、第2d軸電流補正部26及び加算器27を追加した点が異なっているため、これら変更部分だけを以下に説明する。なお、これら変調率算出部24、変調率制限部25、第2d軸電流補正部26は本発明で

20

【0051】

変調率算出部24は、電流制御部から出力されたd軸電圧指令値 V_d' 及びq軸電圧指令値 V_q' から求めた電流ベクトルの振幅(ここでは負の最大値から正の最大値までの振幅すなわち通常で言う振幅の2倍の値を言う)を電源電圧 V_b で割って変調率を算出する。なお、よく知られているように、電流ベクトルの振幅はd軸電圧指令値 V_d' の二乗値とq軸電圧指令値 V_q' の二乗値とを加算してその平方根を求める演算により求められる。

【0052】

変調率制限部25は、変調率が1以上の所定の変調率しきい値を上回った場合に1以上の値である所定の変調率制限値に制限する。第2d軸電流補正部26は、変調率が1以上の所定の変調率しきい値を上回った場合(ここでは、電圧指令値がたとえば所定の出力可能最大電圧を上回る場合)に、所定の大きさの第2d軸電流補正量 I_d'' を算出し、この第2d軸電流補正量 I_d'' を加算器27にてd軸電流指令値 I_d' に追加する。この実施例では、変調率と第2d軸電流補正量 I_d'' との関係をマップに予め記憶しておき、このマップに変調率を代入して第2d軸電流補正量 I_d'' を求めればよい。

30

【0053】

このようにすれば、更に電源電圧急減時において更に良好にトルク急減を抑止して脱調を防止することができる。すなわち、この実施形態では実施形態1、2と同じ第1d軸電流補正量 I_d' の追加と、第2実施形態と同じq軸電流補正量 I_q の追加の他に、第2d軸電流補正量 I_d'' すなわちいわゆる弱め界磁制御を行う。これにより、電源電圧急減によるトルク減少を更に良好に補償することができる。

40

【0054】

(フローチャートの説明)

上記した第3実施形態の制御動作を図4に示すフローチャートを参照して更に具体的に説明する。

【0055】

まず、電源電圧 V_b とトルク指令値 T_s とを読み込み(S100)、読み込んだトルク指令値 T_s に基づいてd軸電流指令値 I_d' とq軸電流指令値 I_q' とを算出する(S102)。次に、変調率 h を算出し(S103)、算出した変調率 h が1以上の所定の変調率

50

しきい値 h_{th} を上回ったかどうかを判定し (S104)、上回ったら S106 にて d 軸電流指令値 I_d' に第 2 d 軸電流補正量 I_d'' を追加する弱め界磁制御を行った後で、以下の場合にはこの弱め界磁制御を行わずにステップ S107 に進む。この弱め界磁制御により、変調率はこの変調率しきい値 h_{th} 以下となるように、更に言えば変調率しきい値 h_{th} に収束するように制御される。したがって、変調率しきい値 h_{th} を 1 より大きく設定することにより、電圧利用率を向上することも可能となる。

【0056】

ステップ S107 では所定のサンプリング期間前後の電源電圧差である電源電圧変化量 (すなわち電源電圧低下量) V を算出し、次に算出した V が負かどうかを判定し (S108)、負であれば d 軸電流指令値 I_d' に第 1 d 軸電流補正量 I_d' を加算し (S110)、その後、トルク推定値 T_d がトルク指令値 T_s に等しいかどうかを調べる (S112)。等しくなければトルク偏差 T に対応する q 軸電流指令値 I_q' をマップから求めて q 軸電流指令値 I_q' に加算し (S114)、等しければこの加算を行わずにステップ S116 に進む。ステップ S116 では、上記のようにして求めた補正済みの d 軸電流指令値 I_d' 及び q 軸電流指令値 I_q' を次の電流制御部 12 に出力してメインルーチンにリターンする。

