(19)日本国特許庁(JP)　(12)公開特許公報(A)　(11)特許出願公開番号
特開2020-5388
(P2020-5388A)
(43)公開日　令和2年1月9日(2020.1.9)

(51)Int.Cl.		F I		テーマコード（参考）
H02P 25/092	(2016.01)	H02P	25/092	5H501
H02P 21/06	(2016.01)	H02P	21/06	5H505

審査請求 未請求　請求項の数 8　ＯＬ　（全 25 頁）

(21)出願番号　特願2018-122282 (P2018-122282)
(22)出願日　平成30年6月27日 (2018.6.27)

(71)出願人　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　110002310
特許業務法人あい特許事務所
(72)発明者　奥村　繁一
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　須増　寛
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

Ｆターム(参考)　5H501 AA20 BB11 CC04 DD09 FF08
GG05 HB08 HB16 JJ03 JJ17
LL22 LL32 PP02

最終頁に続く

(54)【発明の名称】モータ制御方法およびモータ制御装置

(57)【要約】
【課題】シンクロナスリラクタンスモータを高効率で制御できるモータ制御方法を提供する。
【解決手段】複合制御（参考制御方法）において、位相角δが定トルク領域のトルクが最大となる角度に設定されており、ｑ’軸電流値が有意値mでありかつｄ’軸電流値が電機子電流最大値Ｉａｍａｘである場合の計算上の電機子電流ベクトルＩａ’と、ｄ’軸との角度差をΔδとすると、ｄ’ｑ’座標系に対して、前記ｄｑ座標系のｄ軸側に、Δδだけ位相がずれた二相回転座標系をｄ”ｑ”座標系として、ｄ”軸電流指令値に電機子電流指令値に応じた電流値を設定し、ｑ”軸電流指令値に所定の有意値mを設定して、シンクロナスリラクタンスモータをベクトル制御する。
【選択図】図１７

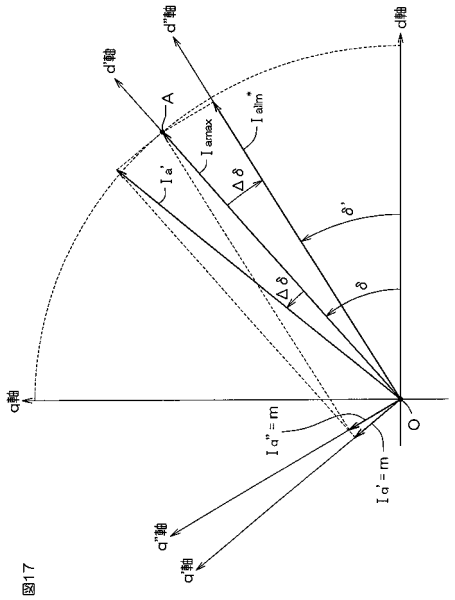


図17

【特許請求の範囲】
【請求項１】
シンクロナスリラクタンスモータを制御するモータ制御方法であって、
ｄｑ座標系に対して所定の位相角だけ位相がずれた二相回転座標系をｄ’ｑ’座標系として、ｄ’軸電流指令値に電機子電流指令値を設定し、定トルク領域においてはｑ’軸電流指令値に零を設定し、定出力領域においては前記ｑ’軸電流指令値に所定の有意値を設定して、前記モータを制御する方法を参考制御方法とし、
前記参考制御方法において、前記位相角が定トルク領域のトルクが最大となる角度に設定されており、前記ｑ’軸電流指令値が前記有意値でありかつ前記ｄ’軸電流指令値が電機子電流最大値である場合の計算上の電機子電流ベクトルと、ｄ’軸との角度差をΔδとすると、
前記ｄ’ｑ’座標系に対して、前記ｄｑ座標系のｄ軸側に、前記Δδだけ位相がずれた二相回転座標系をｄ”ｑ”座標系として、ｄ”軸電流指令値に電機子電流指令値に応じた電流値を設定し、ｑ”軸電流指令値に前記有意値を設定して、前記モータをベクトル制御する、モータ制御方法。
【請求項２】
前記電機子電流最大値をI_{amax}とし、前記有意値をｍとすると、
前記Δδは、次式（ａ）に基づいて演算される請求項１に記載のモータ制御方法。
$$\Delta\delta = \tan^{-1}(m / I_{amax}) \cdots (a)$$
【請求項３】
ｄ”ｑ”座標系と三相固定座標系との間の座標変換に用いられる座標変換用回転角は、前記モータのロータ回転角と、前記位相角と、前記モータの回転方向とに基づいて演算される、請求項１または２に記載のモータ制御方法。
【請求項４】
前記電機子電流指令値に所定の補正係数ｐを乗算した値が、前記ｄ”軸電流指令値として設定されるようになっており、
前記有意値をｍとし、前記電機子電流最大値をI_{amax}とすると、前記補正係数ｐは次式（ｂ）に基づいて演算される請求項１～３のいずれか一項に記載のモータ制御方法。
$$p = (I_{amax}^{2} - m^{2})^{1/2} / I_{amax} \cdots (b)$$
【請求項５】
前記有意値は、前記参考制御方法において、定出力領域のトルクが最大となる有意値に設定される、請求項１～４のいずれか一項に記載のモータ制御方法。
【請求項６】
シンクロナスリラクタンスモータを制御するモータ制御装置であって、
電機子電流指令値を設定する電機子電流指令値設定部と、
ｄｑ座標系に対して所定の第１位相角だけ位相がずれた二相回転座標系をｄ”ｑ”座標系とし、当該ｄ”ｑ”座標系と、三相固定座標系との間での座標変換を行うための座標変換用回転角を演算する座標変換用回転角演算手段と、
前記電機子電流指令値に応じた電流値をｄ”軸電流指令値として設定するとともに、所定の有意値をｑ”軸電流指令値として設定する設定する二相電流指令値設定手段と、
前記モータに流れる三相電流を、前記座標変換用回転角を用いてｄ”軸電流検出値およびｑ”軸電流検出値に座標変換する座標変換手段と、
前記ｄ”軸電流指令値と前記ｄ”軸電流検出値との偏差に基づいてｄ”軸電圧指令値を演算するとともに、前記ｑ”軸電流指令値と前記ｑ”軸電流検出値との偏差に基づいてｑ”軸電圧指令値を演算する二相電圧指令値演算手段とを含み、
前記ｄｑ座標系に対して所定の第２位相角だけ位相がずれた二相回転座標系をｄ’ｑ’座標系として、ｄ’軸電流指令値に前記電機子電流指令値を設定し、定トルク領域においてはｑ’軸電流指令値に零を設定し、定出力領域においては前記ｑ’軸電流指令値に前記有意値を設定して、前記モータを制御する方法を参考制御方法とし、前記参考制御方法において、前記第２位相角が定トルク領域のトルクが最大となる角度に設定されており、前

記ｑ’軸電流指令値が前記有意値でありかつ前記ｄ’軸電流指令値が電機子電流最大値である場合の計算上の電機子電流ベクトルとｄ’軸との角度差をΔδとすると、前記ｄ”ｑ”座標系のｄ”軸は、前記ｄ’ｑ’座標系のｄ’軸に対して、前記電機子電流ベクトルとは反対方向に、前記Δδだけ位相がずれている、モータ制御装置。

【請求項７】

前記二相電流指令値設定手段は、前記ｄ”軸電流指令値として、前記電機子電流指令値に所定の補正係数ｐを乗算した値を設定するように構成されており、

前記有意値をｍとし、前記電機子電流最大値をI_{amax}とすると、前記補正係数ｐは次式（ｂ）に基づいて演算される請求項６に記載のモータ制御装置。

$$p=(I_{amax}^{2}-m^{2})^{1/2}/I_{amax} \quad \cdots(b)$$

【請求項８】

前記有意値は、前記参考制御方法において、定出力領域のトルクが最大となる有意値に設定される、請求項６または７に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

この発明は、シンクロナスリラクタンスモータを制御するモータ制御方法およびモータ制御装置に関する。

【背景技術】

【０００２】

シンクロナスリラクタンスモータ（ＳｙｎＲＭ：Synchronous Reluctance Motor）は、ロータに磁石を使用せずに、ロータの磁気的な突極性によって発生するリラクタンストルクを利用したモータである。電動モータの制御方式としてベクトル制御が知られているが、ＳｙｎＲＭの制御にもベクトル制御を用いることができる。

図２１は、ＳｙｎＲＭの構成を説明するための図解図である。

【０００３】

ＳｙｎＲＭ１００は、図２１に図解的に示すように、周方向に間隔をおいて配置された複数の磁気的な突極部を有するロータ１０１と、電機子巻線を有するステータ１０２とを備えている。電機子巻線は、Ｕ相のステータ巻線１１１、Ｖ相のステータ巻線１１２およびＷ相のステータ巻線１１３が星型結線されることにより構成されている。

各相のステータ巻線１１１，１１２，１１３の方向にＵ軸、Ｖ軸およびＷ軸をとった三相固定座標（ＵＶＷ座標系）が定義される。また、ロータ１０１の回転中心側から外周部へ磁束の流れやすい方向にｄ軸方向をとり、ロータ１０１の回転中心側から外周部へ磁束が流れにくい方向にｑ軸方向をとった二相回転座標系（ｄｑ座標系。実回転座標系）が定義される。ｄｑ座標系は、ロータ１０１の回転角（ロータ回転角）θに従う実回転座標系である。

【０００４】

図２１において、I_aは、電機子電流ベクトルである。i_dは、I_aのｄ軸成分（ｄ軸電流）である。i_qは、I_aのｑ軸成分（ｑ軸電流）である。βは、電流位相角であり、電機子電流ベクトルI_aとｄ軸との位相差である。

極対数がP_nであるＳｙｎＲＭにおけるモータトルクＴは、次式(１)で表される。

$$T=P_n\cdot(L_d-L_q)\cdot i_d\cdot i_q \quad \cdots(1)$$

式（１）において、L_dはｄ軸方向のインダクタンスであり、L_qはｑ軸方向のインダクタンスである。

【０００５】

$i_q=I_a\cdot\sin\beta$，$i_d=I_a\cdot\cos\beta$であるので、モータトルクＴは、次式(２)で表される。

$$T=(1/2)\cdot P_n\cdot(L_d-L_q)\cdot I_a^{2}\sin 2\beta \quad \cdots(2)$$

インバータで駆動されるＳｙｎＲＭでは、有効利用できる電機子電流および電機子端子電圧の最大値が、式（３），（４）に示すように、インバータ容量によって制限される。

$I_a=(i_d^2+i_q^2)^{1/2}\leqq I_{am}$ …（３）
$V_a=(V_d^2+V_q^2)^{1/2}\leqq V_{am}$ …（４）
前記式（３）において、I_{am}は電機子電流の上限値である。前記式（４）において、V_aは電機子端子電圧であり、V_dはｄ軸電圧であり、V_qはｑ軸電圧であり、V_{am}は電機子端子電圧の上限値である。I_{am}はＳｙｎＲＭの定格電流またはインバータの最大出力電流で決まり、V_{am}はインバータのＤＣリンク電圧に依存する。
【０００６】
このような制約条件を満足する電機子電流ベクトルI_a（i_d，i_q）の範囲は、図２２に示すように、電流制限円Ｐおよび電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ３の内側となる。電流制限円Ｐおよび電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ３は、それぞれ次式（５），（６）で表される。
$i_d^2+i_q^2=I_{am}^2$ …（５）
$(L_d\cdot i_d)^2+(-L_q\cdot i_q)^2=\{(V_{am}-R_a\cdot I_{am})/\omega)\}^2$ …（６）
式（６）において、ωはＳｙｎＲＭの電気角速度であり、R_aは電機子抵抗である。
【０００７】
電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ３は、ＳｙｎＲＭの回転速度（回転数）が増加するほど内側に移行する。ＳｙｎＲＭの一般的なベクトル制御では、電源電圧に余裕がある低速度領域においては、電機子電流ベクトルI_a（i_d，i_q）の範囲は、電流制限円Ｐによる制限のみを受ける。この範囲の領域を「定トルク領域」といいい、定トルク領域よりも回転速度が大きい領域を「定出力領域」という場合がある。
【０００８】
図２２の例では、「定トルク領域」と「定出力領域」との境界では、例えば、電圧制限楕円が最も外側の楕円Ｑ１となり、電流に対する発生モータトルクが最大となる駆動点（電機子電流ベクトルI_a（i_d，i_q）の終点）は、当該電圧制限楕円Ｑ１と電流制限円Ｐとの交点であるＡ点（定格点Ａ）となる。定格点は、「定トルク領域」と「定出力領域」との境界での駆動点である。
【０００９】
ＳｙｎＲＭの回転速度が増加すると、電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ３は内側に移行する。この際、一般的なベクトル制御では、ｄ軸電流i_dがその指令値に等しくなるようにｄ軸電流i_d優先で制御されるので、駆動点は、Ａ点からＢ点に向かって移動する。つまり、駆動点は、電流位相角βが小さくなる方向に移動する。
前述した一般的なベクトル制御では、ＳｙｎＲＭの回転速度が定格点Ａよりも大きくなると、電流位相角βが小さくなるので、式（２）からわかるように、トルクが低下する。
【００１０】
図２３は、一般的なベクトル制御における回転速度－トルク特性（Ｎ－Ｔ特性）を示すグラフである。図２３において横軸は、回転速度（回転数）［ｒ／ｍｉｎ］を表し、縦軸はモータトルク［Ｎ／ｍ］を表している。
ＳｙｎＲＭの回転速度がＡ点以下の領域（定トルク領域）においては、トルクはほぼ一定である。ＳｙｎＲＭの回転速度がＡ点を超えると、モータトルクは急激に低下する。
【先行技術文献】
【特許文献】
【００１１】
【特許文献１】特開２０１５－２３６３５号公報
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【００１２】
この発明の目的は、シンクロナスリラクタンスモータを高効率で制御できるモータ制御方法およびモータ制御装置を提供することである。
【課題を解決するための手段】
【００１３】

