

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5267848号
(P5267848)

(45) 発行日 平成25年8月21日(2013.8.21)

(24) 登録日 平成25年5月17日(2013.5.17)

(51) Int.Cl.

F I

H O 2 P 6/18 (2006.01)

H O 2 P 6/02 3 7 1 S

H O 2 P 21/00 (2006.01)

H O 2 P 5/408 A

H O 2 P 27/04 (2006.01)

B 6 2 D 5/04

B 6 2 D 5/04 (2006.01)

B 6 2 D 6/00

B 6 2 D 6/00 (2006.01)

B 6 2 D 119:00

請求項の数 1 (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2008-105968 (P2008-105968)
 (22) 出願日 平成20年4月15日(2008.4.15)
 (65) 公開番号 特開2009-261103 (P2009-261103A)
 (43) 公開日 平成21年11月5日(2009.11.5)
 審査請求日 平成23年2月16日(2011.2.16)

(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 100087701
 弁理士 稲岡 耕作
 (74) 代理人 100101328
 弁理士 川崎 実夫
 (72) 発明者 小松 逸人
 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
 (72) 発明者 谷沢 明
 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ロータと、このロータに対向するステータとを備えたモータを制御するためのモータ制御装置であって、

前記ロータの回転によって生じるモータ誘起電圧を検出するモータ誘起電圧検出手段と、

このモータ誘起電圧検出手段によって検出されたモータ誘起電圧に基づいて、前記ロータの回転位置を求める位置推定手段と、

前記ロータの界磁を弱めて前記モータの出力を増加するための弱め磁束制御を行う弱め磁束制御手段と、

この弱め磁束制御手段による弱め磁束制御に対して制限を加える制限手段とを含み、

前記モータ制御装置は、d q 座標上の d 軸電流および q 軸電流を制御するものであり、

前記制限手段は、d 軸電流指令値 I_d^* を、次式 (A) を満たす範囲に制限するものである、モータ制御装置。

$$I_d^* (K - \quad) \div (L_d) \dots\dots (A)$$

ただし、K は誘起電圧変化からロータ回転位置を所要精度で推定できるように予め定める電圧閾値、 ω はロータの回転角速度、 B は界磁によるステータ巻線鎖交磁束数最大値の $(3/2)$ 、 L_d は d 軸インダクタンスである。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1 】

この発明は、ブラシレスモータをセンサレス駆動するためのモータ制御装置に関する。ブラシレスモータは、たとえば、電動パワーステアリング装置における操舵補助力の発生源として利用される。

【 背景技術 】

【 0 0 0 2 】

ブラシレスモータを駆動制御するためのモータ制御装置は、一般に、ロータの回転位置（電気角）を検出するための位置センサの出力に応じてモータ電流の供給を制御するように構成されている。しかし、位置センサの耐環境性が問題となるうえ、高価な位置センサおよびこれに関連する配線がコストの削減を阻害し、かつ、小型化を阻害している。そこで、位置センサを用いることなくブラシレスモータを駆動するセンサレス駆動方式が提案されている。センサレス駆動方式は、ロータの回転に伴う誘起電圧を推定することによって、磁極の位相（ロータの電気角）を推定する方式である（特許文献 1 参照）。

10

【 0 0 0 3 】

一方、モータ制御装置は、ロータの回転位置に基づいて、ステータの各相に正弦波状に変化する電圧を印加する正弦波駆動を行う。たとえば、電動パワーステアリング装置では、モータ制御装置は、トルクセンサによって検出される操舵トルクに基づいて、 d q 座標における二相電流の指令値、すなわち、 d 軸電流指令値および q 軸電流指令値を設定する。さらに、モータ制御装置は、モータに実際に流れている d 軸電流および q 軸電流を検出し、各指令値に対する d 軸電流および q 軸電流の偏差を求め、それらの偏差に対応した d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を演算する。そして、モータ制御装置は、 d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を三相（ U 相， V 相， W 相）の電圧値に変換し、これらの値の電圧をモータの各相に印加する（特許文献 2 参照）。

20

【 0 0 0 4 】

低中速回転域では、 d 軸電流指令値を零とする一方で、 q 軸電流指令値を操舵トルクに応じた値に設定することにより、モータから必要なトルクを発生させることができる。しかし、高速回転域では、モータの逆起電力のために出力（トルク）が不足する。そこで、モータの出力を増加させるために、 d 軸電流指令値を零以外の有意値とし、界磁を弱める方向に電流を流す弱め磁束制御が行われる。

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 7 - 3 7 2 9 9 号公報

30

【 特許文献 2 】 $W O 2 0 0 6 / 1 0 9 8 0 9$

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 5 】

ところが、弱め磁束制御を行うと、誘起電圧の変化を正確に検出することができなくなる。そのため、センサレス駆動方式に弱め磁束制御を併用しようとする、誘起電圧を用いたロータ位置推定の精度が悪くなる。その結果、モータをスムーズに駆動することができなくなるおそれがある。

そこで、この発明の目的は、弱め磁束制御に起因するロータ推定位置精度の低下を抑制し、これにより、モータのスムーズな駆動を阻害することなくセンサレス駆動方式と弱め磁束制御との併用を可能とするモータ制御装置を提供することである。

40

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 6 】

上記の目的を達成するための請求項 1 記載の発明は、ロータ（50）と、このロータに対向するステータ（51～53）とを備えたモータ（3）を制御するためのモータ制御装置であって、前記ロータの回転によって生じるモータ誘起電圧を検出するモータ誘起電圧検出手段（9，35）と、このモータ誘起電圧検出手段によって検出されたモータ誘起電圧に基づいて、前記ロータの回転位置を求める位置推定手段（20，37）と、前記ロータの界磁を弱めて前記モータの出力を増加するための弱め磁束制御を行う弱め磁束制御手段（11，57）と、この弱め磁束制御手段による弱め磁束制御に対して制限を加える制

50

限手段（１１，Ｓ８，Ｓ９）とを含み、前記モータ制御装置は、 d q 座標上の d 軸電流および q 軸電流を制御するものであり、前記制限手段は、 d 軸電流指令値 I_d^* を、次式（Ａ）を満たす範囲に制限するものである、モータ制御装置。

$$I_d^* (K - \quad) \div (\quad L_d) \dots\dots (A)$$

ただし、 K は誘起電圧変化からロータ回転位置を所要精度で推定できるように予め定める電圧閾値、 \quad はロータの回転角速度、 \quad は界磁によるステータ巻線鎖交磁束数最大値の $(3/2)$ 、 L_d は d 軸インダクタンスである。

