

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7009861号
(P7009861)

(45)発行日 令和4年1月26日(2022.1.26)

(24)登録日 令和4年1月17日(2022.1.17)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 P 6/20 (2016.01) H 0 2 P 6/20
H 0 2 P 21/34 (2016.01) H 0 2 P 21/34

請求項の数 6 (全26頁)

(21)出願番号	特願2017-178079(P2017-178079)	(73)特許権者	000006611 株式会社富士通ゼネラル
(22)出願日	平成29年9月15日(2017.9.15)		神奈川県川崎市高津区末長3丁目3番1 7号
(65)公開番号	特開2019-54663(P2019-54663A)	(74)代理人	110002147 特許業務法人酒井国際特許事務所
(43)公開日	平成31年4月4日(2019.4.4)	(72)発明者	酒井 星矢 神奈川県川崎市高津区末長3丁目3番1 7号 株式会社富士通ゼネラル内
審査請求日	令和2年7月31日(2020.7.31)	審査官	安池 一貴

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】

モータの目標速度と現在速度との差をもとに生成された駆動電圧を前記モータへ供給してモータを駆動する駆動部と、前記モータを流れる電流を検出する検出部とを有するモータ制御装置であって、

前記検出部により検出された電流のd q座標系におけるd軸電流から前記現在速度を推定する速度推定部と、

d q座標系におけるd軸の前記駆動電圧としてd軸駆動電圧を生成するd軸電圧生成部と、d q座標系におけるq軸の前記駆動電圧としてq軸駆動電圧を生成するq軸電圧生成部と、前記d軸駆動電圧と前記q軸駆動電圧とから前記駆動電圧を生成する駆動電圧生成部とを備え、

前記q軸電圧生成部は、

前記モータの起動の際に、初期駆動電圧を出力し、その後、少なくとも、前記初期駆動電圧と前記目標速度と前記現在速度と、前記検出部により検出された電流のd q座標系におけるq軸電流とd軸電流とから前記q軸駆動電圧を生成することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

前記d軸電圧生成部は、前記d軸駆動電圧として0を出力することを特徴とする請求項1に記載のモータ制御装置。

【請求項3】

前記現在速度は、前記 d 軸電流が 0 となる速度であることを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

前記 q 軸電圧生成部は、下記 (1) 式から前記 q 軸駆動電圧を生成することを特徴とする請求項 2 ~ 3 の何れか 1 項に記載のモータ制御装置。

【数 1】

$$Vq^* = (\omega^* - \omega 0) \cdot \Psi + \omega^* \cdot Ld \cdot (Iq - Id) + ((R \cdot J) / \Psi) \cdot Kc \cdot \int (\omega^* - \omega e) dt + V0$$

… (1)

10

ただし、上記 (1) 式において、“Vq”は前記 q 軸駆動電圧、“*”は前記目標速度、“0”は前記モータの電気角初速度、“Ld”は前記モータの d 軸インダクタンス、“Iq”は前記 q 軸電流、“Id”は前記 d 軸電流、“R”は前記モータの巻線抵抗、“J”は前記モータのイナーシャ、“”は前記モータの鎖交磁束、“Kc”は積分ゲイン調整係数、“e”は前記モータの前記現在速度、“V0”は前記初期駆動電圧であり、上記 (1) 式の右辺の積分の区間は、前記モータの同期運転開始から現在までの時間である。

【請求項 5】

前記初期駆動電圧は、初期駆動の際にロータを位置決めするために d q 座標系における d 軸に印加する電圧と同じ電圧値である

20

ことを特徴とする請求項 1 ~ 4 の何れか 1 項に記載のモータ制御装置。

【請求項 6】

前記目標速度が前記モータの軸誤差演算可能な目標到達速度に到達した後、所定時間を経過してから前記モータの軸誤差を演算する前記モータの位置フィードバック運転モードへ移行する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 5 の何れか 1 項に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置に関する。

30

【背景技術】

【0002】

一般的に、位置センサレスベクトル制御でモータを駆動制御するモータ制御装置は、モータの回転速度が速度指令値（目標速度）になるように d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を生成し、d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値から d 軸電圧指令値及び q 軸電圧指令値を生成する。さらに、モータ制御装置は、d 軸電圧指令値及び q 軸電圧指令値を三相の電圧指令値へ変換し、PWM (Pulse Width Modulation) 生成器にて三相の電圧指令値をもとに PWM 信号を生成し、IPM (Intelligent Power Module) へ出力する。IPM は、入力された PWM 信号に応じてスイッチング制御を行うことにより、モータに三相電圧 (U 相電圧 Vu、V 相電圧 Vv、W 相電圧 Vw) を印可してモータを駆動制御する。

40

【0003】

また、モータ制御装置は、モータを起動する際、停止状態であるモータをゼロ速度から極低速度の領域において運転しなければならない。極低回転では誘起電圧が極小であり、ロータ位置が正確に検出できない。そのため、モータ制御装置は、誘起電圧を大きくしてロータの正確な位置検出を行うことができるように、モータの回転速度を上げる制御を行う。モータを起動する際、モータのステータ（固定子）によって発生される回転磁界とロータとを同期させながらモータの回転速度を上げる制御を同期運転という。モータ制御装置は、モータの同期運転を行った後、通常運転へとモード移行する。

【0004】

しかし、同期運転ではロータ位置を検出しないため、モータの負荷によっては制御が困難

50

となる場合があるため、負荷に応じて適切な制御が必要となる。そのため、モータの負荷の状態に応じた起動制御を行う種々の技術が提案されている。

【0005】

例えば、特許文献1では、モータの同期運転の際、負荷が軽い時には、モータの回転速度を上げることにより、モータの駆動電圧の余剰電力を回転速度の増加分で消費することで、電圧過多による起動トルクの確保と、同期運転から通常運転へのスムーズなモード移行とを実現するとしている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【文献】特開2013-207868号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、上述の従来技術では、駆動電圧のq軸電圧が予め決められた値である。このため、例えば、モータの負荷が軽い場合において、過剰な電圧をモータへ印加する電圧過多にならないようにすると共に、例えば、モータの負荷が重い場合において、モータへ印加する電圧が不十分にならないように設定する必要があり、その値の設定が難しいという問題がある。

【0008】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、モータの起動時において、適切な電圧をモータへ印可するモータ制御装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上述の課題を解決するため、本発明の実施形態の一例は、目標速度と現在速度との差をもとに生成された駆動電圧を前記モータへ供給してモータを駆動する駆動部と、前記モータを流れる電流を検出する検出部とを有するモータ制御装置であって、前記検出部により検出された電流のdq座標系におけるd軸電流から前記現在速度を推定する速度推定部と、dq座標系におけるd軸の前記駆動電圧としてd軸駆動電圧を生成するd軸電圧生成部と、dq座標系におけるq軸の前記駆動電圧としてq軸駆動電圧を生成するq軸電圧生成部と、前記d軸駆動電圧と前記q軸駆動電圧とから前記駆動電圧を生成する駆動電圧生成部とを備え、前記q軸電圧生成部は、前記モータの起動の際に、初期駆動電圧を出力し、その後、少なくとも、前記初期駆動電圧と前記目標速度と前記現在速度とから前記q軸駆動電圧を生成することを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明の実施形態の一例によれば、例えば、モータの起動時において、適切な電圧をモータへ印可できる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】図1は、基本形態に係る通常運転時におけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。

【図2】図2は、基本形態に係るロータ位置決めステップの一例を示す概要図である。

【図3】図3は、基本形態に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。

【図4】図4は、定常状態におけるモータモデル式を表すベクトル図である。

【図5】図5は、基本形態に係る速度推定器（電気角）の構成の一例を示す図である。

【図6】図6は、実施形態1に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。

【図7】図7は、実施形態1に係る同期運転ステップにおけるq軸電圧生成器の構成の一

10

20

30

40

50

例を示す図である。

【図 8】図 8 は、実施形態 1 に係る同期運転ステップの処理の一例を示すフローチャートを示す図である。

【図 9】図 9 は、実施形態 2 に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。

【図 10】図 10 は、実施形態 2 に係る同期運転ステップにおける q 軸電圧生成器の構成の一例を示す図である。

【図 11 A】図 11 A は、実施形態 2 に係るロータ位置決めステップから通常運転における d 軸電流及び q 軸電流の推移の一例を示す図である。

【図 11 B】図 11 B は、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転における d 軸電流及び q 軸電流の推移の一例を示す図である。

【図 12 A】図 12 A は、実施形態 2 に係るロータ位置決めステップから通常運転における d 軸電圧及び q 軸電圧の推移の一例を示す図である。

【図 12 B】図 12 B は、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転における d 軸電圧及び q 軸電圧の推移の一例を示す図である。

【図 13 A】図 13 A は、実施形態 2 に係るロータ位置決めステップから通常運転における軸誤差の推移の一例を示す図である。

【図 13 B】図 13 B は、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転における軸誤差の推移の一例を示す図である。

【図 14 A】図 14 A は、実施形態 2 に係るロータ位置決めステップから通常運転における電気角推定速度及び電気角目標速度の推移の一例を示す図である。

【図 14 B】図 14 B は、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転における電気角推定速度及び電気角目標速度の推移の一例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下に、本願の開示技術に係るモータ制御装置の基本形態、実施形態及び変形例を図面に基づいて詳細に説明する。なお、以下の基本形態、実施形態及び変形例により開示技術が限定されるものではない。以下の基本形態、実施形態及び変形例で示すモータ制御装置は、空気調和機等に用いられるプロペラファンや冷媒等を負荷とするモータの制御装置として説明するが、これに限られず、広くモータ一般の制御に適用できる。以下の基本形態、実施形態及び変形例は、矛盾しない範囲で適宜組合せて実施できる。

【0013】

また、以下の基本形態、実施形態及び変形例は、開示技術に係る構成及び処理について主に説明し、その他の構成及び処理の説明を、適宜、簡略又は省略する。また、以下の基本形態、実施形態及び変形例において、同一の構成及び処理には同一の符号を付与し、既出の構成及び処理の説明を省略する。

