

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6485810号
(P6485810)

(45) 発行日 平成31年3月20日 (2019.3.20)

(24) 登録日 平成31年3月1日 (2019.3.1)

(51) Int. Cl.	F I
H O 2 P 29/00 (2016.01)	H O 2 P 29/00
H O 2 P 21/00 (2016.01)	H O 2 P 21/00
H O 2 P 27/04 (2016.01)	H O 2 P 27/04

請求項の数 11 外国語出願 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2016-7085 (P2016-7085)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成28年1月18日 (2016.1.18)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2016-144389 (P2016-144389A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成28年8月8日 (2016.8.8)	(74) 代理人	100110423
審査請求日	平成30年10月4日 (2018.10.4)		弁理士 曾我 道治
(31) 優先権主張番号	14/612,429	(74) 代理人	100111648
(32) 優先日	平成27年2月3日 (2015.2.3)		弁理士 梶並 順
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100122437
早期審査対象出願			弁理士 大宅 一宏
		(74) 代理人	100147566
			弁理士 上田 俊一
		(74) 代理人	100161171
			弁理士 吉田 潤一郎
		(74) 代理人	100161115
			弁理士 飯野 智史

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導モーターのローター角速度を制御するための方法及びシステム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

誘導モーターのローター角速度を制御するための方法であって、
 前記誘導モーターの動作条件を検知して、被測定信号を生成するステップと、
 誘導モーターモデルに状態変換を適用することによって前記被測定信号を変換して、変換済み誘導モーターモデルを生成するステップと、
 前記被測定信号に基づいて、前記変換済み誘導モーターモデルの変換済み状態推定値を生成するステップであって、前記変換済み誘導モーターモデルの前記変換済み状態推定値は、前記変換済み誘導モーターモデルの1組のサブシステムの1組の推定器によって生成され、前記1組のサブシステムは、前記状態変換を前記誘導モーターモデルに適用して、前記変換済み誘導モーターモデルを得ることと、前記変換済み誘導モーターモデルを前記1組のサブシステムに分解することと、先行するサブシステムの状態を既知として扱うことによって各サブシステムの状態推定器を設計することとによって決定される、ステップと、

前記変換済み状態推定値に前記状態変換の逆変換を適用して、前記誘導モーターモデルの状態推定値を生成するステップと、

前記状態推定値に基づいて、前記誘導モーターへの制御入力電圧を決定するステップと、

前記誘導モーターに前記制御入力電圧を印加して、前記ローター角速度を制御するステップと

10

20

を含む、方法。

【請求項 2】

前記被測定信号は前記誘導モーターのステーター電圧及びステーター電流である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記 1 組のサブシステムの状態は逐次的に推定され、それによって、先行するサブシステムの前記状態が後続のサブシステムにとって既知である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

特定の状態変換が、

【数 1】

10

$$Z = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \alpha\Phi_{dr} + \omega\Phi_{qr} & \alpha\Phi_{qr} - \omega\Phi_{dr} & \omega \end{bmatrix}$$

であり、ここで、 i_{ds} 、 i_{qs} 、 Φ_{dr} 、 Φ_{qr} は、それぞれ、d 軸におけるステーター電流、q 軸におけるステーター電流、d 軸におけるローター磁束、q 軸におけるローター磁束及びローター角速度を表し、 α は所定の定数である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記 1 組のサブシステムは、状態 (i_{ds} 、 $\Phi_{dr} + \Phi_{qr}$) を有するサブシステムと、状態 (i_{qs} 、 $\Phi_{qr} - \Phi_{dr}$) を有するサブシステムと、状態 ω を有するサブシステムとを含む、請求項 4 に記載の方法。

20

【請求項 6】

前記 1 組のサブシステムは、状態 (i_{ds} 、 $\Phi_{dr} + \Phi_{qr}$ 、 i_{qs} 、 $\Phi_{qr} - \Phi_{dr}$) を有するサブシステムと、状態 ω を有するサブシステムとを含む、請求項 4 に記載の方法。

【請求項 7】

特定の状態変換が、

【数 2】

$$\bar{Z} = [i_{ds}, i_{qs}, \beta\phi_{dr} + i_{ds}, \beta\phi_{qr} + i_{qs}, \omega]$$

30

であり、ここで、

【数 3】

$$\bar{Z}$$

は新たな座標を表し、 β は所定の定数である、請求項 4 に記載の方法。

【請求項 8】

前記 1 組のサブシステムは、状態 (i_{ds} 、 i_{qs} 、 $\Phi_{dr} + i_{ds}$ 、 $\Phi_{qr} + i_{qs}$) を有するサブシステムと、状態 ω を有するサブシステムとを含む、請求項 4 に記載の方法。

40

【請求項 9】

各サブシステムに対して高利得オブザーバーが用いられる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 10】

各サブシステムに対して有限時間収束オブザーバーが用いられる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 11】

誘導モーターのローター角速度を制御するためのシステムであって、

前記誘導モーターの動作条件を検知して、被測定信号を生成するように構成されるセンサーと、

50

誘導モーターモデルに状態変換を適用することによって前記被測定信号を変換して、変換済み誘導モーターモデルを生成するように構成される変換ブロックと、

前記被測定信号に基づいて前記変換済み誘導モーターモデルの変換済み状態推定値を生成するとともに、前記変換済み状態推定値に前記状態変換の逆変換を適用して、前記誘導モーターモデルの状態推定値を生成する手段であって、前記変換済み誘導モーターモデルの前記変換済み状態推定値は、前記変換済み誘導モーターモデルの１組のサブシステムの１組の推定器によって生成され、前記１組のサブシステムは、前記状態変換を前記誘導モーターモデルに適用して、前記変換済み誘導モーターモデルを得ることと、前記変換済み誘導モーターモデルを前記１組のサブシステムに分解することと、先行するサブシステムの状態を既知として扱うことによって各サブシステムの状態推定器を設計することによって決定される、手段と、