10

【0057】

なお、この実施形態では、図 7 に示すフローの 1 周期の N (N は 2 以上の整数であり、かつ、ステータ電流回路の時定数より短い期間に設定される) 回前にステップ S100 にて読み込んだ電源電圧 V_b の値と今回のフローのステップ S100 にて読み込んだ電源電圧 V_b の値とにより電源電圧低下量 V が算出される。

20

【0058】

(変形態様)

なお、図 4 では変調率をステップ S102 及び S104 にて算出したが、算出タイミングはこれに限定されず自由である。

【0059】

(第 4 実施形態)

第 4 実施形態を図 5、図 6 に示すフローチャートを参照して以下に説明する。図 5 はトルク指令値 T_s に基づいて電圧指令値を算出する通常のもータ制御ルーチンであり、図 6 は電源電圧低下率及びトルク指令値 T_s の増加率に基づいてこのもータ制御ルーチン (図 5) の演算周期を変更するもータ制御周期 (電圧指令値算出周期) 変更のためのルーチンである。

30

【0060】

図 5 に示すもータ制御ルーチンは演算周期 T_1 にて実行される。図 5 において、まずトルク指令値 T_s を読み込み (S200)、読み込んだトルク指令値 T_s に対して最小振幅となる電流ベクトルを構成する d 軸電流指令値 I_d' 及び q 軸電流指令値 I_q' を算出する (S202)。ステップ S202 は電流指令部 11 に対応する。次に、算出した d 軸電流指令値 I_d' 及び q 軸電流指令値 I_q' に基づいて d 軸電圧指令値 V_d' 及び q 軸電圧指令値 V_q' を算出する (S204)。ステップ S204 は電流検出部 15、3 相 2 相変換部 16、電流制御部 12 に対応する。次に、算出した d 軸電圧指令値 V_d' 及び q 軸電圧指令値 V_q' に基づいて 3 相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' を算出し (S206)、算出した 3 相電圧指令値 V_u' 、 V_v' 、 V_w' に基づいて 3 相の PWM 信号 (実際には上アーム及び下アームの合計 6 つの PWM 信号) を算出し (S208)、算出した 3 相の PWM 信号を三相インバータ 17 に出力する (S210)。ステップ S206 は 2 相 3 相変換部 13 に、ステップ S208 は PWM 信号発生部 14 に相当する。この電圧指令値算出ルーチン (図 5) は通常のもータベクトル制御ルーチンであるが、たとえば 2 相変調などの種々の公知の変形が可能である。

40

【0061】

次に、この実施例の特徴をなすもータ制御周期変更ルーチンを図 6 を参照して説明する。このもータ制御周期変更ルーチンは演算周期 T_2 にて実行される。演算周期 T_2 は演算

50

周期 T_1 の約 20% に設定されるが、後述の電源電圧低下率又はトルク指令値増加率が大きい場合に演算周期 T_2 を更に短縮し、電源電圧低下率又はトルク指令値増加率が小さい場合に演算周期 T_2 を更に延長することも可能である。

【0062】

図6では、まず電源電圧 V_b 及びトルク指令値 T_s を読み込み (S300)、直前の所定期間における電源電圧低下率及びトルク指令値増加率とを算出する (S302)。次にこれら電源電圧低下率及びトルク指令値増加率が所定しきい値以上であるかどうかを判定し (S304)、イエスであればモータ制御ルーチン (図5) の実行周期 T_1 をその後の所定期間だけ短縮し (S306)、ノーであればモータ制御ルーチン (図5) の実行周期 T_1 をその後の所定期間だけ元の状態に延長する (S308)。

10

【0063】

このようにすれば、直前の所定期間における電源電圧の低下又はトルク指令値 T_s の増加が顕著であることを認識した場合に、インバータの電流指令値変更をそれ以外の期間より頻繁に行うため、これら電源電圧低下やトルク指令値増加に対する制御追従性を向上することができ、脱調を抑止することができる。また、これらの変化が小さい安定状態では制御装置の演算負担やインバータのスイッチング損失を低減することができるため、制御負担や電力損失を低減することができる。

【0064】

(変形態様)