請求項１に記載の発明は、シンクロナスリラクタンスモータを制御するモータ制御方法であって、ｄｑ座標系に対して所定の位相角（δ）だけ位相がずれた二相回転座標系をｄ’ｑ’座標系として、ｄ’軸電流指令値に電機子電流指令値を設定し、定トルク領域においてはｑ’軸電流指令値に零を設定し、定出力領域においては前記ｑ’軸電流指令値に所定の有意値を設定して、前記モータを制御する方法を参考制御方法とし、前記参考制御方法において、前記位相角が定トルク領域のトルクが最大となる角度に設定されており、前記ｑ’軸電流指令値が前記有意値でありかつ前記ｄ’軸電流指令値が電機子電流最大値である場合の計算上の電機子電流ベクトルと、ｄ’軸との角度差をΔδとすると、前記ｄ’ｑ’座標系に対して、前記ｄｑ座標系のｄ軸側に、前記Δδだけ位相がずれた二相回転座標系をｄ”ｑ”座標系として、ｄ”軸電流指令値に電機子電流指令値に応じた電流値を設定し、ｑ”軸電流指令値に前記有意値を設定して、前記モータをベクトル制御する、モータ制御方法である。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が、むろん、この発明の範囲は当該実施形態に限定されない。以下、この項において同じ。

【００１４】

この方法では、シンクロナスリラクタンスモータを参考制御方法と同様に高効率で制御できる。また、この方法では、定トルク領域と定出力領域との間で軸電流指令値を切り替えなくてもよいので、参考制御方法に比べて制御方法が簡単となる。

請求項２に記載の発明は、前記電機子電流最大値をI_{amax}とし、前記有意値をｍとすると、前記Δδは、次式（ａ）に基づいて演算される請求項１に記載のモータ制御方法である。

$$\Delta\delta = \tan^{-1}(m / I_{amax}) \cdots (a)$$

【００１５】

請求項３に記載の発明は、ｄ”ｑ”座標系と三相固定座標系との間の座標変換に用いられる座標変換用回転角は、前記モータのロータ回転角と、前記位相角と、前記モータの回転方向とに基づいて演算される、請求項１または２に記載のモータ制御方法である。

請求項４に記載の発明は、前記電機子電流指令値に所定の補正係数ｐを乗算した値が、前記ｄ”軸電流指令値として設定されるようになっており、前記有意値をｍとし、前記電機子電流最大値をI_{amax}とすると、前記補正係数ｐは次式（ｂ）に基づいて演算される請求項１～３のいずれか一項に記載のモータ制御方法である。

$$p = (I_{amax}^{2} - m^{2})^{1/2} / I_{amax} \cdots (b)$$

【００１６】

請求項５に記載の発明は、前記位相角は、前記参考制御方法において、定トルク領域のトルクが最大となる位相角に設定され、前記有意値は、前記参考制御方法において、定出力領域のトルクが最大となる有意値に設定される、請求項１～４のいずれか一項に記載のモータ制御方法である。

【００１７】

請求項６に記載の発明は、シンクロナスリラクタンスモータ（１８）を制御するモータ制御装置（１２）であって、電機子電流指令値を設定する電機子電流指令値設定部（４１）と、ｄｑ座標系に対して所定の第１位相角（δ’）だけ位相がずれた二相回転座標系をｄ”ｑ”座標系とし、当該ｄ”ｑ”座標系と、三相固定座標系との間での座標変換を行うための座標変換用回転角を演算する座標変換用回転角演算手段（５４Ａ）と、前記電機子電流指令値に応じた電流値をｄ”軸電流指令値として設定するとともに、所定の有意値をｑ”軸電流指令値として設定する二相電流指令値設定手段（４２Ａ，４３Ａ）と、前記モータに流れる三相電流を、前記座標変換用回転角を用いてｄ”軸電流検出値およびｑ”軸電流検出値に座標変換する座標変換手段（５２Ａ）と、前記ｄ”軸電流指令値と前記ｄ”軸電流検出値との偏差に基づいてｄ”軸電圧指令値を演算するとともに、前記ｑ”軸電流指令値と前記ｑ”軸電流検出値との偏差に基づいてｑ”軸電圧指令値を演算する二相電圧指令値演算手段（４６Ａ，４７Ａ）とを含み、前記ｄｑ座標系に対して所定の第２位相角（δ）だけ位相がずれた二相回転座標系をｄ’ｑ’座標系として、ｄ’軸電流指令値に前

記電機子電流指令値を設定し、定トルク領域においてはｑ’軸電流指令値に零を設定し、定出力領域においては前記ｑ’軸電流指令値に前記有意値を設定して、前記モータを制御する方法を参考制御方法とし、前記参考制御方法において、前記第２位相角が定トルク領域のトルクが最大となる角度に設定されており、前記ｑ’軸電流指令値が前記有意値でありかつ前記ｄ’軸電流指令値が電機子電流最大値である場合の計算上の電機子電流ベクトルとｄ’軸との角度差をΔδとすると、前記ｄ”ｑ”座標系のｄ”軸は、前記ｄ’ｑ’座標系のｄ’軸に対して、前記電機子電流ベクトルとは反対方向に、前記Δδだけ位相がずれている、モータ制御装置である。

【００１８】

この構成では、シンクロナスリラクタンスモータを参考制御方法と同様に高効率で制御できる。また、この構成では、定トルク領域と定出力領域との間で軸電流指令値を切り替えなくてもよいので、参考制御方法に比べて制御方法が簡単となる。

請求項７に記載の発明は、前記二相電流指令値設定手段は、前記ｄ”軸電流指令値として、前記電機子電流指令値に所定の補正係数ｐを乗算した値を設定するように構成されており、前記有意値をｍとし、前記電機子電流最大値をI_{amax}とすると、前記補正係数ｐは次式（ｂ）に基づいて演算される請求項６に記載のモータ制御装置である。

$$p=(I_{amax}^{2}-m^{2})^{1/2}/I_{amax} \cdots (b)$$

【００１９】

請求項８に記載の発明は、前記有意値は、前記参考制御方法において、定出力領域のトルクが最大となる有意値に設定される、請求項７または８に記載のモータ制御装置である。

【図面の簡単な説明】

【００２０】

【図１】図１は、本発明の一実施形態に係るモータ制御方法が適用された電動パワーステアリング装置の概略構成を示す模式図である。

【図２】図２は、電動モータの構成および基本制御で使用されるｄ’ｑ’座標系を説明するための図解図である。

【図３】図３は、基本制御を実現するためのモータ制御装置の電気的構成を示す概略図である。

【図４】図４は、基本制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。

【図５】図５は、基本制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。

【図６】図６は、基本制御において、電流位相角βの設定値を変化させた場合の、各電流位相角βに対するＮ－Ｔ特性を示すグラフである。

【図７】図７は、駆動領域拡大制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。

【図８】図８は、駆動領域拡大制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。

【図９】図９は、複合制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。

【図１０】図１０は、複合制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。

【図１１】図１１は、複合制御を実現するためのモータ制御装置の電気的構成を示す概略図である。

【図１２】図１２は、図１１の軸電流指令値設定部の構成を示すブロック図である。

【図１３】図１３は、電源電圧－定格点速度テーブルの一例を示すグラフである。

【図１４】図１４は、シンクロナスリラクタンスモータの電流－トルク特性の実測値の一例を示すグラフである。

【図１５】図１５の曲線Ｆ１は、制御モードが基本制御モードである場合の電流－トルク特性を模式的に示すグラフであり、図１５の曲線Ｆ２は、制御モードが駆動領域拡大制御モードである場合の電流－トルク特性の模式的に示すグラフである。

【図１６】図１６は、図１１の電機子電流指令値設定部の動作の一例を示すフローチャートである。

【図１７】図１７は、本実施形態に係るモータ制御方法の考え方を説明するための模式図

である。
【図１８】図１８は、本実施形態に係るモータ制御方法における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。
【図１９】図１９は、本実施形態に係るモータ制御方法におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。
【図２０】図２０は、本実施形態に係るモータ制御方法を実現するためのＥＣＵの電気的構成を示す概略図である。
【図２１】図２１は、シンクロナスリラクタンスモータの構成を説明するための図解図である。
【図２２】図２２は、一般的なベクトル制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。
【図２３】図２３は、一般的なベクトル制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。
【発明を実施するための形態】
【００２１】
以下では、この発明の実施形態を、添付図面を参照して詳細に説明する。
図１は、本発明の一実施形態に係るモータ制御装置が適用された電動パワーステアリング装置の概略構成を示す模式図である。
電動パワーステアリング装置１は、車両を操向するための操舵部材としてのステアリングホイール２と、このステアリングホイール２の回転に連動して転舵輪３を転舵する転舵機構４と、運転者の操舵を補助するための操舵補助機構５とを備えている。ステアリングホイール２と転舵機構４とは、ステアリングシャフト６および中間軸７を介して機械的に連結されている。
【００２２】
ステアリングシャフト６は、ステアリングホイール２に連結された入力軸８と、中間軸７に連結された出力軸９とを含む。入力軸８と出力軸９とは、トーションバー１０を介して同一軸線上で相対回転可能に連結されている。
トーションバー１０の近傍には、トルクセンサ１１が配置されている。トルクセンサ１１は、入力軸８および出力軸９の相対回転変位量に基づいて、ステアリングホイール２に与えられた操舵トルクＴｈを検出する。この実施形態では、トルクセンサ１１によって検出される操舵トルクＴｈは、例えば、左方向への操舵のためのトルクが正の値として検出され、右方向への操舵のためのトルクが負の値として検出され、その絶対値が大きいほど操舵トルクの大きさが大きくなるものとする。トルクセンサ１１によって検出される操舵トルクＴｈは、ＥＣＵ（電子制御ユニット：Electronic Control Unit）１２に入力される。
【００２３】
転舵機構４は、ピニオン軸１３と、転舵軸としてのラック軸１４とを含むラックアンドピニオン機構からなる。ラック軸１４の各端部には、タイロッド１５およびナックルアーム（図示略）を介して転舵輪３が連結されている。ピニオン軸１３は、中間軸７に連結されている。ピニオン軸１３は、ステアリングホイール２の操舵に連動して回転するようになっている。ピニオン軸１３の先端には、ピニオン１６が連結されている。
【００２４】
ラック軸１４は、車両の左右方向に沿って直線状に延びている。ラック軸１４の軸方向の中間部には、ピニオン１６に噛み合うラック１７が形成されている。このピニオン１６およびラック１７によって、ピニオン軸１３の回転がラック軸１４の軸方向移動に変換される。ラック軸１４を軸方向に移動させることによって、転舵輪３を転舵することができる。
【００２５】
ステアリングホイール２が操舵（回転）されると、この回転が、ステアリングシャフト６および中間軸７を介して、ピニオン軸１３に伝達される。そして、ピニオン軸１３の回転は、ピニオン１６およびラック１７によって、ラック軸１４の軸方向移動に変換される

