

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5292995号
(P5292995)

(45) 発行日 平成25年9月18日(2013.9.18)

(24) 登録日 平成25年6月21日(2013.6.21)

(51) Int. Cl.	F 1				
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	C	
HO2P 27/04	(2006.01)	B62D	6/00		
B62D 6/00	(2006.01)	HO2P	5/41	303K	
HO2P 27/06	(2006.01)	HO2P	6/02	341G	
HO2P 6/10	(2006.01)	B62D	101:00		

請求項の数 5 (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2008-214393 (P2008-214393)
 (22) 出願日 平成20年8月22日(2008.8.22)
 (65) 公開番号 特開2010-51125 (P2010-51125A)
 (43) 公開日 平成22年3月4日(2010.3.4)
 審査請求日 平成23年8月1日(2011.8.1)

(73) 特許権者 000001247
 株式会社ジェイテクト
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号
 (74) 代理人 100068755
 弁理士 恩田 博宣
 (74) 代理人 100105957
 弁理士 恩田 誠
 (72) 発明者 鈴木 浩
 大阪府大阪市中央区南船場3丁目5番8号
 株式会社ジェイテクト内

審査官 森山 拓哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置及び電動パワーステアリング装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

d / q 座標系における電流制御の実行によりモータ制御信号を生成するモータ制御信号生成手段と、前記モータ制御信号に基づいてモータに三相の駆動電力を出力する駆動回路とを備えたモータ制御装置であって、

前記モータ制御信号生成手段は、前記モータの回転角速度、及び前記 d / q 座標系の電流指令値に基づいて、前記駆動回路に印加可能な最大電圧に対する要求出力電圧の割合である予想電圧利用率を推定し、その推定される予想電圧利用率が電圧飽和限界に相当する所定値を超えないように前記電流指令値を補正すること、を特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載のモータ制御装置において、

前記モータ制御信号生成手段は、前記推定される予想電圧利用率が前記所定値を超えないように弱め界磁制御を実行すべく d 軸電流指令値を演算するとともに、前記推定される予想電圧利用率が前記弱め界磁制御により対応可能な限界値を超える場合には、併せて q 軸電流指令値を低減することにより、前記予想電圧利用率が前記所定値を超えないように前記補正すること、を特徴とするモータ制御装置。

【請求項3】

請求項1に記載のモータ制御装置において、

前記モータ制御信号生成手段は、前記推定される予想電圧利用率が前記所定値を超えないように q 軸電流指令値を低減すること、を特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記モータ制御信号生成手段は、前記推定される予想電圧利用率が前記所定値を超えないように弱め界磁制御を実行すべく d 軸電流指令値を演算すること、
を特徴とするモータ制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 ~ 請求項 4 の何れか一項に記載のモータ制御装置を備えた電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、モータ制御装置及び電動パワーステアリング装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来、電動パワーステアリング装置 (EPS) のように円滑なモータ回転及び高い静粛性が要求される用途では、多くの場合、その駆動源としてブラシレスモータが採用される。そして、そのモータ制御は、d/q 座標系における電流制御に基づき各相 (U, V, W) に正弦波通電を行なう構成が一般的となっている。

【0003】

ところで、このような構成を有するモータ制御装置において、その出力可能な電圧に上限のある場合には、モータの高速回転時等、その要求出力電圧が駆動回路に印加可能な最大電圧 (例えば電源電圧) を上回る所謂電圧飽和が発生する可能性があり、これによりトルクリップルや騒音が引き起こされるおそれがある。

20

【0004】

そこで、従来、その電圧指令値を制限することにより上記電圧飽和の発生を抑制するための電圧制限処理 (電圧飽和ガード) が行なわれている。例えば、駆動回路等の規格・仕様に基づいて、予め当該電圧制限処理における制限値を決定する。そして、図 9 に示すように、d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸電圧指令値 V_q^* との合成ベクトル V_{dq}^* が、その予め設定された電圧制限値 V_{dq_lim} を超える場合、即ち電圧飽和時には、その補正後の合成ベクトル V_{dq}^* が当該電圧制限値 V_{dq_lim} 以下となるように、d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* を補正する。

30

【0005】

尚、この図 9 に示す例では、d 軸電圧指令値 V_d^* を維持した状態で q 軸電圧指令値 V_q^* を低減するが、その他、電圧飽和突入後は、合成ベクトル V_{dq}^* の角度が維持されるように、d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* を補正する構成を採用するものもある (例えば、特許文献 1 参照)。

【0006】

また、こうした電圧飽和の問題は、弱め界磁制御の実行によりモータの回転領域を拡張することでも対処することができる。例えば、特許文献 2 には、q 軸電流偏差に基づき弱め界磁制御を発動するモータ制御装置 (ステアリング装置) が提案されている。更に、特許文献 3 に記載のモータ制御装置は、電流制御の実行により演算される電圧指令値に基づき電圧飽和の度合いを示す電圧飽和率を演算する。そして、その電圧飽和率に応じて電流指令値の位相を補正し、弱め界磁と併せて電流指令値の低減を実行することにより、効果的に電圧飽和の防止を図る構成となっている。

40

【特許文献 1】特開平 6 - 153569 号公報

【特許文献 2】特開 2003 - 40128 号公報

【特許文献 3】特開 2006 - 129632 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

50

しかしながら、上記のような電圧制限処理を実行することにより、電圧飽和が発生するような高速・高トルク領域（電圧飽和域）では、q軸電圧指令値 V_{q^*} がd軸電圧指令値 V_{d^*} に依存して変動することになる。そのため、d/q軸電流の変化が増幅されやすく、その変動がトルクリップルや騒音を引き起こすおそれがある。また、上記特許文献2の従来例のようなq軸電流偏差に基づき弱め界磁制御を発動する構成では、その偏差が閾値に達した段階において既に電圧飽和状態となっていることが多く、その発動に遅れが生じやすいという問題がある。そして、この発動の遅れについては、その弱め界磁制御発動の基礎として、電流偏差に基づき演算される電圧指令値を用いる上記特許文献3の従来例についても同様であり、この点において、なお改善の余地を残すものとなっていた。