なお、ステップ S304 ~ S308 の代わりに、算出した電源電圧低下率及びトルク指令値増加率のうち大きな方に負相関を有して演算周期 T_1 を変更してもよい。すなわち、直前の所定期間における電源電圧 V_b の低下率、及び、直前の所定期間におけるトルク指令値 T_s の増加率に応じて上記演算周期 T_1 の長さを設定してもよい。

20

【0065】

(第5実施形態)

第5実施形態を図5、図7に示すフローチャートを参照して以下に説明する。図5については既述したので説明を省略する。図7はたとえば第1実施形態で説明したd軸電流指令値 I_d' などの電流指令値の補正ルーチンであり、この実施形態では図5のモータ制御ルーチンに定期的に割り込んで実行される割り込みルーチンとされる。なお、この実施形態では、図7に示す電流指令値補正ルーチンの実行周期 T_2 は演算周期 T_2 にて実行される。演算周期 T_2 は演算周期 T_1 の約20%に設定されるが、後述の電源電圧低下率又はトルク指令値増加率が大きい場合に演算周期 T_2 を更に短縮し、電源電圧低下率又はトルク指令値増加率が小さい場合に演算周期 T_2 を更に延長することも可能である。

30

【0066】

この実施例の特徴をなす電流指令値補正ルーチンを図7を参照して説明する。図7では、まず電源電圧 V_b 及びトルク指令値 T_s を読み込み (S400)、直前の所定期間における電源電圧低下率及びトルク指令値増加率とを算出する (S402)。次にこれら電源電圧低下率及びトルク指令値増加率が所定しきい値以上であるかどうかを判定し (S404)、イエスであればこれら電源電圧低下率及びトルク指令値増加率のうち大きい方に正相関を有してd軸電流補正量 I_d' を算出する (S406)。なお、この実施形態では、d軸電流補正量 I_d' は第1実施形態と同じく、電源電圧低下率又はトルク指令値増加率の所定係数倍とされるが、これら電源電圧低下率及びトルク指令値増加率とd軸電流補正量 I_d' との関数関係を既述するマップを用いて更に複雑な関数関係を利用してよい。次に、算出したd軸電流補正量 I_d' をd軸電流補正量 I_d' に追加して新たな補正済みd軸電流指令値 I_d' とする (S408)。なお、ステップ S404 にて電源電圧低下率及びトルク指令値増加率が所定しきい値未満であれば、d軸電流補正量 I_d' を0とする補正を行って (S410)、メインルーチンにリターンする。

40

【0067】

このようにすれば、直前の所定期間における電源電圧の低下又はトルク指令値 T_s の増加に対応してd軸電流指令値 I_d' やq軸電流指令値 I_q' を補正してトルクを増大する

50

処理を、トルク指令値 T_s に対応する電流指令値を演算する処理よりも多数回行うため、これら電源電圧低下やトルク指令値増加に対する制御追従性を向上することができ、脱調を抑止することができる。

【0068】

(変形態様)

上記実施形態では、ステップ S406 ~ S408 にて第1 d 軸電流補正量 $I_{d'}$ だけを補正したが、これらのステップにて第2実施形態又は第3実施形態にて説明した第2 d 軸電流補正量 $I_{d''}$ の加算や、q 軸電流指令値 $I_{q'}$ への q 軸電流補正量 I_q の加算を行ってもよい。

【図面の簡単な説明】

10

【0069】

【図1】第1実施形態のモータ制御装置を示すブロック回路図である。

【図2】第2実施形態のモータ制御装置を示すブロック回路図である。

【図3】第3実施形態のモータ制御装置を示すブロック回路図である。

【図4】第3実施形態の電流指令値補正処理を示すフローチャートである。

【図5】第4、第5実施形態におけるモータ制御ルーチンを示すフローチャートである。

【図6】第4実施形態における電源電圧低下率及びトルク指令値 T_s の増加率に基づくモータ制御ルーチンの演算周期を変更するためのルーチンを示すフローチャートである。