なお、括弧内の英数字は後述の実施形態における対応構成要素等を表す。以下、この項において同じ。

【０００７】

10

この構成によれば、弱め磁束制御に対して制限が加えられることによって、弱め磁束制御が行われるときでも、モータ誘起電圧を用いたロータ回転位置推定の精度が悪化することを抑制または防止できる。その結果、センサレス駆動方式と弱め磁束制御とを両立することができるので、弱め磁束制御が行われる状況でも、ロータ回転位置を正確に推定でき、モータのスムーズな駆動を可能とすることができる。

【０００９】

また、この発明によれば、弱め磁束制御のための d 軸電流指令値 I_d^* に対して前記式（Ａ）による制限が加えられることによって、弱め磁束制御が行われるときでも、確実にロータ回転位置を正確に推定できるから、より一層、モータのスムーズな駆動が可能になる。

20

d q 座標におけるモータの電圧方程式は、次の式（Ｂ）および（Ｃ）によって与えられる。このうち、式（Ｃ）の第２項および第３項の和である $(\quad L_d I_d^* + \quad)$ の値が小さいと、誘起電圧変化を検出しにくくなり、モータをスムーズに駆動することが困難になる。

【００１０】

【数１】

$$V_d = RI_d^* - \omega L_q I_q^* \dots\dots (B)$$

$$V_q = RI_q^* + \omega L_d I_d^* + \omega \phi \dots\dots (C)$$

30

ただし、 V_d は d 軸電圧、
 V_q は q 軸電圧、
 R はステータ巻線抵抗、
 \quad はロータの回転角速度、
 L_d は d 軸インダクタンス
 L_q は q 軸インダクタンス
 I_d^* は d 軸電流指令値、
 I_q^* は q 軸電流指令値、
 \quad は界磁によるステータ巻線鎖交磁束数最大値の $(3/2)$ である。

【００１１】

40

一方、弱め磁束制御では、 d 軸電流指令値 I_d^* (< 0) を有意値とすることによって、 $(\quad L_d I_d^* + \quad)$ の値を小さくし、トルク出力の増大が図られる。

そこで、誘起電圧変化から必要な精度でロータ回転位置を推定できるように電圧閾値 K を定め、次式（Ｄ）を満たすようにしておけば、弱め磁束制御が行われるときでも、モータ誘起電圧に基づくロータ回転位置の推定に支障がない。この式（Ｄ）を d 軸電流指令値 I_d^* について解くと、前記式（Ａ）が得られる。

【００１２】

$$L_d I_d^* + \quad K \quad (D)$$

【発明を実施するための最良の形態】

【００１３】

50

以下では、この発明の実施の形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。

図 1 は、この発明の一実施形態に係るモータ制御装置を適用した電動パワーステアリング装置の電氣的構成を説明するためのブロック図である。この電動パワーステアリング装置は、車両のステアリングホイールに加えられる操舵トルクを検出するトルクセンサ 1 と、車両の舵取り機構 2 に操舵補助力を与えるモータ 3（電動モータ）と、このモータ 3 を駆動制御するモータ制御装置 5 とを備えている。モータ制御装置 5 は、トルクセンサ 1 が検出する操舵トルクに応じてモータ 3 を駆動することによって、操舵状況に応じた適切な操舵補助を実現する。

【0014】

モータ 3 は、この実施形態では、三相ブラシレスモータであり、図 2 に図解的に示すように、界磁としてのロータ 50 と、これに対向するステータに配置された U 相、V 相および W 相のステータ巻線 51, 52, 53 とを備えている。モータ 3 は、ロータの外部にステータを対向配置したインナーロータ型のものであってもよいし、筒状のロータの内部にステータを対向配置したアウターロータ型のものであってもよい。

【0015】

モータ制御装置 5 は、マイクロコンピュータ 7 と、このマイクロコンピュータ 7 によって制御され、モータ 3 に電力を供給する駆動回路（インバータ回路）8 と、モータ 3 の各相のステータ巻線に流れる電流を検出する電流センサ 9 とを備えている。

マイクロコンピュータ 7 は、CPU およびメモリ（ROM および RAM など）を備えており、所定のプログラムを実行することによって、複数の機能処理部として機能するようになっている。この複数の機能処理部には、電流指令値生成部 11 と、PI（比例積分）制御部 12 と、指示電圧生成部 13 と、 θ / ω 座標変換部 14 と、 θ / UVW 座標変換部 15 と、PWM 制御部 16 と、UVW / θ 座標変換部 17 と、 ω / θ 座標変換部 18 と、偏差演算部 19 と、位置推定部 20 と、角速度演算部 21 とを備えている。

【0016】

電流指令値生成部 11 は、モータ 3 のロータ磁極方向に沿う d 軸電流成分の指令値 I_d^* と、d 軸に直交する q 軸電流成分の指令値 I_q^* とを生成する。以下、これらをまとめて言うときには、「電流指令値 I_{dq}^* 」という。ただし、dq 座標平面はロータ 50 の回転方向に沿う平面であり、d 軸および q 軸は、ロータ 50 とともに回転する二相回転座標系（d - q）を規定する（図 2 参照）。

【0017】

モータ 3 の U 相、V 相および W 相に与えるべき電流（正弦波電流）の振幅を表す電流指令値 I^* を用いると、d 軸電流指令値 I_d^* および q 軸電流指令値 I_q^* は、次式(1)(2)のよう

$$I_d^* = 0 \quad \dots\dots(1)$$

$$I_q^* = - (3/2)^{1/2} \cdot I^* \quad \dots\dots(2)$$

したがって、電流指令値生成部 11 は、d 軸電流指令値 $I_d^* = 0$ を生成する一方で、トルクセンサ 1 によって検出される操舵トルクに応じた q 軸電流指令値 I_q^* を生成するように動作する。より具体的には、操舵トルクに対応した q 軸電流指令値 I_q^* を記憶したマップ（テーブル）を用いて q 軸電流指令値 I_q^* が生成されるようになっていてもよい。モータ 3 が発生するトルクは、モータ電流に対応するから、電流指令値 I_{dq}^* は、モータ 3 から発生させるべきトルクを指令するための「トルク指令値」と言い換えることもできる。

【0018】

一方、高速回転域（たとえば、800 rpm を超える回転速度域）では、モータ 3 のトルク出力が不足するので、電流指令値生成部 11 は、d 軸電流指令値 $I_d^* = 0$ に設定して、いわゆる弱め磁束制御を行い、モータ 3 の出力を増加させる。

電流指令値生成部 11 の動作の詳細は後述するが、この実施形態では、電流指令値生成部 11 は、角速度演算部 21 によって演算されるモータ回転角速度 ω を加味して、電流指令値 I_{dq}^* を設定するようになっている。