10

前記状態推定値に基づいて前記誘導モーターへの制御入力電圧を決定するとともに、前記誘導モーターに前記制御入力電圧を印加して、前記ローター角速度を制御する手段と、を備える、システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は包括的には電気モーターを制御することに関し、より詳細には、誘導モーターのセンサーレス角速度制御に関する。

【背景技術】

20

【０００２】

誘導モーターのための調整可能速度モータードライブが、維持管理コストが低く、性能が高いことに起因して産業用途において広く使用される。しかしながら、高い非線形性を有する動態に起因して、誘導モーターの制御は難しい。種々の手段の中でも、ベクトル（磁界方向）制御が良好な解決策であると思われる、成熟技術として発展してきた。電気モーターのための速度センサーレスモータードライブは、モーター速度を測定するのを回避することによって、実用上有利である。

【０００３】

従来技術は、電圧モデルに基づく直接積分手法、適応オブザーバー手法及び拡張カルマンフィルタ手法等を含む、速度センサーレス制御技術を記述している。電圧モデルに基づく直接積分は、測定が不正確であると誤差が累積されるという難点がある。

30

【０００４】

図１Ａ及び図１Ｂは、誘導モーター１０４のための従来技術の速度センサーレスモータードライブを示す。モータードライブへの入力は、基準ローター磁束振幅信号１１１である。磁束推定器ブロック１０６からの推定値１１２が信号１１１に加えられ、信号１１３が信号１１１と１１２との間の差を表すようになる。

【０００５】

磁束制御ブロック１０１が、ｄ軸におけるローター磁束鎖交を制御するために用いられるステーター電流１１４を求める。信号１１５が、磁束推定器１０６によって生成される、ｄ軸における推定値又は真のステーター電流である。信号１１５と１１４との間の差１１６が、ｄ軸における基準ステーター電圧１２３を求めるために、電流制御ブロック１０３によって用いられる。同様に、信号１１７が誘導モーターの所望のローター速度基準を表す。

40

【０００６】

信号１１８が、磁束推定器１０６の出力信号１２６に基づいて、速度推定器１０７によって生成された推定ローター速度を表す。信号１１７と１１８との間の差１１９が、ｑ軸における基準ステーター電流１２０を求めるために速度制御ブロック１０２によって用いられる。

【０００７】

ｑ軸における推定ステーター電流又は真のステーター電流１２１が、モータートルクを

50

制御するために用いられる仮想 q 軸における基準ステータ電流 120 と比較され、差信号 122 が生成される。電流制御ブロック 103 は、差信号 116 及び 122 に基づいて、d 軸及び q 軸におけるステータ電圧信号 123 を求める。クラーク変換又はパーク変換 104 が、d 軸及び q 軸における所望のステータ電圧信号を、誘導モータ 105 を駆動する三相電圧 124 に変換する。

【0008】

磁束推定器 106 は、入力信号として、三相電圧 124 と、検知された (131) 相電流 125 とを取り込み、推定ステータ電流又は被測定ステータ電流 115 及び 121 と、推定ロータ磁束振幅 112 と、推定ロータ速度信号 118 とを出力し、差信号 113、116、119 及び 122 が生成されることに留意されたい。信号 119 は速度制御 102 のために用いられる。

10

【0009】

従来技術のセンサレス速度モータドライブの性能は、磁束推定器 106 及び速度推定器 107 の性能に大きく依存している。

【0010】

図 2A 及び図 2B は、検知用誘導モータのセンサー類 202 によって測定され、平衡三相であり、かつ直交固定座標内にあると仮定されるステータ電流及び電圧信号 211 と、誘導モータモデル 201 とに基づく従来技術の推定器方法を示す。平衡三相に関する量 (誘導モータモデル及び被測定信号内の変数を含む) が平衡二相に関する量に変換されるように、最初にクラーク変換 203 を適用して、誘導モータモデル 201 及び被検知信号 211 を変換する。

20

【0011】

平衡三相量のクラーク変換の結果としての平衡二相量は、依然として直交固定座標系内にあり、それゆえ、平衡二相直交固定座標系内の量と呼ばれる。或る従来技術は、平衡二相直交固定座標系内の量にパーク変換を適用し、パーク変換はその量を平衡二相直交回転座標系内の量に変換する。

【0012】

ブロック 204 は推定器を表しており、推定器は、誘導モータモデルに基づいて、クラーク変換を適用するか、又はクラーク変換及びパーク変換を適用する結果として、ここで状態座標と呼ばれる、ステータ電流信号、ロータ磁束信号及びロータ速度信号の推定値を生成するように設計される。クラーク変換及びパーク変換はいずれも状態変換ではなく、それゆえ、誘導モータモデル内の状態変数は、クラーク変換及びパーク変換が適用された後に同じ物理的意味を持つことに留意されたい。これは推定器の選択に制約を課し、それゆえ、結果として推定性能が不満足になる。例えば、電圧モデルに基づく直接積分は、測定が不正確であると誤差が累積されるという難点がある。適応オブザーバ手法及び拡張カルマンフィルター手法は、速度が未知のパラメータとして扱われ、その特定に時間がかかるので、速度追跡性能が低くなる。