【図7】第5実施形態における電源電圧低下率及びトルク指令値 T_s の増加率に基づく d 軸電流指令値 $I_{d'}$ の補正ルーチンを示すフローチャートである。

20

【符号の説明】

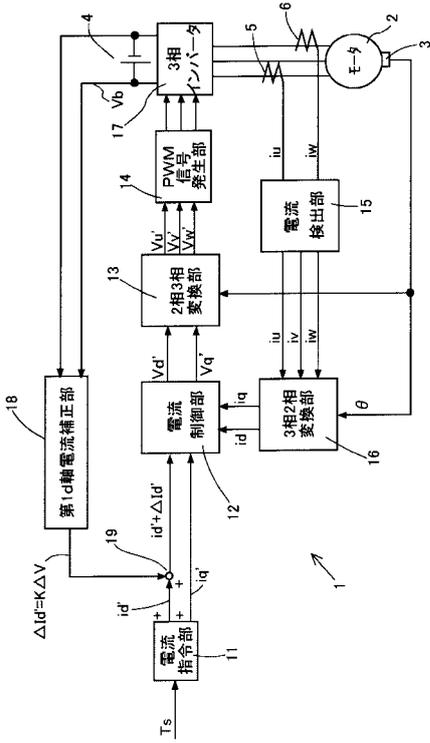
【0070】

- 1 同期モータ制御装置
- 2 三相同期モータ
- 3 モータ回転位置検出装置
- 4 直流電源
- 5 相電流センサ
- 6 相電流センサ
- 11 電流指令部
- 12 電流制御部
- 13 相変換部
- 14 信号発生部
- 15 電流検出部
- 16 相変換部
- 17 三相インバータ
- 18 第1 d 軸電流補正部
- 19 加算器
- 20 トルク推定部
- 21 q 軸電流補正部
- 22 減算器
- 23 加算器
- 23' 加算器
- 24 変調率算出部
- 25 変調率制限部
- 26 第2 d 軸電流補正部
- 27 加算器

