

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

所定の回転駆動対象と電氣的に接続可能なインバータ主回路と、
 電流指令を生成する電流指令生成部と、
 前記インバータ主回路から出力される電流が、前記電流指令と等しくなる電圧指令を生成する電圧指令生成部と、
 前記回転駆動対象の推定回転位相角を算出する推定部と、
 前記回転駆動対象の特徴量と閾値との関係に応じて、前記電流指令又は前記電圧指令に高周波を重畳する高周波重畳部と、
 を備えるインバータ制御装置。

10

【請求項 2】

前記特徴量は、前記回転駆動対象のパワーである
 請求項 1 に記載のインバータ制御装置。

【請求項 3】

前記特徴量は、前記回転駆動対象への電圧振幅指令である
 請求項 1 に記載のインバータ制御装置。

【請求項 4】

前記高周波重畳部は、前記パワーが所定の閾値より小さいとき、前記高周波を重畳する
 請求項 2 に記載のインバータ制御装置。

【請求項 5】

前記高周波重畳部は、前記電圧振幅指令が所定の閾値より小さいとき、前記高周波を重畳する
 請求項 3 に記載のインバータ制御装置。

20

【請求項 6】

前記高周波重畳部は、前記推定回転位相角の誤差が所定の閾値より大きいとき、前記高周波を重畳する
 請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか 1 項に記載のインバータ制御装置。

【請求項 7】

前記高周波重畳部は、前記特徴量の大きさに応じて、前記高周波の振幅を変化させる
 請求項 1 乃至請求項 6 のいずれか 1 項に記載のインバータ制御装置。

30

【請求項 8】

前記推定部は、拡張誘起電圧を用いて前記推定回転位相角を算出する
 請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか 1 項に記載のインバータ制御装置。

【請求項 9】

前記推定部は、
 前記高周波に基づいて前記推定回転位相角を算出する第 1 推定部と、
 前記第 1 推定部と異なる方法で前記推定回転位相角を算出する第 2 推定部と、
 を備える請求項 1 乃至請求項 8 のいずれか 1 項に記載のインバータ制御装置。

【請求項 10】

前記回転駆動対象のパワーが所定の閾値より小さいとき、前記第 1 推定部が算出した前記推定回転位相角を用いて制御する
 請求項 9 に記載のインバータ制御装置。

40

【請求項 11】

前記回転駆動対象への電圧振幅指令が所定の閾値より小さいとき、前記第 1 推定部が算出した前記推定回転位相角を用いて制御する
 請求項 9 に記載のインバータ制御装置。

【請求項 12】

モータと、
 前記モータに接続されるインバータ主回路と、
 電流指令を生成する電流指令生成部と、

50

前記インバータ主回路から出力される電流が、前記電流指令と等しくなる電圧指令を生成する電圧指令生成部と、

前記モータの推定回転位相角を算出する推定部と、

前記モータの特微量と閾値との関係に応じて、前記電流指令又は前記電圧指令に高周波を重畳する高周波重畳部と、

を備えるモータ駆動システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、インバータ制御装置に関する。

10

【背景技術】

【0002】

従来、永久磁石同期モータ(PMSM)やシンクロナスリラクタンスモータ(SynRM)の回転位相角センサレス制御において、高速域では誘起電圧を利用した回転位相角の推定方法が利用されている。しかしながら、磁石磁束が小さいPMSMや、SynRMでは、高速域であっても、低負荷の状態では、鎖交磁束により生じる誘起電圧が小さいため、回転位相角の推定精度が悪化するという問題があった。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

20

【特許文献1】特開2011-244655号公報

【特許文献2】特開2002-58294号公報

【特許文献3】特開2009-153347号公報

【特許文献4】特開2010-154598号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

モータの回転位相角を精度よく推定できるインバータ制御装置及びモータ駆動システムを提供する。

【課題を解決するための手段】

30

【0005】

一実施形態に係るインバータ制御装置は、インバータ主回路と、電流指令生成部と、電圧指令生成部と、推定部と、高周波重畳部と、を備える。インバータ主回路は、所定の回転駆動対象と電氣的に接続可能である。電流指令生成部は、電流指令を生成する。電圧指令生成部は、インバータ主回路から出力される電流が、電流指令と等しくなる電圧指令を生成する。推定部は、回転駆動対象の推定回転位相角を算出する。高周波重畳部は、回転駆動対象の特微量と閾値との関係に応じて、電流指令又は電圧指令に、高周波を重畳する。

【図面の簡単な説明】

【0006】

40

【図1】第1実施形態に係るモータ駆動システムの構成を示す図。

【図2】三相固定座標系及びdcqc軸回転座標系を説明する図。

【図3】図1の電流指令生成部の構成を示す図。

【図4】図3のインダクタンステーブルを示す図。

【図5】図3の電流位相角テーブルを示す図。

【図6】図1の電圧指令生成部の構成を示す図。

【図7】図1の速度・回転位相角推定部の構成を示す図。

【図8】従来のPMSM及びSynRMの重負荷時の特性を示す図。

【図9】従来のPMSM及びSynRMの軽負荷時の特性を示す図。

【図10】高周波重畳の切替方法の一例を示す図。

50

- 【図 1 1】図 1 の高周波重畳部の一例を示す図。
- 【図 1 2】図 1 1 の判定部の一例を示す図。
- 【図 1 3】図 7 の高周波検出部の構成を示す図。
- 【図 1 4】図 1 3 のバンドパスフィルタの動作を説明する図。
- 【図 1 5】図 1 3 の F F T 解析部の動作を示す図。
- 【図 1 6】高周波電流 $i_{d c}$, $i_{q c}$ の一例を示す図。
- 【図 1 7】図 1 1 の高周波重畳部の動作の一例を説明する図。
- 【図 1 8】高周波重畳部の変形例の構成を示す図。
- 【図 1 9】図 1 8 の高周波重畳部の動作の一例を説明する図。
- 【図 2 0】図 1 8 の高周波重畳部の動作の他の例を説明する図。 10
- 【図 2 1】図 1 8 の高周波重畳部の動作の他の例を説明する図。
- 【図 2 2】第 2 実施形態に係るモータ駆動システムの構成を示す図。
- 【図 2 3】図 2 2 の電圧指令生成部の構成を示す図。
- 【図 2 4】図 2 2 の制御方式切替え部の構成を示す図。
- 【図 2 5】図 2 2 の速度・回転位相角推定部の構成を示す図。
- 【図 2 6】図 2 2 のインバータ制御装置の動作を説明する図。
- 【発明を実施するための形態】
- 【0007】
以下、本発明の実施形態について図面を参照して説明する。
- 【0008】 20
(第 1 実施形態)
第 1 実施形態に係るインバータ制御装置について、図 1 ~ 図 2 1 を参照して説明する。
図 1 は、本実施形態に係るモータ駆動システムの構成を示す図である。図 1 に示すように、本実施形態に係るモータ駆動システムは、モータ 1 と、インバータ制御装置 2 (以下、「制御装置 2」という)と、を備える。
- 【0009】
モータ 1 は、制御装置 2 の回転駆動対象であり、制御装置 2 に接続される。以下では、モータ 1 がシンクロナスリラクタンスモータ (以下、「SynRM1」という)である場合を例として説明する。SynRM1 は、固定子と、回転子と、を備える。固定子は、3 つの励磁相 (U 相、V 相、及び W 相) を有する。固定子は、各励磁相に流れる 3 相交流電流によって磁界を発生させる。回転子は、永久磁石を有さず、固定子が発生させた磁界との磁氣的相互作用により回転する。 30
- 【0010】
制御装置 2 は、SynRM1 の回転位相角 θ を、回転位相センサレスで制御する。図 1 に示すように、本実施形態に係る制御装置 2 は、インバータ主回路 2 1 と、電流検出器 2 2 と、座標変換部 2 3 と、電流指令生成部 2 4 と、電圧指令生成部 2 5 と、座標変換部 2 6 と、PWM 変調部 2 7 と、速度・回転位相角推定部 2 8 と、加算器 2 9 と、高周波重畳部 3 0 と、を備える。
- 【0011】 40
インバータ主回路 2 1 は、スイッチング素子を備える回路である。インバータ主回路 2 1 は、スイッチング素子の ON/OFF を切替えることにより、電源 (図示省略) からの電力を交流に変換して、SynRM1 に供給する。インバータ主回路 2 1 は、各スイッチング素子の ON/OFF を制御する制御信号を PWM 変調部 2 7 から入力される。
- 【0012】
電流検出器 2 2 は、SynRM1 の固定子に流れる 3 相交流電流のうち、2 相又は 3 相の電流を検出する。図 1 は、2 相 (U 相及び W 相) の電流 i_u , i_w を検出する構成を示している。尚、SynRM1 の固定子に流れる 3 相交流電流は、インバータ主回路 2 1 の直流側電流に基づき演算により求めてもよい。
- 【0013】 50
座標変換部 2 3 は、電流検出器 2 2 が検出した電流 i_u , i_w を、三相固定座標系から

d c q c 軸回転座標系に座標変換し、電流 i_{dc} , i_{qc} を生成する。電流 i_{dc} は、固定子に流れる電流の d c 軸成分であり、電流 i_{qc} は、固定子に流れる電流の q c 軸成分である。ここで、三相固定座標系及び d c q c 軸回転座標系について、図 2 を参照して説明する。