。これにより、転舵輪３が転舵される。
操舵補助機構５は、操舵補助力（アシストトルク）を発生するための電動モータ１８と、電動モータ１８の出力トルクを増幅して転舵機構４に伝達するための減速機構１９とを含む。電動モータ１８は、シンクロナスリラクタンスモータである。減速機構１９は、ウォームギヤ２０と、このウォームギヤ２０と噛み合うウォームホイール２１とを含むウォームギヤ機構からなる。減速機構１９は、伝達機構ハウジングとしてのギヤハウジング２２内に収容されている。
【００２６】
ウォームギヤ２０は、電動モータ１８によって回転駆動される。また、ウォームホイール２１は、ステアリングシャフト６とは同方向に回転可能に連結されている。ウォームホイール２１は、ウォームギヤ２０によって回転駆動される。
電動モータ１８によってウォームギヤ２０が回転駆動されると、ウォームホイール２１が回転駆動され、ステアリングシャフト６が回転する。そして、ステアリングシャフト６の回転は、中間軸７を介してピニオン軸１３に伝達される。ピニオン軸１３の回転は、ラック軸１４の軸方向移動に変換される。これにより、転舵輪３が転舵される。すなわち、電動モータ１８によってウォームギヤ２０を回転駆動することによって、電動モータ１８による操舵補助が可能となる。
【００２７】
電動モータ１８のロータの回転角（ロータ回転角）は、レゾルバ等の回転角センサ２５によって検出される。回転角センサ２５の出力信号は、ＥＣＵ１２に入力される。電動モータ１８は、モータ制御装置としてのＥＣＵ１２によって制御される。
本実施形態に係るモータ制御方法を説明する前に、本出願人が発明している３種類のモータ制御方法、すなわち、基本制御、駆動領域拡大制御および複合制御（参考制御方法）について説明する。なお、説明で用いる電動パワーステアリング装置の構成は、モータ制御装置２００，３００がＥＣＵ１２とは異なる点を除いて図１の電動パワーステアリング装置１の構成と同じである。
【００２８】
まず、図２～図５を参照して、基本制御について説明する。
図２は、電動モータ１８の構成を説明するための図解図である。図２において、前述の図２１の各部に対応する部分には図２１と同じ符号を付して示す。
電動モータ１８は、シンクロナスリラクタンスモータであり、ロータ１０１と、電機子巻線を有するステータ１０２とを備えている。電機子巻線は、Ｕ相のステータ巻線１１１、Ｖ相のステータ巻線１１２およびＷ相のステータ巻線１１３が星型結線またはデルタ結線されることにより構成されている。
【００２９】
各相のステータ巻線１１１，１１２，１１３の方向にＵ軸、Ｖ軸およびＷ軸をとった三相固定座標（ＵＶＷ座標系）が定義される。また、ロータ１０１の回転中心側から外周部へ磁束の流れやすい方向にｄ軸方向をとり、ロータ１０１の回転中心側から外周部へ磁束が流れにくい方向にｑ軸方向をとった第１の二相回転座標系（ｄｑ座標系）が定義される。ｄｑ座標系は、ロータ１０１の回転角（ロータ回転角）θに従う実回転座標系である。
【００３０】
以下において、電動モータ１８の正転方向は、図２におけるロータ１０１の反時計方向に対応し、電動モータ１８の逆転方向は、図２におけるロータ１０１の時計方向に対応するものとする。また、電動モータ１８の正転方向は、左方向への操舵方向に対応し、電動モータ１８の逆転方向は、右方向への操舵方向に対応するものとする。
図２において、I_aは、回転磁界をつくるための電流ベクトル（電機子電流ベクトル）である。βは電流位相角であり、電機子電流ベクトルI_aとｄ軸との位相差である。
【００３１】
この基本制御（ならびに後述する駆動領域拡大制御および複合制御）では、さらに、ｄ軸に対して所定角度δだけ位相がずれた方向にｄ’軸をとり、ｑ軸に対して所定角度δだ

け位相がずれた方向にｑ’軸をとった二相回転座標系が第２の二相回転座標系（ｄ’ｑ’座標系）として定義される。ｄ’ｑ’座標系は、ｄｑ座標系に対して、所定角度δだけ位相がずれた二相回転座標系である。

【００３２】

所定角度δは、ｄ軸に対するｄ’軸の位相差であるので、以下において、所定角度δをｄ’軸位相角という場合がある。ＵＶＷ座標系に対するｄ’ｑ’座標系の回転角γ（正転方向ではγ＝θ＋δ、逆転方向ではγ＝θ－δ）を用いることによって、ＵＶＷ座標系とｄ’ｑ’座標系との間での座標変換が行われる。

基本制御では、後述するように、ｄ’軸上に電機子電流ベクトルI_aが生成されるように、ｄ’軸電流指令値i_{d}’＊およびｑ’軸電流指令値i_{q}’＊が設定されるので、電流位相角βは、ｄ’軸位相角δとほぼ等しくなる。

【００３３】

図３は、基本制御を実現するためのモータ制御装置２００の電気的構成を示す概略図である。

モータ制御装置２００は、マイクロコンピュータ３１と、このマイクロコンピュータ３１によって制御され、電動モータ１８に電力を供給する駆動回路（インバータ回路）３２と、電動モータ１８の各相のステータ巻線１１１，１１２，１１３に流れる電流を検出するための電流センサ３３，３４，３５とを備えている。

【００３４】

マイクロコンピュータ３１は、ＣＰＵおよびメモリ（ＲＯＭ，ＲＡＭ，不揮発性メモリなど）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、電機子電流指令値設定部４１と、ｄ’軸電流指令値設定部４２と、ｑ’軸電流指令値設定部４３と、ｄ’軸電流偏差演算部４４と、ｑ’軸電流偏差演算部４５と、ｄ’軸電流制御部４６と、ｑ’軸電流制御部４７と、電圧制限部４８と、座標変換部４９と、ＰＷＭ制御部５０と、電流検出部５１と、座標変換部５２と、回転角演算部５３と、座標変換用回転角演算部５４とを含んでいる。

【００３５】

回転角演算部５３は、所定の演算周期毎に、回転角センサ２５の出力信号に基いて、電動モータ１８のロータの回転角（ロータ回転角）θを演算する。座標変換用回転角演算部５４は、回転角演算部５３によって演算されたロータ回転角θに、予め設定されたｄ’軸位相角δ（δ＞０）を加算または減算することによって、座標変換用回転角γを演算する。具体的には、座標変換用回転角演算部５４は、電機子電流指令値設定部４１によって設定される電機子電流指令値I_a＊が零または正のときには、γ＝（θ＋δ）によってγを演算し、電機子電流指令値I_a＊が負のときには、γ＝（θ－δ）によってγを演算する。

【００３６】

ｄ’軸位相角δ（電流位相角β）としては、定トルク領域におけるモータトルクが最大となるｄ’軸位相角δａ（電流位相角βａ）が設定されることが好ましい。このような電流位相角βａは、実験によって求めることができる。以下においては、電流位相角βａは６０度であるとする。

電流検出部５１は、所定の演算周期毎に、電流センサ３３，３４，３５の出力信号に基づいて、Ｕ相、Ｖ相およびＷ相の相電流を検出する。座標変換部５２は、座標変換用回転角演算部５４によって演算される座標変換用回転角γを用いて、電流検出部５１によって検出された３相の相電流を、ｄ’ｑ’座標系における２相の電流に変換する。ｄ’ｑ’座標系における２相の電流は、ｄ’軸電流成分とｑ’軸電流成分とからなる。座標変換部５２によって得られる２相の電流のうち、ｄ’軸電流成分をｄ’軸電流検出値i_{d}’といい、ｑ’軸電流成分をｑ’軸電流検出値i_{q}’ということにする。

【００３７】

電機子電流指令値設定部４１、ｄ’軸電流指令値設定部４２およびｑ’軸電流指令値設

定部４３は、ｄ’軸電流指令値i_{d}’＊およびｑ’軸電流指令値i_{q}’＊を設定するための軸電流指令値設定部を構成している。

電機子電流指令値設定部（以下、単に「電流指令値設定部４１」という場合がある）は、所定の演算周期毎に、電動モータ１８によって発生させるべきモータトルクに対応した電流の指令値である電機子電流指令値I_{a}＊を設定する。具体的には、電流指令値設定部４１は、まず、トルクセンサ１１によって検出される操舵トルクＴｈに基づいて、電動モータ１８によって発生させるべきモータトルク値（モータトルク指令値）を設定する。この際、電流指令値設定部４１は、操舵トルクＴｈとモータトルク指令値との関係を記憶したマップを用いて、モータトルク指令値を設定してもよい。そして、電流指令値設定部４１は、得られたモータトルク指令値を、電動モータ１８のトルク定数K_{T}で除算することによって、電機子電流指令値I_{a}＊を設定する。電機子電流指令値I_{a}＊は、操舵トルクＴｈが正であれば正の値をとり、操舵トルクＴｈが負であれば負の値をとる。

【００３８】

ｄ’軸電流指令値設定部４２は、電流指令値設定部４１から与えられる電機子電流指令値I_{a}＊を、ｄ’ｑ’座標系におけるｄ’軸電流の目標値であるｄ’軸電流指令値i_{d}’＊として設定する。

ｑ’軸電流指令値設定部４３は、ｄ’ｑ’座標系におけるｑ’軸電流の目標値であるｑ’軸電流指令値i_{q}’＊を設定する。ｑ’軸電流指令値i_{q}’＊は、常に零に設定される。

【００３９】

ｄ’軸電流偏差演算部４４は、ｄ’軸電流指令値i_{d}’＊と座標変換部５２によって得られるｄ’軸電流検出値i_{d}’との偏差（i_{d}’＊－i_{d}’）を演算する。ｑ’軸電流偏差演算部４５は、ｑ’軸電流指令値i_{q}’＊と座標変換部５２によって得られるｑ’軸電流検出値i_{q}’との偏差（i_{q}’＊－i_{q}’）を演算する。

ｄ’軸電流制御部４６は、ｄ’軸電流偏差演算部４４によって得られた偏差（i_{d}’＊－i_{d}’）に対して、例えば比例積分演算（ＰＩ演算）を行なうことにより、ｄ’軸の電圧指令値であるｄ’軸電圧指令値V_{d1}’＊を演算する。ｑ’軸電流制御部４７は、ｑ’軸電流偏差演算部４５によって得られた偏差（i_{q}’＊－i_{q}’）対して、例えば比例積分演算（ＰＩ演算）を行なうことにより、ｑ’軸の電圧指令値であるｑ’軸電圧指令値V_{q1}’＊を演算する。

【００４０】

電圧制限部４８は、V_{a}＊＝{（V_{d1}’＊）^{2}＋（V_{q1}’＊）^{2}}$^{1/2}$とすると、V_{a}＊が電源電圧V_{B}よりも大きいか（V_{a}＊＞V_{B}）否かを判別する。なお、電源電圧V_{B}は、駆動回路３２に電源を供給するための電源の電圧であり、図示しない電源電圧検出部によって検出される。V_{a}＊が電源電圧V_{B}以下である場合には、電圧制限部４８は、ｄ’軸電圧指令値V_{d1}’＊およびｑ’軸電圧指令値V_{q1}’＊を、それぞれそのまま最終的なｄ’軸電圧指令値V_{d2}’＊およびｑ’軸電圧指令値V_{q2}’＊として出力する。

【００４１】

V_{a}＊が電源電圧V_{B}よりも大きい場合には、電圧制限部４８は、次式（７）に基づいて、V_{d2}’＊を演算する。つまり、ｑ’軸電圧を優先した制御とする。