【0014】

[基本形態]

(基本形態に係る通常運転時におけるモータ制御装置)

実施形態の説明に先立ち、前提となる基本形態について説明する。図 1 は、基本形態に係る通常運転時におけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。図 1 は、通常運転時のモータ制御装置によるモータの位置センサレスベクトル制御の一般的な基本構成を示す。

【0015】

通常運転とは、位置センサレスベクトル制御によりフィードバックされるロータ位置に基づいてモータの回転速度が適切となるように電流及び電圧が制御されることでモータが駆動制御されるモードをいう。なお、図 1 では、基本形態に係るモータ制御装置が有するマイクロコンピュータの構成要素について、モータの通常運転時における構成のみを示す。

【0016】

基本形態に係る通常運転時におけるモータ制御装置 100X は、マイクロコンピュータ 10X、IPM (Intelligent Power Module) 23、スイッチ SW 1、3 電流算出器

10

20

30

40

50

24を有する。モータ制御装置100Xには、モータ1が接続されている。

【0017】

また、マイクロコンピュータ10Xは、制御器2X、減算器11、速度制御器12、励磁電流制御器13、減算器14、減算器15、d軸電流制御器16、q軸電流制御器17、非干渉化制御器18、減算器19、加算器20、dq/3変換器21、PWM(Pulse Width Modulation)生成器22、3/dq変換器25、軸誤差演算処理器26、PLL制御器29、位置推定器30、1/Pn処理器31を有する。

【0018】

減算器11は、モータ制御装置100Xへ入力された速度指令値(機械角目標速度) v^* から、1/Pn処理器31により出力された推定値としての現在のモータ1の回転速度(機械角推定速度) v を減算した速度偏差(機械角速度偏差) $v - v^*$ を速度制御器12へ出力する。

10

【0019】

速度制御器12は、減算器11により出力された速度偏差 $v - v^*$ がより小さくなるようなq軸電流指令値 I_q^* を生成し、励磁電流制御器13及び減算器15へ出力する。励磁電流制御器13は、速度制御器12により出力されたq軸電流指令値 I_q^* からd軸電流指令値 I_d^* を生成し、減算器14へ出力する。また、d軸及びq軸は、2相の回転座標系(電流ベクトル座標)の座標軸を表し、 I_d 、 I_q 、後述の V_d 、 V_q は、この座標軸上の電流及び電圧を示す。2相の回転座標系は、dq座標系ともいう。

【0020】

減算器14は、励磁電流制御器13により出力されたd軸電流指令値 I_d^* から3/dq変換器25により出力されたd軸電流 I_d を減算してd軸電流偏差 $I_d - I_d^*$ を生成し、d軸電流制御器16へ出力する。減算器15は、速度制御器12により出力されたq軸電流指令値 I_q^* から3/dq変換器25により出力されたq軸電流 I_q を減算してq軸電流偏差 $I_q - I_q^*$ を生成し、q軸電流制御器17へ出力する。

20

【0021】

d軸電流制御器16は、減算器14により出力されたd軸電流偏差 $I_d - I_d^*$ からd軸電圧指令値 V_d^{**} を生成する。q軸電流制御器17は、減算器15により出力されたq軸電流偏差 $I_q - I_q^*$ からq軸電圧指令値 V_q^{**} を生成する。

【0022】

非干渉化制御器18は、d軸とq軸の干渉をキャンセルし、それぞれを独立に制御するための非干渉化補正值を生成する。具体的には、非干渉化制御器18は、3/dq変換器25により出力されたd軸電流 I_d とPLL制御器29により出力された電気角推定速度 ω_e から、d軸電圧指令値 V_d^{**} を非干渉化するためのd軸非干渉化補正值 V_{da} を生成し、減算器19へ出力する。また、非干渉化制御器18は、3/dq変換器25により出力されたq軸電流 I_q とPLL制御器29により出力された電気角推定速度 ω_e から、q軸電圧指令値 V_q^{**} を非干渉化するためのq軸非干渉化補正值 V_{qa} を生成し、加算器20へ出力する。

30

【0023】

減算器19は、d軸電流制御器16により出力されたd軸電圧指令値 V_d^{**} から、非干渉化制御器18により出力されたd軸非干渉化補正值 V_{da} を減算してd軸電圧指令値 V_d^{**} を非干渉化したd軸電圧指令値 V_d^* を生成し、dq/3変換器21へ出力する。加算器20は、q軸電流制御器17により出力されたq軸電圧指令値 V_q^{**} に、非干渉化制御器18により出力されたq軸非干渉化補正值 V_{qa} を加算してq軸電圧指令値 V_q^{**} を非干渉化したq軸電圧指令値 V_q^* を生成し、dq/3変換器21へ出力する。

40

【0024】

dq/3変換器21は、位置推定器30により出力された現在のロータの位置である電気角位相(dq軸位相) θ_e を用いて、非干渉化された2相のd軸電圧指令値 V_d^* 及びq軸電圧指令値 V_q^* を、3相の電圧指令値であるU相出力電圧指令値 V_u^* 、V相出力電圧指令値 V_v^* 、W相出力電圧指令値 V_w^* へ変換する。そして、dq/3変換器2

50

1 は、U相出力電圧指令値 V_u^* 、V相出力電圧指令値 V_v^* 、W相出力電圧指令値 V_w^* をPWM生成器22へ出力する。なお、U相出力電圧指令値 V_u^* 、V相出力電圧指令値 V_v^* 、W相出力電圧指令値 V_w^* 及び後述のU相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w は3相の固定座標系の電圧及び電流である。

【0025】

PWM生成器22は、U相出力電圧指令値 V_u^* 、V相出力電圧指令値 V_v^* 、W相出力電圧指令値 V_w^* と、PWMキャリア信号から、6相のPWM信号を生成し、IPM23へ出力する。PWM生成器22は、信号生成器の一例である。なお、d軸電圧指令値 V_d^* 及びq軸電圧指令値 V_q^* を電圧指令値とし、dq/3変換器21が信号生成器に含まれるとしてもよい。

10

【0026】

IPM23は、PWM生成器22から出力された6相のPWM信号をもとに、モータ1のU相、V相、W相それぞれへ印可する交流電圧を、外部から供給される直流電圧 V_{dc} から生成し、それぞれの交流電圧をモータ1のU相、V相、W相へ印加する。IPM23は、モータの目標速度と現在速度との差をもとに生成された駆動電圧をモータへ供給してモータを駆動する駆動部の一例である。IPM23は、例えばトランジスタやダイオードを集積したIC(Integral Circuit)でもよいが、例えばそれぞれの部品を回路基板上に配置した構成でもよい。

【0027】

スイッチSW1は、接点CO0、接点CO1、接点CO2を有する。スイッチSW1は、制御器2Xの制御により、接点CO0と接点CO1の接続、及び、接点CO0と接点CO2の接続を切り替える。

20

【0028】

3電流算出器24は、スイッチSW1の接点CO0が接点CO1と接続された状態のとき、1シャント電流検出方式により、PWM生成器22により出力された6相のPWMスイッチング情報と、シャント抵抗(図示せず)を用いて母線電流を検出し、母線電流からモータ1のU相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w を算出する。そして、3電流算出器24は、算出したモータ1のU相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w を、3/dq変換器25へ出力する。

【0029】

または、3電流算出器24は、スイッチSW1の接点CO0が接点CO2と接続された状態のとき、2CT電流検出方式により、モータ1のU相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w のうち、2つのCT(Current Transformer)で2相の電流を検出し、残りの相の電流を、キルヒホッフ法則の関係式 $I_u + I_v + I_w = 0$ から算出する。

30

【0030】

なお、電流検出は1シャント電流検出方式、2CT電流検出方式等のうちの1つの方式のみを用いればよく、その場合は、用いる電流検出方式以外の検出回路とスイッチSW1を省略できる。3電流算出器24は、モータを流れる電流を検出する検出部の一例である。

【0031】

3/dq変換器25は、位置推定器30により出力された電気角位相 e を用いて、3電流算出器24により出力された3相のU相電流 I_u 、V相電流 I_v 、W相電流 I_w を、2相のd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q へ変換する。そして、3/dq変換器25は、d軸電流 I_d を減算器14、非干渉化制御器18、軸誤差演算処理器26へ、q軸電流 I_q を減算器15、非干渉化制御器18、軸誤差演算処理器26へ、それぞれ出力する。

40

【0032】

軸誤差演算処理器26は、減算器19により出力されたd軸電圧指令値 V_d^* 及び加算器20により出力されたq軸電圧指令値 V_q^* と、3/dq変換器25により出力されたd軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q とから、軸誤差変動 θ_{err} を算出し、PLL制御器29へ出力する。ここで、軸誤差とは、実際のdq軸と制御上のdq軸(θ_{ref} 軸)とのズレのことである。

50

【 0 0 3 3 】

P L L 制御器 2 9 は、軸誤差演算処理器 2 6 により出力された軸誤差変動 から、推定された現在のモータ 1 の回転の角速度である電気角推定速度 e を算出し、非干渉化制御器 1 8、位置推定器 3 0、 $1 / P n$ 処理器 3 1 へそれぞれ出力する。

【 0 0 3 4 】

位置推定器 3 0 は、P L L 制御器 2 9 から出力された電気角推定速度 e から、ロータ位置を推定する電気角位相 ($d q$ 軸位相) e を算出する。そして、位置推定器 3 0 は、電気角位相 e を $d q / 3$ 変換器 2 1 及び $3 / d q$ 変換器 2 5 へそれぞれ出力する。

【 0 0 3 5 】

$1 / P n$ 処理器 3 1 は、P L L 制御器 2 9 から出力された電気角推定速度 e をモータ 1 の極対数 $P n$ で除算し、現在のモータ 1 の回転速度 を算出し、減算器 1 1 へ出力する。

10

【 0 0 3 6 】

(基本形態に係るモータ起動制御)