【0008】

10

本発明は、上記問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、電圧飽和域においてもトルクリップルや騒音の発生を招くことなく円滑なモータ回転を実現することのできるモータ制御装置及び電動パワーステアリング装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記問題点を解決するために、請求項1に記載の発明は、d/q座標系における電流制御の実行によりモータ制御信号を生成するモータ制御信号生成手段と、前記モータ制御信号に基づいてモータに三相の駆動電力を出力する駆動回路とを備えたモータ制御装置であって、前記モータ制御信号生成手段は、前記モータの回転角速度、及び前記d/q座標系の電流指令値に基づいて、前記駆動回路に印加可能な最大電圧に対する要求出力電圧の割合である予想電圧利用率を推定し、その推定される予想電圧利用率が電圧飽和限界に相当する所定値を超えないように前記電流指令値を補正すること、を要旨とする。

20

【0010】

上記構成によれば、電圧飽和の発生を未然に防止することができる。これにより、電圧制限処理を行なうことなく、常にモータ電流を制御することが可能になり、その結果、効果的にトルクリップルや騒音の発生を抑制することができる。更に、電流制御実行前の電流指令値に基づき予想電圧利用率を推定することで、その電流制御における電流指令と実電流との偏差の影響を排除して、電圧飽和に至る過渡的な段階から、いち早く当該電圧飽和の発生を抑制することができる。

【0011】

30

請求項2に記載の発明は、前記モータ制御信号生成手段は、前記推定される予想電圧利用率が前記所定値を超えないように弱め界磁制御を実行すべくd軸電流指令値を演算するとともに、前記推定される予想電圧利用率が前記弱め界磁制御により対応可能な限界値を超える場合には、併せてq軸電流指令値を低減することにより、前記予想電圧利用率が前記所定値を超えないように前記補正すること、を要旨とする。

【0012】

上記構成によれば、より幅広い領域において、電圧飽和の発生を防止することができる。また、予想電圧利用率が弱め界磁制御により対応可能な限界値に達した後に、電流指令値の低減制御を併用することで、その出力性能を最大限に引き出すことができる。即ち、電動パワーステアリング装置等の用途においては、その振動や騒音の低減もさることながら、基本性能の向上が最も重要な課題である。そして、上記構成を採用して駆動源であるモータの出力性能を最大限に活かすことにより、高い基本性能と静粛性との両立を実現することができるようになる。

40

【0013】

請求項3に記載の発明は、前記モータ制御信号生成手段は、前記推定される予想電圧利用率が前記所定値を超えないようにq軸電流指令値を低減すること、を要旨とする。

請求項4に記載の発明は、前記モータ制御信号生成手段は、前記推定される予想電圧利用率が前記所定値を超えないように弱め界磁制御を実行すべくd軸電流指令値を演算すること、を要旨とする。

【0014】

50

上記各構成によれば、電圧飽和の発生を未然に防止することができ、これにより電圧制限処理を行なうことなく、常にモータ電流を制御することが可能になる。その結果、効果的にトルクリップルや騒音の発生を抑制することができる。特に、請求項4に記載の発明により弱め界磁制御を実行することで、電流指令値の低減に伴うトルク低下を回避することができ、これにより電圧飽和領域においても高い出力性能を維持することができる。

【0015】

請求項5に記載の発明は、請求項1～請求項4の何れか一項に記載のモータ制御装置を備えた電動パワーステアリング装置であることを要旨とする。

上記構成によれば、電圧飽和域においてもトルクリップルや騒音の発生を招くことなく円滑なモータ回転を実現することが可能な電動パワーステアリング装置を提供することができる。

10

【発明の効果】

【0016】

本発明によれば、電圧飽和域においてもトルクリップルや騒音の発生を招くことなく円滑なモータ回転を実現することが可能なモータ制御装置及び電動パワーステアリング装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

(第1の実施形態)

以下、本発明を電動パワーステアリング装置(EPS)に具体化した第1の実施形態を図面に従って説明する。

20

【0018】

図1は、本実施形態のEPS1の概略構成図である。同図に示すように、ステアリングホイール(ステアリング)2が固定されたステアリングシャフト3は、ラックアンドピニオン機構4を介してラック5に連結されており、ステアリング操作に伴うステアリングシャフト3の回転は、ラックアンドピニオン機構4によりラック5の往復直線運動に変換される。そして、このラック5の往復直線運動により操舵輪6の舵角が変更されるようになっている。

【0019】

また、EPS1は、操舵系にステアリング操作を補助するためのアシスト力を付与する操舵力補助装置としてのEPSアクチュエータ10と、該EPSアクチュエータ10の作動を制御する制御手段としてのECU11とを備えている。

30

【0020】

本実施形態のEPSアクチュエータ10は、その駆動源であるモータ12がラック5と同軸に配置された所謂ラック型のEPSアクチュエータであり、モータ12が発生するアシストトルクは、ボールねじ機構(図示略)を介してラック5に伝達される。尚、本実施形態のモータ12は、ブラシレスモータであり、ECU11から三相(U, V, W)の駆動電力の供給を受けることにより回転する。そして、モータ制御装置としてのECU11は、このモータ12が発生するアシストトルクを制御することにより、操舵系に付与するアシスト力を制御する(パワーアシスト制御)。

40

【0021】

本実施形態では、ECU11には、トルクセンサ14及び車速センサ15が接続されている。そして、ECU11は、これらトルクセンサ14及び車速センサ15によりそれぞれ検出される操舵トルク及び車速Vに基づいて、EPSアクチュエータ10の作動、即ちパワーアシスト制御を実行する。

【0022】

次に、本実施形態のEPSの電氣的構成について説明する。

図2は、本実施形態のEPSの制御ブロック図である。同図に示すように、ECU11は、モータ制御信号を出力するモータ制御信号出力手段としてのマイコン17と、モータ制御信号に基づいてモータ12に三相の駆動電力を供給する駆動回路18とを備えている

50

【 0 0 2 3 】

本実施形態の駆動回路 1 8 は、直列に接続された一对のスイッチング素子を基本単位（アーム）として各相に対応する 3 つのアームを並列接続してなる周知の P W M インバータであり、マイコン 1 7 の出力するモータ制御信号は、駆動回路 1 8 を構成する各スイッチング素子のオン duty 比を規定するものとなっている。そして、モータ制御信号が各スイッチング素子のゲート端子に印加され、そのモータ制御信号に应答して各スイッチング素子がオン / オフすることにより、バッテリー 1 9 の電源電圧 V_b に基づく三相（ U , V , W ）の駆動電力を生成してモータ 1 2 へと出力する構成になっている。