【0019】

10

20

30

40

50

電流センサ 9 は、モータ 3 の U 相電流 I_U 、V 相電流 I_V および W 相電流 I_W を検出する（以下、これらをまとめていうときには「三相検出電流 I_{UVW} 」という）。その検出値は、所定のサンプリング周波数 f_s でサンプリングされてマイクロコンピュータ 7 に取り込まれ、U V W / 座標変換部 17 に与えられる。

U V W / 座標変換部 17 は、三相検出電流 I_{UVW} を、二相固定座標系（ $\alpha - \beta$ ）上での電流 I_α および I_β （以下、これらをまとめていうときには「二相検出電流 $I_{\alpha\beta}$ 」という。）に座標変換する。二相固定座標系（ $\alpha - \beta$ ）とは、ロータ 50 の回転中心を原点として、ロータ 50 の回転平面内に α 軸およびこれに直交する β 軸を定めた固定座標系である（図 2 参照）。座標変換された二相検出電流 $I_{\alpha\beta}$ は、 $\alpha - \beta$ / 座標変換部 18 に与えられる。

10

【0020】

$\alpha - \beta$ / 座標変換部 18 は、二相検出電流 $I_{\alpha\beta}$ を、位置推定部 20 によって推定されるロータ回転位置 θ （以下、「推定回転位置 θ 」という。）に従う二相回転座標系（ $d - q$ ）上での電流 I_d および I_q （以下、これらをまとめていうときには「二相検出電流 I_{dq} 」という。）に座標変換する。二相回転座標系（ $d - q$ ）は、推定回転位置 θ にロータ 50 がある場合に、ロータ磁極方向に沿う d 軸と、この d 軸に直交する q 軸とによって規定される回転座標系である（図 2 参照）。推定回転位置 θ に誤差がなく、実際のロータ回転位置と一致しているとき、二相回転座標系（ $d - q$ ）と二相回転座標系（ $d - q$ ）とは一致する。

【0021】

20

二相検出電流 I_{dq} は、偏差演算部 19 に与えられるようになっている。この偏差演算部 19 は、 d 軸電流指令値 I_d^* に対する d 軸電流 I_d の偏差 i_d 、および q 軸電流指令値 I_q^* に対する q 軸電流 I_q の偏差 i_q を演算する。これらの電流偏差 i_d 、 i_q が P I 制御部 12 に与えられてそれぞれ P I 演算処理を受ける。そして、これらの演算結果に応じて、指示電圧生成部 13 によって、 d 軸指示電圧 V_d^* および q 軸指示電圧 V_q^* （以下、これらをまとめていうときには「二相指示電圧 V_{dq}^* 」という。）が生成されて、 $\alpha - \beta$ / 座標変換部 14 に与えられる。

【0022】

$\alpha - \beta$ / 座標変換部 14 は、 d 軸指示電圧 V_d^* および q 軸指示電圧 V_q^* を、二相固定座標系（ $\alpha - \beta$ ）の指示電圧である V_α^* および V_β^* （以下、これらをまとめていうときには「二相指示電圧 $V_{\alpha\beta}^*$ 」という。）に座標変換する。この二相指示電圧 $V_{\alpha\beta}^*$ は、 $\alpha - \beta$ / U V W 座標変換部 15 に与えられる。

30

$\alpha - \beta$ / U V W 座標変換部 15 は、 V_α^* および V_β^* を三相固定座標系の指示電圧、すなわち、U 相、V 相および W 相の指示電圧 V_U^* 、 V_V^* 、 V_W^* （以下、これらをまとめていうときには「三相指示電圧 V_{UVW}^* 」という。）に変換する。

【0023】

PWM 制御部 16 は、三相の指示電圧 V_U^* 、 V_V^* 、 V_W^* に応じて制御されたデューティ比の駆動信号を生成して駆動回路 8 に与える。これにより、モータ 3 の各相には、該当する相の指示電圧 V_U^* 、 V_V^* 、 V_W^* に応じたデューティ比で電圧が印加されることになる。

このような構成によって、舵取り機構 2 に結合された操作部材としてのステアリングホイール（図示せず）に操舵トルクが加えられると、これがトルクセンサ 1 によって検出される。そして、その検出された操舵トルクに応じた電流指令値 I_{dq}^* が電流指令値生成部 11 によって生成される。この電流指令値 I_{dq}^* と二相検出電流 I_{dq} との偏差が偏差演算部 19 によって求められ、この偏差を零に導くように P I 制御部 12 による P I 演算が行われる。この演算結果に対応した二相指示電圧 V_{dq}^* が指示電圧生成部 13 によって生成され、これが、座標変換部 14、15 を経て三相指示電圧 V_{UVW}^* に変換される。そして、PWM 制御部 16 の働きによって、その三相指示電圧 V_{UVW}^* に応じたデューティ比で駆動回路 8 が動作することによって、モータ 3 が駆動され、電流指令値 I_{dq}^* に対応したアシストトルクが舵取り機構 2 に与えられることになる。こうして、操舵トルクに応じて操舵補助を行うことができる。電流センサ 9 によって検出される三相検出電流 I_{UVW} は、

40

50

座標変換部 17, 18 を経て、電流指令値 I_{dq}^* に対応するように二相回転座標系 () で表された二相検出電流 I に変換された後に、偏差演算部 19 に与えられる。

【0024】

回転座標系と固定座標系との間での座標変換のためには、ロータ 50 の回転位置を表す位相角 (電気角) が必要である。この位相角を表す推定回転位置 $\hat{\theta}$ が位置推定部 20 によって生成され、座標変換部 14 および座標変換部 18 に与えられるようになっている。

位置推定部 20 は、サンプリング周期 $T_s (= 1/f_s)$ ごとに、UVW / 座標変換部 17 から与えられる二相検出電流 I と、座標変換部 14 によって生成される二相指示電圧 V^* とに基づいて、ロータ 50 の回転位置を推定し、推定回転位置 $\hat{\theta}$ を生成する。

10

【0025】

角速度演算部 21 は、位置推定部 20 によって求められる推定回転位置 $\hat{\theta}$ に対して時間微分演算を行うことによって、ロータ 50 の回転角速度 $\hat{\omega}$ を演算する。この回転角速度は、電流指令値生成部 11 による電流指令値 I_{dq}^* の生成のために用いられる。