モータ 1 の通常運転時は、モータ 1 において十分な誘起電圧が発生するため、モータ制御装置 1 0 0 X は、軸誤差の演算を行う位置フィードバック制御によりモータ 1 の駆動を行う。しかし、モータ 1 の起動時では、極低回転の状況下であり、十分な誘起電圧が発生しないため、軸誤差の演算が行えない(軸誤差の検出を行うことができない)ことから、モータ制御装置 1 0 0 X は、通常運転の制御方式を用いてモータ 1 を起動することができない。

【 0 0 3 7 】

そこで、モータ制御装置 1 0 0 X は、通常運転とは異なる起動制御によりモータ 1 を起動させる。モータ制御装置 1 0 0 X は、モータ 1 の起動制御において、第 1 に、初期のロータ(回転子)位置を合わせるロータ位置決めステップを実行し、第 2 に、位置検出ができるまでモータ 1 を加速させる同期運転ステップを実行し、その後、位置センサレスベクトル制御でモータ 1 を駆動する通常運転へモード移行する。

20

【 0 0 3 8 】

(基本形態に係るロータ位置決め)

図 2 は、基本形態に係るロータ位置決めステップの一例を示す概要図である。図 2 に示すように、ロータ位置決めは、 $d q$ 軸座標系の d 軸方向へ電圧(電流)をかけることで、制御側のロータ位置(座標系)と実際のロータ位置($d q$ 座標系)を合わせる。この時、図 2 の(a)及び(b)に示すように、ロータが所定位置(制御側の位置)へ動くため、動作環境下の負荷トルクよりも大きいトルクが発生している。この時の電圧を同期運転ステップの初期 q 電圧 $V 0$ (q 軸電圧)とすることで、駆動トルクを発生させることが可能となる。

30

【 0 0 3 9 】

(基本形態に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成)

図 3 は、基本形態に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。同期運転ステップは、通常運転とは異なり、 d 軸電流指令値 $I d^*$ 及び q 軸電流指令値 $I q^*$ を用いずに d 軸電圧指令値 $V d^*$ 及び q 軸電圧指令値 $V q^*$ が生成されることでモータが駆動制御されるモードをいう。

40

【 0 0 4 0 】

基本形態に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置 1 0 0 X は、マイクロコンピュータ 1 0 X、I P M 2 3、スイッチ $S W 1$ 、 3 電流算出器 2 4 を有する。

【 0 0 4 1 】

また、マイクロコンピュータ 1 0 X は、 d 軸電圧生成器 1 6 X、 q 軸電圧生成器 1 7 X、 $d q / 3$ 変換器 2 1、P W M 生成器 2 2、I P M 2 3、接点 $C O 0 \sim C O 1$ を含むスイッチ $S W 1$ 、 3 電流算出器 2 4、 $3 / d q$ 変換器 2 5、速度推定器 2 9 X、位置推定器 3 0 X を有する。また、マイクロコンピュータ 1 0 X は、 d 軸電圧生成器 1 6 X、 q 軸電圧生成器 1 7 X、 $d q / 3$ 変換器 2 1、P W M 生成器 2 2、I P M 2 3、制御器 2 X を有する。

50

【 0 0 4 2 】

制御器 2 X は、接点 C 0 0 ~ C 0 1 を含むスイッチ S W 1 及びマイクロコンピュータ 1 0 X 全体の制御を行うと共に、例えば、モータ 1 の同期運転ステップから通常運転へのモード移行を制御する。

【 0 0 4 3 】

なお、図 3 では、基本形態に係るモータ制御装置が有するマイクロコンピュータの構成要素について、モータの同期運転ステップにおける構成のみを示す。

【 0 0 4 4 】

d 軸電圧生成器 1 6 X は、同期運転ステップにおける d 軸電圧指令値 $V d^*$ を生成し、d q / 3 変換器 2 1 へ出力する。q 軸電圧生成器 1 7 X は、同期運転ステップにおける q 軸電圧指令値 $V q^*$ を生成し、d q / 3 変換器 2 1 へ出力する。

10

【 0 0 4 5 】

d q / 3 変換器 2 1 は、位置推定器 3 0 X により出力されたロータの位置である電気角位相 e を用いて、d 軸電圧生成器 1 6 X により出力された d 軸電圧指令値 $V d^*$ 及び q 軸電圧生成器 1 7 X により出力された q 軸電圧指令値 $V q^*$ を U 相出力電圧指令値 $V u^*$ 、V 相出力電圧指令値 $V v^*$ 、W 相出力電圧指令値 $V w^*$ へ変換し、P W M 生成器 2 2 へ出力する。

【 0 0 4 6 】

P W M 生成器 2 2、I P M 2 3、3 電流算出器 2 4 は、基本形態に係る通常運転時におけるモータ制御装置 1 0 0 X と同様である。

20

【 0 0 4 7 】

3 / d q 変換器 2 5 は、位置推定器 3 0 X により出力された電気角位相 e を用いて、3 電流算出器 2 4 により出力された 3 相の U 相電流 $I u$ 、V 相電流 $I v$ 、W 相電流 $I w$ を、2 相の d 軸電流 $I d$ 及び q 軸電流 $I q$ へ変換する。そして、3 / d q 変換器 2 5 は、d 軸電流 $I d$ を速度推定器 2 9 X へ出力する。

【 0 0 4 8 】

速度推定器 2 9 X は、3 / d q 変換器 2 5 により出力された d 軸電流 $I d$ から、推定された現在のモータの角速度である電気角推定速度 e を算出し、位置推定器 3 0 X へ出力する。

【 0 0 4 9 】

位置推定器 3 0 X は、速度推定器 2 9 X により出力された電気角推定速度 e から、ロータ位置を推定する電気角位相 (d q 軸位相) e を算出し、d q / 3 変換器 2 1 及び 3 / d q 変換器 2 5 へそれぞれ出力する。

30

【 0 0 5 0 】

ここで、d 軸電圧生成器 1 6 X により生成される d 軸電圧指令値 $V d^*$ 及び q 軸電圧生成器 1 7 X により生成される q 軸電圧指令値 $V q^*$ について説明する。以下では、d 軸電圧指令値 $V d^*$ 及び q 軸電圧指令値 $V q^*$ それぞれを、d 軸電圧 $V d^*$ 及び q 軸電圧 $V q^*$ にそれぞれ読み替える。

【 0 0 5 1 】

まず、d 軸電圧生成器 1 6 X により生成される d 軸電圧 $V d^*$ について説明する。d 軸電圧生成器 1 6 X により生成される d 軸電圧 $V d^*$ は、通常運転において d q 軸モータモデル式から、下記 (1) 式で与えられる。なお、下記 (1) 式の右辺において、“ R ” はモータ 1 の巻線抵抗、“ $I d$ ” はモータ 1 の d 軸電流、“ e ” はモータ 1 の電気角推定速度、“ $L q$ ” はモータ 1 の q 軸インダクタンス、“ $I q$ ” はモータ 1 の q 軸電流、“ $\frac{d}{dt}$ ” は (d / d t) の微分演算子、“ $L d$ ” はモータ 1 の d 軸インダクタンスである。

40

【 0 0 5 2 】

【数 1】

$$Vd = R \cdot Id - \omega \cdot Lq \cdot Iq + p \cdot Ld \cdot Id \quad \dots (1)$$

【 0 0 5 3 】

50

上記(1)式の右辺第三項は、定常状態においては0と見なせるので、定常状態では、上記(1)式は、下記(2)式となる。

【0054】

【数2】

$$V_d = R \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots (2)$$

【0055】

なお、上記(2)式で示されるd軸電圧 V_d は、図4のベクトル図に示す通りである。図4は、定常状態におけるモータモデル式を表すベクトル図である。上記(2)式における、右辺第一項が図4におけるterm 2-1であり、右辺第二項が図4におけるterm 2-2である。ここで、図4に示す“ ”は、モータ1の鎖交磁束である。

10

【0056】

上記(2)式から、d軸電流 I_d が負方向に、q軸電流 I_q が正方向に流れている状態では、d軸電圧 V_d は負となることが分かる。しかし、モータ1の起動直後におけるd軸電流 I_d は、正方向に流れる。これは、同期運転ステップの初期q軸電圧 V_0 が駆動トルクを発生させるためであり、モータ1の起動直後におけるd軸電圧 V_d^* は、最適な電圧ではないことになる。最適な電圧とは、最適な状態を作り出す電圧であり、最適な状態とは余剰電力が少ない状態をいう。同期運転ステップへの移行直後においては瞬間的に電圧過多である。そのため、モータ1の起動直後におけるd軸電圧 V_d^* は、モータ1の回転に必要な電力以外の余剰電力は無効分として、d軸側の正方向に発生する。

20

【0057】

マグネットトルクだけでなくリラクタンストルクも考慮してモータを高効率で運転するには、一般的には、d軸電流 I_d が負方向に発生するようにd軸電圧 V_d^* を調整する必要がある。しかし、モータ1の起動直後においては、電流ベクトル(d軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q)が電流ベクトル座標の第一象限にある方が好ましい。電流ベクトルが第一象限にあると、モータ1の負荷の増減や回転速度の増加に対して余裕度が高くなるためである。そこで、モータ1の起動直後においてd軸側の正方向に発生するd軸電流 I_d を利用して、d軸電流 I_d を正方向に制御する。この場合の電流ベクトル(d軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q)は、d軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q が共に正方向、すなわち電流ベクトル座標の第一象限にある。

30

【0058】

そこで、上記(2)式において、d軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q を共に正方向とするためには、q軸電流 I_q が正であることから、d軸電圧 V_d を0としてd軸電流 I_d も正とする。これは、上記(2)式において、 $V_d = 0$ とおき、下記(3)式のように式変形することからも分かる。すなわち、q軸電流 I_q は正方向に流れるため、上記(3)式からd軸電流 I_d も正方向に流れることになり、電流ベクトル(d軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q)を電流ベクトル座標の第一象限に留めておくことができる。