【 0 0 2 4 】

本実施形態では、E C U 1 1 には、モータ 1 2 に通電される各相電流値 I_u , I_v , I_w を検出するための電流センサ 2 0 u , 2 0 v , 2 0 w、及びモータ 1 2 の回転角 を検出するための回転角センサ 2 1 が接続されている。そして、マイコン 1 7 は、これら各センサの出力信号に基づき検出されたモータ 1 2 の各相電流値 I_u , I_v , I_w 及び回転角、並びに上記操舵トルク 及び車速 V に基づいて駆動回路 1 8 にモータ制御信号を出力する。

【 0 0 2 5 】

尚、以下に示すマイコン 1 7 内の各制御ブロックは、同マイコン 1 7 が実行するコンピュータプログラムにより実現されるものである。

詳述すると、マイコン 1 7 は、操舵系に付与するアシスト力の制御目標量として電流指令値を演算する電流指令値演算部 2 2 と、上記駆動回路 1 8 の作動制御するためのモータ制御信号を生成するモータ制御信号生成手段としてのモータ制御信号生成部 2 3 とを備えている。

【 0 0 2 6 】

本実施形態の電流指令値演算部 2 2 は、 q 軸電流指令値演算部 2 4 を有しており、同 q 軸電流指令値演算部 2 4 は、上記トルクセンサ 1 4 及び車速センサ 1 5 により検出された操舵トルク 及び車速 V に基づいて、 d / q 座標系における q 軸電流指令値 I_{q^*} を演算する。そして、電流指令値演算部 2 2 は、この q 軸電流指令値 I_{q^*} に後述する補正処理を施した後の q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ をモータ制御信号生成部 2 3 へと出力する。

【 0 0 2 7 】

モータ制御信号生成部 2 3 には、電流指令値演算部 2 2 の出力する q 軸電流指令値 I_{q^*} とともに、各電流センサ 2 0 u , 2 0 v , 2 0 w により検出された各相電流値 I_u , I_v , I_w 、及び回転角センサ 2 1 により検出された回転角 が入力される。尚、本実施形態では、 d 軸電流指令値 I_{d^*} には「 $I_{d^*} = 0$ 」が用いられる。そして、モータ制御信号生成部 2 3 は、これら各相電流値 I_u , I_v , I_w 、及び回転角（電気角）に基づいて、 d / q 座標系における電流フィードバック制御を実行することによりモータ制御信号を生成する。

【 0 0 2 8 】

即ち、モータ制御信号生成部 2 3 において、各相電流値 I_u , I_v , I_w は、回転角 とともに 3 相 / 2 相変換部 2 5 に入力され、同 3 相 / 2 相変換部 2 5 により d / q 座標系の d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q に変換される。また、モータ制御信号生成部 2 3 に入力された q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ は、上記 q 軸電流値 I_q とともに減算器 2 6 q に入力され、 d 軸電流指令値 I_{d^*} は、 d 軸電流値 I_d とともに減算器 2 6 d に入力される。これら減算器 2 6 d , 2 6 q において演算された d 軸電流偏差 I_d 及び q 軸電流偏差 I_q は、それぞれ対応する F / B 制御部 2 7 d , 2 7 q に入力される。そして、これら各 F / B 制御部 2 7 d , 2 7 q において、その制御目標値である d 軸電流指令値 I_{d^*} 及び q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ に実電流である d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q を追従させたためのフィードバック制御が行われる。具体的には、F / B 制御部 2 7 d , 2 7 q は、入力された d 軸電流偏差 I_d 及び q 軸電流偏差 I_q に所定の F / B ゲイン（P I ゲイン）を乗ずることにより、 d 軸電圧指令値 V_{d^*} 及び q 軸電圧指令値 V_{q^*} を演算する。これら d 軸電圧指令値 V_{d^*} 及び q

10

20

30

40

50

軸電圧指令値 V_{q^*} は、回転角 θ とともに 2 相 / 3 相変換部 29 に入力され、同 2 相 / 3 相変換部 29 において三相の電圧指令値 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} に変換される。

【0029】

2 相 / 3 相変換部 29 において演算された各電圧指令値 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} は、PWM 変換部 30 に入力され、同 PWM 変換部 30 において、該各電圧指令値 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} に対応する $duty$ 指令値が生成される。そして、モータ制御信号生成部 23 は、これら各 $duty$ 指令値に示されるオン $duty$ 比を有するモータ制御信号を生成し、マイコン 17 は、そのモータ制御信号を、駆動回路 18 を構成する各スイッチング素子（のゲート端子）に出力することにより、同駆動回路 18 の作動、即ちモータ 12 への駆動電力の供給を制御する。

10

【0030】

（電圧飽和防止制御）

次に、本実施形態における電圧飽和防止制御の態様について説明する。

図 2 に示すように、本実施形態の電流指令値演算部 22 には、上記 q 軸電流指令値演算部 24 が演算する q 軸電流指令値 I_{q^*} について、その補正処理を実行する q 軸電流指令値補正演算部 31 が設けられている。そして、本実施形態では、この q 軸電流指令値補正演算部 31 における補正処理によって、上述のような電圧飽和の発生を防止する構成となっている。

【0031】

詳述すると、本実施形態の電流指令値演算部 22 は、駆動回路 18 に印加可能な最大電圧 V_{max} に対する要求出力電圧の割合である予想電圧利用率 f を演算（推定）する予想電圧利用率演算部 32 を備えている。そして、上記 q 軸電流指令値補正演算部 31 は、この予想電圧利用率演算部 32 により推定される予想電圧利用率 f に基づいて、 q 軸電流指令値 I_{q^*} を補正する。

20

【0032】

さらに詳述すると、本実施形態の予想電圧利用率演算部 32 には、モータ 12 の回転角速度（電気角速度）及び q 軸電流指令値 I_{q^*} が入力される。また、本実施形態の駆動回路 18 に印加可能な最大電圧 V_{max} は電源電圧 V_b であることから、予想電圧利用率演算部 32 には、当該駆動回路 18 とバッテリー 19 との間の電力供給線に設けられた電圧センサ 33 により検出される電源電圧 V_b が入力される。そして、予想電圧利用率演算部 32 は、これら回転角速度及び q 軸電流指令値 I_{q^*} 、並びに電源電圧 V_b （最大電圧 V_{max} ）に基づいて、予想電圧利用率 f を推定する。