【 0 0 1 4 】

図 2 に示すように、三相固定座標系は、 u 軸と w 軸とからなる固定座標系である。図 2 において、 u 軸は、U 相方向に設定され、 w 軸は、 u 軸と垂直な方向に設定されている。電流検出器 2 2 により検出された電流 i_u , i_w は、このような三相固定座標上で表される。

【 0 0 1 5 】

これに対して、d c q c 軸回転座標系は、d c 軸と q c 軸とからなる回転座標系である。d c 軸は、制御装置 2 が d 軸方向（回転子のインダクタンスが最小の方向）と推定した方向に設定され、q c 軸は、制御装置 2 が q 軸方向（回転子のインダクタンスが最大の方向）と推定した方向に設定される。図 2 のインダクタンス楕円は、回転子のインダクタンスを示している。

【 0 0 1 6 】

図 2 に示すように、d c q c 軸と、d q 軸と、は必ずしも一致するとは限らない。回転子の実際の回転位相角 θ は、 u 軸から d 軸までの角度で表される。また、制御装置 2 が推定した回転子の推定回転位相角 e_{st} は、 u 軸から d c 軸までの角度で表される。以下では、回転位相角 θ と推定回転位相角 e_{st} との誤差を、誤差 $\Delta\theta$ という。

【 0 0 1 7 】

座標変換部 2 3 は、速度・回転位相角推定部 2 8 が出力した推定回転位相角 e_{st} を用いることにより、三相固定座標系を d c q c 軸回転座標系に変換することができる。

【 0 0 1 8 】

電流指令生成部 2 4 は、トルク指令 T^* 及び推定速度 e_{st} に基づいて、電流指令 i_{dc}^* , i_{qc}^* を生成する。トルク指令 T^* とは、回転子に発生させるトルク値である。本実施形態では、トルク指令 T^* は、外部装置から入力されるものとする。推定速度 e_{st} とは、制御装置 2 が推定した回転子の速度 ω のことである。電流指令 i_{dc}^* とは、SynRM1 に流す電流の d c 軸成分である。電流指令 i_{qc}^* とは、SynRM1 に流す電流の q c 軸成分である。

【 0 0 1 9 】

ここで、図 3 は、電流指令生成部 2 4 の構成を示す図である。図 3 に示すように、電流指令生成部 2 4 は、インダクタンステーブル 3 1 と、電流位相角テーブル 3 2 と、を備える。

【 0 0 2 0 】

インダクタンステーブル 3 1 は、電流指令とインダクタンスとの関係を示すテーブルである。インダクタンステーブル 3 1 には、図 4 に示すように、電流指令 i_{dc}^* とインダクタンス L_d との関係を示すテーブルと、電流指令 i_{qc}^* とインダクタンス L_q との関係を示すテーブルと、が含まれる。インダクタンス L_d は、SynRM1 のインダクタンスの d 軸成分であり、インダクタンス L_q は、SynRM1 のインダクタンスの q 軸成分である。インダクタンステーブル 3 1 は、電流指令 i_{dc}^* , i_{qc}^* をフィードバックされ、電流指令 i_{dc}^* , i_{qc}^* に応じたインダクタンス L_d , L_q をそれぞれ出力してもよい。

【 0 0 2 1 】

電流位相角テーブル 3 2 は、図 5 に示すように、トルク指令 T^* 及び推定角速度 ω^* と、電流位相角 θ と、の関係を示すテーブルである。電流位相角 θ は、固定子に流れる電流に対応する電流ベクトルの位相角である。電流位相角テーブル 3 2 は、トルク指令 T^* 及び推定速度 ω^* を入力され、トルク指令 T^* 及び推定角速度 ω^* に応じた電流位相角 θ を出力する。

【 0 0 2 2 】

10

20

30

40

50

まず、電流指令生成部 24 は、トルク指令 T^* 、インダクタンス L_d 、 L_q 、及び電流位相角に基づいて、電流 I_{dq} を算出する。電流 I_{dq} は、固定子に流れる電流の大きさである。電流 I_{dq} は、以下の式により算出される。

【0023】

【数1】

$$I_{dq} = \sqrt{\frac{T^*}{0.5 \times P \times (L_d - L_q) \sin 2\beta}} \dots (1)$$

【0024】

式(1)において、 P は、SynRM1の極対数である。

【0025】

次に、電流指令生成部 24 は、電流 I_{dq} と、電流位相角 θ と、から電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* を生成する。電流指令 i_{dc}^* は、大きさが電流 I_{dq} かつ位相角が電流位相角 θ の電流ベクトルの dc 軸成分となる。また、電流指令 i_{qc}^* は、大きさが電流 I_{dq} かつ位相角が電流位相角 θ の電流ベクトルの qc 軸成分となる。

【0026】

なお、電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* の算出方法は、上記の方法に限られず、任意に選択可能である。

【0027】

電圧指令生成部 25 (電流制御部) は、電流 i_{dc} 、 i_{qc} 、電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* 、及び推定速度 ω_{est} に基づいて、インバータ主回路 21 から出力される電流 (すなわち、SynRM1に流れる電流) が電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* となるように、電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* を生成する。電圧指令 v_{dc}^* は、SynRM1の固定子に印加する電圧の dc 軸成分である。電圧指令 v_{qc}^* は、SynRM1の固定子に印加する電圧の qc 軸成分である。

【0028】

図6は、電圧指令生成部 25 の構成を示す図である。図6に示すように、電圧指令生成部 25 は、PI制御器 41 と、フィードフォワード指令生成部 42 と、加算器 43、44 と、を備える。

【0029】

PI制御器 41 は、電流 i_{dc} 、 i_{qc} 及び電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* を入力され、PI制御により、電流 i_{dc} 、 i_{qc} が電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* となる電圧 ACR_d 、 ACR_q を算出する。電圧 ACR_d 、 ACR_q は、誤差 e_{dc} 、 e_{qc} に応じて生成される電圧であり、設定したモータパラメータが真値と一致し、なおかつ誤差 e_{dc} 、 e_{qc} が 0 の場合、いずれも 0 となる。PI制御器 41 が出力した電圧 ACR_d 、 ACR_q は、加算器 43、44 にそれぞれ入力される。

【0030】

フィードフォワード指令生成部 42 は、電流指令 i_{dc}^* 、 i_{qc}^* と、推定速度 ω_{est} と、を入力され、フィードフォワード電圧 V_{d_FF} 、 V_{q_FF} を生成する。フィードフォワード電圧 V_{d_FF} 、 V_{q_FF} は、例えば、以下の式により算出される。

【0031】

【数2】

$$\begin{bmatrix} v_{d_FF} \\ v_{q_FF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_{est} L_q \\ \omega_{est} L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc}^* \\ i_{qc}^* \end{bmatrix} \dots (2)$$

【0032】

式(2)において、 R は固定子の巻線抵抗である。フィードフォワード指令生成部 42

10

20

30

40

50

が出力したフィードフォワード電圧 V_{d_FF} , V_{q_FF} は、加算器 43 , 44 にそれぞれ入力される。

【0033】

加算器 43 は、電圧 ACR_d 及びフィードフォワード電圧 V_{d_FF} を加算し、電圧指令 v_{dc}^* を生成する。加算器 44 は、電圧 ACR_q 及びフィードフォワード電圧 V_{q_FF} を加算し、電圧指令 v_{dq}^* を生成する。

【0034】

座標変換部 26 は、電圧指令生成部 25 が出力した電圧指令 v_{dc}^* 及び加算器 29 が出力した電圧を、 dq 軸回転座標系から三相固定座標系に座標変換する。座標変換部 26 は、座標変換部 23 と同様、推定回転位相角 est を用いることにより、 dq 軸回転座標系を三相固定座標系に変換する。

10

【0035】

以下では、座標変換部 26 が座標変換した電圧を電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* という。電圧指令 v_u^* は、固定子の U 相に印加する電圧であり、電圧指令 v_v^* は、固定子の V 相に印加する電圧であり、電圧指令 v_w^* は、固定子の W 相に印加する電圧である。