30

【0013】

この事実が図 2B によって詳述されており、図 2B では、ブロック 222 が、ロータ速度が未知のパラメータであるという無用な仮定を表し、速度推定器 223 が、ブロック 221 及び仮定 222 の出力に基づいて、ロータ速度推定値を生成する。

40

【0014】

全般に、大部分の従来技術の速度センサレスモータドライブは、推定器設計が固定状態座標において、無用な仮定 (例えば、パラメータ仮定) の下で実行されるので、速度追跡性能に限られる。状態変換が自由であることにより、誘導モータモデルを単純にすることができ、それゆえ、高性能の推定器を可能にするかもしれないが、固定状態座標を有するシステムのための推定器設計を実行することは、状態変換が自由であるということを利用し損なう。

【発明の概要】

【0015】

50

本発明の実施形態は可変速度誘導モーターのモータードライブに適用可能な速度センサーレス制御システム及び方法を提供する。その実施形態は、誘導モーターのモデルの状態変換を用いて、その方法を簡単にする。

【0016】

本発明は、誘導モーターモデルが元の座標においては強く結び付けられ、或る特定の仮定が課せられない限り、簡単なオブザーバー設計を可能にするいかなる構造にも結び付けられず、例えば、従来技術と同様に、ローター速度を未知のパラメーターとして扱う構造には結び付けられないので、広帯域速度センサーレス制御システムに到達するのが困難であるという理解に基づく。

【0017】

本発明は、状態変換、すなわち、座標の変更を導入して、誘導モーターモデルを特定の構造にすることができ、それゆえ、新たな座標において誘導モーターモデルが部分的に切り離されることを教示する。構造化された誘導モーターモデルは通常、オブザーバー設計を簡単にし、それにより高い推定性能がもたらされる。

【0018】

本発明は、推定誤差の動態を強制的に迅速に収束させるオブザーバー利得の決定を更に教示する。一実施形態では、誘導モーターモデルに状態変換を適用することによって、d軸におけるローター磁束及びステーター電流の推定誤差の動態が残りの推定誤差から部分的に切り離されるような変換済み誘導モーターモデルを与える。d軸におけるローター磁束及びステーター電流の推定誤差を強制的に迅速に収束させることによって、残りの推定誤差の動態が単純化され、それゆえ、オブザーバー利得選択が相対的に簡単になる。

【0019】

従来技術では、オブザーバー利得は、非線形である誤差の動態に基づくので、設計が複雑になり、安定性を保証できない。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1A】従来技術のセンサーレス速度モータードライブのブロック図である。

【図1B】従来技術のセンサーレス速度モータードライブのブロック図である。

【図2A】ステーター電流及び電圧信号に基づく従来技術の推定器方法のブロック図である。

【図2B】ステーター電流及び電圧信号に基づく従来技術の推定器方法のブロック図である。

【図3】本発明の実施形態による、誘導モーターの状態を推定する方法のブロック図である。

【図4A】本発明の実施形態による、変換済み誘導モーターモデルを複数のサブシステムに分解するブロック図である。

【図4B】本発明の実施形態による、変換済み誘導モーターモデルを複数のサブシステムに分解するブロック図である。

【図5】本発明の実施形態による、変換済み誘導モーターモデルを複数のサブシステムに分解するブロック図である。

【図6A】図5に示されるような変換済み誘導モーターモデルの分解に基づく逐次設計の一実施形態のブロック図である。

【図6B】図5に示されるような変換済み誘導モーターモデルの分解に基づく逐次設計の別の実施形態のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

本発明の実施形態は、誘導モーターのローター角速度を制御する方法及びシステムを提供する。

【0022】

誘導モーターのための速度センサーレス制御システム及び方法に関する本発明の実施形

10

20

30

40

50

態の詳細な説明を容易にするために、以下の表記が定義される。 がダミー変数であると仮定すると、 は被測定変数を表し、

【数 1】

$$\hat{\zeta}$$

は、被測定変数の推定値を表し、

【数 2】

$$\tilde{\zeta} = \zeta - \hat{\zeta}$$

は推定誤差を表す。

【 0 0 2 3 】

【表 1】

表 1 : 表記

表記	説明
Φ_{dr}, Φ_{qr}	a. d 軸及び q 軸におけるロータ磁束
ω	b. ロータ角速度
ξ	c. 回転座標系の角度
T_l	d. 負荷トルク
J	e. ロータ及び負荷の慣性
L_s, L_m, L_r	f. ステータインダクタンス、相互インダクタンス及びロータインダクタンス
R_s, R_r	g. ステータ抵抗及びロータ抵抗
ω_l	h. 回転座標系の角速度
i_{ds}, i_{qs}	i. d 軸及び q 軸におけるステータ電流
u_{ds}, u_{qs}	j. d 軸及び q 軸におけるステータ電圧
σ	k. $\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$

【 0 0 2 4 】

誘導モーターモデル

誘導モーターのモデルは、その状態として、ステーター電流、磁束及び角速度を含む。この状態選択は、元の状態座標と呼ばれる 1 組の状態座標を定義し、以下の誘導モーターモデルに関する式によって表すことができる。