30

【0033】

具体的には、本実施形態の予想電圧利用率演算部 32 は、次の（1）式に基づいて、予想電圧利用率 f の推定演算を実行する。

【0034】

【数 1】

$$f = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{(\omega L i_{q^*})^2 + (R i_{q^*} + \Phi \omega)^2}}{V_{max}} \dots (1)$$

40

尚、上記（1）式において、「 L 」はインダクタンス（ d/q 軸換算）、「 R 」はモータ抵抗（ d/q 軸換算）、「 Φ 」は、鎖交磁束最大値を「 Φ 」とした場合に「 $\Phi = (3/2) \times \dots$ 」の式に表される定数である。

【0035】

即ち、 d 軸電流指令値 I_{d^*} は「 $I_{d^*} = 0$ 」、 q 軸電流指令値 I_{q^*} の時間的変動は小さいとした場合であって、且つ低負荷・低速回転時（通常時）には、次の（2）（3）式に示す電圧方程式が成立する。

【0036】

【数 2】

$$V_d = -\omega L i_q^* \quad \dots (2)$$

$$V_q = R i_q^* + \Phi \omega \quad \dots (3)$$

更に、この電圧方程式に基づき d / q 座標系で制御した場合における三相座標系への変換後の各相電圧の振幅を「 V_a 」とした場合、駆動回路 18 により出力可能な最大電圧が当該駆動回路 18 に印加可能な上記最大電圧 V_{max} であるとすれば、正弦波通電の実行には、次の (4) 式に示す関係を満たす必要がある。

【0037】

10

【数 3】

$$V_a = \sqrt{\frac{2}{3} (V_d^2 + V_q^2)} \leq \frac{V_{max}}{2} \quad \dots (4)$$

従って、上記予想電圧利用率 f は、次の (5) 式のように定義することができ、この (5) 式に上記 (2) (3) 式を代入することで、上記 (1) 式に示される予想電圧利用率 f の推定演算式を導出することができる。

【0038】

【数 4】

$$f = \frac{2V_a}{V_{max}} = 2 \sqrt{\frac{2}{3} \frac{\sqrt{V_d^2 + V_q^2}}{V_{max}}} \quad \dots (5)$$

20

また、本実施形態の q 軸電流指令値補正演算部 31 は、このようにして予想電圧利用率演算部 32 により推定された予想電圧利用率 f が、電圧飽和状態に移行する電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 を超えるか否かを判定する。尚、本実施形態では、この所定値 f_0 には「1」近傍の値 ($f_0 - 1$) が設定されている。そして、その推定された予想電圧利用率 f が所定値 f_0 を超える場合 ($f > f_0$) には、次の (6) (7) 式に基づき新たな q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ を演算することにより、電流指令値演算部 22 により演算された q 軸電流指令値 I_{q^*} を補正 (更新) する構成となっている。

【0039】

30

【数 5】

$$I_{q^{**}} = \frac{1}{4} \frac{-4R\Phi\omega + \sqrt{6V_{max}^2 R^2 f_0^2 + 6L^2 \omega^2 V_{max}^2 f_0^2 - 16\omega^4 L^2 \Phi^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (I_{q^*} > 0)$$

... (6)

$$I_{q^{**}} = \frac{1}{4} \frac{-4R\Phi\omega - \sqrt{6V_{max}^2 R^2 f_0^2 + 6L^2 \omega^2 V_{max}^2 f_0^2 - 16\omega^4 L^2 \Phi^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (I_{q^*} < 0)$$

... (7)

40

即ち、これら (6) (7) 式は、上記 (1) 式中の「 f 」に「 f_0 」を代入し、更に q 軸電流指令値 I_{q^*} ($I_{q^{**}}$) について解くことにより得ることができる。そして、これにより求められた新たな q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ に基づき電流制御をすることで、上記予想電圧利用率 f を所定値 f_0 以下に抑えることができる。

【0040】

そして、本実施形態では、これら (6) (7) 式に基づく q 軸電流指令値 I_{q^*} の補正、つまり、q 軸電流指令値 I_{q^*} を低減する補正を実行することにより、電圧飽和の発生を防止する構成となっている。

50

【 0 0 4 1 】

次に、上記のように構成された本実施形態の電圧飽和防止制御の処理手順を説明する。

図3のフローチャートに示すように、本実施形態のマイコン17は、各状態量を取得すると(ステップ101)、先ずq軸電流指令値 Iq^* を演算する(ステップ102)。次に、マイコン17は、上記(1)式に基づいて、予想電圧利用率 f を演算し(ステップ103)、その推定された予想電圧利用率 f が電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 を超えるかを判定する(ステップ104)。そして、当該予想電圧利用率 f が所定値 f_0 を超える場合($f > f_0$ 、ステップ104: YES)には、上記(6)(7)式に基づき新たなq軸電流指令値 Iq^{**} を演算することにより、上記ステップ102において演算されたq軸電流指令値 Iq^* の補正処理(更新)を実行する(ステップ105)。

10

【 0 0 4 2 】

尚、上記ステップ104において、その推定された予想電圧利用率 f が所定値 f_0 を超えない場合($f \leq f_0$ 、ステップ104: NO)には、このような新たなq軸電流指令値 Iq^{**} の演算による補正処理(更新)は行なわれない($Iq^{**} = Iq^*$ 、ステップ106)。

【 0 0 4 3 】

そして、本実施形態のマイコン17は、その補正処理後のq軸電流指令値 Iq^{**} に基づいて、上記のようなd/q座標系における電流制御を実行する構成となっている(ステップ107)。

【 0 0 4 4 】

以上、本実施形態によれば、以下のような作用・効果を得ることができる。

20

(1) 駆動回路18に印加可能な最大電圧 V_{max} に対する要求出力電圧の割合である予想電圧利用率 f を推定し、当該予想電圧利用率 f が電圧飽和限界に相当する所定値を超えないようにq軸電流指令値 Iq^* を補正することで、未然に電圧飽和の発生を防止することができる。これにより、電圧制限処理を行なうことなく、常にモータ電流を制御することが可能になり、その結果、効果的にトルクリップルや騒音の発生を抑制することができる。