図 3 は、位置推定部 20 の構成を説明するためのブロック図である。位置推定部 20 は、信号処理部 31 と、ロータ位置推定部 32 とを備えている。信号処理部 31 は、二相指示電圧 V^* の高周波成分を除去する低域通過フィルタで構成された電圧フィルタ 33 と、二相検出電流 I の高周波成分を除去する低域通過フィルタで構成された電流フィルタ 34 とを有している。ロータ位置推定部 32 には、信号処理部 31 によって信号処理 (フィルタリング) された後の二相指示電圧 V^* および二相検出電流 I が与えられるようになっている。ロータ位置推定部 32 は、モータ 3 の数学モデルであるモータモデルに基づき、モータ 3 の誘起電圧を外乱として推定する外乱オブザーバ 35 と、この外乱オブザーバ 35 が出力する推定誘起電圧から高周波成分を除去する低域通過フィルタで構成された推定値フィルタ 36 と、この推定値フィルタ 36 が出力する推定誘起電圧 (フィルタリング後の値) に基づいて、ロータ 50 の推定回転位置 $\hat{\theta}$ を生成する推定位置生成部 37 とを有している。そして、電圧フィルタ 33 によってフィルタリングされた二相指示電圧 V^* と、電流フィルタ 34 によってフィルタリングされた二相検出電流 I

20

とが、ロータ位置推定部 32 の外乱オブザーバ 35 にそれぞれ入力されるようになっている。

30

【0026】

図 4 は、外乱オブザーバ 35 およびこれに関連する構成の一例を説明するためのブロック図である。モータ 3 の数学モデルであるモータモデルは、たとえば、 $(R + pL)^{-1}$ と表すことができる。ただし、 R は電機子巻線抵抗、 L は軸インダクタンス、 p は微分演算子である。モータ 3 には、二相指示電圧 V^* と誘起電圧 E (軸誘起電圧 E および軸誘起電圧 E) とが印加されると考えることができる。

【0027】

外乱オブザーバ 35 は、二相検出電流 I を入力としてモータ電圧を推定する逆モータモデル (モータモデルの逆モデル) 38 と、この逆モータモデル 38 によって推定されるモータ電圧と二相指示電圧 V^* との偏差を求める電圧偏差演算部 39 とで構成することができる。電圧偏差演算部 39 は、二相指示電圧 V^* に対する外乱を求めることになるが、図 4 から明らかなとおり、この外乱は誘起電圧 E に相当する推定値 E^{\wedge}

40

(軸誘起電圧推定値 E^{\wedge} および軸誘起電圧推定値 E^{\wedge} (以下、まとめて「推定誘起電圧 E^{\wedge} 」という。)) になる。逆モータモデル 38 は、たとえば、 $R + pL$ で表される。

【0028】

推定値フィルタ 36 は、たとえば、 $a / (s + a)$ で表される低域通過フィルタで構成することができる。 a は、設計パラメータであり、この設計パラメータ a により、推定値フィルタ 36 の遮断周波数 ω_c が定まる。

誘起電圧 E は、次式 (3) で表すことができる。ただし、 K_E は誘起電圧定数、 ω は口

50

ータ回転位置、 はロータ回転速度である。

【 0 0 2 9 】

【 数 2 】

$$E_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} E_{\alpha} \\ E_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_E \omega \sin \theta \\ K_E \omega \cos \theta \end{bmatrix} \dots\dots(3)$$

したがって、推定誘起電圧 E^{\wedge} が求まれば、次の(4)に従って、推定回転位置 θ^{\wedge} が求まる。この演算が、推定位置生成部 37 によって行われるようになっている。

【 0 0 3 0 】

【 数 3 】

$$\theta^{\wedge} = \tan^{-1} \frac{-E_{\alpha}^{\wedge}}{E_{\beta}^{\wedge}} \dots\dots(4)$$

図 5 は、電流指令値生成部 11 の動作を説明するための図であり、モータ回転角速度に応じた q 軸電流指令値 I_q^* の上限値 I_{q_uplim} および下限値 $I_{q_downlim}$ が示されている。これらの上限値 I_{q_uplim} および下限値 $I_{q_downlim}$ の間で q 軸電流指令値 I_q^* が設定されることによって、電動モータ 3 の U 相、V 相および W 相に正弦波電圧を印加する正弦波駆動が可能になる。

【 0 0 3 1 】

弱め磁束制御をしないとき、すなわち、d 軸電流指令値 $I_d^* = 0$ とするときには、破線で示す特性 $L1^+$ 、 $L1^-$ に従って q 軸電流指令値 I_q^* が制限される。特性 $L1^+$ は、一方向（たとえば右回り方向）へのトルクを発生させるために正の q 軸電流指令値 I_q^* を設定するときの上限値を示し、特性 $L1^-$ は他方向（たとえば左回り方向）へのトルクを発生させるために負の q 軸電流指令値 I_q^* を設定するときの下限値を示す。この場合、モータ回転角速度の絶対値が所定の第 1 閾値 ω_1 （たとえば、 $\omega_1 = 800 \text{ rpm}$ ）以下の低速回転域においては、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値および下限値はそれぞれ一定値、 I_{q_uplim1} 、 $I_{q_downlim1}$ （ただし I_{q_uplim1} は正の定数）であり、モータ回転角速度の絶対値が前記第 1 閾値 ω_1 を超える高速回転域においては、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値は、モータ回転角速度の増加に伴ってリニアに減少し、q 軸電流指令値 I_q^* の下限値は、モータ回転角速度の絶対値の増加に伴ってリニアに増加する（絶対値が減少する）特性とされる。つまり、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値および下限値の絶対値は、第 1 閾値 ω_1 以下の中低速回転域において一定値に保持される一方で、第 1 閾値 ω_1 を超える高速回転域においてモータ回転角速度の増加に応じてリニアに減少する特性とされる。

（ただし $I_{q_downlim1}$ は正の定数）であり、モータ回転角速度の絶対値が前記第 1 閾値 ω_1 を超える高速回転域においては、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値は、モータ回転角速度の増加に伴ってリニアに減少し、q 軸電流指令値 I_q^* の下限値は、モータ回転角速度の絶対値の増加に伴ってリニアに増加する（絶対値が減少する）特性とされる。つまり、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値および下限値の絶対値は、第 1 閾値 ω_1 以下の中低速回転域において一定値に保持される一方で、第 1 閾値 ω_1 を超える高速回転域においてモータ回転角速度の増加に応じてリニアに減少する特性とされる。