【 0 0 2 5 】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{ds} &= -\dot{i}_{ds} + \omega_1 i_{qs} + \beta(\alpha \Phi_{dr} + \omega \Phi_{qr}) + \frac{u_{ds}}{L_s \sigma} \\
 \dot{i}_{qs} &= -\dot{i}_{qs} - \omega_1 i_{ds} + \beta(\alpha \Phi_{qr} - \omega \Phi_{dr}) + \frac{u_{qs}}{L_s \sigma} \\
 \dot{\Phi}_{dr} &= -\alpha \Phi_{dr} + (\omega_1 - \omega) \Phi_{qr} + \alpha L_m i_{ds} \\
 \dot{\Phi}_{qr} &= -\alpha \Phi_{qr} - (\omega_1 - \omega) \Phi_{dr} + \alpha L_m i_{qs} \\
 \dot{\omega} &= \mu(\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{T_l}{J} \\
 y &= \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \tag{1}$$

【 0 0 2 6 】

ただし、 y は被検知信号を表し、 ω_1 は基準座標系の角速度であり、以下の式が成り立つ。

【 0 0 2 7 】

【数 4】

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \frac{1}{L_s \sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{R_r}{L_r} \right) \\
 \alpha &= \frac{R_r}{L_r} \\
 \beta &= \frac{1}{L_s \sigma} \frac{L_m}{L_r} \\
 \mu &= \frac{2}{3} \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2}
 \end{aligned}$$

【 0 0 2 8 】

誘導モーターモデル (1) は ω_1 の回転速度を有する直交回転座標系内にあり、量 i_{ds} 、 i_{qs} 、 Φ_{dr} 、 Φ_{qr} は直交回転座標系内の平衡二相量を指しており、すなわち、モデル (1) に至るために、クラーク変換及びパーク変換の両方が適用されていることに留意されたい。

【 0 0 2 9 】

$\omega_1 = 0$ であるとき、モデル (1) に関する式は、下式 (2) に変形され、下式 (2) で示されるモデルは、パーク変換を適用しない誘導モーターモデルを表す。

【 0 0 3 0 】

10

20

30

40

【数 5】

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} &= -\gamma i_{ds} + \beta (\alpha \Phi_{dr} + \omega \Phi_{qr}) + \frac{u_{ds}}{L_s \sigma} \\
\dot{i}_{qs} &= -\gamma i_{qs} + \beta (\alpha \Phi_{qr} - \omega \Phi_{dr}) + \frac{u_{qs}}{L_s \sigma} \\
\dot{\Phi}_{dr} &= -\alpha \Phi_{dr} - \omega \Phi_{qr} + \alpha L_m i_{ds} \\
\dot{\Phi}_{qr} &= -\alpha \Phi_{qr} + \omega \Phi_{dr} + \alpha L_m i_{qs} \\
\dot{\omega} &= \mu (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{T_l}{J} \\
y &= \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T
\end{aligned} \tag{2}$$

10

【0031】

パーク変換は当業者にとって公知であり、それゆえ、ここでは説明しない。別の言い方では、誘導モーターモデル(1)は直交固定座標系内にあり、量 i_{ds} 、 i_{qs} 、 Φ_{dr} 、 Φ_{qr} は直交固定座標系内の平衡二相量を指しており、すなわち、モデル(1)に至るために、クラーク変換が適用されている。

【0032】

従来の推定器設計は通常、式(1)又は(2)によるモデルに基づいており、それらの式は $(i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr})^T$ によって表される同じ状態座標を有する。式(1)又は(2)のモデルに既存の推定器設計、例えば、スライディングモードオブザーバー、高利得オブザーバー及びルーエンバーガーオブザーバーを直接適用することによって、微分方程式(1)又は(2)の左辺における強く結び付けられた非線形項に起因して、ステーター電流、ローター磁束及びローター速度に関して不満足な推定がもたらされる。例えば、微分方程式の右辺内の項 Φ_{qr} は

20

【数 6】

$$\dot{i}_{ds}$$

を、すなわち、下式を定義する。

【0033】

30

【数 7】

$$\dot{i}_{ds} = -\gamma i_{ds} + \beta (\alpha \Phi_{dr} + \omega \Phi_{qr}) + \frac{u_{ds}}{L_s \sigma}$$

【0034】

式(1)又は(2)の誘導モーターモデルは、(1)又は(2)内の各微分方程式の右辺が概ね全ての状態変数に依存することに起因して、強く結び付けられる。本発明は、そのような強い結び付きが、広帯域速度制御ループを達成するために、コントローラー及び推定器設計を含む、速度センサーレス制御モータードライブの設計に関して大きな難題を提起することを理解している。元の状態座標において完全に構造化されるわけではない誘導モーターモデルに基づいて、すなわち式(1)又は(2)において、推定器設計を実行することは困難であり、有効ではない。

40

【0035】

本発明は、異なる状態座標下で誘導モーターモデルを表すために状態変換を導入することによって、状態変数間の結び付きが部分的に解消される場合があり、状態変換を適用した後に結果として生じる誘導モーターモデルは、変換済み誘導モーターモデルと名づけられ、簡単な推定器設計を可能にする或る特定の構造を有することを理解している。本発明は、状態変換を導入することによって誘導モーターの角速度を制御する方法、システム及び実施形態を提供する。

【0036】

50

図 3 に示されるように、異なる 1 組の状態座標を定義し、系統的な推定器設計を容易にする状態変換 3 0 1 が、推定器設計フローに組み込まれる。状態変換 3 0 1 は、式 (1) 又は (2) の誘導モデルにおいて実行することができ、すなわち、直接直交ゼロ (direct -quadrature-zero) (パーク) 変換 2 0 3 は存在しても、しなくてもよい。誘導モーター 2 0 1 に状態変換を適用することによって、変換済み誘導モーターモデルが与えられ、そのモデルに基づいて、推定器設計 3 0 2 が実行される。