【 0 0 4 5 】

(2) 更に、電流制御実行前のq軸電流指令値 Iq^* に基づき予想電圧利用率 f を推定することで、その電流制御における電流指令(Iq^*)と実電流(Iq)との偏差の影響を排除して、電圧飽和に至る過渡的な段階から、いち早く当該電圧飽和の発生を抑制することができる。

30

【 0 0 4 6 】

(第2の実施形態)

以下、本発明を電動パワーステアリング装置(EPS)に具体化した第2の実施形態を図面に従って説明する。

【 0 0 4 7 】

尚、本実施形態と上記第1の実施形態との主たる相違点は、その電流指令値演算部の構成及び電圧飽和防止制御の態様についてのみである。このため、説明の便宜上、第1の実施形態と同一の部分については同一の符号を付すこととして、その説明を省略する。

【 0 0 4 8 】

図4に示すように、本実施形態の電流指令値演算部42には、上記第1の実施形態におけるq軸電流指令値補正演算部31(図2参照)に代えて、d軸電流指令値 Id^* の演算を実行するd軸電流指令値演算部43が設けられるとともに、予想電圧利用率演算部32の推定する予想電圧利用率 f は、このd軸電流指令値演算部43に入力される。そして、その推定される予想電圧利用率 f が、電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 を超える場合($f > f_0$)には、このd軸電流指令値演算部43において、弱め界磁制御を実行するためのd軸電流指令値 Id^* を演算、即ち弱め界磁電流を演算することにより、その電圧飽和の発生を抑える構成となっている。

40

【 0 0 4 9 】

具体的には、本実施形態のd軸電流指令値演算部43は、次の(8)式に基づいて、弱

50

め界磁電流 (d 軸電流指令値 I_d^*) を演算する。

【 0 0 5 0 】

【 数 6 】

$$I_d^* = \frac{-4L\omega^2\Phi + \sqrt{16L^2\omega^4\Phi^2 - 6\omega^2L^2V_{\max}^2(f^2 - f_0^2) - 6R^2V_{\max}^2(f^2 - f_0^2)}}{4(R^2 + \omega^2L^2)}$$

・・・ (8)

即ち、d 軸電流を考慮した場合の電圧方程式は、次の (9) (10) 式に表される。

10

【 0 0 5 1 】

【 数 7 】

$$V_d = Ri_d^* - \omega Li_q^* \quad \dots (9)$$

$$V_q = Ri_q^* + \Phi\omega + \omega Li_d^* \quad \dots (10)$$

そして、弱め界磁制御時における予想電圧利用率 f' は、これらの (9) (10) 式を上記 (5) 式に代入することにより、次の (11) 式に表すことができる。

【 0 0 5 2 】

【 数 8 】

20

$$f' = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\sqrt{(Ri_d^* - \omega Li_q^*)^2 + (Ri_q^* + \Phi\omega + \omega Li_d^*)^2}}{V_{\max}} \quad \dots (11)$$

ここで、電圧飽和の発生を防止するためには、この弱め界磁制御時の予想電圧利用率 f' が上記電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 以下となるように、d 軸電流指令値 I_d^* を演算すればよい。

【 0 0 5 3 】

そこで、先ず、上記 (1) 式から (11) 式を減算することにより次の (12) 式を得る。

30

【 0 0 5 4 】

【 数 9 】

$$f^2 - f'^2 = -\frac{8}{3} \frac{(R^2 + \omega^2L^2)i_d^{*2} + 2\Phi\omega^2Li_d^*}{V_{\max}} \quad \dots (12)$$

そして、この (12) 式を d 軸電流指令値 I_d^* について解くことにより、上記 (8) 式が得られる。

【 0 0 5 5 】

このように、本実施形態のマイコン 17 は、推定される予想電圧利用率 f が電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 を超える場合 ($f > f_0$ 、図 5 参照、ステップ 204: YES) には、上記 (8) 式に基づき d 軸電流指令値 I_d^* を演算する (ステップ 205)。そして、その弱め界磁電流に相当する d 軸電流指令値 I_d^* (及び q 軸電流指令値 I_q^*) を用いて電流制御を実行することにより (ステップ 206)、電圧飽和の発生を抑えつつ効率よく制御することが可能となっている。

40

【 0 0 5 6 】

尚、上記ステップ 204 において、その予想電圧利用率 f が所定値 f_0 を超えない場合 ($f \leq f_0$ 、ステップ 104: NO) には、マイコン 17 は、d 軸電流指令値 I_d^* を「 $I_d^* = 0$ 」と演算する (ステップ 207)。そして、その「 $I_d^* = 0$ 」で電流制御を行なうことにより、上記のような弱め界磁制御を実行しない。

50

【 0 0 5 7 】

以上、本実施形態によれば、上記第 1 の実施形態と同様、電圧飽和に至る過渡的な段階から、当該電圧飽和の発生を未然に防止して、電圧制限処理を行なうことなく常にモータ電流を制御することが可能になる。その結果、効果的にトルクリプルや騒音の発生を抑制することができる。加えて、電流指令値の低減に伴うトルク低下を回避することができる。これにより電圧飽和領域においても高い出力性能を維持することができる。

【 0 0 5 8 】

(第 3 の実施形態)

以下、本発明を電動パワーステアリング装置 (EPS) に具体化した第 3 の実施形態を図面に従って説明する。

【 0 0 5 9 】

尚、本実施形態と上記第 1 及び第 2 の実施形態との主たる相違点は、その電流指令値演算部の構成及び電圧飽和防止制御の態様についてのみである。このため、説明の便宜上、第 1 及び第 2 の実施形態と同一の部分については同一の符号を付すこととして、その説明を省略する。

【 0 0 6 0 】

図 6 に示すように、本実施形態の電流指令値演算部 5 2 には、電圧飽和の発生を防止すべく q 軸電流指令値 I_{q^*} の補正を実行する q 軸電流指令値補正演算部 3 1、及び弱め界磁制御を実行するための d 軸電流指令値 I_{d^*} の演算する d 軸電流指令値演算部 4 3 が設けられている。そして、本実施形態の電流指令値演算部 5 2 は、その予想電圧利用率演算部 3 2 において推定される予想電圧利用率 f に基づいて、電圧飽和を防止するための弱め界磁制御及び電流指令値 (q 軸電流指令値 I_{q^*}) の低減制御を実行する構成となっている。