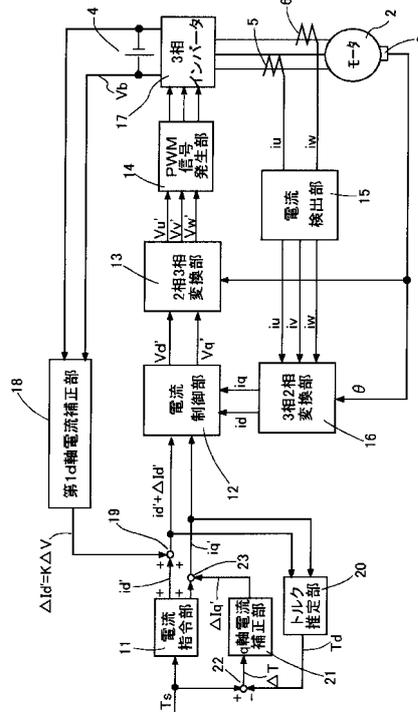
30

40

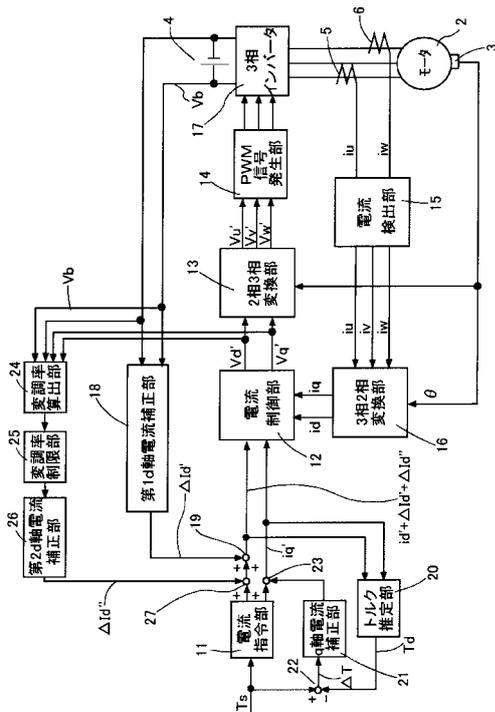
【図1】



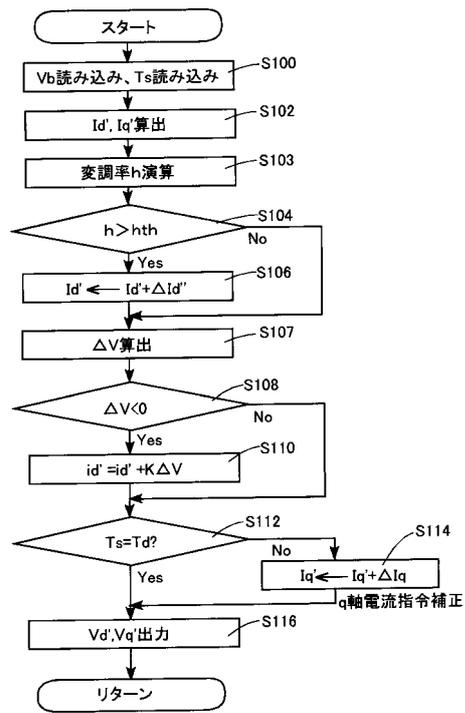
【図2】



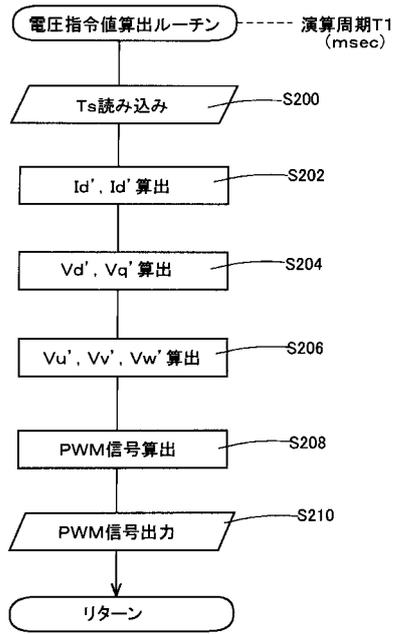
【図3】



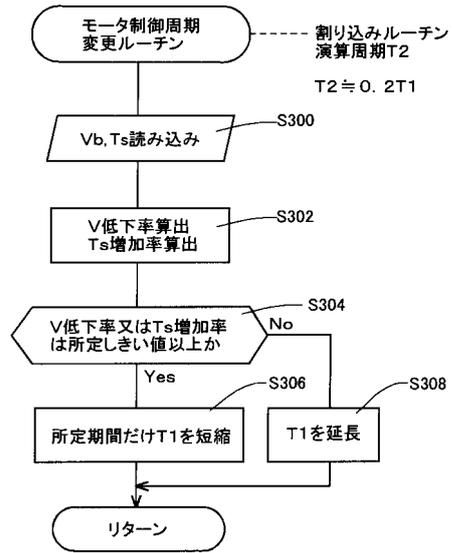
【図4】



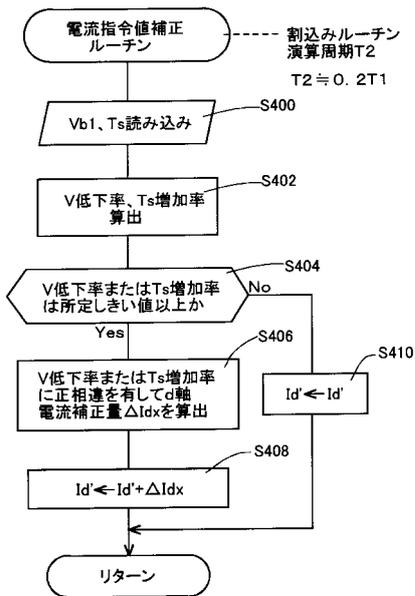
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2000-228892(JP,A)
特開2001-161099(JP,A)
特開2005-083683(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 6/00-6/24