V_{d2}’＊＝{V_{B}^{2}－（V_{q1}’＊）^{2}}$^{1/2}$　　…（７）

そして、電圧制限部４８は、得られたV_{d2}’＊を最終的なｄ’軸電圧指令値V_{d2}’＊として出力する。また、電圧制限部４８は、ｑ’軸電圧指令値V_{q1}’＊を、そのまま最終的なｑ’軸電圧指令値V_{q2}’＊として出力する。

【００４２】

電圧制限部４８による制限処理後のｄ’軸電圧指令値V_{d2}’＊およびｑ’軸電圧指令値V_{q2}’＊は、座標変換部４９に与えられる。座標変換部４９は、座標変換用回転角演算部５４によって演算される座標変換用回転角γを用いて、ｄ’軸電圧指令値V_{d2}’＊およびｑ’軸電圧指令値V_{q2}’＊を、三相固定座標系におけるＵ相、Ｖ相およびＷ相の

電圧指令値Ｖｕ＊，Ｖｖ＊，Ｖｗ＊に変換する。

【００４３】

ＰＷＭ制御部５０は、Ｕ相、Ｖ相およびＷ相の電圧指令値Ｖｕ＊，Ｖｖ＊，Ｖｗ＊それぞれに対応するデューティのＵ相ＰＷＭ制御信号、Ｖ相ＰＷＭ制御信号およびＷ相ＰＷＭ制御信号を生成し、駆動回路３２に供給する。

図４は、基本制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。図４においては、電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ４のうち、外側から２番目の電圧制限楕円Ｑ２と電流制限円Ｐとの交点Ａが定格点である。電動モータ１８の回転速度が増加すると、電圧制限楕円は内側に移行する。この際、基本制御では、電圧制限部４８の働きによって、ｑ’軸電流ｉｑ’が指令値（この例では零）と等しくなるように、ｑ’軸電流ｉｑ’優先でベクトル制御されるので、駆動点は、Ａ点からｄ’軸に沿って原点に向かって移動する。このため、電流位相角βはほぼ一定となる。これにより、図２１～図２３を用いて説明した従来の一般的なベクトル制御のように、定出力領域において電流位相角βが小さくならないため、電流位相角βが小さくなることによるトルク低下が解消される。

【００４４】

図５は、基本制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。

図５において、基本制御と記されている曲線は、基本制御におけるＮ－Ｔ特性を示している。図５において、従来制御と記されている曲線は、図２１～図２３を用いて説明した従来の一般的なベクトル制御におけるＮ－Ｔ特性を示している。図５から、基本制御では、従来の一般的なベクトル制御に比べて高出力が得られることがわかる。また、基本制御では、電流位相角βを変化させなくてもよいので、従来の最大出力制御に比べて制御方法が簡単となる。

【００４５】

次に、駆動領域拡大制御について説明する。

前述の基本制御において、ｄ’軸位相角δ（電流位相角β）の設定値を変えると、Ｎ－Ｔ特性が変化する。

図６は、基本制御において、電流位相角βの設定値を変化させた場合の、各電流位相角βに対するＮ－Ｔ特性を示すグラフである。

【００４６】

図６において、β＝βａ、β＝βｂ、β＝βｃ、β＝βｄおよびβ＝βｅで示される曲線は、それぞれ、基本制御において電流位相角βの設定値がβａ、βｂ、βｃ、βｄおよびβｅである場合のＮ－Ｔ特性を示している。βａ、βｂ、βｃ、βｄおよびβｅの間には、βａ＜βｂ＜βｃ＜βｄ＜βｅの関係がある。βａは、定トルク領域におけるモータトルクが最大となる電流位相角であり、この例では、６０度である。

【００４７】

図６から、回転速度（回転数）に応じて、出力が最大となる電流位相角βが異なることがわかる。特に、定出力領域においては、電流位相角βが大きいほど、トルクが大きくなる領域が存在している。したがって、電動モータ１８が出し得る最大出力の特性は、図６の各電流位相角βに対するＮ－Ｔ特性のうち、各回転速度での出力最大値（トルク最大値）を繋いだ特性となる。基本制御のＮ－Ｔ特性と電動モータ１８が出し得る最大出力の特性とを比較すると、基本制御のＮ－Ｔ特性（例えば図６にβ＝βａで示す曲線に相当する）では、定出力領域において、電動モータ１８が出し得る最大出力の特性に比べてトルク不足部分が存在する。

【００４８】

そこで、本出願人は、このようなトルク不足を補うことができるモータ制御方法（以下、駆動領域拡大制御という）を発明した。駆動領域拡大制御は、基本制御で零に設定しているｑ’軸電流指令値ｉｑ’＊を、電動モータ１８に適した、零以外の有意値ｍに設定することによって、トルク不足を補う制御である。

図７は、駆動領域拡大制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。駆動領域拡大制御では、ｑ’軸電流ｉｑ’が有意値ｍ（ｍ＞０）となるようにベクトル制御

が行われる。図７においては、電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ４のうち、外側から３番目の電圧制限楕円Ｑ３と電流制限円Ｐとの交点Ａが定格点である。図７の点Ａ’は、基本制御における定格点を示している。電動モータ１８の回転速度が定格点Ａでの回転速度よりも大きくなると、電圧制限楕円は電圧制限楕円Ｑ３よりも内側に移行する。この際、ｑ’軸電流ｉｑ’が指令値（この例ではｍ）と等しくなるように、ｑ’軸電流ｉｑ’優先でベクトル制御すると、駆動点は、Ａ点から、ｑ’軸上のi_{q}’＝ｍの点Ｂに向かって移動する。

【００４９】

有意値ｍとしては、定出力領域におけるモータトルクが最大となる有意値ｍａが設定されることが好ましい。このような有意値ｍａは、実験によって求めることができる。

図８は、駆動領域拡大制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。図８において、ｉｑ’＝ｍで示される曲線は、駆動領域拡大制御におけるＮ－Ｔ特性を示している。図８において、β＝βａ、β＝βｂ、β＝βｃ、β＝βｄおよびβ＝βｅで示される曲線は、それぞれ、基本制御において、電流位相角βの設定値がβａ、βｂ、βｃ、βｄおよびβｅである場合のＮ－Ｔ特性を示している。

【００５０】

図８から、駆動領域拡大制御を適用した場合には、定出力領域において、前述の最大出力の特性に対するトルク不足が補われていることがわかる。しかしながら、β＝βａで示される基本制御のＮ－Ｔ特性に比べて、定トルク領域において、トルクが低下していることがわかる。この理由は、図７に示すように、駆動領域拡大制御では、定格点Ａでの電流位相角が、定トルク領域においてモータトルクが最大となる電流位相角βａに対してずれた角度となるからである。

【００５１】

そこで、本出願人は、定トルク領域においてトルクが低下するのを抑制できるモータ制御方法（以下、複合制御という）を発明した。この複合制御では、定トルク領域においては、前述の基本制御によって電動モータ１８を制御し、定出力領域においては前述の駆動領域拡大制御によって電動モータ１８を制御する。より具体的には、定トルク領域においては、ｑ’軸電流指令値i_{q}’＊を零に設定し、定出力領域においては、ｑ’軸電流指令値i_{q}’＊をｍ（ｍ＞０）に設定する。

【００５２】

図９は、複合制御における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。図９においては、電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ４のうち、外側から２番目の電圧制限楕円Ｑ２と電流制限円Ｐとの交点Ａが定格点である。電動モータ１８の回転速度が定格点Ａでの回転速度以下である場合には、ｑ’軸電流指令値i_{q}’＊は零に設定される。電動モータ１８の回転速度が定格点Ａでの回転速度よりも大きくなると、ｑ’軸電流指令値i_{q}’＊はｍに設定される。これにより、駆動点は、点ＡからＢ点に移動する。

【００５３】

電動モータ１８の回転速度が定格点Ａでの回転速度よりも大きくなると、電圧制限楕円は内側に移行する。この際、複合制御では、ｑ’軸電流ｉｑ’が指令値（この例ではｍ）と等しくなるように、ｑ’軸電流ｉｑ’優先でベクトル制御される。これにより、駆動点は、Ｂ点から、ｑ’軸上のi_{q}’＝ｍの点Ｃに向かって移動する。これにより、電流位相角βは、β１、β２、β３というように、徐々に大きくなるように変化する。つまり、Ｎ－Ｔ特性が電動モータ１８の出し得る最大出力の特性に近い特性となるように、電流位相角βが自動的に変化する。

【００５４】

図１０は、複合制御におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。図１０において、ｉｑ’＝０ ｏｒ ｍで示される曲線は、複合制御におけるＮ－Ｔ特性を示している。ｉｑ’＝０ ｏｒ ｍで示される曲線は、ｉｑ’＝０で示される定トルク領域の曲線と、ｉｑ’＝ｍで示される定出力領域の曲線とからなる。図１０において、β＝βａ、β＝βｂ、β＝βｃ、β＝βｄおよびβ＝βｅで示される曲線は、それぞれ、基本制御において、ｄ’軸位相角δ（電流位相角β）の設定値がβａ、βｂ、βｃ、βｄおよびβｅである場合のＮ－Ｔ

特性を示している。

【００５５】

図１０から、複合制御では、定出力領域において、前述の最大出力の特性に対するトルク不足が補われることがわかる。また、定トルク領域において、基本制御に比べてトルクが低下しないことがわかる。つまり、複合制御では、電動モータ１８を簡単な制御方法によって高効率で制御できるようになる。

図１１は、複合制御を実現するためのモータ制御装置３００の電気的構成を示す概略図である。図１１において、前述の図３の各部に対応する部分には、図３と同じ符号を付して示す。

【００５６】

モータ制御装置３００は、マイクロコンピュータ３１と、このマイクロコンピュータ３１によって制御され、電動モータ１８に電力を供給する駆動回路（インバータ回路）３２と、電動モータ１８の各相のステータ巻線１１１，１１２，１１３に流れる電流を検出するための電流センサ３３，３４，３５とを備えている。

マイクロコンピュータ３１は、ＣＰＵおよびメモリ（ＲＯＭ，ＲＡＭ、不揮発性メモリなど）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、軸電流指令値設定部６０と、ｄ’軸電流偏差演算部４４と、ｑ’軸電流偏差演算部４５と、ｄ’軸電流制御部４６と、ｑ’軸電流制御部４７と、電圧制限部４８と、座標変換部４９と、ＰＷＭ制御部５０と、電流検出部５１と、座標変換部５２と、回転角演算部５３と、座標変換用回転角演算部５４と、回転速度演算部５５とを含んでいる。

【００５７】

このモータ制御装置３００では、軸電流指令値設定部６０が、図３の３つの電流設定部４１，４２，４３からなる軸電流指令値設定部と異なっている点と、回転速度演算部５５が設けられている点において、図３のモータ制御装置２００と異なっている。その他の各部４４～５４は、図３の対応する各部４４～５４と同様なのでその説明を省略する。

回転速度演算部５５は、回転角演算部５３によって演算される回転角に基づいて電動モータ１８の回転速度（回転数）Ｎ［ｒ／ｍｉｎ］を演算する。

【００５８】

図１２は、軸電流指令値設定部６０の構成を示すブロック図である。

軸電流指令値設定部６０は、定格点速度設定部６１と、制御モード切替部６２と、電機子電流指令値設定部６３と、ｄ’軸電流指令値設定部６４と、ｑ’軸電流指令値設定部６５とを含んでいる。

定格点速度設定部６１は、所定の演算周期毎に、図示しない電源電圧検出部によって検出された駆動回路３２の電源（図示略）の電圧V_Bと、電源電圧－定格点速度テーブルとに基づいて、定格点速度N_A［ｒ／ｍｉｎ］を設定する。定格点速度N_Aは、定格点での回転速度（回転数）である。電源電圧－定格点速度テーブルは、図１３に示すように、電源電圧V_Bに対する定格点速度N_Aの関係が予め記憶されたテーブルであり、例えば不揮発性メモリに格納される。図１３に示すように、定格点速度N_Aは、電源電圧V_Bが大きくなるほど大きな値に設定される。

【００５９】

制御モード切替部６２は、回転速度演算部５５によって演算された回転速度Ｎと、定格点速度設定部６１によって設定された定格点速度N_Aとに基づいて、基本制御モードと駆動領域拡大制御モードとの間で、制御モードを切り替える。基本制御モードは、前述の基本制御によって電動モータ１８が制御されるモードであり、駆動領域拡大制御モードは、前述の駆動領域拡大制御によって電動モータ１８が制御されるモードである。