【 0 0 3 2 】

一方、弱め磁束制御をするときには、実線で示す特性 $L2^+$ 、 $L2^-$ に従って q 軸電流指令値 I_q^* が制限される。特性 $L2^+$ は、一方向（たとえば右回り方向）へのトルクを発生させるために正の q 軸電流指令値 I_q^* を設定するときの上限値を示し、特性 $L2^-$ は他方向（たとえば左回り方向）へのトルクを発生させるために負の q 軸電流指令値 I_q^* を設定するときの下限値を示す。この場合、モータ回転角速度の絶対値が前記第 1 閾値 ω_1 よりも大きな第 2 閾値 ω_2 （ $\omega_2 > \omega_1$ 。たとえば、 $\omega_2 = 900 \text{ rpm}$ ）以下の回転速度域においては、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値および下限値はそれぞれ一定値、 I_{q_uplim2} 、 $I_{q_downlim2}$ である。そして、モータ回転角速度の絶対値が前記第 2 閾値 ω_2 を超える回転速度域においては、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値は、モータ回転角速度の増加に伴って非線形に減少し、q 軸電流指令値 I_q^* の下限値は、モータ回転角速度の絶対値の増加に伴って非線形に増加（絶対値が減少）する特性とされる。つまり、q 軸電流指令値 I_q^* の上限値および下限値の絶対値は、第 2 閾値 ω_2 以下の回転速度域において一定値に保持される一方で、第 2 閾値 ω_2 を超える回転速度域においてモータ回転角速度の増加に応じて非線形に減少する特性とされる。

値 2 を超える回転速度域においてモータ回転角速度 の増加に応じて非線形に減少する特性とされる。

【 0 0 3 3 】

q 軸電流は、電動モータ 3 の出力トルクに対応する。したがって、弱め磁束制御を行わないときには、特性 L_1^+ 、 L_1^- から理解されるとおり、モータ回転角速度 の絶対値が第 1 閾値 1 を超える高速回転域では、モータ回転角速度 の絶対値の上昇に応じて、出力トルクが減少していき、或る回転速度 10 (たとえば、10 = 1500 rpm) でトルクを発生することができなくなる。そこで、第 1 閾値 1 を超える高速回転域において、d 軸電流指令値 I_d^* を零以外の有意な値に設定して弱め磁束制御を行うことで、第 1 閾値 1 を超える高速回転域において、電動モータ 3 の出力を増加させることができる。

10

【 0 0 3 4 】

弱め磁束制御を行うときの q 軸電流指令値 I_q^* の上限値 I_{q_uplim} は下記式 (5) で与えられ、その下限値 $I_{q_downlim}$ は下記式 (6) で与えられる。ただし、上限値 I_{q_uplim} は正の q 軸電流指令値 I_q^* に対して適用され、下限値 $I_{q_downlim}$ は負の q 軸電流指令値 I_q^* に対して適用される。

【 0 0 3 5 】

【 数 4 】

$$I_{q_uplim} = \begin{cases} \alpha & \omega \leq \omega_2 \text{ のとき} \\ \frac{-E - \sqrt{E^2 - DF}}{D} & \omega > \omega_2 \text{ のとき} \end{cases} \dots\dots(5) \quad 20$$

$$I_{q_downlim} = \begin{cases} -\alpha & \omega \geq -\omega_2 \text{ のとき} \\ \frac{-E + \sqrt{E^2 - DF}}{D} & \omega < -\omega_2 \text{ のとき} \end{cases} \dots\dots(6)$$

ただし、式中、

$$D = R^2(L_d - L_q)^2\omega^2 - (R^2 + L_d^2\omega^2)(R^2 + L_q^2\omega^2)$$

$$E = R(L_d - L_q)L_d\phi\omega^3 - (R^2 + L_d^2\omega^2)R\phi\omega$$

$$F = -R^2\phi^2\omega^2 + (R^2 + L_d^2\omega^2)V_{lim}^2$$

R はモータの固定子巻線抵抗

は界磁によるステータ鎖交磁束から計算される d q 座標上の磁束

(すなわち、界磁の U 相、V 相、W 相ステータ巻線鎖交磁束数最大値の (3 / 2

))

はモータの電気角における回転角速度

L_d は d 軸インダクタンス

L_q は q 軸インダクタンス

V_{lim} は正弦波駆動が可能な d q 座標での制限電圧

は正の定数

40

である。

【 0 0 3 6 】

また、弱め磁束制御のための d 軸電流指令値 I_d^* は、下記式 (7) で与えられる。

【 0 0 3 7 】

【数 5】

$$I_d^* = \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{A} \quad \dots\dots (7)$$

ただし、式中、

$$A = R^2 + L_d^2 \omega^2$$

$$B = R(L_d - L_q)\omega I_q^* + L_d \phi \omega^2$$

$$C = (R^2 + L_q^2 \omega^2) I_q^{*2} + 2R\phi\omega I_q^* + \phi^2 \omega^2 - V_{\text{lim}}^2$$

10

である。

【0038】

ただし、式(7)によって定められるd軸電流指令値 I_d^* について、電流指令値生成部11は、さらに、下記式(8)で示すd軸電流上限値 I_{d_limit} を超えているかどうかを判断する。そして、式(7)に従って求められたd軸電流指令値 I_d^* がd軸電流上限値 I_{d_limit} を超えている場合には、電流指令値生成部11は、 $I_d^* = I_{d_limit}$ として、d軸電流指令値 I_d^* をd軸電流上限値 I_{d_limit} に制限する。つまり、d軸電流指令値 I_d^* は、d軸電流上限値 I_{d_limit} 以下に制限される。

20

【0039】

$$I_{d_limit} = (K - \quad) / (L_d) \quad \dots\dots (8)$$

図6は、弱め磁束制御を行うときの電流指令値生成部11の動作を説明するためのフローチャートである。電流指令値生成部11は、図5の特性 L_2^+ 、 L_2^- に従って、モータ回転角速度に対応する上限値 I_{q_uplim} および下限値 $I_{q_downlim}$ を設定する(ステップS1)。さらに、電流指令値生成部11は、操舵トルク等に応じてq軸電流指令値 I_q^* を設定する(ステップS2)。

【0040】

次に、電流指令値生成部11は、q軸電流指令値 I_q^* と上限値 I_{q_uplim} とを比較する(ステップS3)。もしも、q軸電流指令値 I_q^* が上限値 I_{q_uplim} よりも大きければ(ステップS3: YES)、このq軸電流指令値 I_q^* に制限が加えられる。すなわち、その後の制御に用いるためのq軸電流指令値 I_q^* として上限値 I_{q_uplim} が代入される(ステップS4)。

30

【0041】

一方、q軸電流指令値 I_q^* が上限値 I_{q_uplim} 以下であれば(ステップS3: NO)、次に、電流指令値生成部11は、q軸電流指令値 I_q^* と下限値 $I_{q_downlim}$ とを比較する(ステップS5)。もしも、q軸電流指令値 I_q^* が下限値 $I_{q_downlim}$ 未満であれば(ステップS5: YES)、このq軸電流指令値 I_q^* に制限が加えられる。すなわち、その後の制御に用いるためのq軸電流指令値 I_q^* として下限値 $I_{q_downlim}$ が代入される(ステップS6)。