【 0 0 6 1 】

具体的には、本実施形態の d 軸電流指令値演算部 4 3 は、予想電圧利用率演算部 3 2 において推定される予想電圧利用率 f が、次の (13) 式に示される弱め界磁制御により対応可能な限界値、即ち限界電圧利用率 f_{max} を超える場合 ($f > f_{max}$) には、以下の (14) 式により弱め界磁電流 (d 軸電流指令値 I_{d^*}) を演算する。

【 0 0 6 2 】

【数 1 0】

$$f_{max} = \frac{\sqrt{8\Phi^2 \omega^4 L^2 + 3\omega^2 L^2 f_0^2 V_{max}^2 + 3R^2 f_0^2 V_{max}^2}}{\sqrt{3(R^2 + \omega^2 L^2)} V_{max}} \quad \dots (13)$$

$$I_{d^*} = \frac{-L\omega^2 \Phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad \dots (14)$$

そして、q 軸電流指令値補正演算部 3 1 は、このような予想電圧利用率 f が限界電圧利用率 f_{max} を超える場合 ($f > f_{max}$) にのみ、その q 軸電流指令値 I_{q^*} の補正処理を実行する。

【 0 0 6 3 】

即ち、弱め界磁電流として機能する d 軸電流には限界があり、その限界を超える d 軸電流指令値 I_{d^*} を用いても電圧飽和抑制の効果を得ることができない。具体的には、上記 (8) 式に示される弱め界磁電流 (d 軸電流指令値 I_{d^*}) の演算式が成立、即ち実数解を有するためには、同 (8) 式の分子の「 」内が「 0 以上」でなければならない。そして、この条件が成立する予想電圧利用率 f の範囲が次の (15) 式に示す範囲であり、その上限値が上記限界電圧利用率 f_{max} である。

【 0 0 6 4 】

10

20

30

40

【数 1 1】

$$0 < f \leq \frac{\sqrt{8\Phi^2 \omega^4 L^2 + 3\omega^2 L^2 f_0^2 V_{\max}^2 + 3R^2 f_0^2 V_{\max}^2}}{\sqrt{3(R^2 + \omega^2 L^2)} V_{\max}} \quad \dots (15)$$

本実施形態では、このような予想電圧利用率 f が限界電圧利用率 f_{\max} を超える場合 ($f > f_{\max}$)、 q 軸電流指令値補正演算部 3 1 が、次の (16) (17) 式に基づいて新たな q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ を演算する。

【0065】

【数 1 2】

10

$$I_{q^{**}} = \frac{1}{4} \frac{-4R\Phi\omega + f_0 \sqrt{6V_{\max}^2 R^2 + 6L^2 \omega^2 V_{\max}^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (I_{q^*} > 0) \quad \dots (16)$$

$$I_{q^{**}} = \frac{1}{4} \frac{-4R\Phi\omega - f_0 \sqrt{6V_{\max}^2 R^2 + 6L^2 \omega^2 V_{\max}^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (I_{q^*} < 0) \quad \dots (17)$$

即ち、これら (16) (17) 式は、上記 (14) 式を上記 (11) 式に代入し、更に「 $f = f_0$ 」として q 軸電流指令値 I_{q^*} ($I_{q^{**}}$) について解くことにより得ることができる。そして、本実施形態では、これにより求められた新たな q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ に基づき電流制御をすることにより、図 7 に示すように、より広い領域において上記予想電圧利用率 f を電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 以下に抑えることが可能な構成となっている。

20

【0066】

次に、上記のように構成された本実施形態における電圧飽和防止制御の処理手順を説明する。

尚、以下に示す図 8 のフローチャートにおけるステップ 3 0 1 ~ ステップ 3 0 4 の処理は、上記図 3 のフローチャート中に示されるステップ 1 0 1 ~ ステップ 1 0 4 の処理と同一であるため、その説明を省略する。

【0067】

30

同図に示すように、本実施形態のマイコン 1 7 は、推定される予想電圧利用率 f が電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 を超える場合 ($f > f_0$ 、ステップ 3 0 4 : YES)、次に上記 (13) 式により限界電圧利用率 f_{\max} を演算する (ステップ 3 0 5)。そして、予想電圧利用率 f がその限界電圧利用率 f_{\max} 以下であるか否かを判定し (ステップ 3 0 6)、その予想電圧利用率 f が限界電圧利用率 f_{\max} 以下である場合 ($f \leq f_{\max}$ 、ステップ 3 0 6 : YES) には、上記第 2 の実施形態と同様、上記 (8) 式に基づいて弱め界磁電流 (d 軸電流指令値 I_{d^*}) を演算する (ステップ 3 0 7)。尚、この場合には、 q 軸電流指令値 I_{q^*} の補正処理は実行されない ($I_{q^{**}} = I_{q^*}$ 、ステップ 3 0 8)。

【0068】

一方、上記ステップ 3 0 6 において、予想電圧利用率 f が限界電圧利用率 f_{\max} を超える場合 ($f > f_{\max}$ 、ステップ 3 0 6 : NO)、マイコン 1 7 は、上記 (14) 式により弱め界磁電流 (d 軸電流指令値 I_{d^*}) を演算する (ステップ 3 0 9)。そして、更に上記 (16) (17) 式に基づき新たな q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ を演算することにより、ステップ 3 0 2 において演算された q 軸電流指令値 I_{q^*} の補正処理 (更新) を実行する (ステップ 3 1 0)。

40

【0069】

尚、上記ステップ 3 0 4 において、推定される予想電圧利用率 f が電圧飽和限界に相当する所定値 f_0 以下である場合 ($f \leq f_0$ 、ステップ 3 0 4 : NO)、マイコン 1 7 は、弱め界磁電流を演算せず ($I_{d^*} = 0$ 、ステップ 3 1 1)、 q 軸電流指令値 I_{q^*} の補正処理も実行しない ($I_{q^{**}} = I_{q^*}$ 、ステップ 3 1 2)。

50

【 0 0 7 0 】

このように、本実施形態のマイコン 17 は、その推定される予想電圧利用率 f に応じて d/q 座標系の各電流指令値 (I_d^* , I_q^{**}) の演算形態を切り替える。そして、これらステップ 307 ~ ステップ 311 を実行することにより演算 (補正) された各電流指令値 (I_d^* , I_q^{**}) を用いて電流制御を実行する (ステップ 313)。