【００６０】

制御モード切替部６２は、回転速度演算部５５によって演算された回転速度Ｎが定格点速度N_A以下であれば、速度領域が定トルク領域であると判定し、制御モードを基本制御モードに設定する。一方、回転速度Ｎが定格点速度N_Aよりも大きければ、制御モード切

替部６２は、速度領域が定出力領域であると判定し、制御モードを駆動領域拡大制御モードに設定する。制御モード切替部６２は、所定の演算周期毎に、制御モードの判定を行う。

【００６１】

電機子電流指令値設定部６３は、所定の演算周期毎に、トルクセンサ１１によって検出される操舵トルクＴｈに基づいて算出されるモータトルク指令値Ｔｍと、制御モード切替部６２によって設定される制御モードとに基づいて、電機子電流指令値$Ｉ_{ａ}{}^{*}$を設定する。モータトルク指令値Ｔｍの算出には、例えば、操舵トルクＴｈとモータトルク指令値Ｔｍとの関係が記憶されたマップが用いられる。電機子電流指令値設定部６３の動作の詳細については、後述する。

【００６２】

ｄ’軸電流指令値設定部６４は、電機子電流指令値設定部６３によって設定された電機子電流指令値$Ｉ_{ａ}{}^{*}$を、そのままｄ’軸電流指令値$ｉ_{ｄ}{}’{}^{*}$として設定する。

ｑ’軸電流指令値設定部６５は、制御モード切替部６２によって設定される制御モードに基づいて、ｑ’軸電流指令値$ｉ_{ｑ}{}’{}^{*}$を設定する。具体的には、制御モード切替部６２によって設定される制御モードが基本制御モードである場合には、ｑ’軸電流指令値設定部６５は、ｑ’軸電流指令値$ｉ_{ｑ}{}’{}^{*}$を零に設定する。制御モード切替部６２によって設定される制御モードが駆動領域拡大制御モードである場合には、ｑ’軸電流指令値設定部６５は、ｑ’軸電流指令値$ｉ_{ｑ}{}’{}^{*}$を所定の有意値ｍ（ｍ＞０）に設定する。

【００６３】

電機子電流指令値設定部６３の動作例について詳しく説明する。

ＳｙｎＲＭの制御において電流位相角βを変えると電流とトルクの関係（一般的にトルク定数で示される）が変化する。図１４は、ＳｙｎＲＭの電流－トルク特性の実測値の一例を示すグラフである。ただし、図１４では、トルクが小さい低トルクの領域での特性は省略されている。図１４においてβ＝βａ、β＝βｂ、β＝βｃ、β＝βｄおよびβ＝βｅで示される曲線は、それぞれ、基本制御において、電流位相角βの設定値がβａ、βｂ、βｃ、βｄおよびβｅである場合の電流－トルク特性を示している。βａ、βｂ、βｃ、βｄおよびβｅの間には、βａ＜βｂ＜βｃ＜βｄ＜βｅの関係がある。図１４の各曲線の傾きがトルク定数である。

【００６４】

ＳｙｎＲＭの電流－トルク特性は、トルクが小さい低トルクの領域では非線形であるが、それ以外の領域ではほぼ線形となる特徴を有している。

図１５の曲線Ｆ１は、制御モードが基本制御モードである場合の電流－トルク特性を模式的に示すグラフである。曲線Ｆ１は、電流位相角βが６０度である場合の特性を示している。

【００６５】

また、図１５の曲線Ｆ２は、制御モードが駆動領域拡大制御モードである場合の電流－トルク特性を模式的に示すグラフである。図１５の曲線Ｆ２に示すように、駆動領域拡大制御モードである場合には、トルクが低い低トルク領域以外の領域において、電流位相角βの変化にかかわらず、トルク定数がほぼ一定となることが判明した。

曲線Ｆ１のトルクに対する電流の関係が、モータトルクに対する電機子電流指令値$Ｉ_{ａ}{}^{*}$の関係を表す第１のトルク－電流テーブルとして、不揮発性メモリに記憶されている。また、曲線Ｆ２のトルクに対する電流の関係が、モータトルクに対する電機子電流指令値$Ｉ_{ａ}{}^{*}$の関係を表す第２のトルク－電流テーブルとして不揮発性メモリに記憶されている。

【００６６】

図１６は、電機子電流指令値設定部６３の動作の一例を示すフローチャートである。図１６の処理は、所定の演算周期毎に繰り返し実行される。

電機子電流指令値設定部（以下において、単に「電流指令値設定部６３」という場合がある）は、制御モード切替部６２によって制御モードが基本制御モードに設定されている

か否かを判別する(ステップＳ１)。制御モードが基本制御モードに設定されている場合には(ステップＳ１：ＹＥＳ)、電流指令値設定部６３は、ステップＳ２に進む。ステップＳ２では、電流指令値設定部６３は、第１のトルク－電流テーブルを用いて、モータトルク指令値Ｔｍに対応する電機子電流指令値I_a^*を求めて、電機子電流指令値I_a^*として設定する。

【００６７】

一方、制御モードが駆動領域拡大制御モードに設定されている場合には(ステップＳ１：ＮＯ)、電流指令値設定部６３は、ステップＳ３に進む。ステップＳ３では、電流指令値設定部６３は、第２のトルク－電流テーブルを用いて、モータトルク指令値Ｔｍに対応する電機子電流指令値I_a^*を求めて、電機子電流指令値I_a^*として設定する。

以下、本実施形態に係るモータ制御方法について説明する。

【００６８】

前述したように、複合制御では、電動モータ１８を高効率で制御できる。しかしながら、複合制御では、基本制御モード（定トルク領域）と駆動領域拡大制御モード（定出力領域）との間で、ｑ’軸電流指令値$i_{q}'^*$を切り替えるための切替制御が必要となる。

そこで、本発明者は、複合制御と同様に電動モータ１８を高効率で制御でき、しかも軸電流指令値を切り替えるための切替制御が不要となるモータ制御方法（本実施形態に係るモータ制御方法）を発明した。以下、本実施形態に係るモータ制御方法について詳しく説明する。まず、図１７を参照して、本実施形態に係るモータ制御方法の考え方について説明する。

【００６９】

図１７の点Ａは、複合制御の定格点を示している。また、図１７のｄ’軸およびｑ’軸は、複合制御で用いられた第２の二相回転座標系（ｄ’ｑ’座標系）の座標軸を示している。

本実施形態に係るモータ制御方法では、図１７に示すように、ｄ軸に対して複合制御におけるｄ’位相角δとは異なる所定角度δ’だけ正転方向に位相がずれたｄ”軸をとり、ｑ軸に対して所定角度δ’だけ正転方向に位相がずれたｑ”軸をとった二相回転座標系を、第３の二相回転座標系（ｄ”ｑ”座標系）として定義する。所定角度δ’は、ｄ軸に対するｄ”軸の位相差であるので、以下において、所定角度δ’をｄ”軸位相角δ’という場合がある。そして、本実施形態に係るモータ制御方法では、ｄ”軸電流指令値$I_{d}''^*$に電機子電流指令値I_a^*に応じた電流値を設定し、ｑ”軸電流指令値$I_{q}''^*$に有意値ｍを設定して、電動モータ１８をベクトル制御する。

【００７０】

本実施形態に係るモータ制御方法の特徴は、ｑ”軸電流指令値$I_{q}''^*$に常にｍを設定するが、定格点を複合制御（基本制御）における定格点Ａと一致させることにある。本実施形態に係るモータ制御方法では、定格点を複合制御（基本制御）における定格点Ａと一致させるために、ｄ”軸位相角δ’が以下のように設定されるとともに電機子電流指令値I_a^*が以下のように補正される。

【００７１】

まず、ｄ”軸位相角δ’の設定方法について説明する。図１７に示すように、電機子電流最大値をI_{amax}とし、ｄ’軸電流指令値$i_{d}'^*$（ｄ’軸電流成分）をI_{amax}とし、ｑ’軸電流指令値$i_{q}'^*$（ｑ’軸電流成分）をｍとしたときの計算上の電機子電流ベクトルをI_a'とすると、電機子電流ベクトルI_a'のｄ’軸からの角度Δδは、次式（８）で表される。

$$\Delta\delta = \tan^{-1}(m / I_{amax}) \cdots (8)$$

【００７２】

ｄ”軸は、ｄ’軸に対して、前記電機子電流ベクトルI_a'とは反対方向（図１７の例では時計方向）に、Δδだけ位相がずれた方向に設定される。したがって、ｄ”軸位相角δ’は、次式（９）に基づいて設定される。

$$\delta' = \delta - \Delta\delta$$

$$= \delta - \tan^{-1}(m / I_{amax}) \quad \cdots (9)$$

これにより、ｄ”ｑ”座標系は、ｄ’ｑ’座標系に対して、ｄｑ座標系のｄ軸側に、Δδだけ位相がずれた座標系となる。

【００７３】

なお、ｄ’軸位相角δとしては、複合制御（基本制御）を行った場合に、定トルク領域においてモータトルクが最大となるｄ’軸位相角δａ（電流位相角βａ）となるように設定されることが好ましい。また、有意値ｍとしては、複合制御において、定出力領域におけるモータトルクが最大となる有意値ｍａが設定されることが好ましい。

次に、電機子電流指令値I_a^*を補正する必要性およびその補正方法について説明する。

【００７４】

電機子電流指令値I_a^*は、一般的に、その最大値I_{amax}^*が電機子電流最大値I_{amax}と等しくなるように設定される。本実施形態に係るモータ制御方法では、定出力領域のみならず、定トルク領域においても、ｑ”軸電流指令値$I_q"^*$はｍに設定される。このため、定トルク領域と定出力領域との境界において、ｄ”軸電流指令値$I_d"^*$が電機子電流指令値I_a^*の最大値I_{amax}^*である電機子電流最大値I_{amax}に設定されると、計算上の電機子電流I_aの大きさは、$(I_{amax}^2 + m^2)^{1/2}$となり、電機子電流最大値I_{amax}を超えてしまう。そうすると、電機子電流指令値I_a^*に応じたモータ制御ができなくなる。そこで、電機子電流指令値I_a^*を補正する必要がある。

【００７５】

ｑ”軸電流指令値$I_q"^*$は常にｍであるので、定トルク領域と定出力領域との境界において、計算上の電機子電流I_aを電機子電流最大値I_{amax}に一致させるためには、図１７に示すように、前記境界でのｄ”軸電流指令値$I_d"^*$を次式（１０）の条件を満たす電流指令値上限値I_{alim}^*に設定する必要がある。

$$I_{alim}^* = (I_{amax}^2 - m^2)^{1/2} \quad \cdots (10)$$

【００７６】

そのためには、電機子電流指令値I_a^*が最大値I_{amax}^*であるときに、補正後の電機子電流指令値が電流指令値上限値I_{alim}^*となるように、電機子電流指令値I_a^*の絶対値を低減補正すればよい。具体的には、次式（１１）により、補正係数ｐ（０＜ｐ＜１）を演算し、電流指令値I_a^*に補正係数ｐを乗算することにより電流指令値I_a^*を補正し、補正後の電流指令値ｐ・I_a^*をｄ”軸電流指令値$I_d"^*$として設定すればよい。

$$p = I_{alim}^* / I_{amax} = (I_{amax}^2 - m^2)^{1/2} / I_{amax} \quad \cdots (11)$$

また、本実施形態に係るモータ制御方法では、ＵＶＷ座標系に対するｄ”ｑ”座標系の回転角γ（正転方向ではγ＝θ＋δ’、逆転方向ではγ＝θ－δ’）を用いることによって、ＵＶＷ座標系とｄ’ｑ’座標系との間での座標変換が行われる。

【００７７】

図１８は、本実施形態に係るモータ制御方法における電機子電流ベクトルの軌跡を示す模式図である。本実施形態に係るモータ制御方法では、ｑ”軸電流指令値$I_q"^*$は常にｍに設定される。図１８においては、電圧制限楕円Ｑ１～Ｑ４のうち、外側から２番目の電圧制限楕円Ｑ２と電流制限円Ｐとの交点Ａが定格点となる。