【0059】

【数3】

$$R \cdot I_d = \omega \cdot L_q \cdot I_q > 0 \quad \dots (3)$$

40

【0060】

図3へ戻り、q軸電圧生成器17Xにより生成されるq軸電圧 V_q^* について説明する。q軸電圧生成器17Xは、ロータ位置決めステップにおける位置決め時のd軸電圧と同一の大きさのq軸電圧を初期q軸電圧 V_0 とすることで、駆動トルクを発生させる。この時発生する余剰電力は、モータ1の回転数が上昇することで、モータ1に接続されている負荷の回転に必要な電力として消費されるため、余剰電力は徐々に0となっていく、d軸電流 I_d は正方向から徐々に負方向に向かう。

【0061】

速度推定器29Xは、d軸電流 I_d を0にするという考えに基づくもので、後述する図5

50

の構成とすることで実現できる。すなわち、q軸電圧生成器17Xにより出力されるq軸駆動電圧 V_q^* は、余剰電力を発生させる。モータ1の回転数が上昇することで無効分(余剰電力)がなくなることから、d軸電流 I_d が正方向から負方向へ向かう。すなわち、モータ1の回転速度が上昇することにより、d軸電流 I_d は正方向から負方向へ向かい、d軸電流 I_d は0になる。言い換えると、速度推定器29Xにより推定されるモータ1の現在速度としての電気角推定速度 e は、d軸電流 I_d が0となる速度である。

【0062】

(基本形態に係る速度推定器(電気角)の構成)

図5は、基本形態に係る速度推定器(電気角)の構成の一例を示す図である。速度推定器29Xは、d軸電流 I_d の入力に対して並列接続された比例項計算処理器29X-1及び積分項計算処理器29X-2、比例項計算処理器29X-1及び積分項計算処理器29X-2それぞれの処理結果を加算する加算器29X-3を有する。速度推定器29Xは、モータ1の速度が上昇することにより軸誤差が減少し、余剰電力がトルクに変換されてd軸電流 I_d が0になるという特性を利用して、d軸電流 I_d を積分比例制御(PI制御)で処理することにより速度推定を行う。d軸電流 I_d が0になる時、与えられたq軸電圧 V_q でのモータ1の電気角推定速度 e が求まる。

10

【0063】

具体的には、速度推定器29Xは、下記(4)式に基づき、d軸電流 I_d を比例積分制御(PI制御)を行うことにより、モータ1の電気角推定速度 e を算出する。下記(4)式において、“ K_p ”は比例ゲイン、“ K_i ”は積分ゲインである。なお、下記(4)式の右

20

【0064】

【数4】

$$\omega e = K_p \cdot I_d + K_i \cdot \int I_d dt \quad \dots (4)$$

【0065】

しかし、図3に示す基本構成に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置100Xでは、電流ベクトル(d軸電流 I_d 及びq軸電流 I_q)が電流ベクトル座標の第一象限にあるため、動作環境に応じたモータ1の負荷に対する余裕度は確保されるものの、負荷に応じてモータ1の回転速度にバラツキが生じる。このため、同期運転ステップから通常運転へモード移行が正常に行われたとしても、モータ1の回転速度が軸誤差の演算が行うことができる程度に十分な速度でない場合がある。この問題を解決するためには、動作環境下の負荷に対応しながら、モータ1の回転速度を軸誤差の演算を行うために十分な回転速度まで高める必要がある。

30

【0066】

[実施形態1]

(実施形態1に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成)

そこで、実施形態1では、図3の基本形態に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成に代えて、図6に示す速度指令型の構成とする。図6は、実施形態1に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。

40

【0067】

実施形態1に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置100Aは、基本形態のマイクロコンピュータ10Xに代えてマイクロコンピュータ10Aを有する。そして、マイクロコンピュータ10Aは、基本形態の制御器2Xに代えて制御器2Aを有し、基本形態のq軸電圧生成器17Xに代えてq軸電圧生成器17Aを有し、基本形態の速度推定器29Xに代えて速度推定器29Aを有する。実施形態1に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置100Aの構成は、制御器2A、q軸電圧生成器17A及び速度推定器29A以外は、基本形態に係るモータ制御装置100Xと同様である。

【0068】

50

制御器 2 A は、接点 C O 0 ~ C O 1 を含むスイッチ S W 1 及びマイクロコンピュータ 1 0 A 全体の制御を行うと共に、例えば、モータ 1 の同期運転ステップから通常運転へのモード移行を制御する。

【 0 0 6 9 】

q 軸電圧生成器 1 7 A は、 $3 / d q$ 変換器 2 5 により出力された d 軸電流 I_d 、モータ制御装置 1 0 0 A へ入力された速度指令値 v^* 、速度推定器 2 9 A により出力された電気角推定速度 ω_e 、モータ 1 の電気角初速度 ω_0 、初期 q 軸電圧 V_0 から、同期運転ステップにおける q 軸電圧指令値 V_q^* を生成し、 $d q / 3$ 変換器 2 1 へ出力する。

【 0 0 7 0 】

q 軸電圧生成器 1 7 A は、基本形態の q 軸電圧生成器 1 7 X と同様に、ロータ位置決めステップにおける位置決め時の d 軸電圧と同一の大きさの q 軸電圧を初期 q 軸電圧 V_0 とすることで、駆動トルクを発生させる。この時発生する余剰電力は、モータ 1 の回転数が上昇することで、モータ 1 に接続されている実負荷の回転に必要な電力として使用されるため、無効分（余剰電力）がなくなる。

10

【 0 0 7 1 】

ここで、q 軸電圧生成器 1 7 A が、余剰電力を最小に制御しつつ、モータ 1 の速度を上昇させるための適切な q 軸電圧 V_q を生成することが可能であれば、軸誤差の演算に必要な誘起電圧を発生させるだけの速度を確保することが可能となり、同期運転ステップから通常運転へのモード移行が可能となる。

【 0 0 7 2 】

速度推定器 2 9 A は、基本形態に係る速度推定器 2 9 X と同様の構成であるが、 $3 / d q$ 変換器 2 5 により出力された d 軸電流 I_d から、推定された現在のモータの角速度である電気角推定速度 ω_e を算出し、q 軸電圧生成器 1 7 A 及び位置推定器 3 0 X へそれぞれ出力する。速度推定器 2 9 A は、検出部により検出された電流の $d q$ 座標系における d 軸電流から現在速度を推定する速度推定部の一例である。

20

【 0 0 7 3 】

ここで、q 軸電圧生成器 1 7 A により生成される q 軸電圧 V_q について説明する。以下では、q 軸電圧指令値 V_q^* を、q 軸電圧 V_q に読み替える。q 軸電圧生成器 1 7 A により生成される q 軸電圧 V_q は、通常運転において $d q$ 軸モータモデル式から、下記 (5) 式で与えられる。なお、下記 (5) 式の右辺において、“ ω ” は電気角速度、“ L_q ” はモータ 1 の q 軸インダクタンス、“ I_d ” は d 軸電流、“ R ” はモータ 1 の巻線抵抗、“ I_q ” は q 軸電流、“ Ψ ” はモータ 1 の鎖交磁束、“ d/dt ” は ($d / d t$) の微分演算子、“ L_d ” はモータ 1 の d 軸インダクタンスである。

30

【 0 0 7 4 】

【数 5】

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + R \cdot I_q + \omega \cdot \Psi + p \cdot L_q \cdot I_q \quad \dots (5)$$

【 0 0 7 5 】

上記 (5) 式の右辺第四項は、定常状態においては 0 と見なせるので、定常状態では、上記 (5) 式は、下記 (6) 式となる。

40

【 0 0 7 6 】

【数 6】

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + R \cdot I_q + \omega \cdot \Psi \quad \dots (6)$$

【 0 0 7 7 】

なお、上記 (6) 式で示される q 軸電圧 V_q は、図 4 のベクトル図に示す通りである。上記 (6) 式における、右辺第一項が図 4 における $t e r m 6 - 1$ であり、右辺第二項が図 4 における $t e r m 6 - 2$ であり、右辺第三項が図 4 における $t e r m 6 - 3$ である。

【 0 0 7 8 】

ロータ位置決めステップ完了後から、モータ 1 の起動直後の初期 q 軸電圧 V_0 と、初期 q

50

軸電圧 V_0 で生じる初速度 ω_0 と、速度指令値 ω^* とから、 q 軸電圧 V_q は、下記 (7) 式で表される。

【0079】

【数7】

$$V_q = \omega^* \cdot L_d \cdot I_d + R \cdot I_q + (\omega^* - \omega_0) \cdot \Psi + V_0 \quad \dots (7)$$

【0080】

上記 (7) 式には、 q 軸電流 I_q を含む項が存在する。基本形態と同様に、速度推定器 29A は、 d 軸電流 I_d が 0 になるような電気角推定速度 ω_e を算出する。また、 q 軸電圧 V_q によりモータ 1 の速度が上昇すれば、余剰電力である無効分がなくなり、 d 軸電流 I_d は 0 に向かう。すなわち、 q 軸電圧 V_q 及び d 軸電流 I_d は、同期運転ステップにおいて、モータ 1 の速度と密接な関係を有するといえる。 d 軸電流 I_d を 0 としつつ、 q 軸電圧 V_q を制御してロータの速度を制御するために、ロータの指令速度からモータ 1 に印加すべき q 軸電圧 V_q を算出できるようにするために、 q 軸電流 I_q を速度へ変換する必要がある。

10

【0081】

そこで、 q 軸電流 I_q を速度に変換するために、下記 (8) 式に示すように、 q 軸電流 I_q を、モータ 1 のトルク T 及び鎖交磁束 Ψ を用いて表す。

【0082】

【数8】

$$I_q = T / \Psi \quad \dots (8)$$

20

【0083】

また、下記 (9) 式に示すように、モータ 1 のトルク T は、モータ 1 のイナーシャ J 及び加速度 a を用いて表される。

【0084】

【数9】

$$T = J \cdot a \quad \dots (9)$$

30

【0085】

なお、上記 (9) 式において、加速度 a は角加速度である。下記 (10) 式に示すように、角加速度は、速度指令値 ω^* 及び電気角推定速度 ω_e を用いて表される。