40

【0042】

ステップS2で設定されたq軸電流指令値 I_q^* が、上限値 I_{q_uplim} 以下(ステップS3: NO)で、かつ、下限値 $I_{q_downlim}$ 以上(ステップS5: NO)の値であれば、そのq軸電流指令値 I_q^* がそのまま用いられる。

次に、電流指令値生成部11は、前記式(7)に従って、d軸電流指令値 I_d^* (負値)を設定する(ステップS7)。さらに、電流指令値生成部11は、d軸電流指令値 I_d^* と前記式(8)のd軸電流上限値 I_{d_limit} (負値)とを比較する(ステップS8)。もしも、d軸電流指令値 I_d^* がd軸電流上限値 I_{d_limit} よりも小さければ(絶対値が大きければ)(ステップS8: YES)、このd軸電流指令値 I_d^* に制限が加えられる。すなわち、その後の制御に用いるためのd軸電流指令値 I_d^* としてd軸電流上限値 I_{d_limit} が代入さ

50

れる（ステップ S 9）。一方、d 軸電流指令値 I_d^* が d 軸電流上限値 I_{d_limit} 以上であれば（ステップ S 8：NO）、前記式(7)に従って設定された d 軸電流指令値 I_d^* がそのまま用いられる。

【0043】

こうして求められた q 軸電流指令値 I_q^* および d 軸電流指令値 I_d^* に基づいて、偏差演算部 19 において d 軸電流偏差 i_d および q 軸電流偏差 i_q がそれぞれ求められる。さらにそれらの電流偏差 i_d 、 i_q に基づいて、PI 制御部 12 による PI 演算処理が行われる。

図 7 は、正弦波駆動のために d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸電圧指令値 V_q^* とに課される条件を示す図である。電動モータ 3 の各相の電圧が正弦波となるようにするためには、各相電圧の振幅を電源電圧 E_d （駆動回路 8 に印加される電圧。バッテリー電圧で代用してもよい。）の $1/2$ 以下とする必要があり、d 軸電圧 V_d および q 軸電圧 V_q に関して、次式(9)が成立する必要がある。

【0044】

$$(V_d^2 + V_q^2) \leq E_d^2 / 2 = V_{lim}^2 \quad \dots\dots (9)$$

一方、定常状態での q 軸電圧 V_q および d 軸電圧 V_d は、次式（d q 座標におけるモータの電圧方程式）のように表される。

【0045】

【数 6】

$$V_d = RI_d^* - \omega L_q I_q^* \quad \dots\dots (10)$$

$$V_q = RI_q^* + \omega L_d I_d^* + \omega \phi \quad \dots\dots (11)$$

これらを前記式(9)に代入すると、次の式(12)が得られる。

【0046】

【数 7】

$$\sqrt{(RI_q^* + \omega L_d I_d^* + \omega \phi)^2 + (RI_d^* - \omega L_q I_q^*)^2} \leq V_{lim} \quad \dots\dots (12)$$

弱め磁束制御をしないとき、すなわち、d 軸電流指令値 $I_d^* = 0$ で前記式(12)が満たされる条件は、次の式(13)で表される。

【0047】

【数 8】

$$\sqrt{(RI_q^* + \omega \phi)^2 + (-\omega L_q I_q^*)^2} \leq V_{lim} \quad \dots\dots (13)$$

これを変形すると、弱め磁束制御をしないときに正弦波駆動を行うための条件は、次の式(14)で与えられることがわかる。

【0048】

【数 9】

$$(R^2 + L_q^2 \omega^2) I_q^{*2} + 2R\phi \omega I_q^* + \phi^2 \omega^2 - V_{lim}^2 \leq 0 \quad \dots\dots (14)$$

一方、 $I_d^* = 0$ では前記式(13)を満たさないとき、すなわち、下記式(15)の条件のときには、d 軸電流指令値 $I_d^* = 0$ とすることにより前記式(12)を満たす必要がある。

【0049】

【数 10】

$$(R^2 + L_q^2 \omega^2) I_q^{*2} + 2R\phi \omega I_q^* + \phi^2 \omega^2 - V_{lim}^2 > 0 \quad \dots\dots (15)$$

10

20

30

40

50

そこで、前記式(12)を I_d^* について解くと、下記式(16)を得る。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 1 】

$$\frac{-B - \sqrt{B^2 - AC}}{A} \leq I_d^* \leq \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{A} \quad \dots\dots (16)$$

ただし、式中、

$$A = R^2 + L_d^2 \omega^2$$

$$B = R(L_d - L_q)\omega I_q^* + L_d \phi \omega^2$$

$$C = (R^2 + L_q^2 \omega^2) I_q^{*2} + 2R\phi\omega I_q^* + \phi^2 \omega^2 - V_{\text{lim}}^2$$

10

である。

【 0 0 5 1 】

d 軸電流の絶対値が大きくなるほどモータ効率が低下するので、前記式(16)の条件を満たす絶対値が最小の値を d 軸電流指令値 I_d^* とすればよい。

$A > 0$ は自明であり、前記式(15)より $C > 0$ であるので、次式(17)および(18)のとおりとなる。

【 0 0 5 2 】

【 数 1 2 】

$$B > 0 \text{ のとき} \quad I_d^* = \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{A} \quad \dots\dots (17)$$

$$B < 0 \text{ のとき} \quad I_d^* = \frac{-B - \sqrt{B^2 - AC}}{A} \quad \dots\dots (18)$$

前記式(18)のときは、d 軸電流指令値 I_d^* が正値となり、d 軸の界磁を強める方向に電流を流すことになるので、 $B < 0$ のときは、 $I_d^* = 0$ とする。

30

【 0 0 5 3 】

ここで、 $B^2 - AC \leq 0$ を満たさなければ、前記式(17)の値が虚数となり、この式(17)を満たす I_d^* が存在しない。つまり、どのような q 軸電流指令値 I_q^* を設定しても、図 7 の円で示される制限電圧範囲内に収まらない。そこで、 $B^2 - AC \leq 0$ を I_q^* について解くと、下記式(19)が得られ、これが、制限電圧範囲内とするために、すなわち、正弦波駆動を行うために、q 軸電流指令値 I_q^* に課される条件となる。

【 0 0 5 4 】

【 数 1 3 】

$$\frac{-E + \sqrt{E^2 - DF}}{D} \leq I_q^* \leq \frac{-E - \sqrt{E^2 - DF}}{D} \quad \dots\dots (19)$$