電動モータ１８の回転速度が定格点Ａでの回転速度よりも大きくなると、電圧制限楕円は内側に移行する。この際、本実施形態に係るモータ制御方法では、ｑ”軸電流$i_q"$が指令値（この例ではｍ）と等しくなるように、ｑ”軸電流$i_q"$優先でベクトル制御される。これにより、駆動点は、Ａ点から、ｑ”軸上の$i_q"$＝ｍの点Ｃに向かって移動する。これにより、電流位相角βは、β１、β２、β３というように、徐々に大きくなるように変化する。つまり、Ｎ－Ｔ特性が電動モータ１８の出し得る最大出力の特性に近い特性となるように、電流位相角βが自動的に変化する。

【００７８】
図１９は、本実施形態に係るモータ制御方法におけるＮ－Ｔ特性を示すグラフである。図１９において、実施形態と記されている曲線は、本実施形態に係るモータ制御方法おけるＮ－Ｔ特性を示し、基本制御と記されている曲線は、基本制御におけるＮ－Ｔ特性を示している。
図１９から、本実施形態に係るモータ制御方法では、前述した複合制御と同様なＮ－Ｔ特性（図１０の太実線のグラフ参照）が得られるので、電動モータ（シンクロナスリラクタンスモータ）１８を高効率で制御できる。また、本実施形態に係るモータ制御方法では、定トルク領域と定出力領域との間で、ｑ”軸電流指令値ｉ$_{q}$”＊を切り替える必要がないため、前述した複合制御に比べて制御方法が簡単となる。
【００７９】
図２０は、本実施形態に係るモータ制御方法を実現するためのＥＣＵ１２（図１参照）の電気的構成を示す概略図である。
ＥＣＵ１２は、トルクセンサ１１によって検出される操舵トルクＴｈに応じて電動モータ１８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。ＥＣＵ１２は、マイクロコンピュータ３１と、このマイクロコンピュータ３１によって制御され、電動モータ１８に電力を供給する駆動回路（インバータ回路）３２と、電動モータ１８の各相のステータ巻線１１１，１１２，１１３（図２参照）に流れる電流を検出するための電流センサ３３，３４，３５とを備えている。
【００８０】
マイクロコンピュータ３１は、ＣＰＵおよびメモリ（ＲＯＭ，ＲＡＭ、不揮発性メモリなど）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、電機子電流指令値設定部４１と、ｄ”軸電流指令値設定部４２Ａと、ｑ”軸電流指令値設定部４３Ａと、ｄ”軸電流偏差演算部４４Ａと、ｑ”軸電流偏差演算部４５Ａと、ｄ”軸電流制御部４６Ａと、ｑ”軸電流制御部４７Ａと、電圧制限部４８Ａと、座標変換部４９Ａと、ＰＷＭ制御部５０Ａと、電流検出部５１と、座標変換部５２Ａと、回転角演算部５３と、座標変換用回転角演算部５４Ａとを含んでいる。
【００８１】
電機子電流指令値設定部４１、電流検出部５１および回転角演算部５３は、それぞれ図３と同様なので、その説明を省略する。
座標変換用回転角演算部５４Ａは、回転角演算部５３によって演算されたロータ回転角θに、予め設定されたｄ”軸位相角δ’（δ’＞０）を加算または減算することによって、座標変換用回転角γを演算する。具体的には、座標変換用回転角演算部５４Ａは、電機子電流指令値設定部４１によって設定される電機子電流指令値Ｉ$_{a}$＊が零または正のときには、γ＝（θ＋δ’）によってγを演算し、電機子電流指令値Ｉ$_{a}$＊が負のときには、γ＝（θ－δ’）によってγを演算する。座標変換用回転角演算部５４Ａは、トルクセンサ１１によって検出される操舵トルクＴｈが零または正のときには、γ＝（θ＋δ’）によってγを演算し、操舵トルクＴｈが負のときには、γ＝（θ－δ’）によってγを演算するようにしてもよい。
【００８２】
座標変換部５２Ａは、座標変換用回転角演算部５４Ａによって演算される座標変換用回転角γを用いて、電流検出部５１によって検出された３相の相電流を、ｄ”ｑ”座標系における２相の電流に変換する。ｄ”ｑ”座標系における２相の電流は、ｄ”軸電流成分とｑ”軸電流成分とからなる。座標変換部５２Ａによって得られる２相の電流のうち、ｄ”軸電流成分をｄ”軸電流検出値ｉ$_{d}$”といい、ｑ”軸電流成分をｑ”軸電流検出値ｉ$_{q}$”ということにする。
【００８３】
ｄ”軸電流指令値設定部４２Ａは、電流指令値設定部４１によって設定された電機子電流指令値Ｉ$_{a}$＊に補正係数ｐを乗算した値ｐ・Ｉ$_{a}$＊を、ｄ”ｑ”座標系におけるｄ”軸

電流の目標値であるｄ”軸電流指令値i_d”＊として設定する。
ｑ”軸電流指令値設定部４３Ａは、所定の有意値ｍを、ｄ”ｑ”座標系におけるｑ”軸電流の目標値であるｑ”軸電流指令値i_q”＊として設定する。有意値ｍとしては、複合制御を行った場合に定出力領域でのモータトルクが最大となる有意値ｍａに設定されることが好ましい。

【００８４】

ｄ”軸電流偏差演算部４４Ａは、ｄ”軸電流指令値i_d”＊と座標変換部５２Ａによって得られるｄ”軸電流検出値i_d”との偏差（i_d”＊－i_d”）を演算する。ｑ”軸電流偏差演算部４５Ａは、ｑ”軸電流指令値i_q”＊と座標変換部５２Ａによって得られるｑ”軸電流検出値i_q”との偏差（i_q”＊－i_q”）を演算する。
ｄ”軸電流制御部４６Ａは、ｄ”軸電流偏差演算部４４Ａによって得られた偏差（i_d”＊－i_d”）に対して、例えば比例積分演算（ＰＩ演算）を行なうことにより、ｄ”軸の電圧指令値であるｄ”軸電圧指令値V_{d1}”＊を演算する。ｑ”軸電流制御部４７Ａは、ｑ”軸電流偏差演算部４５Ａによって得られた偏差（i_q”’＊－i_q”）対して、例えば比例積分演算（ＰＩ演算）を行なうことにより、ｑ”軸の電圧指令値であるｑ”軸電圧指令値V_{q1}”＊を演算する。

【００８５】

電圧制限部４８Ａは、$V_a^*=\{(V_{d1}"^*)^2+(V_{q1}"^*)^2\}^{1/2}$とすると、$V_a^*$が電源電圧$V_B$よりも大きいか（$V_a^*>V_B$）否かを判別する。なお、電源電圧$V_B$は、駆動回路３２に電力を供給するための電源の電圧であり、図示しない電源電圧検出部によって検出される。V_a^*が電源電圧V_B以下である場合には、電圧制限部４８Ａは、ｄ”軸電圧指令値V_{d1}”＊およびｑ’軸電圧指令値V_{q1}”＊を、それぞれそのまま最終的なｄ”軸電圧指令値V_{d2}”＊およびｑ’軸電圧指令値V_{q2}”＊として出力する。

【００８６】

V_a^*が電源電圧V_Bよりも大きい場合には、電圧制限部４８Ａは、次式（１２）に基づいて、V_{d2}”＊を演算する。つまり、ｑ”軸電圧を優先した制御とする。

$$V_{d2}"^*=\{V_B^2-(V_{q1}"^*)^2\}^{1/2} \quad \cdots(12)$$

そして、電圧制限部４８Ａは、得られたV_{d2}”＊を最終的なｄ”軸電圧指令値V_{d2}”＊として出力する。また、電圧制限部４８Ａは、ｑ”軸電圧指令値V_{q1}”＊を、そのまま最終的なｑ”軸電圧指令値V_{q2}”＊として出力する。

【００８７】

電圧制限部４８Ａによる制限処理後のｄ”軸電圧指令値V_{d2}”＊およびｑ”軸電圧指令値V_{q2}”＊は、座標変換部４９Ａに与えられる。座標変換部４９Ａは、座標変換用回転角演算部５４Ａによって演算される座標変換用回転角γを用いて、ｄ”軸電圧指令値V_{d2}”＊およびｑ”軸電圧指令値V_{q2}”＊を、三相固定座標系におけるＵ相、Ｖ相およびＷ相の電圧指令値Ｖｕ＊，Ｖｖ＊，Ｖｗ＊に変換する。

【００８８】

ＰＷＭ制御部５０Ａは、Ｕ相、Ｖ相およびＷ相の電圧指令値Ｖｕ＊，Ｖｖ＊，Ｖｗ＊それぞれに対応するデューティのＵ相ＰＷＭ制御信号、Ｖ相ＰＷＭ制御信号およびＷ相ＰＷＭ制御信号を生成し、駆動回路３２に供給する。
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。前述の実施形態では、正転方向および逆転方向の双方向に回転可能な電動モータ１８について説明したが、この発明は、一方向にのみ回転駆動する電動モータにも適用することができる。

【００８９】

また、前述においては、電動パワーステアリング装置用の電動モータの制御方法に、この発明を適用した場合の実施形態について説明した。しかし、この発明は電動パワーステアリング装置用の電動モータの以外のモータの制御方法に適用することができる。
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

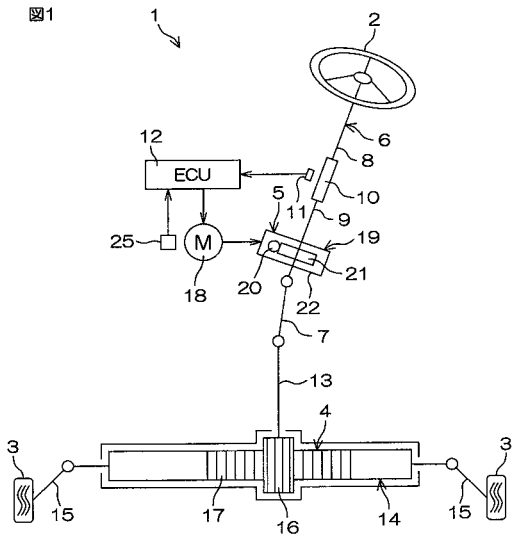
ある。

【符号の説明】

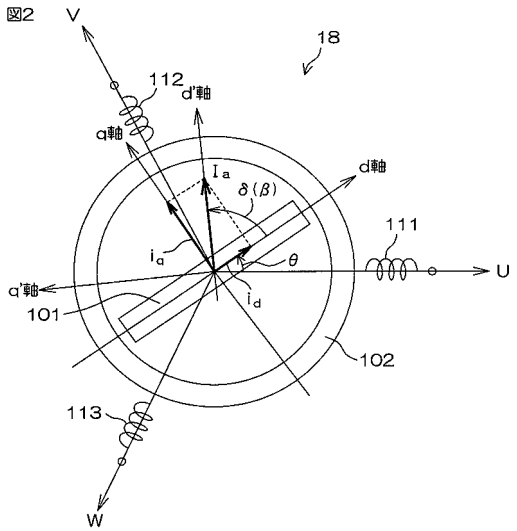
【００９０】

１２…ＥＣＵ、１８…電動モータ、２５…回転角センサ、３１…マイクロコンピュータ、４１…電機子電流指令値設定部、４２Ａ…ｄ”軸電流指令値設定部、４３Ａ…ｑ”軸電流指値設定部、４４Ａ…ｄ”軸電流偏差演算部、４５Ａ…ｑ”軸電流偏差演算部、４６Ａ…ｄ”軸電流制御部、４７Ａ…ｑ”軸電流制御部、４８Ａ…電圧制限部、４９Ａ…座標変換部、５２Ａ…座標変換部、５３…回転角演算部、５４Ａ…座標変換用回転角演算部