【0036】

PWM 変調部 27 は、電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* を、三角波を用いた PWM (Pulse-Width Modulation) によって変調し、インバータ主回路 21 の各スイッチング素子の ON 又は OFF に対応した 2 値の制御信号を生成する。PWM 変調部 27 は、生成した制御信号をインバータ主回路 21 に入力する。

20

【0037】

速度・回転位相角推定部 28 (以下、「推定部 28」という) は、電圧指令 v_{dc}^* , v_{qc}^* 及び電流 i_{dc} , i_{qc} に基づいて、SynRM1 の回転子の速度 及び回転位相角 を推定し、推定速度 est 及び推定回転位相角 est を算出する。推定部 28 が出力した推定速度 est は、電圧指令生成部 24、電圧指令生成部 25、及び高周波重畳部 30 に入力される。また、推定回転位相角 est は、座標変換部 23 , 26 に入力され、座標変換に利用される。

【0038】

本実施形態に係る推定部 28 は、拡張誘起電圧を用いて速度 及び回転位相角 を推定する。以下で、拡張誘起電圧を用いた推定方法について説明する。

30

【0039】

回転位相角 と推定回転位相角 est との誤差 が 0 である場合、すなわち、 dq 軸と $dcdq$ 軸とが一致する場合、以下の電圧方程式が成り立つ。

【0040】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots (3)$$

40

【0041】

式 (3) において、 v_d は SynRM1 に印加される電圧の d 軸成分、 v_q は SynRM1 に印加される電圧の q 軸成分、 i_d は SynRM1 に流れる電流の d 軸成分、 i_q は SynRM1 に流れる電流の q 軸成分、 p は微分演算子 (d/dt) である。

【0042】

これに対して、誤差 が生じ、 dq 軸と $dcdq$ 軸とがずれている場合、以下の電圧方程式が成り立つ。

【0043】

【数 4】

$$\begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \omega L_{dq} & -\omega L_{qc} \\ \omega L_{dc} & R + \omega L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} L_{dc} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{qc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \dots (4)$$

$$L_{dc} = L_0 + L_1 \cos 2\Delta\theta \dots (5)$$

$$L_{qc} = L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta \dots (6)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \dots (7)$$

$$L_{dq} = L_1 \sin 2\Delta\theta \dots (8)$$

10

【0044】

式(4)において、 v_{dc} はSynRM1に印加される電圧のdc軸成分であり、 v_{qc} はSynRM1に印加される電圧のqc軸成分である。

【0045】

式(4)~(8)より、式(4)の各項に含まれるインダクタンスは、誤差に依存して変化する。このため、を式(3)、(4)から直接求めることは難しい。そこで、式(3)を、拡張誘起電圧表現に書き換えると、式(3)は以下のように表される。

20

【0046】

【数5】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_q & -\omega L_d \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d - L_q)(pi_d + \omega i_q) \\ 0 \end{bmatrix} \dots (9)$$

【0047】

同様に、式(4)~(8)を、拡張誘起電圧表現に書き換えると、以下のように表される。

30

【0048】

【数6】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_q & -\omega L_d \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{dc} \\ e_{qc} \end{bmatrix} \dots (10)$$

$$\begin{bmatrix} e_{dc} \\ e_{qc} \end{bmatrix} = E_x \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta \end{bmatrix} \dots (11)$$

40

$$E_x = (L_d - L_q)(pi_d + \omega i_q) \dots (12)$$

【0049】

上記の式(12)で表される電圧 E_x を、拡張誘起電圧という。

【0050】

ここで、式(10)を変形すると以下ようになる。

【0051】

【数 7】

$$\begin{bmatrix} e_{dc} \\ e_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R + pL_q & -\omega L_d \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots (13)$$

【0052】

式(11)と式(13)とは等しいので、以下の式が成り立つ。

【0053】

【数 8】

10

$$\begin{bmatrix} E_x \cos \Delta\theta \\ E_x \sin \Delta\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dc} \\ v_{qc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R + pL_q & -\omega L_d \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots (14)$$

【0054】

式(14)の各項を除算すると、以下の式が成り立つ。

【0055】

【数 9】

$$\frac{E_x \cos \Delta\theta}{E_x \sin \Delta\theta} = \tan \Delta\theta = \frac{v_{dc}^* - (R + pL_q)i_{dc}^* + \omega_{est}L_d i_{qc}^*}{v_{qc}^* - \omega_{est}L_d i_{dc}^* - (R + pL_q)i_{qc}^*} \dots (15)$$

20

【0056】

さらに、式(15)の逆正接をとると、以下のようなになる。

【0057】

【数 10】

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left\{ \frac{v_{dc}^* - (R + pL_q)i_{dc}^* + \omega_{est}L_d i_{qc}^*}{v_{qc}^* - \omega_{est}L_d i_{dc}^* - (R + pL_q)i_{qc}^*} \right\} \dots (16)$$

30

【0058】

推定部28は、式(16)に基づいて、誤差 を算出し、誤差 が0となるようにPLL制御を行うことで、速度 を推定し、推定速度 estを算出することができる。また、推定速度 estを積分することで、回転位相角 を推定し、推定回転位相角 estを算出することができる。

【0059】

図7は、上記の方法で速度 及び回転位相角 を推定する推定部28の構成を示す図である。図7に示すように、推定部28は、高周波検出部51と、 算出部52と、PLL制御部53と、積分器54と、を備える。

40

【0060】

高周波検出部51は、電流 idc, iq cの高周波成分を検出し、電流微分項 pidc, piqcを算出する。高周波検出部51が出力した電流微分項 pidc, piqcは、算出部52に入力される。算出部52が算出した誤差 は、PLL制御部53に入力される。なお、高周波検出部51の詳細は後述する。

【0061】

PLL制御部53は、誤差 が0になるようにPLL制御を行い、推定速度 estを算出する。PLL制御部53が出力した推定速度 estは、積分器54に入力される。

【0062】

50

積分器 54 は、推定速度 $e s t$ を積分し、推定回転位相角 $e s t$ を算出する。

【 0063 】

加算器 29 は、電圧指令生成部 25 が出力した電圧指令 $v d c^*$ と、高周波重畳部 30 が出力した高周波電圧 $v h$ と、を加算する。これにより、電圧指令 $v d c^*$ に高周波電圧 $v h$ が重畳される。高周波電圧 $v h$ を重畳された電圧指令 $v d c^*$ は、座標変換部 26 に入力される。

【 0064 】

高周波重畳部 30 は、 $S y n R M 1$ の電圧振幅指令 $V d q c^*$ 又はパワー $P m$ が閾値を下回る場合、高周波電圧 $v h$ を出力する。ここでいう電圧振幅指令 $V d q c^*$ とは、電圧指令 $v d c^*$, $v q c^*$ により設定される $S y n R M 1$ の端子電圧のことであり、 $V d q c^* = (v d c^{*2} + v q c^{*2})^{1/2}$ となる。また、パワー $P m$ とは、 $S y n R M 1$ の定格出力（軸出力）のことである。出力された高周波電圧 $v h$ は、加算器 29 により電圧指令 $v d c^*$ に重畳される。以下で、電圧指令 $v d c^*$ に高周波電圧 $v h$ を重畳する理由を説明する。

10

【 0065 】

上述の通り、推定部 28 は、拡張誘起電圧 $E x$ を用いて誤差 を算出し、速度 及び回転位相角 を推定する。しかしながら、 $S y n R M 1$ の負荷が小さい場合、式 (12) の拡張誘起電圧 $E x$ は小さくなる。

【 0066 】

ここで、図 8 及び図 9 は、従来の $P M S M$ 及び $S y n R M$ の速度に対するトルク、パワー $P m$ 、及び電圧振幅指令 $V d q c^*$ の特性を示す図である。図 8 は、各モータが大きなトルクを出力する重負荷時の特性を示す。図 9 は、各モータが小さなトルクを出力する軽負荷時の特性を示す。

20

【 0067 】

図 8 に示すように、従来の $P M S M$ 及び $S y n R M$ は、重負荷時には十分な拡張誘起電圧 $E x$ が得られる。このため、 $P M S M$ 及び $S y n R M$ を制御する制御装置は、ある速度 n を基準として、電圧指令 $v d c^*$ に対する高周波電圧 $v h$ の重畳を停止したとしても、 $P M S M$ 及び $S y n R M$ を脱調させることなく、安定した制御を継続することができる。

【 0068 】

また、図 9 に示すように、従来の $P M S M$ は、軽負荷時においても、回転速度に応じた磁石電圧が発生するため、比較的大きな拡張誘起電圧 $E x$ が得られる。このため、 $P M S M$ を制御する制御装置は、ある速度 n を基準として、電圧指令 $v d c^*$ に対する高周波電圧 $v h$ の重畳を停止したとしても、 $P M S M$ を脱調させることなく制御することができる。