40

ただし、式中、

$$D = R^2(L_d - L_q)^2 \omega^2 - (R^2 + L_d^2 \omega^2)(R^2 + L_q^2 \omega^2)$$

$$E = R(L_d - L_q)L_d \phi \omega^3 - (R^2 + L_d^2 \omega^2)R\phi\omega$$

$$F = -R^2 \phi^2 \omega^2 + (R^2 + L_d^2 \omega^2)V_{\text{lim}}^2$$

である。

【 0 0 5 5 】

50

したがって、q 軸電流指令値 I_q^* を予め前記式(19)の範囲に制限し(図6のステップ S3 ~ S6)、その後に、前記式(18)により d 軸電流指令値 I_d^* を求めればよい(図6のステップ S7)。これにより、制限電圧範囲内で最大の出力を得ることができる。

一方、前記式(11)の第2項および第3項の和、すなわち、 $L_d I_d^* +$ が小さい場合には、位置推定部20における位置推定精度が悪くなる。そこで、この実施形態では、電圧閾値 K を用いて、下記式(20)が成立するように、d 軸電流指令値 I_d^* を制限し、弱め磁束制御に制限をかけるようにしている。電圧閾値 K は、誘起電圧変化からロータ回転位置を所要精度で推定できる値に設定される。

【0056】

$$L_d I_d^* + K \dots\dots (20)$$

10

これを d 軸電流指令値 I_d^* について解くと、次式(21)が得られる。

$$I_d^* (K - \dots) / (L_d) = I_{d_limit} \dots\dots (21)$$

図6におけるステップ S8, S9 の処理は、d 軸電流指令値 I_d^* に対してこのような制限をかけるための処理である。

【0057】

以上のように、この実施形態によれば、弱め磁束制御が行われるときに、 $L_d I_d^* +$ (は誘起電圧)が電圧閾値 K 以上となるように、d 軸電流指令値 I_d^* に対して制限がかけられる。これにより、高回転速度域において、弱め磁束制御を行って出力トルクの増加を図りつつ、精度の高い推定回転位置 θ を演算することが可能になる。したがって、高回転速度域において、出力トルクの増加と、スムーズなモータ3の制御とを両立することができる。こうして、弱め磁束制御による出力トルクの増加と、センサレス駆動方式の採用によるコストダウンとの両方の効果を同時に得ることができる。

20

【0058】

以上、この発明の一実施形態について説明したが、この発明はさらに他の形態で実施することもできる。たとえば、モータ3の誘起電圧は、弱め磁束制御を行うときだけでなく、低回転速度域においても小さくなるので、位置推定部20による位置推定精度は低回転速度域においては低くなる。そこで、誘起電圧定数の大きなモータを用いることで、低回転速度域においても大きな誘起電圧を確保できる構成とするとよい。この場合には、高回転速度域における出力トルクが小さくなるが、この出力トルクの低下は、弱め磁束制御によって補うことができる。このような構成とすることで、全速度域において推定回転位置 θ の精度を高めることができ、かつ、十分な出力トルクを得ることができるので、モータ3をスムーズに駆動でき、かつ、十分な操舵補助力を舵取り機構2に付与することができる。しかも、低回転速度域におけるロータ回転角速度の推定のために別のアルゴリズムを適用する必要がないので、コストダウンを図ることができる。

30

【0059】

また、たとえば、弱め磁束制御を行うときの q 軸電流指令値 I_q^* の上限値 I_{q_uplim} は、図5の特性 $L1^+$ と特性 $L2^+$ (最上限値) との間の値に定めればよく、同じく弱め磁束制御を行うときの q 軸電流指令値 I_q^* の下限値 $I_{q_downlim}$ は、図5の特性 $L1^-$ と特性 $L2^-$ (最下限値) との間の値に定めればよい。したがって、たとえば、図5に二点鎖線で示す特性 $L3^+$, $L3^-$ のように特性 $L2^+$, $L2^-$ のよりも絶対値が低めの上限値 I_{q_uplim} および下限値 $I_{q_downlim}$ が設定される特性にしてもよい。このような特性 $L3^+$, $L3^-$ は、たとえば、駆動回路8などの回路素子の特性のばらつき(製造ばらつき、温度変化、経年変化など)や、入力電圧(バッテリー電圧)の変動を考慮して、これらのばらつきや変動によらずに、特性 $L1^+$, $L2^+$ 間に上限値 I_{q_uplim} が収まり、特性 $L1^-$, $L2^-$ 間に下限値 $I_{q_downlim}$ が収まるように定めてもよい。この場合、特性 $L3^+$, $L3^-$ は、下記式(22)および(23)に示すように、前記式(5)および式(6)の各右辺に定数 k ($0 < k < 1$) を乗じて設定してもよい。

40

【0060】

【数 1 4】

$$I_{q_uplim} = \frac{-E - \sqrt{E^2 - DF}}{D} \times k \quad \dots\dots (22)$$

$$I_{q_downlim} = \frac{-E + \sqrt{E^2 - DF}}{D} \times k \quad \dots\dots (23)$$

また、前述の実施形態では、電動パワーステアリング装置の駆動源としてのモータ 3 に本発明が適用された例について説明したが、この発明は、電動パワーステアリング装置以外の用途のモータの制御に対しても適用が可能である。

10

【0061】

その他、特許請求の範囲に記載された事項の範囲で種々の設計変更を施すことが可能である。

【図面の簡単な説明】

【0062】

【図 1】この発明の一実施形態に係るモータ制御装置を適用した電動パワーステアリング装置の電氣的構成を説明するためのブロック図である。

【図 2】モータの構成を説明するための図解図である。

【図 3】位置推定部の構成を説明するためのブロック図である。

20

【図 4】外乱オブザーバおよびこれに関連する構成の一例を説明するためのブロック図である。

【図 5】電流指令値生成部の動作を説明するための図であり、モータ回転角速度に応じた q 軸電流指令値の上限値および下限値が示されている。

【図 6】弱め磁束制御を行うときの電流指令値生成部の動作を説明するためのフローチャートである。

【図 7】正弦波駆動のために d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とに課される条件を説明するための図である。