【 0 0 3 7 】

一実施形態では、状態変換は以下のように行うことができる。

【 0 0 3 8 】

【 数 8 】

$$z(x) = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \alpha\Phi_{dr} + \omega\Phi_{qr} & \alpha\Phi_{qr} - \omega\Phi_{dr} & \omega \end{bmatrix} \quad (3)$$

【 0 0 3 9 】

ただし、 $z = (z_1, z_2, z_3, z_4, z_5)^T$ であり、 T は転置演算子である。状態変換が大域的に定義され、逆変換

【 数 9 】

$$x(z) = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 & \frac{\alpha z_3 - z_4 z_5}{\eta} & \frac{\alpha z_4 + z_3 z_5}{\eta} & z_5 \end{bmatrix}$$

を有することを確認することができる。ここで、以下の式が成り立つ。

【 0 0 4 0 】

【 数 1 0 】

$$\eta = \alpha^2 + z_5^2$$

【 0 0 4 1 】

また、変換済み誘導モーターモデルは以下のように表される。

【 0 0 4 2 】

【 数 1 1 】

$$\dot{z} = f_z(z) + g_z^1(z)T_l + g_z^2 u \quad (4)$$

$$y = Cz$$

【 0 0 4 3 】

ただし、

【 数 1 2 】

$$g_z^2 = g_x^2$$

であり、

【 数 1 3 】

$$f_z(z) = \begin{bmatrix} -\gamma z_1 + \omega_1 z_2 + \beta z_3 \\ -\omega_1 z_1 - \gamma z_2 + \beta z_4 \\ \frac{\kappa_3(z)}{\eta^2} \\ \frac{\kappa_4(z)}{\eta^2} \\ \frac{\kappa_5(z)}{\eta} \end{bmatrix}, g_z^2(z) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{(\alpha z_4 + z_3 z_5)}{\eta J} \\ \frac{(\alpha z_3 - z_4 z_5)}{\eta J} \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

である。

【 0 0 4 4 】

項 k_i 、 $3 \leq i \leq 5$ は以下の式によって与えられる。

【 0 0 4 5 】

【 数 1 4 】

$$\begin{aligned} \kappa_3 = & \alpha^6 L_m z_1 + \alpha^5 L_m z_2 z_5 + 2\alpha^4 L_m z_1 z_5^2 + 2\alpha^3 L_m z_2 z_5^3 \\ & + \alpha^2 L_m z_1 z_5^4 + \alpha L_m z_2 z_5^5 - \alpha^2 \mu z_1 z_4^2 + \alpha^2 \mu z_2 z_3 z_4 \\ & - 2\alpha \mu z_1 z_3 z_4 z_5 + \alpha \mu z_2 z_3^2 z_5 - \alpha \mu z_2 z_4^2 z_5 \\ & - \mu z_1 z_3^2 z_5^2 - \mu z_2 z_3 z_4 z_5^2 - \alpha^5 z_3 - \alpha^4 z_4 z_5 \\ & - 2\alpha^3 z_3 z_5^2 - 2\alpha^2 z_4 z_5^3 - \alpha z_3 z_5^4 - z_4 z_5^5 \end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned} \kappa_4 = & \alpha^6 L_m z_2 - \alpha^5 L_m z_1 z_5 + 2\alpha^4 L_m z_2 z_5^2 - 2\alpha^3 L_m z_1 z_5^3 \\ & + \alpha^2 L_m z_2 z_5^4 - \alpha L_m z_1 z_5^5 + \alpha^2 \mu z_1 z_3 z_4 - \alpha^2 \mu z_2 z_3^2 \\ & + \alpha \mu z_1 z_3^2 z_5 - \alpha \mu z_1 z_4^2 z_5 + 2\alpha \mu z_2 z_3 z_4 z_5 \\ & - \mu z_1 z_3 z_4 z_5^2 - \mu z_2 z_4^2 z_5^2 - \alpha^5 z_4 + \alpha^4 z_3 z_5 \\ & - 2\alpha^3 z_4 z_5^2 + 2\alpha^2 z_3 z_5^3 - \alpha z_4 z_5^4 + z_3 z_5^5 \end{aligned}$$

20

$$\kappa_5 = -\mu [\alpha(z_1 z_4 - z_2 z_3) + (z_1 z_3 + z_2 z_4) z_5]$$

30

【 0 0 4 6 】

図 4 A 及び図 4 B は、本発明の実施形態による、誘導モーターの角速度を制御する方法のステップ及びシステムの構造を示す。本方法及びシステムは、マイクロコントローラー、フィールドプログラマブルゲートアレイ (F P G A)、デジタルシグナルプロセッサ (D S P) 又はカスタムロジックにおいて実現することができる。

【 0 0 4 7 】

図 4 A において、ブロック 4 0 2 は、動作中に誘導モーターのステーター電圧及び電流を測定する。ステーター電圧及び電流はいずれも、ブロック 4 0 3 を用いて、状態変換によって新たな座標に変換され、変換済み誘導モーターモデルの変換済み状態推定値を生成するために、サブシステム 4 3 0 の推定器に送られる。ブロック 4 4 0 を用いる逆状態変換が、誘導モーターモデルの状態推定値 4 5 0 を生成するために、変換済み誘導モーターモデルの変換済み状態推定値に適用される。その後、コントローラー 1 0 1 は、状態推定値 4 5 0 に基づいて、誘導モーター 1 0 5 のローター角速度を制御する制御コマンドを決定する。