【0086】

【数10】

$$a = \Delta\omega = \omega^* - \omega_e \quad \dots (10)$$

【0087】

すなわち、角加速度は、速度偏差で表され、この速度偏差を積分することで速度指令値に必要な q 軸電圧を生成する。以上の上記 (8) 式 ~ (10) 式から、 q 軸電流 I_q は、下記 (11) 式のようになる。なお、下記 (11) 式の右辺の積分の区間は、モータ 1 の同期運転ステップ開始から現在までの時間である。

40

【0088】

【数11】

$$I_q = (J / \Psi) \cdot \int (\omega^* - \omega) dt \quad \dots (11)$$

【0089】

上記 (11) 式を、上記 (7) 式の右辺第二項の “ I_q ” へ代入して整理することにより、下記 (12) 式に示すように、 q 軸電圧 V_q は、 q 軸電流 I_q の因子を含まず表される。

50

なお、下記(12)式における“Kc”は、積分ゲイン調整係数であり、特定の定数である。q軸電圧生成器17Aは、下記(12)式によりq軸電圧(q軸駆動電圧) V_q^* を生成して出力する。

【0090】

【数12】

$$V_q^* = (\omega^* - \omega_0) \cdot \Psi + \omega^* \cdot L_d \cdot I_d + ((R \cdot J) / \Psi) \cdot K_c \cdot \int (\omega^* - \omega_e) dt + V_0$$

… (12)

【0091】

(実施形態1に係る同期運転ステップにおけるq軸電圧生成器)

図7は、実施形態1に係る同期運転ステップにおけるq軸電圧生成器の構成の一例を示す図である。実施形態1に係る同期運転ステップにおけるq軸電圧生成器17Aは、Ld乗算器17A-1、減算器17A-2、積分器17A-3、減算器17A-4、乗算器17A-5、加算器17A-6、加算器17A-7を有する。

【0092】

Ld乗算器17A-1は、d軸電流 I_d 及び速度指令値 ω^* を入力とし、2つの入力の乗算結果と、d軸インダクタンス L_d を乗算した結果を加算器17A-6へ出力する。上記(12)式における右辺第二項は、Ld乗算器17A-1による演算結果に対応する。

【0093】

減算器17A-2は、速度指令値 ω^* 及び電気角推定速度 ω_e を入力とし、速度指令値 ω^* から電気角推定速度 ω_e を減算した結果を積分器17A-3へ出力する。上記(12)式における右辺第三項の被積分関数は、減算器17A-2による演算に対応する。

【0094】

積分器17A-3は、減算器17A-2からの入力を積分した結果を加算器17A-6へ出力する。上記(12)式における右辺第三項の積分は、積分器17A-3による演算に対応する。

【0095】

減算器17A-4は、速度指令値 ω^* 及び電気角初速度 ω_0 を入力とし、速度指令値 ω^* から電気角初速度 ω_0 を減算した結果を乗算器17A-5へ出力する。上記(12)式における右辺第一項の第一因子は、減算器17A-4による演算に対応する。

【0096】

乗算器17A-5は、減算器17A-4からの入力と、モータ1の鎖交磁束 Ψ を乗算した結果を加算器17A-6へ出力する。上記(12)式における右辺第一項は、乗算器17A-5による演算に対応する。

【0097】

加算器17A-6は、Ld乗算器17A-1、積分器17A-3、乗算器17A-5による出力を加算した結果を加算器17A-7へ出力する。上記(12)式における右辺第一項～第三項の加算は、加算器17A-6による演算に対応する。

【0098】

加算器17A-7は、加算器17A-6による出力と、初期q軸電圧 V_0 とを入力とし、2つの入力の加算結果をq軸電圧 V_q として出力する。上記(12)式における右辺第四項の加算は、加算器17A-7による演算に対応する。

【0099】

(実施形態1に係る同期運転ステップの処理)

図8は、実施形態1に係る同期運転ステップの処理の一例を示すフローチャート示す図である。実施形態1に係る同期運転ステップの処理は、モータ1の起動開始を契機として、制御器2Aにより実行される。

【0100】

q軸電圧生成器17Aは、速度指令値 ω^* と電気角推定速度 ω_e との偏差を用いてq軸電

10

20

30

40

50

圧（q軸駆動電圧） V_q^* を生成する。このため、同期運転ステップでは、電気角推定速度 e が帰還路（フィードバック）制御となり、閉ループを形成する。ここで、q軸電圧（q軸駆動電圧） V_q^* の生成と回転速度の応答速度に差が生じる。つまり、回転速度が目標到達速度に達してもq軸電圧に余剰電力が発生している場合がある。その場合には回転速度に対して適切なq軸電圧に収束させるための収束時間を設けることで、よりシームレスな通常運転への移行が可能となる。

【0101】

ここで、収束時間は、q軸電圧生成器17A及び速度推定器29Aの入出力から求められる。すなわち、収束時間は、q軸電圧生成器17A及び速度推定器29Aの入力であるd軸電流 I_d と、出力であるq軸電圧 V_q との関係を示す上記(12)式を、収束時間について解くことで求める。よって、収束時間は、上記(12)式で与えられている各定数から、演算量が少ない計算で求めることができる。

10

【0102】

実施形態1に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置100Aにおいて、先ず、ステップS11では、制御器2Aは、速度指令値 v^* を増加していき、速度指令値 v^* が予め定められた目標到達速度に達したか否かを判定する。制御器2Aは、ステップS11：Yesの場合、すなわち、速度指令値 v^* が予め定められた目標到達速度に達した場合、ステップS12へ処理を移す。一方、制御器2Aは、ステップS11：Noの場合、すなわち、速度指令値 v^* が予め定められた目標到達速度に達していない場合、ステップS15へ処理を移す。

20

【0103】

ステップS12では、制御器2Aは、上述の収束時間が経過したか否かを判定する。制御器2Aは、ステップS12：Yesの場合、すなわち、収束時間が経過した場合、ステップS13へ処理を移す。一方、制御器2Aは、ステップS12：Noの場合、すなわち、収束時間が経過していない場合、ステップS16へ処理を移す。

【0104】

ステップS13では、制御器2Aは、電気角推定速度 e が、ステップS11同様の目標到達速度に達したか否かを判定する。ステップS13は、モータ1が軸誤差を演算することができる速度に達しているか否かを判定するものである。制御器2Aは、ステップS13：Yesの場合、すなわち、電気角推定速度 e が目標到達速度に達した場合、ステップS14へ処理を移す。一方、制御器2Aは、ステップS13：Noの場合、すなわち、電気角推定速度 e が目標到達速度に達していない場合、ステップS17へ処理を移す。

30

【0105】

ステップS14では、制御器2Aは、同期運転ステップから通常運転へのモード移行処理を実行する。

【0106】

ステップS15では、制御器2Aは、q軸電圧生成器17Aを制御してq軸電圧（q軸駆動電圧） V_q^* の生成処理を実行開始又は実行継続する。制御器2Aは、ステップS15の処理が終了すると、ステップS11へ処理を移す。また、ステップS16では、制御器2Aは、q軸電圧生成器17Aを制御してq軸電圧（q軸駆動電圧） V_q^* の生成処理を実行継続する。制御器2Aは、ステップS16の処理が終了すると、ステップS12へ処理を移す。

40

【0107】

ステップS17では、制御器2Aは、速度指令値 v^* が目標到達速度に達し、かつ、収束経過時間が経過してもなお、電気角推定速度 e が目標到達速度に達しないためにモード移行できないエラーが発生した際のエラー処理（例えば、モータ起動停止、モータ起動の再実行、エラー報知等）を実行する。ステップS17が終了すると、制御器2Aは、実施形態1に係る同期運転ステップの処理を終了する。

【0108】

以上の実施形態1によれば、目標速度 v と推定速度 e の差に応じてq軸電圧（q軸駆動

50

電圧) V_q^* が制御される。このため、モータ 1 の負荷の状態に応じた q 軸電圧 (q 軸駆動電圧) V_q^* を求めることができる。また、実施形態 1 によれば、モータ 1 の負荷の状態に応じた q 軸電圧 (q 軸駆動電圧) V_q^* を求めることで、電圧過多 (過電流) になることを抑制できる。

【0109】

また、実施形態 1 によれば、 d 軸電圧を 0 に固定し、 q 軸電圧のみを制御することで、モータ 1 の速度を容易に制御でき、余剰電力を抑制できる。また、電流ベクトルを電流ベクトル座標の第一象限に留めておくことができるので、モータ 1 の負荷変動やモータ 1 の加速変動に対する余裕度を高めることができる。

【0110】

また、実施形態 1 によれば、電気角推定速度 ω がモータ 1 の d 軸電流 I_d を 0 とし、 d 軸電流が正方向に過剰に生じないように q 軸電圧 (q 軸駆動電圧) V_q^* を調整することで、余剰電力の発生を抑制できる。また、 q 軸電圧 (q 軸駆動電圧) V_q^* のみでモータ 1 を回転させることができる速度を確保できる。さらに、実施形態 1 によれば、上記 (12) 式から、 q 軸電圧 (q 軸駆動電圧) V_q^* を容易に生成できる。

【0111】

また、実施形態 1 によれば、ロータ位置決めステップで用いた d 軸電圧と同一の大きさの q 軸電圧を初期 q 軸電圧 V_0 とすることで、モータ 1 のロータ位置合わせステップで生じるモータ 1 の駆動トルクと、同期運転ステップ開始時の駆動トルクとを同一にし、ロータ位置合わせステップから同期運転ステップへとスムーズに移行することができる。

【0112】

また、実施形態 1 によれば、モータ 1 が、軸誤差を演算することができる速度に達しているか否かを判定し、軸誤差を演算することができる速度に達している場合に、同期運転ステップから通常運転へとモード移行するので、モータ 1 の加速不足によるモード移行失敗を防止することができる。

【0113】

(実施形態 1 の変形例)