【符号の説明】

【0063】

30

5 ... モータ制御装置、 7 ... マイクロコンピュータ、 50 ... ロータ、 51, 52, 53 ... ステータ巻線

【図1】

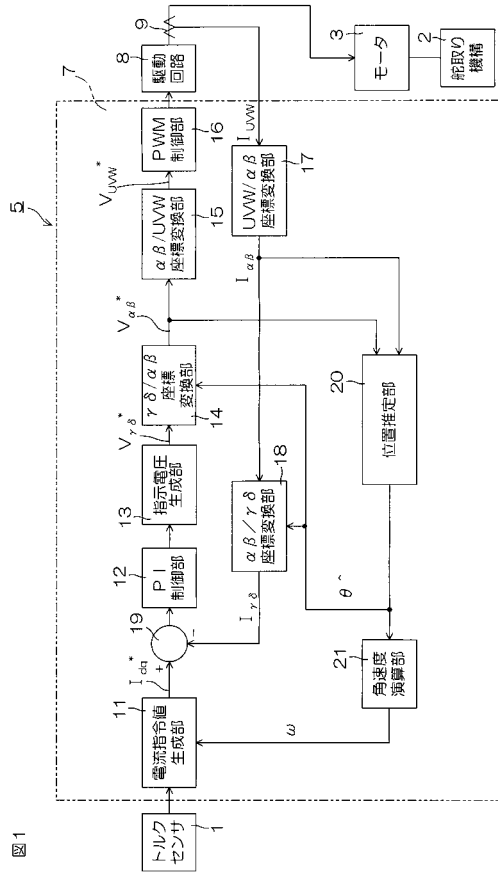
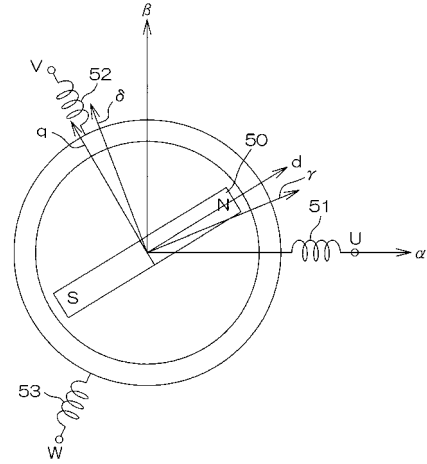


図1

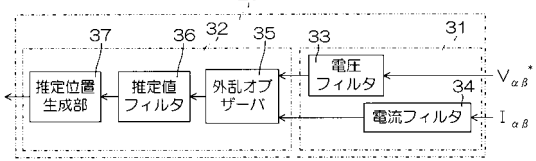
【図2】

図2



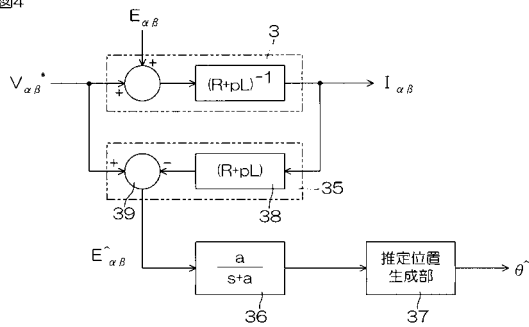
【図3】

図3



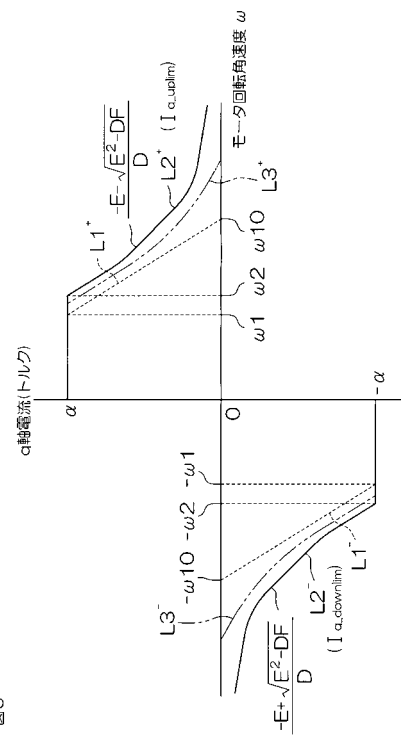
【図4】

図4



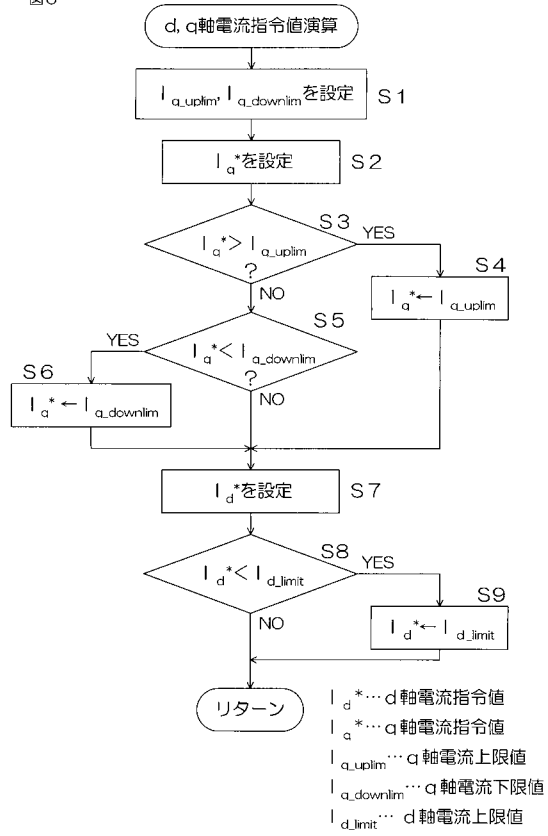
【図5】

図5



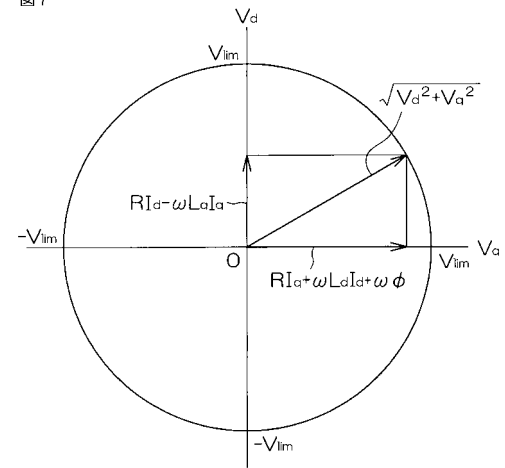
【図 6】

図6



【図 7】

図7



フロントページの続き

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

(72)発明者 瀬川 雅也
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

(72)発明者 狩集 裕二
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 櫻田 正紀

(56)参考文献 特開2006-204050(JP,A)
特開2006-014540(JP,A)
特開2007-259650(JP,A)
特開平07-107772(JP,A)
特開2006-129632(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 6 / 1 8
H 0 2 P 2 1 / 0 0
H 0 2 P 2 7 / 0 4
B 6 2 D 5 / 0 4
B 6 2 D 6 / 0 0
B 6 2 D 1 1 9 / 0 0