40

【 0 0 4 8 】

図 4 B は、誘導モーターモデル 4 0 1 に基づいてサブシステムの推定器を設計するためのステップを示す。変換済み誘導モーターモデル 4 0 5 を得るために、状態変換 4 0 3 が誘導モーター 4 0 2 のモデル 4 0 1 に適用される。図 4 A を参照されたい。変換済みモデルは式 (4) 4 0 6 を用いて 1 組のサブシステム 4 1 5 に分解される (4 1 0)。サブシ

50

ステム 4 3 0 の推定器が、逐次状態推定器設計技法 4 2 0 を適用することによって設計される。すなわち、以下に詳細に説明されるように、後続のサブシステムのために、先行するサブシステムの状態が既知である。

【 0 0 4 9 】

図 5 は、分解の一実施形態を示しており、式 (4) によって表される変換済み誘導モーターモデル 4 0 5 が、1 組の 3 つのサブシステム 5 0 2、5 0 3 及び 5 0 4 に分解される。3 つのサブシステム 4 1 5 の状態は、例えば、それぞれ以下の通りである。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 5 】

$$\Sigma_1:(z_1, z_3)$$

10

$$\Sigma_2:(z_2, z_4)$$

$$\Sigma_3:z_5$$

【 0 0 5 1 】

例えば、全ての状態 z が有界であり、サブシステム Σ_1 及び Σ_2 が或る特定の構造を有するという或る特定の仮定を検証することによって、状態の高利得オブザーバー又は有限時間収束オブザーバーのような種々の系統的推定器設計技法を適用して、状態推定値

【 数 1 6 】

20

$$\hat{z}^1, \hat{z}^2$$

を生成することができる。サブシステム Σ_1 及び Σ_2 のための結果として生じる推定器は、推定誤差、すなわち、真の状態 z^1 、 z^2 と、その推定値

【 数 1 7 】

$$\hat{z}^1, \hat{z}^2$$

との間の差が制限されるか、又は 0 に収束するのを保証する。

【 0 0 5 2 】

図 6 A は、図 5 による変換済み誘導モーターモデル (4) の分解に基づく逐次推定器設計の一実施形態を示す。サブシステム Σ_1 の状態 z^1 の状態推定値

30

【 数 1 8 】

$$\hat{z}^1$$

6 1 1 を生成するために、被検知ステーター電流及び電圧信号 2 1 1 と、サブシステム Σ_1 のモデルとに基づいて、サブシステム Σ_1 5 0 2 のための状態推定器 6 0 1 が設計される。サブシステム Σ_2 の状態 z^2 の状態推定値

【 数 1 9 】

$$\hat{z}^2$$

40

6 1 2 を生成するために、被検知ステーター電流及び電圧信号 2 1 1 と、推定状態 6 1 1 と、サブシステム Σ_2 5 0 3 のモデルとに基づいて、サブシステム Σ_2 のための状態推定器 6 0 2 が設計される。サブシステム Σ_3 の状態 z^3 の状態推定値

【 数 2 0 】

$$\hat{z}^3$$

6 1 3 を生成するために、ステーター電流及び電圧信号 2 1 1 と、推定状態 6 1 1 及び 6 1 2 と、サブシステム Σ_3 5 0 4 のモデルとに基づいて、状態推定器 6 0 3 が設計される。

【 0 0 5 3 】

50

状態推定器 6 0 1 を設計している間に、 Σ_1 のモデルにおいて現れる状態変数 z^2 及び z^3 は有界不確定値 (bounded uncertainty) として扱われることに留意されたい。同様に、状態推定器 6 0 2 を設計している間に、 Σ_2 のモデルにおいて現れる状態変数 z^3 は有界不確定値として扱われ、一方、 Σ_2 のモデルにおいて現れる状態変数 z^1 は既知数 (known) として扱われ、

【数 2 1】

$$\hat{z}^1$$

で置き換えられ、状態推定器 6 0 3 を設計している間に、状態変数 z^1 及び z^2 はいずれも既知数として扱われ、それぞれ

【数 2 2】

$$\hat{z}^1$$

及び

【数 2 3】

$$\hat{z}^2$$

で置き換えられる。

【0 0 5 4】

一例として、高利得オブザーバー技法を適用して、推定器 6 0 1 及び 6 0 2 を設計することができる。高利得オブザーバー技法を用いて推定器を設計する間に、

【数 2 4】

$$\frac{\kappa_3}{\eta^2}$$

を $L_1 > 0$ によって有界な不確定値として扱うことができ、サブシステム Σ_1 のための推定器 6 0 1 を以下のように設計することができる。

【0 0 5 5】

【数 2 5】

$$\dot{\hat{z}}^1 = \begin{bmatrix} -\gamma \hat{z}_1 + \beta \hat{z}_3 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_3 \end{bmatrix} (z_1 - \hat{z}_1)$$

【0 0 5 6】

ただし、 $l_3 \gg l_1 \gg 0$ は不確定値の限界に依存する。

【0 0 5 7】

同様に、

【数 2 6】

$$\frac{\kappa_4}{\eta^2}$$

を L_2 によって有界な不確定値として扱うことができ、サブシステム Σ_2 のための推定器 6 0 2 は以下の式をとる。

【0 0 5 8】

【数 2 7】

$$\dot{\hat{z}}^2 = \begin{bmatrix} -\gamma \hat{z}_2 + \beta \hat{z}_4 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_2 \\ l_4 \end{bmatrix} (z_2 - \hat{z}_2)$$