(1) d 軸電圧について

上述の実施形態 1 では、 d 軸電圧を 0 に固定するとした。しかし、必ずしも d 軸電圧を 0 に固定することに限られない。すなわち電流ベクトルの軌跡が第一象限内で収まるようにできればよく、 d 軸電圧を所定の定電圧又は可変電圧としてもよい。

【0114】

(2) モータの推定速度について

上述の実施形態 1 では、推定されるモータ 1 の現在速度は、 d 軸電流 I_d が 0 となる速度であるとした。しかし、これに限られず、推定されるモータ 1 の現在速度は、 d 軸電流 I_d が所定値以下となる速度であってもよい。

【0115】

[実施形態 2]

d 軸電圧 V_d を 0 とすることで電流ベクトルを電流ベクトル座標の第一象限に留めておくことができるが、 q 軸電圧 V_q が上昇するにつれて d 軸電流 I_d が正方向に大きくなるおそれがある。 d 軸電流 I_d が正方向に大きくなっても、速度推定器は d 軸電流 I_d が 0 になるような速度を算出するため、 q 軸電圧 V_q は、上記 (12) 式の積分項により適切な値に収束する。しかし、積分項は q 軸電圧 V_q にすぐに反映されないため、その間は d 軸電流が正方向に大きくなることで余剰電力が発生する。また、 d 軸電流 I_d が q 軸電流 I_q よりも大きくなると、同期運転ステップから通常運転へのモード移行をスムーズに行うことができない場合もある。

【0116】

そこで、実施形態 2 では、 d 軸電流 I_d が q 軸電流 I_q よりも大きくなることを防止するため、 d 軸電流 I_d が正方向に増加し過ぎないように、 d 軸電流 I_d の中心を q 軸電流 I_q とする比例項を加える。すなわち、 q 軸電流 I_q と d 軸電流 I_d との偏差をとることで

10

20

30

40

50

、過剰な正方向の d 軸電流 I_d が生じないように q 軸電圧 V_q を調整する。

【 0 1 1 7 】

(実施形態 2 に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成)

実施形態 2 では、図 3 の基本形態に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成に代えて、図 9 に示す d 軸過電流防止の速度指令型の構成とする。図 9 は、実施形態 2 に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置の構成の一例を示す図である。

【 0 1 1 8 】

実施形態 2 に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置 1 0 0 B は、基本形態のマイクロコンピュータ 1 0 X に代えてマイクロコンピュータ 1 0 B を有する。そして、マイクロコンピュータ 1 0 B は、基本形態の制御器 2 X に代えて制御器 2 B を有し、基本形態の q 軸電圧生成器 1 7 X に代えて q 軸電圧生成器 1 7 B を有し、基本形態の速度推定器 2 9 X に代えて速度推定器 2 9 B を有する。実施形態 2 に係る同期運転ステップにおけるモータ制御装置 1 0 0 B の構成は、制御器 2 B、q 軸電圧生成器 1 7 B 及び速度推定器 2 9 B 以外は、基本形態に係るモータ制御装置 1 0 0 X と同様である。

【 0 1 1 9 】

制御器 2 B は、接点 C 0 0 ~ C 0 1 を含むスイッチ SW 1 及びマイクロコンピュータ 1 0 B 全体の制御を行うと共に、例えば、モータ 1 の同期運転ステップから通常運転へのモード移行を制御する。

【 0 1 2 0 】

q 軸電圧生成器 1 7 B は、実施形態 1 の q 軸電圧生成器 1 7 A と比較して、 $3 / d q$ 変換器 2 5 により出力された d 軸電流 I_d 、モータ制御装置 1 0 0 B へ入力された速度指令値 v^* 、速度推定器 2 9 B により出力された電気角推定速度 ω_e 、モータ 1 の電気角初速度 ω_0 、初期 q 軸電圧 V_0 に加えて、 $3 / d q$ 変換器 2 5 により出力された q 軸電流 I_q から、同期運転ステップにおける q 軸電圧指令値 V_q^* を生成し、 $d q / 3$ 変換器 2 1 へ出力する。

【 0 1 2 1 】

q 軸電圧生成器 1 7 B は、d 軸電流 I_d 、q 軸電流 I_q 、電気角推定速度 ω_e に加え、ロータ位置決めステップにおける位置決め時の d 軸電圧と同一の大きさの q 軸電圧を初期 q 軸電圧 V_0 とすることで、駆動トルクを発生させる。q 軸電圧生成器 1 7 B は、モータ 1 の速度を上昇させるための適切な q 軸電圧 V_q を生成しながら、余剰電力を最小に制御することで、同期運転ステップから通常運転へのモード移行が可能となると共に、通常運転における軸誤差の演算に必要な誘起電圧を発生させるだけの速度を確保する。

【 0 1 2 2 】

速度推定器 2 9 B は、基本形態に係る速度推定器 2 9 X と同様の構成であるが、 $3 / d q$ 変換器 2 5 により出力された d 軸電流 I_d から、推定された現在のモータの角速度である電気角推定速度 ω_e を算出し、q 軸電圧生成器 1 7 B 及び位置推定器 3 0 X へそれぞれ出力する。速度推定器 2 9 B は、検出部により検出された電流の d q 座標系における d 軸電流から現在速度を推定する速度推定部の一例である。

【 0 1 2 3 】

(実施形態 2 に係る同期運転ステップにおける q 軸電圧生成器)

図 1 0 は、実施形態 2 に係る同期運転ステップにおける q 軸電圧生成器の構成の一例を示す図である。実施形態 2 に係る同期運転ステップにおける q 軸電圧生成器 1 7 B は、L d 乗算器 1 7 B - 1、減算器 1 7 B - 2、積分器 1 7 B - 3、減算器 1 7 B - 4、乗算器 1 7 B - 5、加算器 1 7 B - 6、加算器 1 7 B - 7、減算器 1 7 B - 8 を有する。減算器 1 7 B - 2、積分器 1 7 B - 3、減算器 1 7 B - 4、乗算器 1 7 B - 5、加算器 1 7 B - 6、加算器 1 7 B - 7 は、実施形態 1 の L d 乗算器 1 7 A - 1、減算器 1 7 A - 2、積分器 1 7 A - 3、減算器 1 7 A - 4、乗算器 1 7 A - 5、加算器 1 7 A - 6、加算器 1 7 A - 7 と同様である。

【 0 1 2 4 】

実施形態 2 では、図 1 0 に示す L d 乗算器 1 7 B - 1 の入力、q 軸電流 I_q から d 軸電

10

20

30

40

50

流 I_d を減算した偏差である。 L_d 乗算器 17B - 1 は、この偏差を入力とするため、実施形態 2 の q 軸電圧生成器 17B には、実施形態 1 の q 軸電圧生成器 17B と比較して、減算器 17B - 8 が追加されている。

【0125】

減算器 17B - 8 は、 q 軸電流 I_q 及び d 軸電流 I_d を入力として、 q 軸電流 I_q から d 軸電流 I_d を減算した偏差を、 L_d 乗算器 17B - 1 へ出力する。 L_d 乗算器 17B - 1 は、 d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q の偏差 ($I_q - I_d$) と、速度指令値 ω^* とを入力とし、偏差 ($I_q - I_d$) と速度指令値 ω^* の乗算結果と、 d 軸インダクタンス L_d とを乗算した結果を加算器 17B - 6 へ出力する。

【0126】

以上から、実施形態 2 において q 軸電圧生成器 17B が出力する q 軸電圧 V_q (q 軸駆動電圧 V_q) は、実施形態 1 における上記 (12) 式から、下記 (13) 式のようになる。 q 軸電圧生成器 17B は、下記 (13) 式により q 軸電圧 V_q を生成して出力する。下記 (13) 式において、右辺第二項の第三因子が、減算器 17B - 8 による演算結果に対応する。

【0127】

【数 13】

$$V_q^* = (\omega^* - \omega_0) \cdot \Psi + \omega^* \cdot L_d \cdot (I_q - I_d) + ((R \cdot J) / \Psi) \cdot K_c \cdot \int (\omega^* - \omega_e) dt + V_0$$

… (13)

【0128】

(実施形態 2 に係る同期運転ステップの処理)

実施形態 2 に係る同期運転ステップの処理は、図 8 に示した実施形態 1 に係る同期運転ステップの処理と同様になる。ここで、実施形態 2 において、実際の回転速度が最適回転速度に収束するための収束時間は、 q 軸電圧生成器 17B、速度推定器 29B の入力である d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q と、出力である q 軸電圧 V_q との関係を示す上記 (13) 式を、収束時間について解くことで求められる。実施形態 2 における速度指令値 ω^* 及び電気角推定速度 ω_e の目標到達速度は、実施形態 1 と同様である。

【0129】

(実施形態 2 に係る位置決めステップから通常運転における各値の推移)

以下、図 11A ~ 図 14B を参照して、実施形態 2 と従来技術について、位置決めステップから通常運転における、 d 軸電流及び q 軸電流の推移、 d 軸電圧及び q 軸電圧の推移、軸誤差の推移、電気角推定速度及び電気角速度指令値の推移を比較して説明する。

【0130】

なお、図 11A ~ 図 14B において、横軸の時刻 t を区分する (1) の区間はロータ位置決めステップの区間、(2) の区間は同期運転の区間、(3) の区間は通常運転の区間を示す。また、図 11A ~ 図 14B において、(2) の区間をさらに区分する (2)' の区間は目標到達速度へ向けての加速領域の区間、(2)" の区間は目標到達速度到達後の定速領域の区間である。なお、実施形態 2 における加速領域の区間は図 14(A) に示すように指令速度が上昇している区間であり、定速領域の区間は指令速度が一定となる区間である。一方、従来技術における加速領域の区間は、図 12(B) に示すように q 軸電圧が上昇している区間であり、定速領域の区間は q 軸電圧が一定となる区間である。

【0131】

また、図 11A ~ 図 14B において、横軸のタイミング t_1 は、実施形態 2 において、モータ 1 の起動開始後からの経過時刻を表し、同期運転ステップから通常運転へのモード移行のタイミングを示す。また、タイミング t_2 は、従来技術において、モータ 1 の起動開始後からの経過時刻を表し、同期運転ステップから通常運転へのモード移行のタイミングを示す。 $t_1 < t_2$ である。