30

【 0069 】

これに対して、図 9 に示すように、従来の $S y n R M$ は、軽負荷時に拡張誘起電圧 $E x$ が小さくなる。これは、上述の通りである。このため、 $S y n R M$ を制御する制御装置は、ある速度 n を基準として、電圧指令 $v d c^*$ に対する高周波電圧 $v h$ の重畳を停止すると、回転位相の推定が困難となり、 $S y n R M$ の脱調や、制御の不安定化を招く恐れがある。

40

【 0070 】

そこで、本実施形態に係る制御装置 2 は、図 10 に示すように、 $S y n R M 1$ の電圧振幅指令 $V d q c^*$ 又はパワー $P m$ が閾値を下回る場合に、電圧指令 $v d c^*$ に高周波電圧 $v h$ を重畳することにより、拡張誘起電圧 $E x$ を大きくし、 $S y n R M 1$ の制御を安定化させる。高周波電圧 $v h$ を重畳すると、式 (4) の $d c$ 軸の電流微分項は、 が極めて小さい場合以下ようになる。

【 0071 】

【数 1 1】

$$pi_{dc} = \frac{1}{L_d L_q} (L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta) v_h = \frac{\left(\frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \right)}{L_d L_q} v_h = \frac{v_h}{L_d} \dots (17)$$

【0072】

また、電流 I_{dq} が小さい場合、式 (12) の拡張誘起電圧 E_x は、以下のようになる。

【0073】

【数 1 2】

$$E_x = (L_d - L_q) pi_d \dots (18)$$

【0074】

式 (17) 及び式 (18) より、拡張誘起電圧 E_x は以下のようになる。

【0075】

【数 1 3】

$$E_x = (L_d - L_q) \frac{v_h}{L_d} \dots (19)$$

【0076】

式 (19) より、高周波電圧 v_h を重畳することにより、拡張誘起電圧 E_x が大きくなることがわかる。したがって、拡張誘起電圧 E_x を用いて回転位相角 を推定することができる。このとき、誤差 は、以下の式で表される。

【0077】

【数 1 4】

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \left\{ \frac{v_{dc}^* + \omega_{est} L_d i_{qc}^*}{v_{qc}^* - \omega_{est} L_d i_{dc}^*} \right\} \dots (20)$$

【0078】

ここで、図 11 は、高周波重畳部 30 の構成の一例を示す図である。図 11 の高周波重畳部 30 は、SynRM1 のパワー Pm に基づいて、高周波重畳の有無を切り替える。図 11 に示すように、高周波重畳部 30 は、判定部 60 を備える。

【0079】

判定部 60 は、SynRM1 のパワー Pm に基づいて、高周波電圧 v_h を重畳するか否かを判定する。判定部 60 は、判定結果に応じた信号を出力する。以下では、判定部 60 は、拡張誘起電圧 E_x が大きいと判定した場合に 0 を出力し、拡張誘起電圧 E_x が小さいと判定した場合に 1 を出力するものとする。

【0080】

高周波重畳部 30 は、判定部 60 が、拡張誘起電圧 E_x は大きいと判定した (0 を出力した) 場合、高周波電圧 v_h を出力しない。この場合、座標変換部 26 には、電圧指令 v_{dc}^* が入力される。

【0081】

これに対して、高周波重畳部 30 は、判定部 60 が、負荷は小さいと判定した (1 を出力した) 場合、高周波電圧 v_h を出力する。この場合、座標変換部 26 には、加算器 29

10

20

30

40

50

により高周波電圧 v_h を加算された電圧指令 v_{dc}^* が入力される。なお、高周波電圧 v_h は、以下の式で表される。

【 0 0 8 2 】

【 数 1 5 】

$$v_h = V_h \sin \omega t = V_h \sin 2\pi f_h \cdot \cdot \cdot (21)$$

【 0 0 8 3 】

式 (2 0) において、 V_h は振幅の設定値、 f_h は周波数の設定値である。

【 0 0 8 4 】

図 1 2 は、図 1 1 の判定部 6 0 の一例を示す図である。この判定部 6 0 は、上述の通り、 $SynRM1$ のパワー P_m に基づいて、高周波重畳が必要か否か判定する。具体的には、判定部 6 0 は、トルク指令 T^* 及び推定速度 est に基づいて、 $SynRM1$ のパワー P_m を算出し、パワー P_m と所定の閾値 P_r とを比較する。判定部 6 0 は、パワー P_m が閾値 P_r より小さい場合 ($P_m < P_r$)、負荷が小さいと判定する。

【 0 0 8 5 】

閾値 P_r は、速度 及び回転位相角 の推定精度が向上するように設定される。例えば、拡張誘起電圧 E_x を用いて回転位相角 を精度よく推定できる最低値を n とすると、モータ極対数を 1 とした場合の閾値 P_r に対応する拡張誘起電圧 E_x は以下の式で表される。

【 0 0 8 6 】

【 数 1 6 】

$$E_x = (L_d - L_q) \frac{v_h}{L_d} \geq n \cdot \cdot \cdot (22)$$

【 0 0 8 7 】

また、 $SynRM1$ のパワー P_m は以下の式で表される。

【 0 0 8 8 】

【 数 1 7 】

$$P_m = \omega_{est} (L_d - L_q) i_d i_q \cdot \cdot \cdot (23)$$

【 0 0 8 9 】

したがって、式 (2 2) , (2 3) より、回転位相角 を精度よく推定できる拡張誘起電圧最低値 n を満たす閾値 P_r は、以下のようになる。

【 0 0 9 0 】

【 数 1 8 】

$$P_r = \omega_{est} \cdot \frac{L_d}{v_h} n \cdot i_{dc} \cdot i_{qc} \geq P_m \cdot \cdot \cdot (24)$$

【 0 0 9 1 】

判定部 6 0 は、式 (2 4) を満たす閾値 P_r を逐次、或いは事前に算出し、パワー P_m と比較すればよい。これにより、パワー P_m が閾値 P_r より小さい場合に、高周波電圧 v_h が電圧指令 v_{dc}^* に重畳される。

【 0 0 9 2 】

なお、パワー P_m は、式 (2 3) 以外の代わりに、下記の数式を用いて演算してもよい。

【 0 0 9 3 】

10

20

30

40

50

【数 19】

$$P_m = V_{dc} i_{dc} + V_{qc} i_{qc} \cdots (25)$$

【0094】

また、高周波重畳部30は、SynRM1の電圧振幅指令 V_{dq}^* に基づいて、高周波重畳の有無を切り替えてもよい。この場合、高周波重畳部30には、トルク指令 T^* 及び推定速度 est の代わりに、電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* が入力される。

【0095】

そして、図13に示すように、判定部60は、電圧指令 v_{dc}^* 、 v_{qc}^* に基づいて SynRM1の電圧振幅指令 V_{dq}^* を算出し、電圧振幅指令 V_{dq}^* と閾値 V_r とを比較し、 $V_{dq}^* < V_r$ の場合に負荷が小さいと判定してもよい。これにより、電圧振幅指令 V_{dq}^* が閾値 V_r より小さい場合に、高周波電圧 v_h が電圧指令 v_{qc}^* に重畳される。

【0096】

このように、負荷が小さい場合に、高周波重畳部30が高周波電圧 v_h を電圧指令 v_{dc}^* に重畳することにより、拡張誘起電圧 E_x を大きくし、拡張誘起電圧 E_x を用いた速度 及び回転位相角 の推定精度を向上させることができる。

【0097】

ここで、推定部28の高周波検出部51の詳細について説明する。上述の通り、高周波重畳部30は、SynRM1の負荷が小さい場合、電圧指令 v_{qc}^* に高周波電圧 v_h を重畳する。推定部28は、高周波電圧 v_h が重畳されていない場合、式(16)により誤差 を算出し、高周波電圧 v_h が重畳されている場合、式(20)により誤差 を算出する。

【0098】

式(20)からわかるように、高周波電圧 v_h が重畳された場合、誤差 を算出するために、電流微分項 p_{idc} 、 p_{iqc} が必要となる。高周波検出部51は、この電流微分項 p_{idc} 、 p_{iqc} を算出する。推定部28は、高周波検出部51が算出した電流微分項 p_{idc} 、 p_{iqc} を式(20)に代入して、誤差 を算出する。