【0 0 5 9】

ただし、 $l_4 \gg l_2 \gg 0$ は L_2 に依存する。同様に、 z^1 が既知数として扱われ、

10

20

30

40

【数 2 8】

$$\hat{z}^1$$

で置き換えられる場合、サブシステム₂のための推定器 6 0 2 は以下の式をとること
 できる。

【0 0 6 0】

【数 2 9】

$$\dot{\hat{z}}^2 = \begin{bmatrix} -\gamma\hat{z}_2 + \beta\hat{z}_4 \\ \frac{\hat{\kappa}_4}{\hat{\eta}^2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_2 \\ l_4 \end{bmatrix} (z_2 - \hat{z}_2)$$

10

【0 0 6 1】

ただし、以下の式が成り立つ。

【0 0 6 2】

【数 3 0】

$$\hat{\eta} = \alpha^2 + \hat{z}_5^2$$

$$\hat{\kappa}_4 = \kappa(z_1, z_2, \hat{z}_3, \hat{z}_4, \hat{z}_5)$$

【0 0 6 3】

20

推定器 6 0 1 及び 6 0 2 の別の実施形態は、両方のサブシステムのために有限時間収束
 オブサーバー設計技法を適用することによって得ることができる。例えば、₂のための
 有限時間収束オブサーバーは以下の通りである。

【0 0 6 4】

【数 3 1】

$$\dot{\hat{z}}^2 = \begin{bmatrix} -\gamma\hat{z}_2 + \beta\hat{z}_4 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_2 \\ l_4 \end{bmatrix} \text{sign} \{ (z_2 - \hat{z}_2) \}$$

【0 0 6 5】

ただし、 $\text{sign} \{ \quad \}$ は、下式によって与えられる演算子である。

30

【0 0 6 6】

【数 3 2】

$$\text{sign}\{\varepsilon\} = \begin{cases} 1, & \varepsilon > 0 \text{ の場合,} \\ -1, & \text{それ以外の場合.} \end{cases}$$

【0 0 6 7】

推定器 6 0 3 の一実施形態は、以下の形を有する。

【0 0 6 8】

【数 3 3】

$$\dot{\hat{z}}_5 = l_{51}(z_1 - \hat{z}_1) + l_{52}(z_2 - \hat{z}_2) - \frac{\mu}{\hat{z}_5} [\rho_1(t)\alpha + \rho_2(t)\hat{z}_5]$$

40

【0 0 6 9】

ただし、 l_{51} 及び l_{52} は推定器利得であり、以下の式が成り立つ。

【0 0 7 0】

【数 3 4】

$$\rho_1(t) = 2\mu\alpha(z_1\hat{z}_4 - z_2\hat{z}_3)$$

$$\rho_2(t) = 2\mu(z_1\hat{z}_3 + z_2\hat{z}_4)$$

50

【 0 0 7 1 】

ローター回転の符号が既知である場合には、推定器 6 0 3 の別の実施形態は以下の通りである。

【 0 0 7 2 】

【 数 3 5 】

$$\hat{\dot{z}}_5 = l_{51}[\hat{\Phi}_{qr}(z_1 - \hat{z}_1) - \hat{\Phi}_{dr}(z_2 - \hat{z}_2)] - \frac{1}{\hat{z}_5} \left[\rho_1(t) \sqrt{\hat{z}_5 - \alpha^2} + \rho_2(t)(\hat{z}_5 - \alpha^2) \right]$$

10

【 0 0 7 3 】

ただし、 l_{51} 及び l_{52} は定数であり、以下の式が成り立つ。

【 0 0 7 4 】

【 数 3 6 】

$$\hat{\dot{z}}_5 = \sqrt{\hat{z}_5} \text{sign}(z_5)$$

【 0 0 7 5 】

図 6 B は、図 5 による変換済み誘導モーターモデルの分解に基づく逐次設計の別の実施形態を示す。状態 z^1 及び z^2 の状態推定値

【 数 3 7 】

20

$$\hat{z}^1$$

及び

【 数 3 8 】

$$\hat{z}^2$$

6 1 4 をそれぞれ生成するために、被検知ステーター電流及び電圧信号 2 1 1 と、ブロック 5 0 2 及び 5 0 3 によって表されるサブシステム $_1$ 及び $_2$ のモデルとに基づいて、サブシステム $_1$ 及び $_2$ のための状態推定器 6 0 4 が設計される。 z^2 の状態推定値

30

【 数 3 9 】

$$\hat{z}^3$$

6 1 3 を生成するために、被検知ステーター電流及び電圧信号と、被推定状態 6 1 4 と、サブシステム $_3$ ブロック 5 0 4 のモデルとに基づいて、サブシステム $_3$ のための状態推定器 6 0 5 が設計される。図 6 A も参照されたい。

【 0 0 7 6 】

一実施形態では、サブシステム $_1$ 及び $_2$ のための推定器 6 0 4 は、以下の通りである。

40

【 0 0 7 7 】

【数 4 0】

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{z}}^1 \\ \dot{\hat{z}}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma z_1 + \beta \hat{z}_3 \\ -\gamma z_2 + \beta \hat{z}_4 \\ \frac{\hat{\kappa}_3}{\hat{\eta}^2} \\ \frac{\hat{\kappa}_4}{\hat{\eta}^2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \theta I_2 & 0 \\ 0 & \theta^2 I_2 \end{bmatrix} S^{-1} \bar{C} (y - \hat{y}) \quad (5)$$

$$\hat{y} = [\hat{z}_1 \quad \hat{z}_2]^T$$

10

【 0 0 7 8】

ただし、

【数 4 1】

$$\hat{z}_1$$

及び

【数 4 2】

$$\hat{z}_2$$

20

はそれぞれ z_1 及び z_2 の推定値であり、以下の式が成り立つ。

【 0 0 7 9】

【数 4 3】

$$\hat{\kappa}_3 = \kappa_3(z_1, z_2, \hat{z}_3, \hat{z}_4, \hat{z}_5)$$

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} I_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