【図１】



【図２】



【図３】

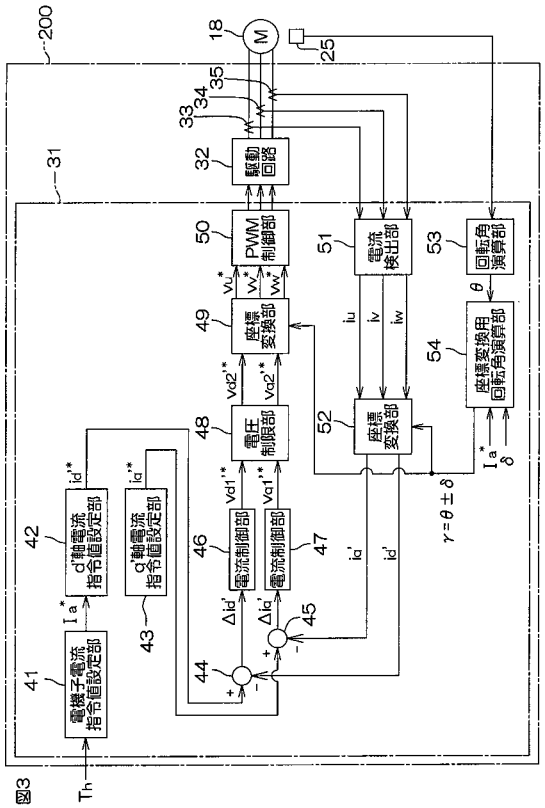


図3

【図４】

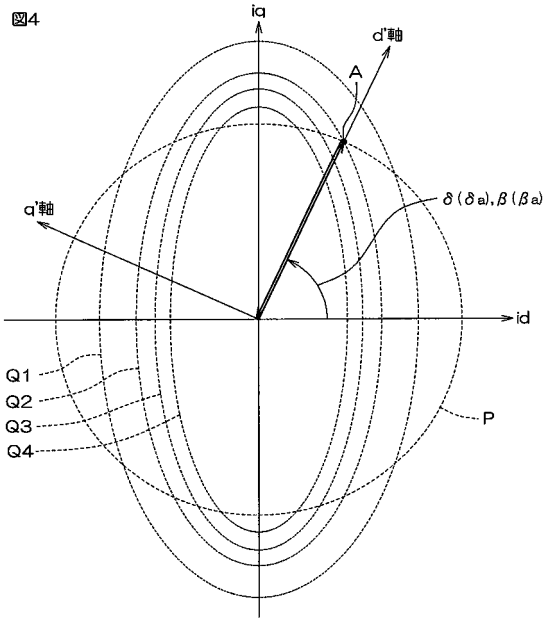


図4

【図５】

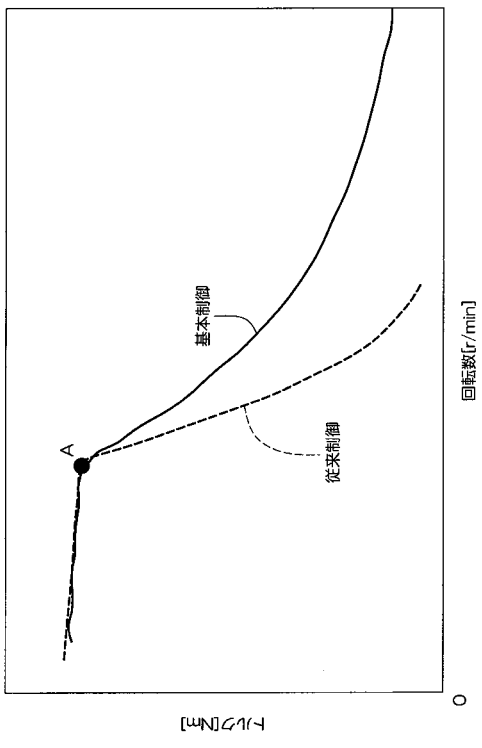


図5

【図６】

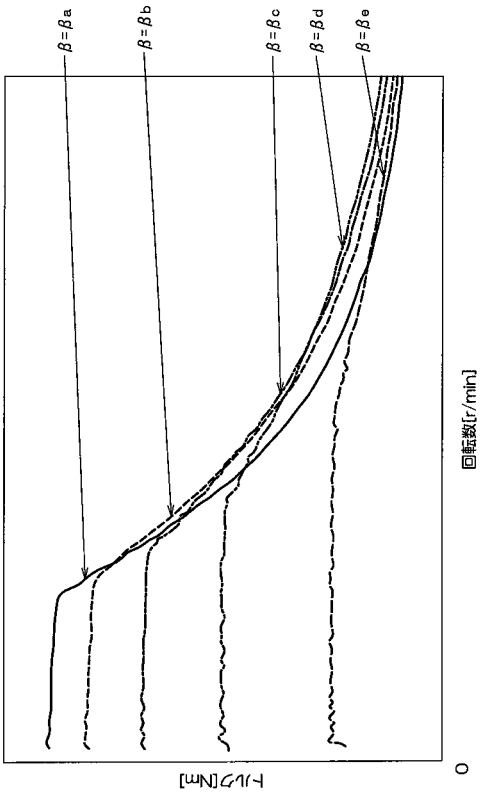


図6

【図７】

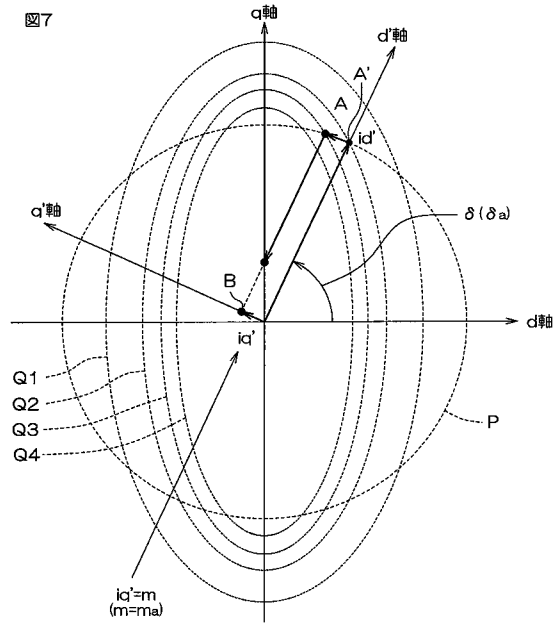


図7
q軸
d'軸
A'
A
id'
q'軸
δ(δa)
B
d軸
iq'
Q1
Q2
Q3
Q4
P
iq'=m
(m=ma)

【図８】

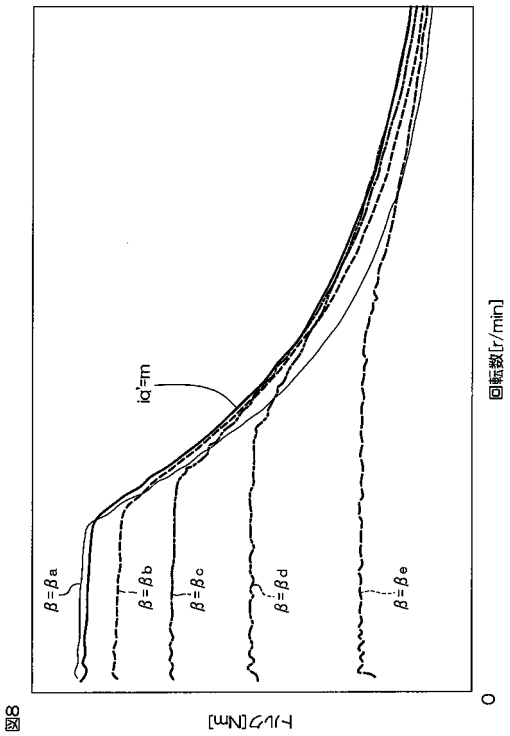


図8
トルク[Nm]
0
iq'=m
β=βa
β=βb
β=βc
β=βd
β=βe
回転数[r/min]

【図９】

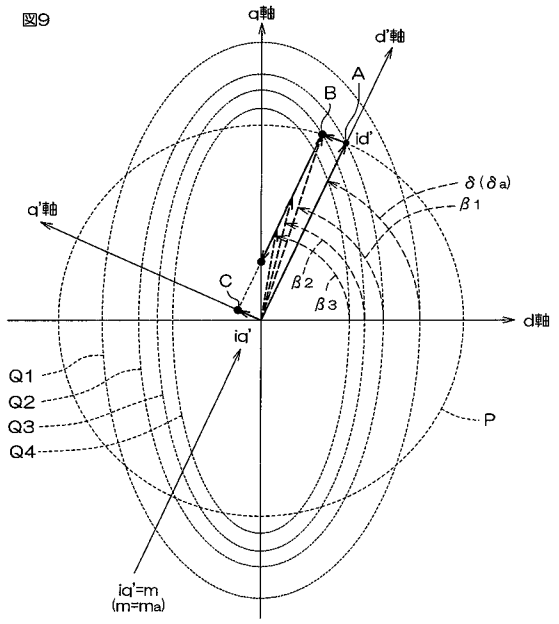


図9
q軸
d'軸
A
B
id'
δ(δa)
β1
q'軸
C
β2
β3
d軸
iq'
Q1
Q2
Q3
Q4
P
iq'=m
(m=ma)

【図１０】

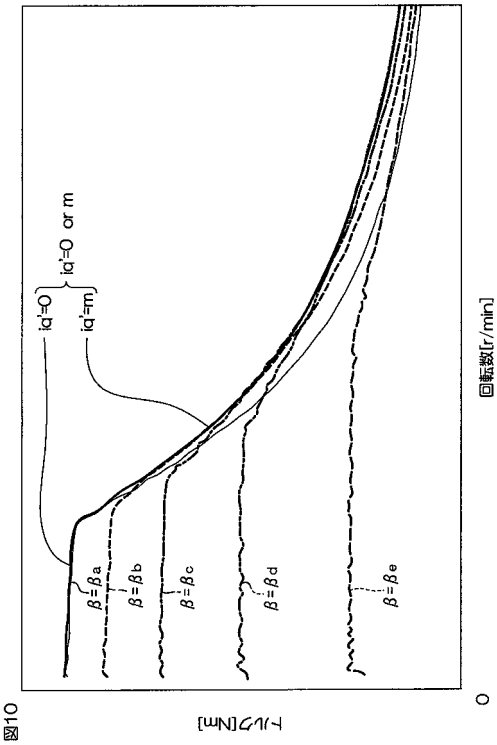


図10
トルク[Nm]
0
iq'=0
iq'=0 or m
iq'=m
β=βa
β=βb
β=βc
β=βd
β=βe
回転数[r/min]

【図１１】

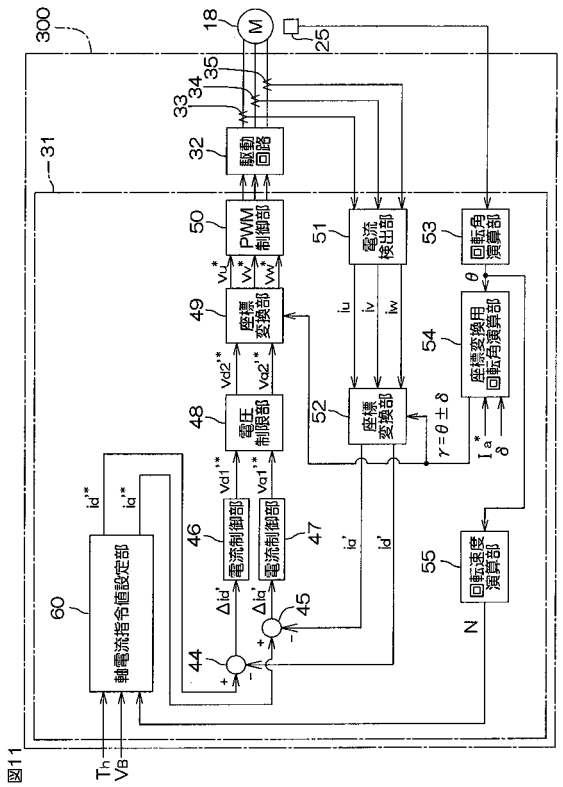
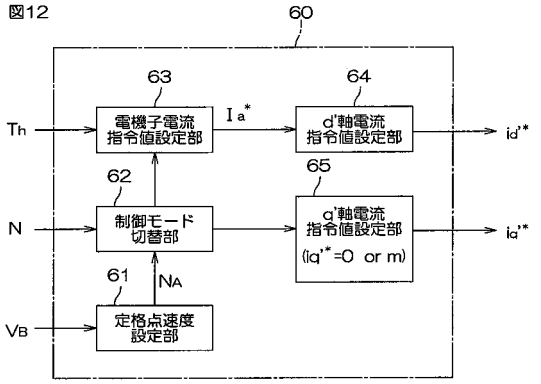
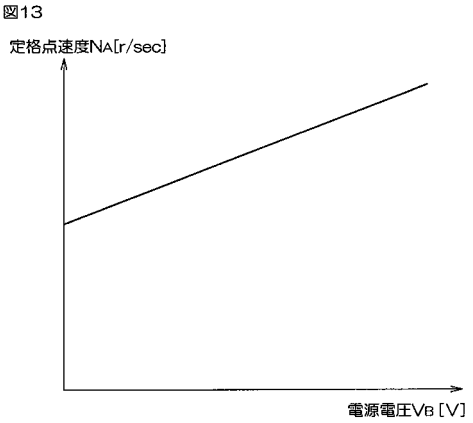