【 0 0 7 1 】

以上、本実施形態によれば、より幅広い領域において、電圧飽和の発生を防止することができる。また、特に、予想電圧利用率 f が弱め界磁制御により対応可能な限界値、即ち限界電圧利用率 f_{max} に達した後に、電流指令値 (q 軸電流指令値 I_q^*) の低減制御を併用することで、その出力性能を最大限に引き出すことができる。即ち、EPS においては、その振動や騒音の低減もさることながら、基本性能の向上が最も重要な課題である。そして、上記構成を採用して駆動源であるモータ 12 の出力性能を最大限に活かすことにより、高い基本性能と静粛性とを併せ持つ優れた EPS を提供することができるようになる。

10

【 0 0 7 2 】

なお、上記各実施形態は以下のように変更してもよい。

- ・上記各実施形態では、 q 軸電流指令値補正演算部 31 や d 軸電流指令値演算部 43 とは別体に、予想電圧利用率演算部 32 を設ける構成としたが、これらを一体とした構成としてもよい。

【 0 0 7 3 】

- ・上記各実施形態では、説明の便宜上、電圧制限処理は省略したが、これを併用する構成としてもよい。

20

- ・更に、上記各実施形態では、特に言及しなかったが、弱め界磁制御による減磁作用を考慮して d 軸電流指令値 I_d^* を制限する構成としてもよい。

【 0 0 7 4 】

- ・上記各実施形態では、電流フィードバック制御の実行によりモータ制御信号を生成する構成に具体化した。オープン制御の実行によりモータ制御信号を生成する構成に具体化してもよい。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 5 】

【図 1】 電動パワーステアリング装置 (EPS) の概略構成図。

【図 2】 第 1 の実施形態における EPS の電氣的構成を示す制御ブロック図。

【図 3】 第 1 の実施形態における電圧飽和防止制御の処理手順を示すフローチャート。

【図 4】 第 2 の実施形態における EPS の電氣的構成を示す制御ブロック図。

【図 5】 第 2 の実施形態における電圧飽和防止制御の処理手順を示すフローチャート。

【図 6】 第 3 の実施形態における EPS の電氣的構成を示す制御ブロック図。

【図 7】 第 3 の実施形態における電圧飽和防止制御の態様を示す説明図。

【図 8】 第 3 の実施形態における電圧飽和防止制御の処理手順を示すフローチャート。

【図 9】 電圧制限処理 (電圧飽和ガード) の態様を示す説明図。

30

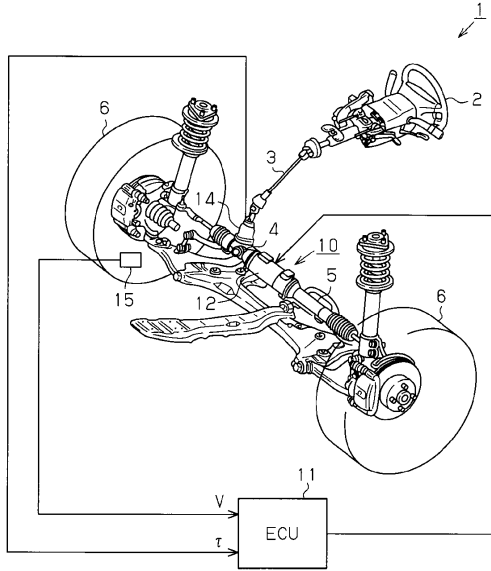
【 符号の説明 】

40

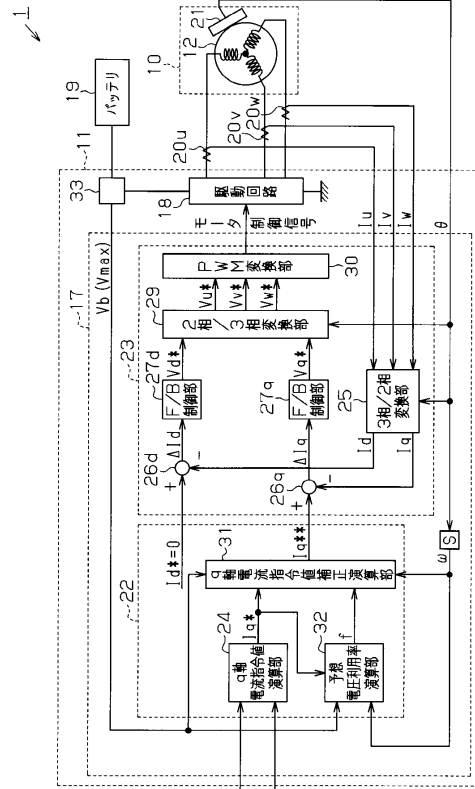
【 0 0 7 6 】

1 ... 電動パワーステアリング装置 (EPS)、10 ... EPS アクチュエータ、11 ... EPS ECU、12 ... モータ、17 ... マイコン、18 ... 駆動回路、22, 42, 52 ... 電流指令値演算部、23 ... モータ制御信号生成部、31 ... q 軸電流指令値補正演算部、32 ... 予想電圧利用率演算部、43 ... d 軸電流指令値演算部、 I_d^* ... d 軸電流指令値、 I_q^* , I_q^{**} ... q 軸電流指令値、 ω ... 回転角速度、 V_b ... 電源電圧、 V_{max} ... 最大電圧、 f , f' ... 予想電圧利用率、 f_0 ... 所定値、 f_{max} ... 限界電圧利用率。