【0099】

図14は、高周波検出部51の構成を示す図である。図14に示すように、高周波検出部51は、バンドパスフィルタ55と、FFT解析部56と、を備える。

【0100】

バンドパスフィルタ55は、図15に示すように、入力された電流 i_{dc} 、 i_{qc} のうち、高周波電圧 v_h の周波数 f_h を含む所定の範囲の周波数成分を通過させ、範囲外の周波数成分を減衰させる。これにより、バンドパスフィルタ55は、電流 i_{dc} 、 i_{dq} から、周波数 f_h を有する高周波電流 i_{dc} 、 i_{qc} を検出する。バンドパスフィルタ55が出力した高周波電流 i_{dc} 、 i_{qc} は、FFT解析部56に入力される。

【0101】

FFT解析部56は、バンドパスフィルタ55が検出した高周波電流 i_{dc} 、 i_{qc} の振幅 $i_{dc} \text{ p-p}$ 、 $i_{qc} \text{ p-p}$ をそれぞれ算出する。FFT解析部56は、例えば、図16に示すように、高周波電流 i_{dc} 、 i_{qc} に対して、高周波電圧 v_h の1周期(= $1/f_h$)中に4回サンプリングを行い、サンプリングされた4つの電流値から振幅 $i_{dc} \text{ p-p}$ 、 $i_{qc} \text{ p-p}$ をそれぞれ算出する。

【0102】

高周波電流 i_{dc} 、 i_{qc} は、バンドパスフィルタ55によって余計な周波数成分を除去されている。このため、FFT解析部56は、図17に示すように、振幅 $i_{dc} \text{ p-p}$ 、 $i_{qc} \text{ p-p}$ を精度よく算出することができる。

【0103】

高周波検出部51は、FFT解析部56により算出した振幅 $i_{dc} \text{ p-p}$ 、 i_{qc}

$p - p$ を、サンプリング期間 $d t$ でそれぞれ除算することにより、電流微分項 $p i d c$, $p i q c$ を算出する。

【0104】

以上説明した通り、本実施形態に係るインバータ制御装置 2 は、 $S y n R M 1$ の負荷が低い場合、電圧指令 $v q c^*$ に高周波電圧 $v h$ を重畳する。これにより、 $S y n R M 1$ の負荷が低く、鎖交磁束により生じる誘起電圧が小さい場合であっても、拡張誘起電圧 $E x$ を大きくし、拡張誘起電圧 $E x$ を用いて $S y n R M 1$ の回転位相角 及び速度 を精度よく推定することができる。したがって、 $S y n R M 1$ の制御の不安定化や脱調を抑制することができる。

【0105】

なお、以上の説明では、インバータ制御装置 2 が $S y n R M 1$ の動作を制御する場合について説明したが、このインバータ制御装置 2 は、PMSM や、界磁磁束を二次巻線にて供給する巻線界磁式同期機の制御装置として利用することも可能である。

【0106】

また、インバータ制御装置 2 は、高周波電圧 $v h$ を電圧指令 $v q c^*$ に重畳してもよいし、高周波電流を電流指令 $i d c^*$, $i q c^*$ に重畳してもよい。いずれの場合も、拡張誘起電圧 $E x$ を大きくすることができるため、上述の効果が得られる。

【0107】

また、高周波重畳部 30 は、 $S y n R M 1$ の回転位相角の誤差 に基づいて、高周波重畳の有無を切り替えてもよい。この場合、高周波重畳部 30 には、トルク指令 T^* 及び推定速度 $e s t$ の代わりに、推定部 28 が算出した誤差 が入力される。

【0108】

そして、判定部 60 は、誤差 と閾値 r とを比較し、 $| | > r$ の場合に負荷が小さいと判定してもよい。これにより、図 18 に示すように、誤差 が閾値 r より大きい場合に、高周波電圧 $v h$ が電圧指令 $v q c^*$ に重畳される。

【0109】

センサレス制御においては、回転位相角の誤差 は、ゼロに近づくように制御されており、誤差 が閾値を超える場合に高周波重畳することで、位相角誤差をゼロへ収束しやすくすることができる。また、 $S y n R M 1$ の制御の不安定化や脱調を抑制することができる。

【0110】

また、インバータ制御装置 2 は、拡張誘起電圧 $E x$ を用いたセンサレス制御に限らず、オブザーバや PWM 高調波を用いたセンサレス制御に適用することも可能である。

【0111】

また、インバータ制御装置 2 は、電流検出器 22 を備えず、電流センサレスで $S y n R M 1$ を制御してもよい。この場合も、同様の効果が得られる。

【0112】

(第 1 実施形態の変形例)

次に、第 1 実施形態に係る高周波重畳部 30 の変形例について、図 19 ~ 図 21 を参照して説明する。この高周波重畳部 30 は、 $S y n R M 1$ の負荷に応じて、重畳する高周波電圧 $v h$ の振幅 $V h$ を変化させる。図 19 は、この高周波重畳部 30 の構成を示す図である。図 19 に示すように、高周波重畳部 30 は、振幅算出部 61 を更に備える。

【0113】

振幅算出部 61 は、 $S y n R M 1$ のパワー $P m$ 又は電圧振幅指令 $V d q c^*$ に基づいて、高周波電圧 $v h$ の振幅 $V h$ を算出する。振幅算出部 61 は、 $S y n R M 1$ のパワー $P m$ 又は電圧振幅指令 $V d q c^*$ が小さいほど、振幅 $V h$ が大きくなるように算出する。

【0114】

例えば、判定部 60 が $S y n R M 1$ のパワー $P m$ を用いて判定を行う場合、図 19 に示すように、振幅算出部 61 は、トルク指令 T^* 及び推定速度 $e s t$ に基づいて、以下の式により振幅 $V h$ を算出する。

【0115】

10

20

30

40

50

【数 2 0】

$$V_h = \omega_{est} \cdot \frac{L_d}{P_m} \cdot n \cdot |i_d \cdot i_q| \cdots (26)$$

【0 1 1 6】

これにより、図 2 0 に示すように、振幅 V_h は、パワー P_m が小さい程大きくなる。振幅 V_h の値は、式 (2 4) の関係を満たすように決定すればよい。

【0 1 1 7】

また、電圧振幅指令 V_{dq}^* を用いて高周波電圧 v_h の振幅 V_h を変更する場合、振幅算出部 6 1 は、以下の式により振幅 V_h を算出してもよい。 10

【0 1 1 8】

【数 2 1】

$$V_h = n \sqrt{\left(\frac{V_{dq}}{\omega_{est} \cdot i_d}\right)^2 + \left(L_q \frac{i_q}{i_d}\right)^2} \cdots (27)$$

【0 1 1 9】

これにより、振幅 V_h は、一定の電流を通电している場合は、電圧振幅指令 V_{dq}^* に依存せず、速度 に反比例して減少し、図 2 1 に示すような特性となる。 20

【0 1 2 0】

このような構成により、インバータ制御装置 2 は、速度 や拡張誘起電圧 E_x の関係を用いて重畳する高周波電圧 v_h を可変することが可能となる。

【0 1 2 1】

なお、この高周波重畳部 3 0 は、SynRM1 の負荷に応じて高周波電流 v_h の周波数 f_h を変更させてもよい。また、高周波重畳部 3 0 は、パワー P_m や電圧振幅指令 V_{dq}^* に限らず、推定速度 ω_{est} やトルク指令 T^* に応じて、振幅 V_h を変化させてもよい。

【0 1 2 2】

(第 2 実施形態)

次に、第 2 実施形態に係るインバータ制御装置 2 について、図 2 2 ~ 図 2 6 を参照して説明する。本実施形態に係るインバータ制御装置 2 は、回転位相角 及び速度 の推定方法を 2 種類利用し、SynRM1 の負荷に応じて、これらの推定方法を切替える。 30

【0 1 2 3】

図 2 2 は本実施形態に係るモータ駆動システムの構成を示す図である。図 2 2 に示すように、本実施形態に係るインバータ制御装置 2 は、制御方式切替え部 7 0 を更に備える。以下、第 1 実施形態との相違点について説明する。

【0 1 2 4】

電圧指令生成部 2 5 は、図 2 3 に示すように、電圧指令 v_{dc}^* , v_{qc}^* と共に、電圧 ACRd を出力する。電圧指令生成部 2 5 が出力した電圧 ACRd は、推定部 2 8 に入力される。 40

【0 1 2 5】

制御方式切替え部 7 0 は、SynRM1 の電圧振幅指令 V_{dq}^* 又はパワー P_m に応じて 2 値の制御切替え信号を出力する。本実施形態では、この制御切替え信号によって、回転位相角 及び速度 の推定方法などの制御方式が切替えられる。以下では、制御方式切替え部 7 0 は、電圧振幅指令 V_{dq}^* 又はパワー P_m が小さい場合に 0 を出力し、電圧振幅指令 V_{dq}^* 又はパワー P_m が大きい場合に 1 を出力するものとする。