10

20

30

40

50

【0132】

(実施形態2における位置決めステップから通常運転におけるd軸電圧及びq軸電圧と、d軸電流及びq軸電流の推移)

図11Aは、実施形態2に係るロータ位置決めステップから通常運転におけるd軸電流及びq軸電流の推移の一例を示す図である。図12Aは、実施形態2に係るロータ位置決めステップから通常運転におけるd軸電圧及びq軸電圧の推移の一例を示す図である。

【0133】

図12Aに示すように、(1)のロータ位置決めステップにおいて、q軸電圧 V_q を0とし、一定のd軸電圧 V_d がモータ1へ印可される。これにより、図11Aに示すように、(1)のロータ位置決めステップにおいて、モータ1にd軸電流 I_d が流れる。

10

【0134】

次に、図12Aに示すように、(2)の同期運転ステップにおいて、d軸電圧 V_d を0とし、上記(13)式に基づいて算出されたq軸電圧 V_q がモータ1へ印可される。ここで、上記(13)式は、これにより、図11Aに示すように、(2)'の加速領域の前半において、モータ1に、d軸電流 I_d より大きいq軸電流 I_q ($I_d < I_q$)が流れる。しかし、図12Aに示すように、(2)'の加速領域において、d軸電圧 V_d は0である一方、q軸電圧 V_q が徐々に大きくなっていくことで I_d が正方向に増加していく。この増加に対し、前述したように、実施形態2ではd軸電流 I_d が正方向に増加し過ぎないように、d軸電流 I_d の中心をq軸電流 I_q とする比例項("($I_q - I_d$)"の項)を加えている。この比例項により、(2)'の加速領域の後半以降において、d軸電流 I_d の増加が抑えられる。

20

【0135】

なお、(2)の同期運転ステップにおいては、図11Aに示すように、q軸電流は徐々に小さくなっていく。

【0136】

そして、図12Aに示すように、(2)'の加速領域に引き続く(2)"の定速領域において、上記(13)式に基づいて算出されたq軸電圧 V_q において、上記(13)式における比例項により、d軸電流 I_d の中心がq軸電流 I_q となる。すなわち、図12Aに示すように、(2)"の定速領域においては、(2)'の加速領域とは異なり、q軸電圧 V_q が低下へと転じる。q軸電圧 V_q が低下へと転じたことに伴い、図11Aに示すように、d軸電流 I_d が、q軸電流 I_q と同様に小さくなる。

30

【0137】

そして、図11Aに示すように、モータ1の速度指令値 v^* が目標到達速度に達し、かつ、モータ1の収束時間が経過し、かつ、モータ1の電気角推定速度 ω_e が目標到達速度に達したタイミング t_1 において、モータ1の同期運転ステップから通常運転へとモード移行が行われる。

【0138】

タイミング t_1 以降は、モータ1は、(3)の通常運転が行われる。図11Aに示すように、通常運転では、モータ1のd軸電流 I_d は、概ね0の値を取る。また、図12Aに示すように、通常運転では、モータ1のd軸電圧 V_d はサチュレーションカーブを取り、d軸電圧 V_d は概ね0の値を取る。

40

【0139】

(従来技術における位置決めステップから通常運転におけるd軸電圧及びq軸電圧と、d軸電流及びq軸電流の推移)

図11Bは、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転におけるd軸電流及びq軸電流の推移の一例を示す図である。図12Bは、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転におけるd軸電圧及びq軸電圧の推移の一例を示す図である。

【0140】

図12Bに示すように、(1)のロータ位置決めステップにおいて、q軸電圧 V_q を0とし、一定のd軸電圧 V_d がモータへ印可される。これにより、図11Bに示すように、(

50

1) のロータ位置決めステップにおいて、モータに d 軸電流 I_d が流れる。

【0141】

次に、図 1 2 B に示すように、(2) の同期運転ステップにおいて、d 軸電圧 V_d を電気角推定速度 e に応じた値としたうえでマイナスの値とし、予め定められた q 軸電圧 V_q (一定値から増加、その後再び一定値となる) がモータ 1 へ印可される。これにより、図 1 1 B に示すように、(2)' の加速領域において、モータに、d 軸電流 I_d より大きい q 軸電流 I_q ($I_d < I_q$) が流れる。しかし、図 1 2 B に示すように、(2)' の加速領域の後半において、d 軸電圧 V_d は概ね 0 である一方、q 軸電圧 V_q が徐々に大きくなっていくので、(2)' の加速領域において、モータ 1 において、 $I_q > I_d$ の大小関係を維持しつつも d 軸電流 I_d が徐々に大きくなっていく。

10

【0142】

そして、図 1 2 B に示すように、(2)' の加速領域に引き続く(2)'' の定速領域において、q 軸電流 I_q が一定値となる。q 軸電圧 V_q が一定値へと転じたことに伴い、図 1 1 B に示すように、d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q が同様に小さくなる。

【0143】

そして、図 1 1 B に示すように、例えばモータの電気角推定速度 e が目標到達速度に達したタイミング t_2 において、モータ 1 の同期運転ステップから通常運転へとモード移行が行われる。よって、実施形態 2 は、従来技術と比較すると、位置決めステップから通常運転へのモード移行が、モータ 1 の起動から t_2 のタイミングよりも早い t_1 の経過のタイミングで行われることになる。

20

【0144】

(実施形態 2 及び従来技術における位置決めステップから通常運転における軸誤差の推移) 図 1 3 A は、実施形態 2 に係るロータ位置決めステップから通常運転における軸誤差の推移の一例を示す図である。図 1 3 B は、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転における軸誤差の推移の一例を示す図である。

【0145】

図 1 3 A 及び図 1 3 B に示すように、実施形態 2 及び従来技術では、(2) の同期運転ステップでは、軸誤差が共に負、すなわち、実際のロータ位置 (d q 座標系) に対して制御側のロータ位置 (座標系) に遅れが生じている。しかし、図 1 3 A 及び図 1 3 B の比較から分かるとおり、実施形態 2 は、従来技術と比較して、軸誤差が 0 に収束する時間が短い。すなわち、実施形態 2 では、従来技術と比較して、より短い同期運転ステップの期間で軸誤差の中心を負側から 0 へと移動させると共に、通常運転へモード移行後も、より小さな軸誤差の変動幅とすることができる。よって、実施形態 2 によれば、同期運転ステップから通常運転へ、スムーズなモード移行を行うことができる。

30

【0146】

(実施形態 2 及び従来技術における位置決めステップから通常運転における電気角推定速度及び電気角目標速度の推移)

図 1 4 A は、実施形態 2 に係るロータ位置決めステップから通常運転における電気角推定速度及び電気角目標速度の推移の一例を示す図である。図 1 4 B は、従来技術に係るロータ位置決めステップから通常運転における電気角推定速度及び電気角目標速度の推移の一例を示す図である。

40

【0147】

図 1 4 A に示すように、実施形態 2 では、(2) の同期運転ステップにおいて、電気角推定速度 e が、電気角速度指令値 e^* に追従して加速している。そして、同期運転ステップから通常運転へのモード移行後も、電気角推定速度 e は、電気角速度指令値 e^* を中心として変動しつつ、電気角速度指令値 e^* に追従するように変化している。

【0148】

一方、図 1 4 B に示すように、従来技術では、電気角速度指令値 e^* は設けられていない。すなわち、従来技術では、(2) の同期運転ステップにおいて、電気角推定速度 e が、図 1 2 B に示す q 軸電圧より動作環境負荷に応じて加速する。(3) の通常運転では電

50

気角速度指令値 ω^* を追従して加速している。しかし、このモード移行時は図 13B に示す軸誤差が大きく変動しているため、電気角推定速度 e は、一時的に大きく変動している。

【0149】

すなわち、従来技術によれば、モード移行直後において、電気角推定速度 e の変動が大きいため、スムーズなモード移行ができない。一方で、実施形態 2 によれば、モード移行前後において、電気角推定速度 e が電気角速度指令値 ω^* に追従しつつ、従来技術と比べて変動がより小さいため、スムーズなモード移行ができる。

【0150】

以上の実施形態 2 によれば、(2) の定速領域の区間において q 軸電圧 V_q が低下することから、同期運転時における q 軸電圧の過剰を抑制することができる。また、実施形態 2 によれば、収束時間を容易に求めることができると共に、従来技術と比較してより短い時間で同期運転ステップを終了し、同期運転ステップから通常運転へスムーズなモード移行を行うことができる。

10

【0151】

上述の実施形態及び図示の具体的名称、処理、制御、各種のデータやパラメータを含む情報については、一例を示すに過ぎず、特記する場合を除いて適宜変更することができる。また、上述の実施形態における各部もしくは各装置の構成は、処理負荷や実装効率等から適宜分散又は統合されてもよい。また、上述の実施形態における各処理は、処理負荷や実装効率等から、処理順序を適宜入れ替えて実行されてもよい。

20

【0152】

上述の実施形態のより広範な態様は、上述のように表しかつ記述した特定の詳細及び代表的な実施形態に限定されるものではない。従って、添付の特許請求の範囲及びその均等物によって定義される総括的な発明の概念又は範囲から逸脱することなく、様々な変更が可能である。