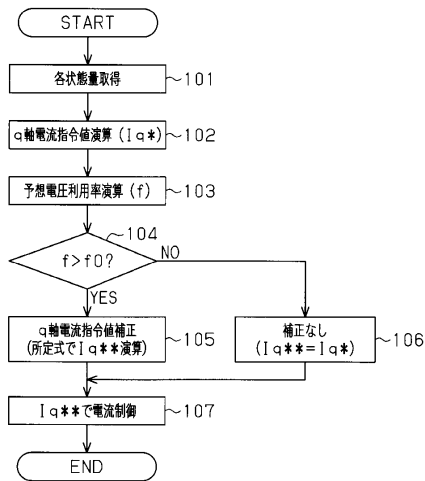
【図1】



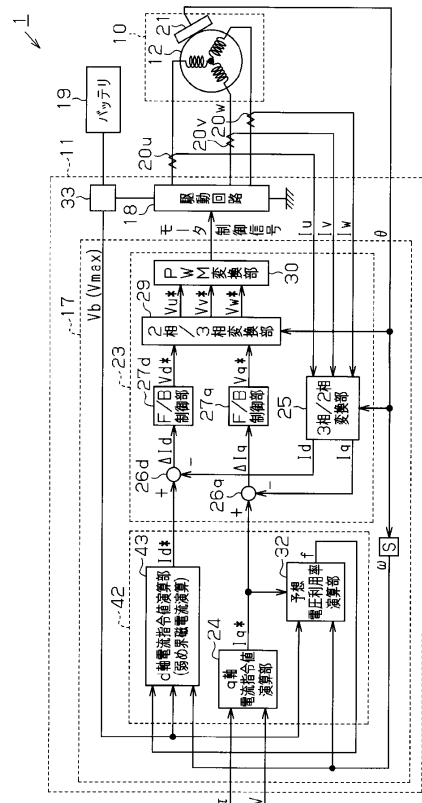
【図2】



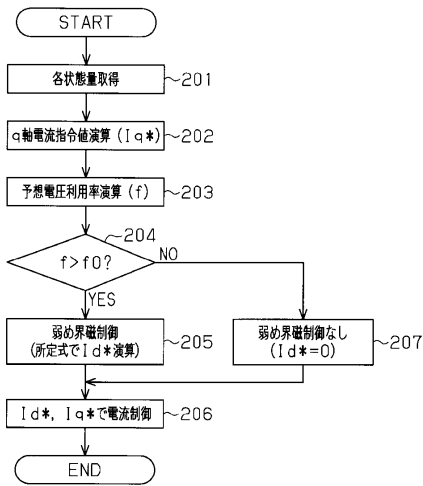
【図3】



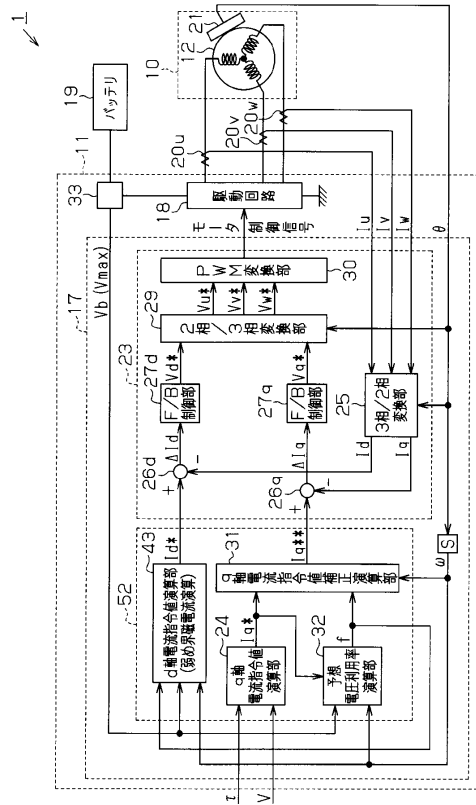
【図4】



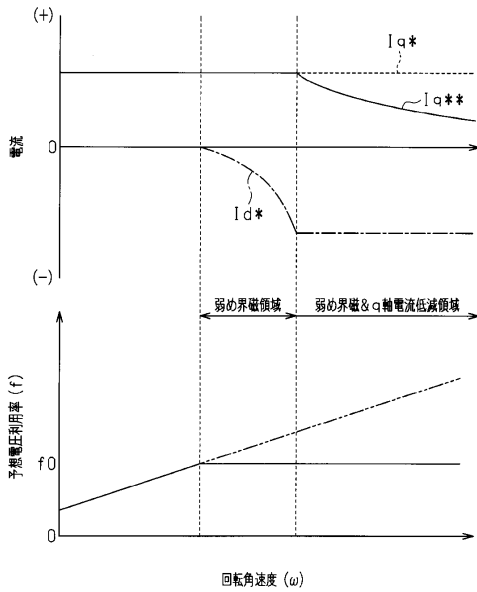
【図5】



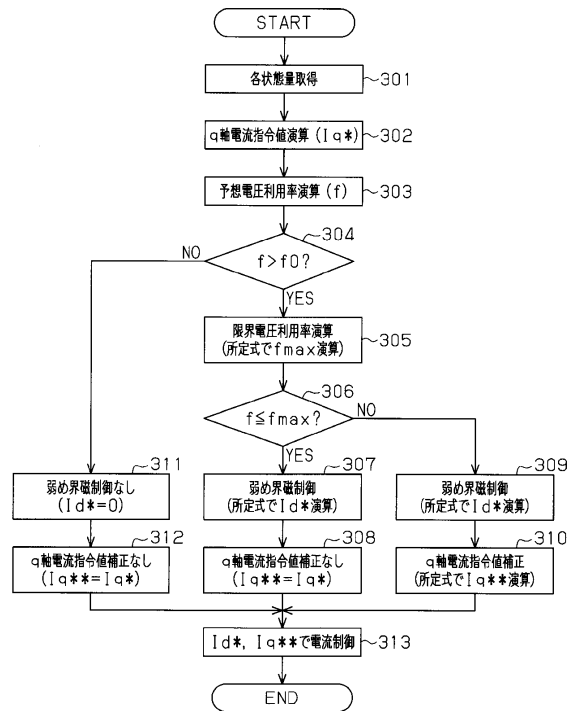
【図6】



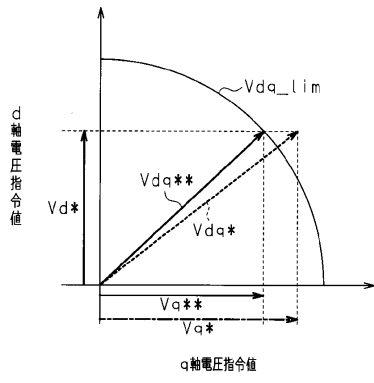
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I
B 6 2 D 101/00 (2006.01) B 6 2 D 119:00
B 6 2 D 119/00 (2006.01)

(56) 参考文献 特開 2 0 0 3 - 4 0 1 2 8 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 1 2 9 6 3 2 (J P , A)
特開 2 0 0 7 - 2 7 4 7 8 1 (J P , A)

(58) 調査した分野(Int.Cl. , DB名)
H 0 2 P 6 / 0 0 - 6 / 2 4
H 0 2 P 2 1 / 0 0 - 2 7 / 1 8
B 6 2 D 5 / 0 4
B 6 2 D 6 / 0 0