【0 1 2 6】

制御方式切替え部 7 0 は、図 2 4 に示すように、電圧指令 v_{dc}^* , v_{qc}^* に基づい 50

て SynRM1 の電圧振幅指令 V_{dq}^* を算出し、電圧振幅指令 V_{dq}^* と閾値 V_r とを比較し、 $V_{dq}^* < V_r$ の場合に負荷が小さいと判定してもよい。

【0127】

また、制御方式切替え部 70 は、トルク指令 T^* 及び推定速度 e_{st} に基づいて、SynRM1 のパワー P_m を算出し、パワー P_m と所定の閾値 P_r とを比較し、 $P_m < P_r$ の場合に負荷が小さいと判定してもよい。

【0128】

さらに、制御方式切替え部 70 は、推定速度 e_{st} と所定の閾値 r とを比較し、 $e_{st} < r$ の場合に高周波電圧 v_h を重畳する必要があると判定してもよい。

【0129】

高周波重畳部 30 は、制御方式切替え部 70 から制御切替え信号を入力される。高周波重畳部 30 は、制御切替え信号として 0 を入力された場合、高周波電圧 v_h を出力し、制御切替え信号として 1 を入力された場合、高周波電圧 v_h を出力しない。高周波重畳部 30 が出力した高周波電圧 v_h は、推定部 28 及び加算器 29 に入力される。

【0130】

加算器 29 は、電圧指令 v_{dc}^* と高周波電圧 v_h とを加算し、座標変換部 26 に入力する。これにより、高周波電圧 v_h が電圧指令 v_{dc}^* に重畳される。

【0131】

推定部 28 は、図 25 に示すように、PLL 制御部 53 と、積分器 54 と、第 1 推定部 57 と、第 2 推定部 58 と、スイッチ 59 と、を備える。第 1 推定部 57 及び第 2 推定部 58 は、それぞれ異なる方法で誤差 $\Delta\theta$ を算出する。

【0132】

第 1 推定部 57 は、高周波電圧 v_h と電流 i_{dc} とに基づいて、誤差 $\Delta\theta$ を算出する。電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_h が重畳された場合、電流微分項 pi_{dc} は以下の式で表される。

【0133】

【数 22】

$$pi_{dc} = \frac{L_d \sin 2\Delta\theta}{L_d L_q} v_h \cdots (28)$$

30

【0134】

誤差 $\Delta\theta$ が十分に小さい場合、式 (28) より、誤差 $\Delta\theta$ は以下の式で表される。

【0135】

【数 23】

$$\Delta\theta = \frac{L_d L_q}{(L_d - L_q) v_h} pi_{dc} \cdots (29)$$

40

【0136】

第 1 推定部 57 は、式 (29) に基づいて、誤差 $\Delta\theta$ を算出する。

【0137】

第 2 推定部 58 は、PI 制御器 41 が出力した電圧 ACR_d と、フィードフォワード電圧 V_{d_FF} 、 V_{q_FF} と、の関係を用いて誤差 $\Delta\theta$ を算出する。具体的には、第 2 推定部 58 は、電流 i_{dc} 、 i_{qc} 及び電圧 ACR_d に基づいて、誤差 $\Delta\theta$ を算出する。

【0138】

誤差 $\Delta\theta$ が生じる場合、式 (2) より、フィードフォワード電圧 V_{d_FF} 、 V_{q_FF} は、以下の式で表される。

【0139】

【数 2 4】

$$\begin{bmatrix} ACR_d \\ ACR_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dc}^* - v_{d_FF} \\ v_{qc}^* - v_{q_FF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{est} L_1 \\ -\omega_{est} L_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} + \omega_{est} L_1 \begin{bmatrix} -\sin 2\Delta\theta & \cos 2\Delta\theta \\ \cos 2\Delta\theta & \sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} \dots (30)$$

0)

【0 1 4 0】

ここで、式(30)のdc軸成分に着目すると、以下の式が成り立つ。

【0 1 4 1】

10

【数 2 5】

$$\Delta v_{dc}^* = -\omega_{est} L_1 \sin 2\Delta\theta i_{dc} + \omega_{est} L_1 (1 - \cos 2\Delta\theta) i_{qc} \dots (31)$$

【0 1 4 2】

誤差 が十分に小さい場合、式(31)より、誤差 は以下の式で表される。

【0 1 4 3】

【数 2 6】

$$\Delta\theta = \frac{-ACR_d}{\omega_{est} L_1 i_{dc}} \dots (32)$$

20

【0 1 4 4】

第2推定部58は、式(32)に基づいて、誤差 を算出する。

【0 1 4 5】

スイッチ59は、PLL制御部53に入力される誤差 を、制御切替え信号に応じて切替える。スイッチ59は、制御切替え信号として0を入力された場合、第1推定部57が出力した誤差 をPLL制御部53に入力する。スイッチ59は、制御切替え信号として1を入力された場合、第1推定部58が出力した誤差 をPLL制御部53に入力する。

30

【0 1 4 6】

PLL制御部53は、誤差 に対してPLL制御を行い、推定速度 e_{st} を算出する。積分器54は、推定速度 e_{st} を積分し、推定回転位相角 e_{st} を算出する。

【0 1 4 7】

以上説明した通り、本実施形態に係るインバータ制御装置2は、図26に示すように、高周波電圧 v_h を重畳することで発生する高調波電流を用いて回転位相を推定する第1の制御方式と、鎖交磁束による電圧を用いて回転位相を推定する第2の制御方式と、の2種類の制御方式を用いてSynRM1を制御する。

【0 1 4 8】

第1の制御方式では、インバータ制御装置2は、電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_h を重畳し、高周波電圧 v_h が重畳された電圧指令 v_{dc}^* に基づいて誤差 を算出し、この誤差 に基づいて回転位相角 及び速度 を推定する。これにより、インバータ制御装置2は、拡張誘起電圧 E_x を大きくし、回転位相角 及び速度 の推定精度を向上させることができる。

40

【0 1 4 9】

また、第2の制御方式では、インバータ制御装置2は、電圧指令 v_{dc}^* に高周波電圧 v_h を重畳せずに、回転位相角 及び速度 を推定する。これにより、インバータ制御装置2は、トルクリプルやそれに起因した騒音、ノイズ、及び高周波損失を低減することができる。

【0 1 5 0】

50

なお、第2推定部58による誤差の算出方法として、高周波電圧 v_h を用いない任意の方法を選択することができる。例えば、第2推定部58は、オブザーバや電圧ACR d 、ACR q を用いて誤差を算出してもよい。

【0151】

また、制御方式切替え部70は、ヒステリシス動作により、制御切替え信号が頻繁に変更されないように構成されてもよい。

【0152】

なお、本発明は上記各実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また、上記各実施形態に開示されている複数の構成要素を適宜組み合わせることによって種々の発明を形成できる。また例えば、各実施形態に示される全構成要素からいくつかの構成要素を削除した構成も考えられる。さらに、異なる実施形態に記載した構成要素を適宜組み合わせてもよい。

10

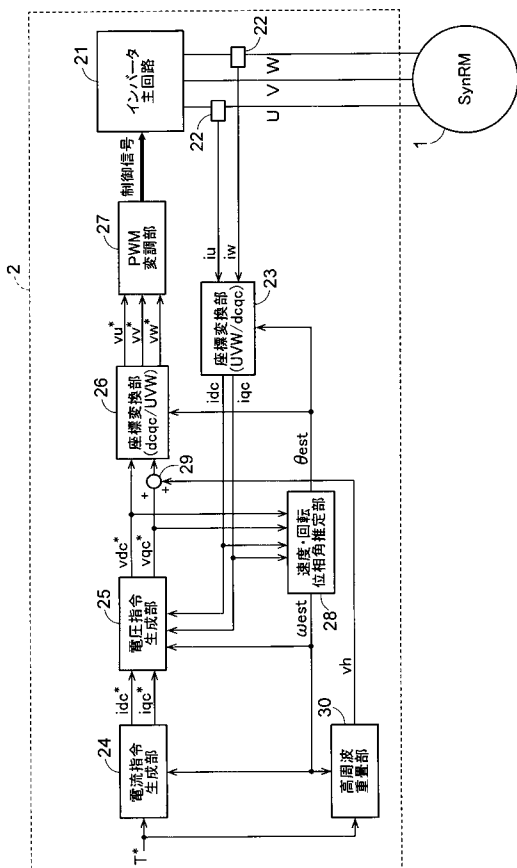
【符号の説明】

【0153】

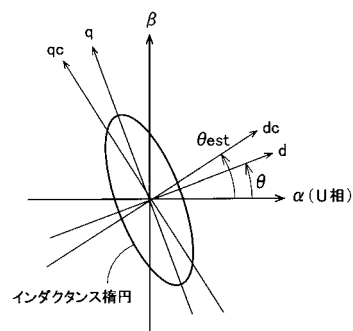
1：モータ(SynRM)、2：インバータ制御装置、21：インバータ主回路、22：電流検出器、23：座標変換部、24：電流指令生成部、25：電圧指令生成部、26：座標変換部、27：PWM変調器、28：速度・回転位相角推定部、29：加算器、30：高周波重畳部、31：インダクタンステーブル、32：電流位相角テーブル、41：PI制御器、42：フィードフォワード指令生成部、43, 44：加算器、51：高周波検出部、52：算出部、53：PLL制御部、54：積分器、55：バンドパスフィルタ、56：FFT解析部、57：第1推定部、58：第2推定部、59：スイッチ、60：判定部、61：振幅算出部、70：制御方式切替え部