【符号の説明】

【0153】

2 X、2 A、2 B 制御器

10 X、10 A、10 B マイクロコンピュータ

11 減算器

12 速度制御器

13 励磁電流制御器

14 減算器

15 減算器

16 d 軸電流制御器

16 X d 軸電圧生成器

17 q 軸電流制御器

17 X、17 A、17 B q 軸電圧生成器

17 A - 1、17 B - 1 L d 乗算器

17 A - 2、17 B - 2 減算器

17 A - 3、17 B - 3 積分器

17 A - 4、17 B - 4 減算器

17 A - 5、17 B - 5 乗算器

17 A - 6、17 B - 6 加算器

17 A - 7、17 B - 7 加算器

17 B - 8 減算器

18 非干渉化制御器

19 減算器

20 加算器

21 d q / 3 変換器

30

40

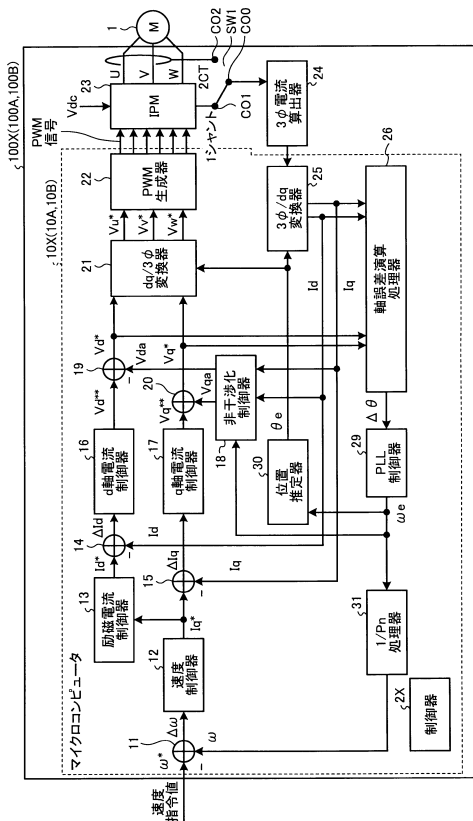
50

- 2 2 P W M 生成器
- 2 3 I P M
- 2 4 3 電流算出器
- 2 5 3 / d q 変換器
- 2 6 軸誤差演算処理器
- 2 9 P L L 制御器
- 2 9 X、2 9 A、2 9 B 速度推定器
- 2 9 X - 1 比例項計算処理器
- 2 9 X - 2 積分項計算処理器
- 2 9 X - 3 加算器
- 3 0、3 0 X 位置推定器
- 3 1 1 / P n 処理器
- 1 0 0 X、1 0 0 A、1 0 0 B モータ制御装置
- C O 0、C O 1、C O 2 接点
- S W 1 スイッチ

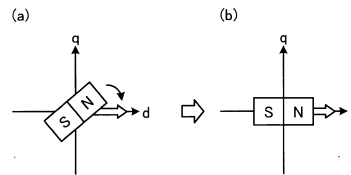
10

【図面】

【図 1】



【図 2】



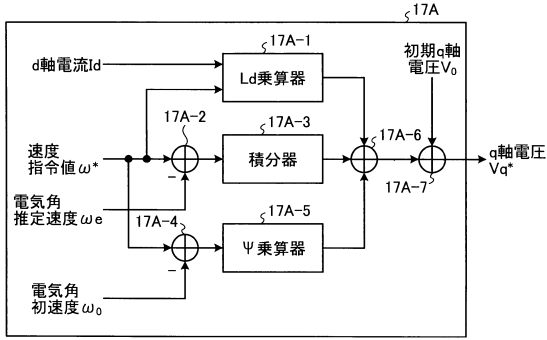
20

30

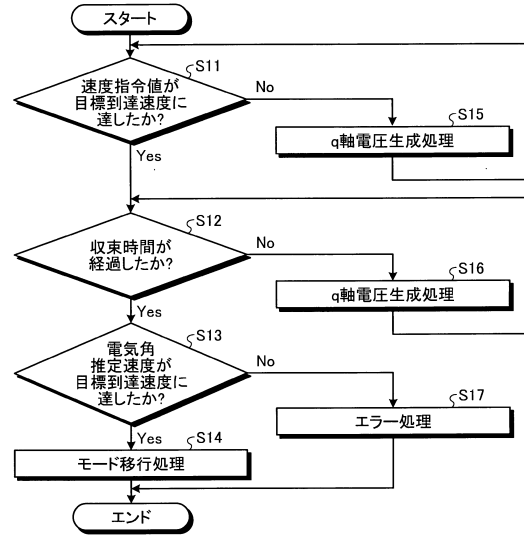
40

50

【 図 7 】



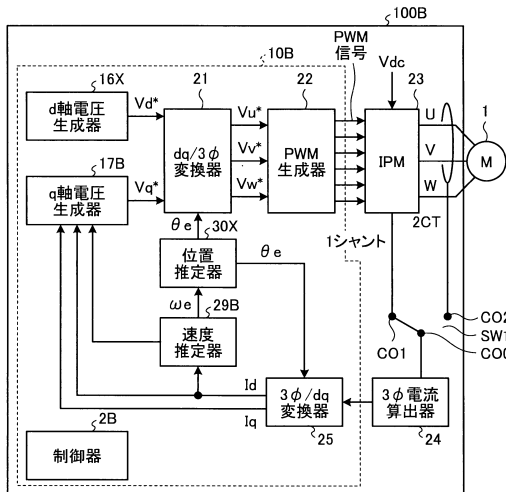
【 図 8 】



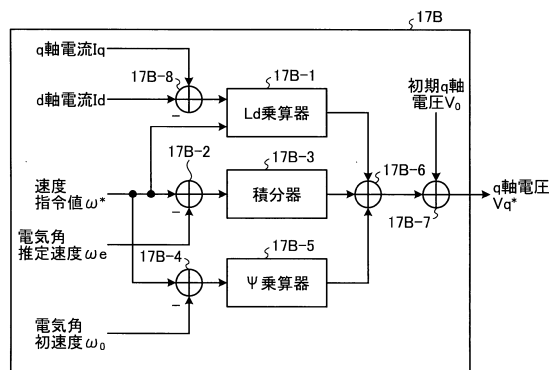
10

20

【 図 9 】



【 図 10 】

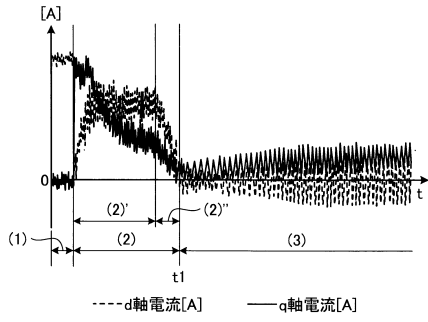


30

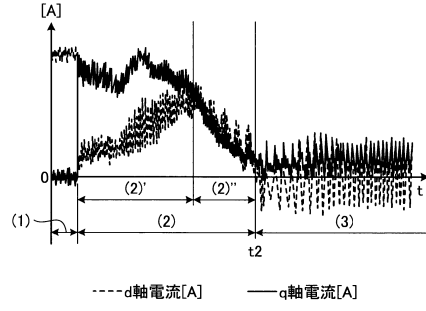
40

50

【図 1 1 A】

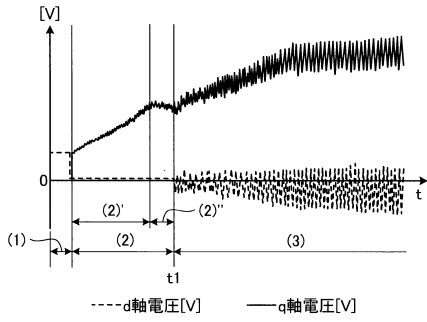


【図 1 1 B】

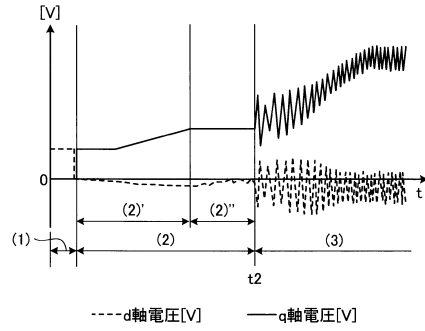


10

【図 1 2 A】

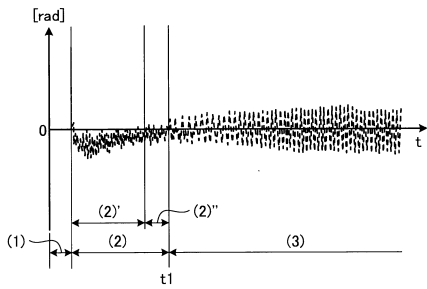


【図 1 2 B】

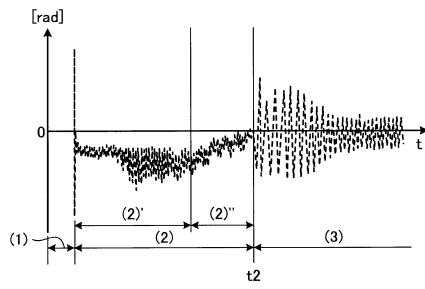


20

【図 1 3 A】



【図 1 3 B】

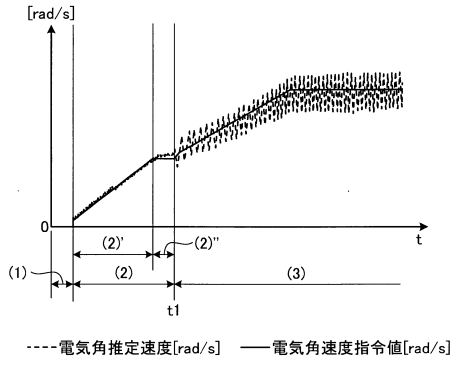


30

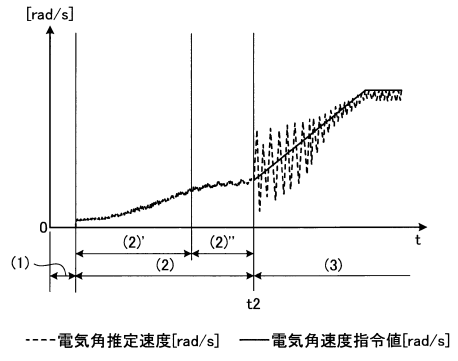
40

50

【 図 1 4 A 】



【 図 1 4 B 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2013-207868(JP,A)
特開2011-217505(JP,A)
特開2010-206874(JP,A)
特開2017-158415(JP,A)
特開2017-022990(JP,A)
特開2010-011539(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02P 6/20
H02P 21/28
H02P 21/34