図11

【図１２】



【図１３】



【図１４】

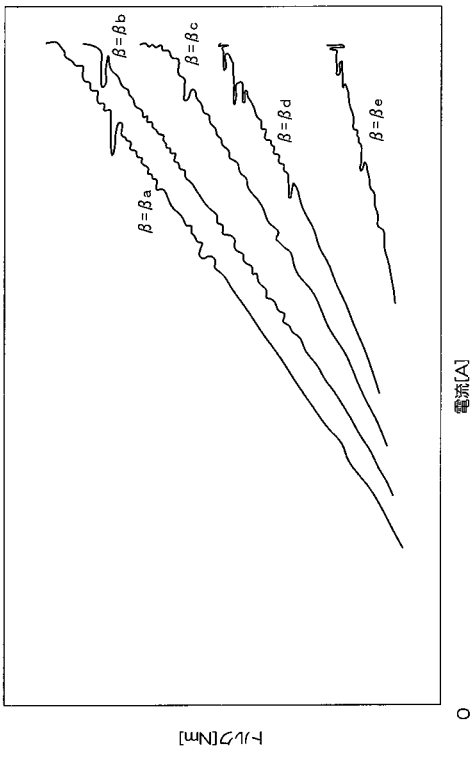
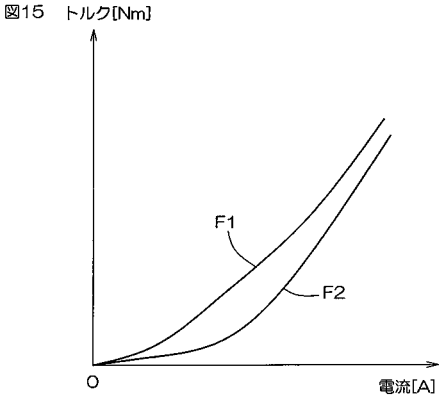
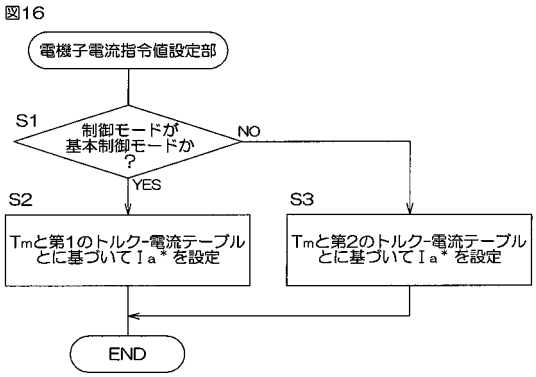


図14

【図１５】



【図１６】



【図１７】

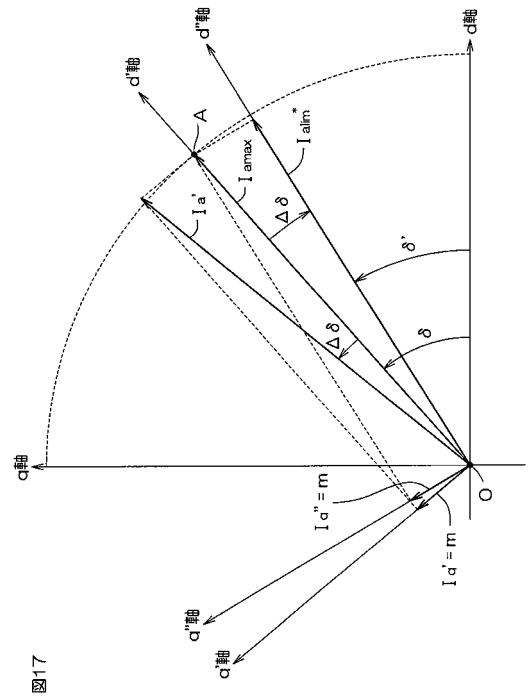
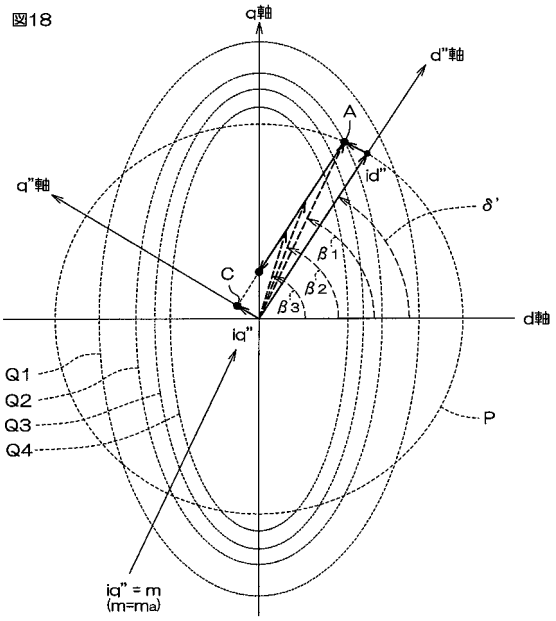


図17

【図１８】



【図１９】

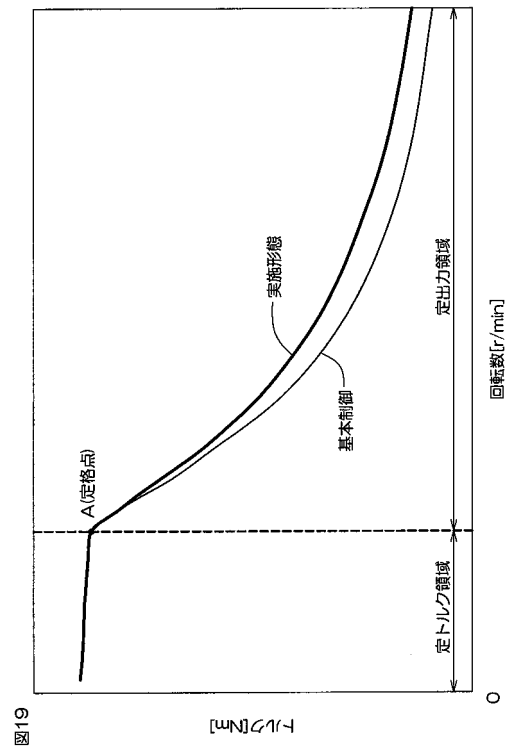


図19

【図２０】

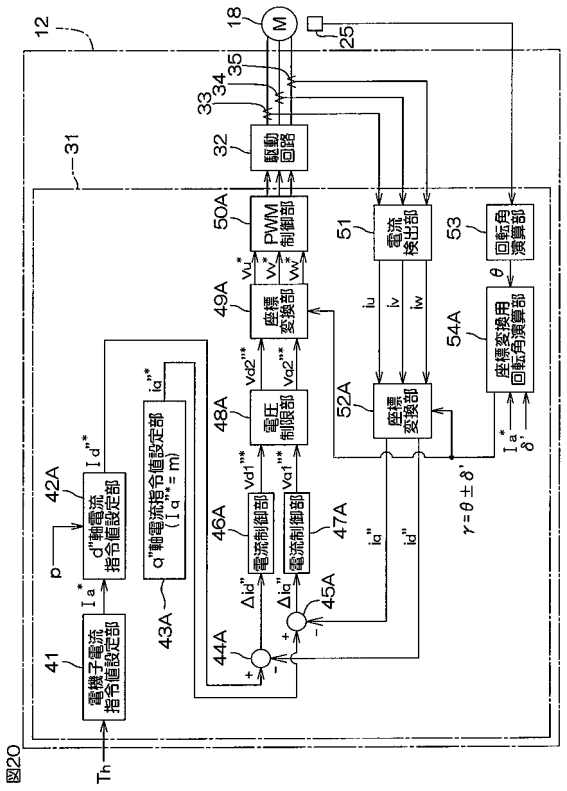
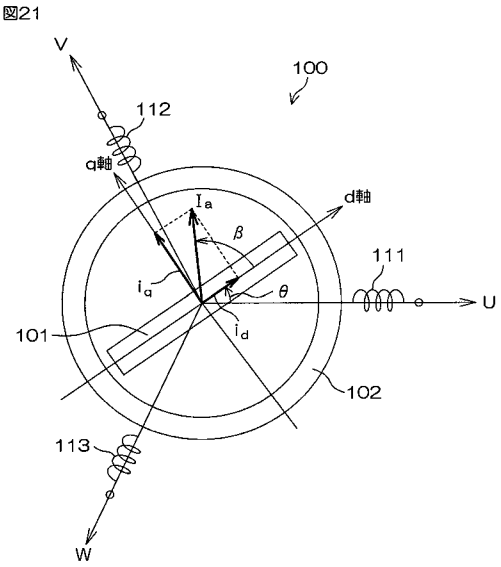


図20

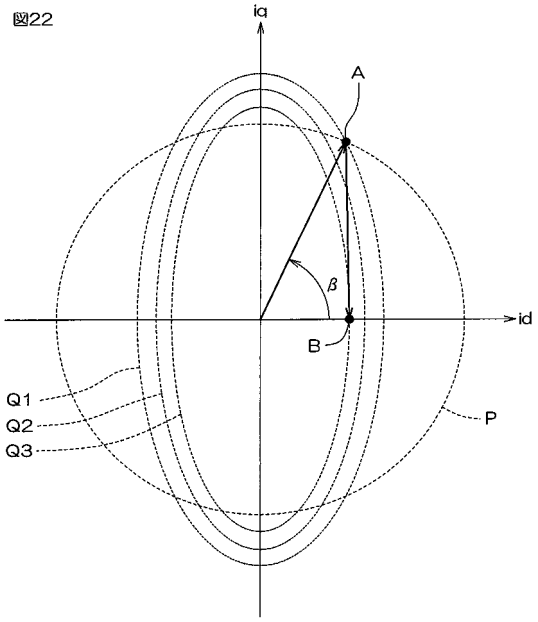
【図２１】

図21



【図２２】

図22



【図２３】

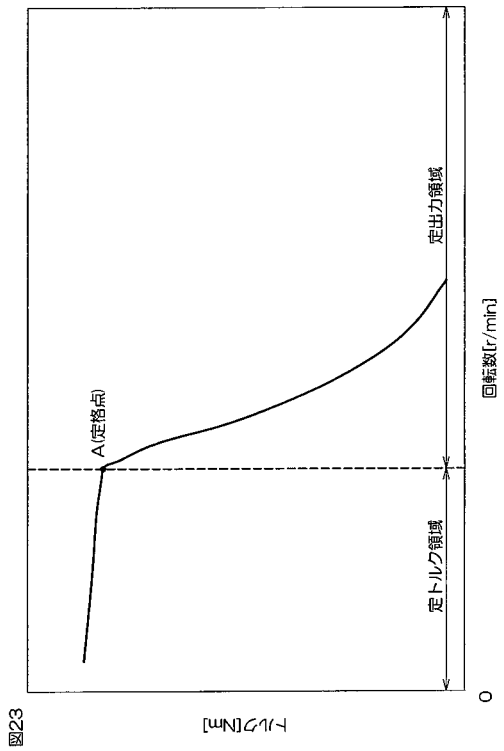


図23

フロントページの続き

Ｆターム(参考) 5H505 AA16 BB10 CC04 DD11 EE41 EE49 GG04 HB01 JJ03 JJ17
LL22 LL38 LL41 PP01