20

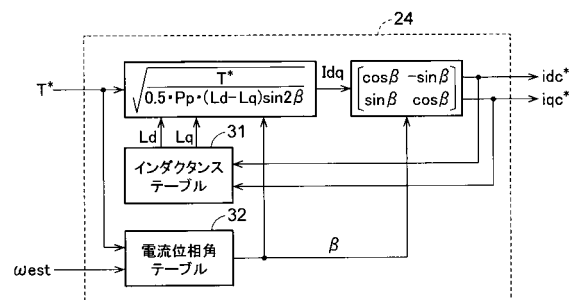
【図1】



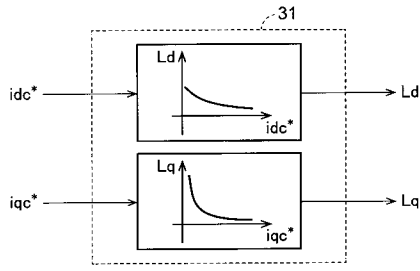
【図2】



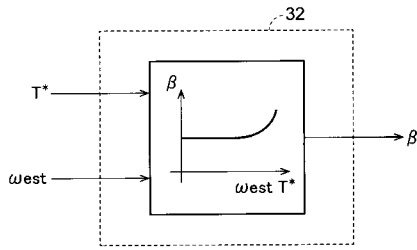
【図3】



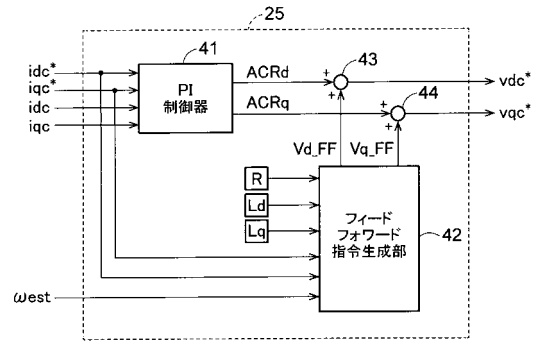
【図4】



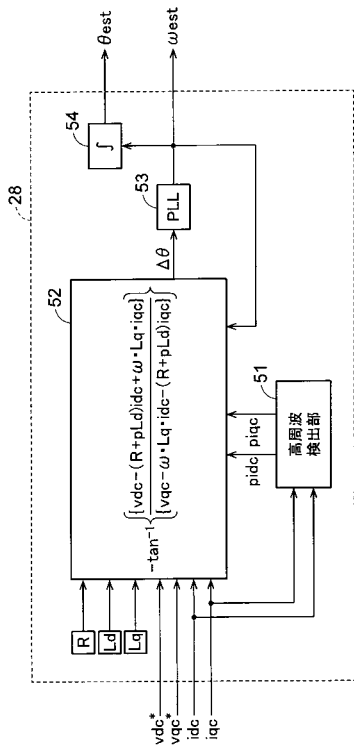
【図5】



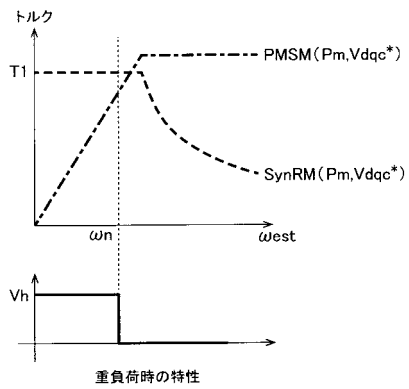
【図6】



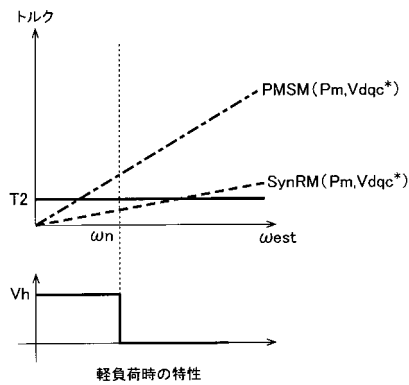
【図7】



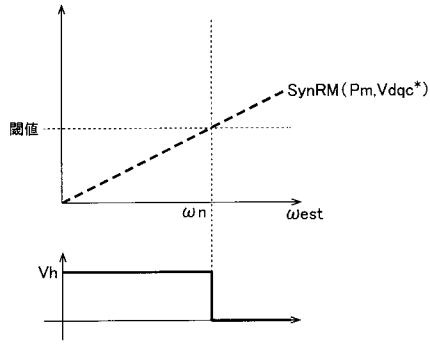
【図8】



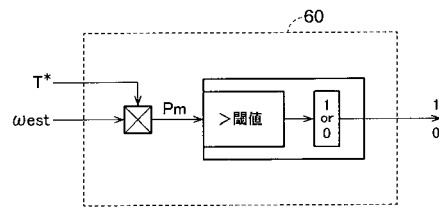
【図9】



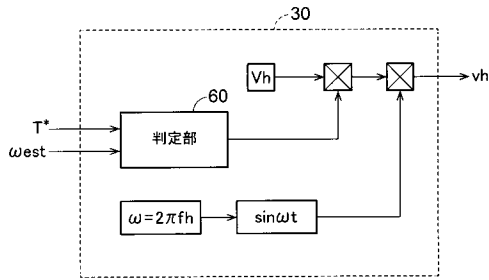
【図10】



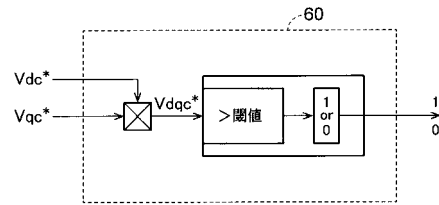
【図12】



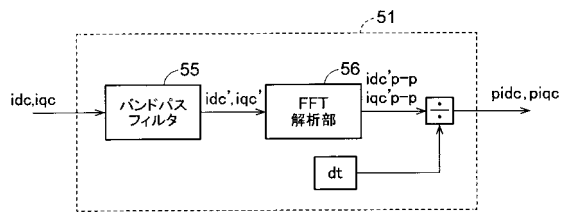
【図11】



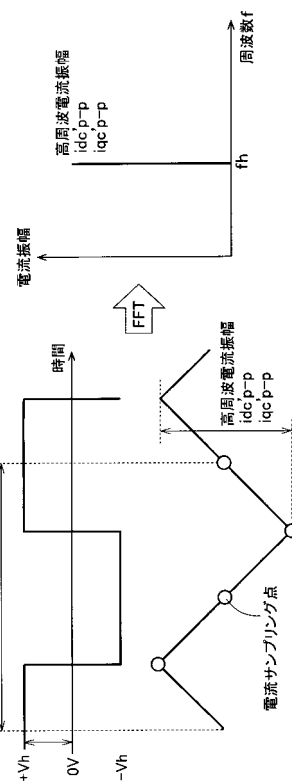
【図13】



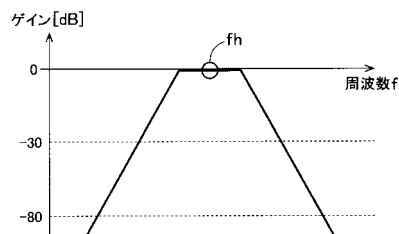
【図14】



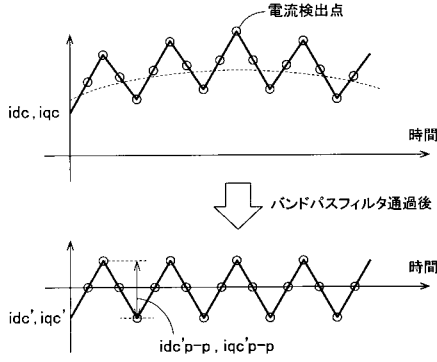
【図16】



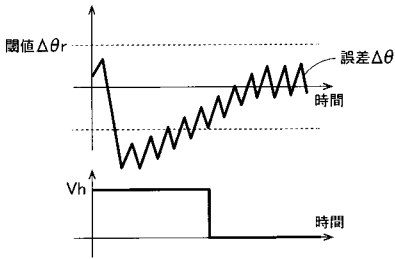
【図15】



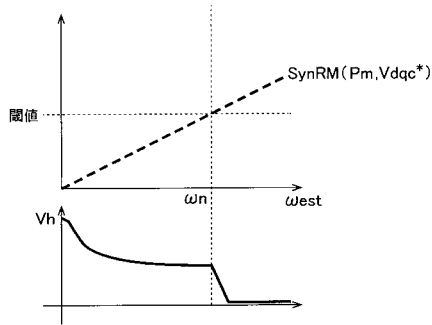
【図17】



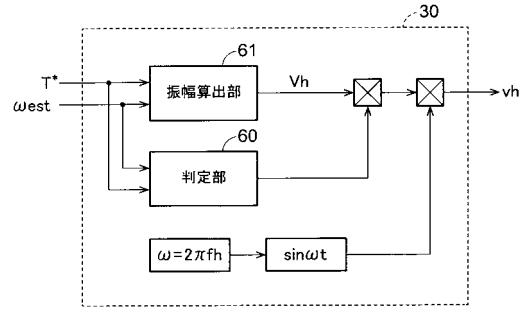
【図18】



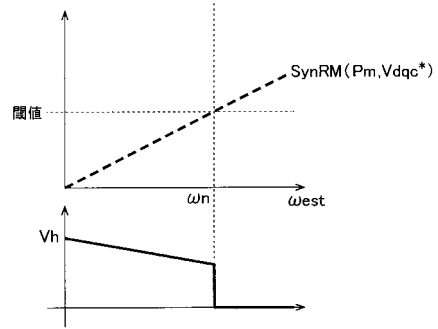
【図21】



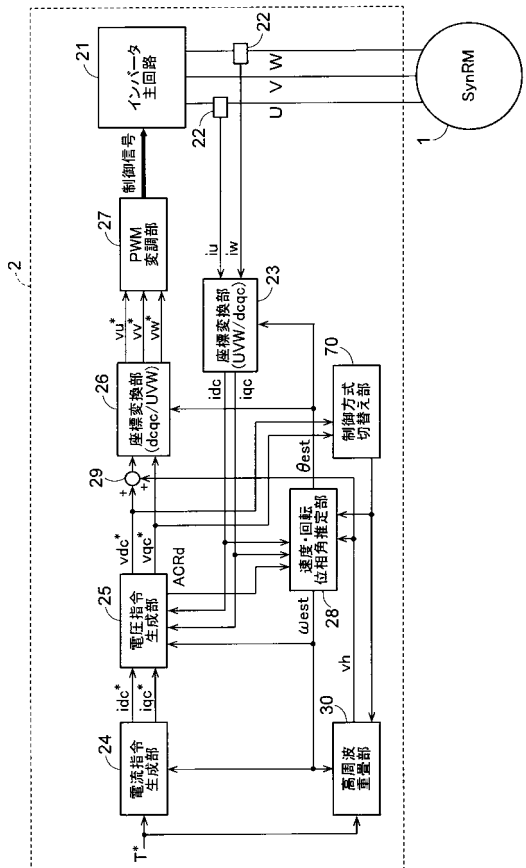
【図19】



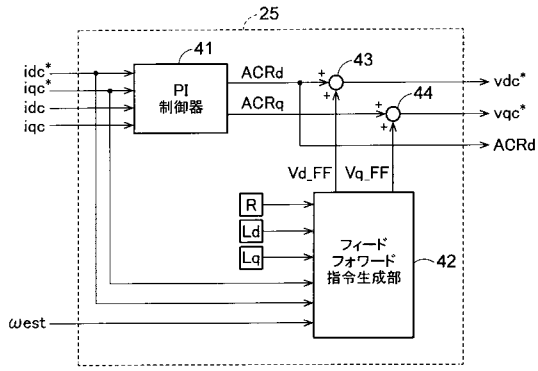
【図20】



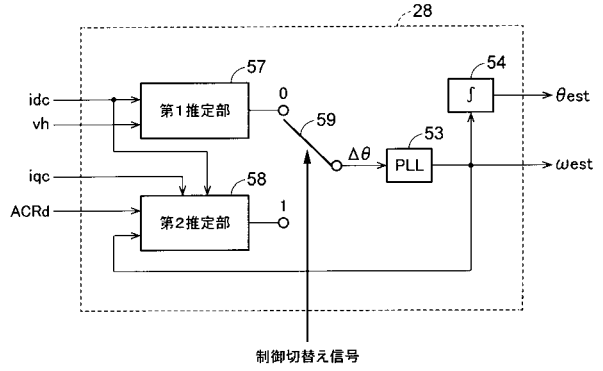
【図22】



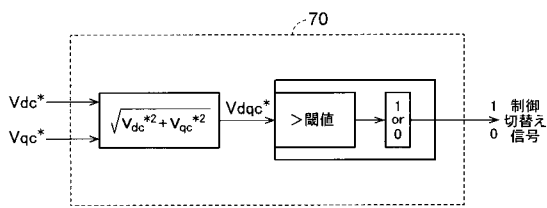
【図23】



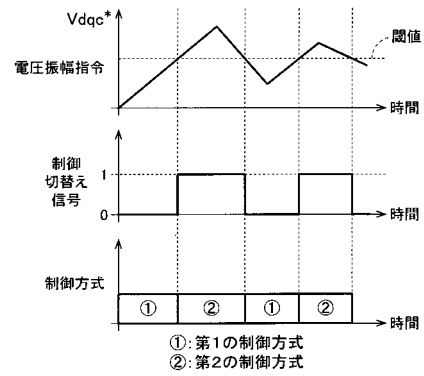
【図25】



【図24】



【図26】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/084540

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2014-39414 A (Yaskawa Electric Corp.), 27 February 2014 (27.02.2014), claim 1; fig. 1, 6 & US 2014/0049202 A1 claim 1; fig. 1, 6 & EP 2698916 A2 & CN 103595326 A & KR 10-2014-0023203 A	1-12
A	WO 2010/073865 A1 (Aisin AW Co., Ltd.), 01 July 2010 (01.07.2010), claims 1 to 5; fig. 2 to 4 & JP 2010-154597 A & US 2010/0156334 A1 claims 1 to 5; fig. 2 to 4 & CN 102124644 A	7-11

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 2 0 1 5 / 0 8 4 5 4 0	
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H02P25/08(2016.01)i, H02P6/18(2016.01)i			
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H02P25/08, H02P6/18			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2016年 日本国実用新案登録公報 1996-2016年 日本国登録実用新案公報 1994-2016年			
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号	
X Y A Y	WO 2014/157628 A1 (アイシン・エイ・ダブリュ株式会社) 2014. 10. 02, 段落[0059]-[0065], 図 1 & US 2015/0357956 A1, 段落 [0057]-[0063], 第 1 図 & CN 105027422 A JP 2007-185080 A (有限会社シー・アンド・エス国際研究所) 2007. 07. 19, 請求項 2, 段落【0055】-【0056】, 図 2-3 (ファミリーなし)	1, 8-9, 12 7 2-6, 10-11 7	
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。		<input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。	
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願		の日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の 1 以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献	
国際調査を完了した日 02. 03. 2016		国際調査報告の発送日 15. 03. 2016	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号 100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目 4 番 3 号		特許庁審査官 (権限のある職員) マキロイ 寛済 電話番号 03-3581-1101 内線 3357	3 V 4 0 3 1

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 2 0 1 5 / 0 8 4 5 4 0
C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2014-39414 A (株式会社安川電機) 2014.02.27, 請求項 1, 図 1, 6 & US 2014/0049202 A1, 請求項 1, 第 1, 6 図 & EP 2698916 A2 & CN 103595326 A & KR 10-2014-0023203 A	1-12
A	WO 2010/073865 A1 (アイシン・エイ・ダブリュ株式会社) 2010.07.01, 請求項 1-5, 図 2-4 & JP 2010-154597 A & US 2010/0156334 A1, 請求項 1-5, 第 2-4 図 & CN 102124644 A	7-11

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(72)発明者 茂田 智秋
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝 知的財産室内

(72)発明者 谷口 峻
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝 知的財産室内

(72)発明者 鈴木 健太郎
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝 知的財産室内

(72)発明者 結城 和明
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝 知的財産室内

Fターム(参考) 5H501 BB11 DD09 GG05 HB08 HB16 JJ04 JJ17 JJ24 LL14 LL22
LL35

(注)この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。