30

【 0 0 8 0】

また、 S は、下式を解くことによって求められる行列である。

【 0 0 8 1】

【数 4 4】

$$S + A^T S + S A = C C^T$$

【 0 0 8 2】

40

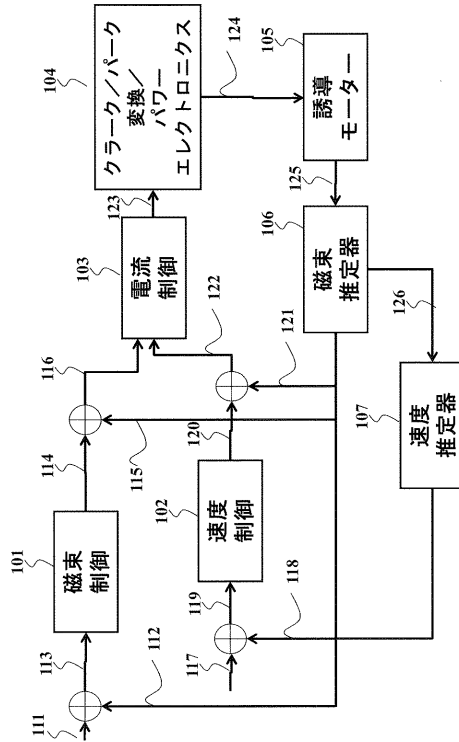
ただし、

【数 4 5】

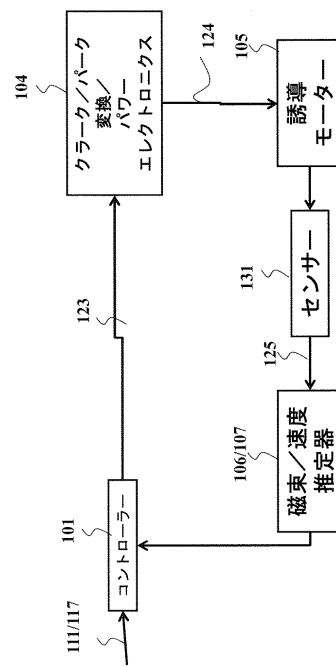
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

である。

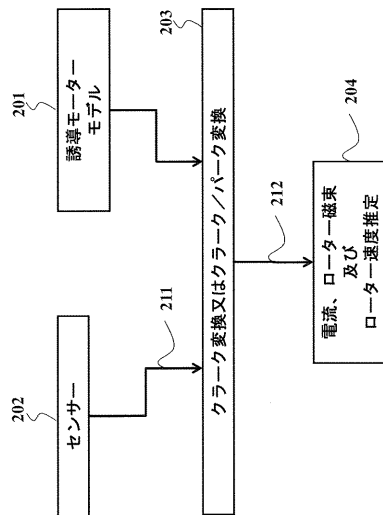
【図 1 A】



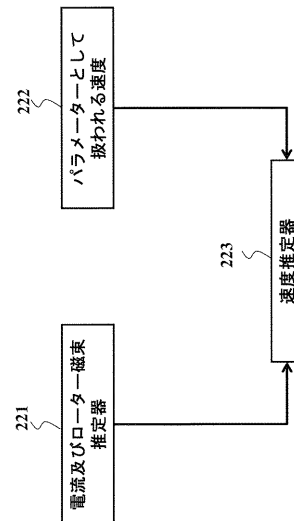
【図 1 B】



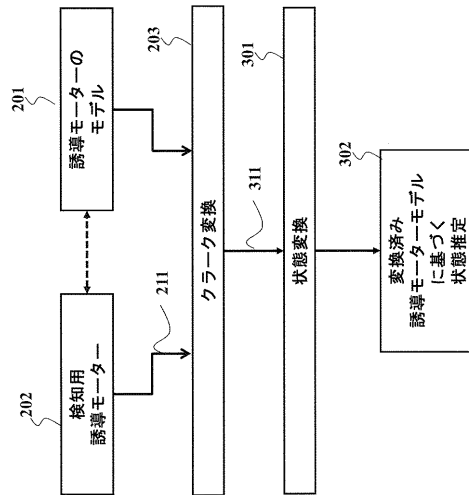
【図 2 A】



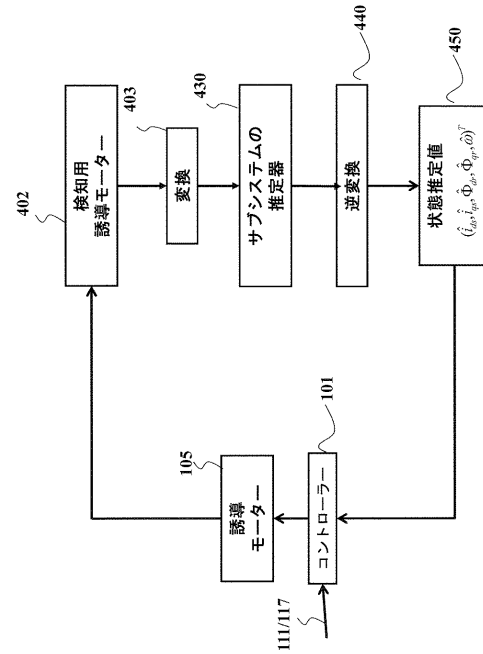
【図 2 B】



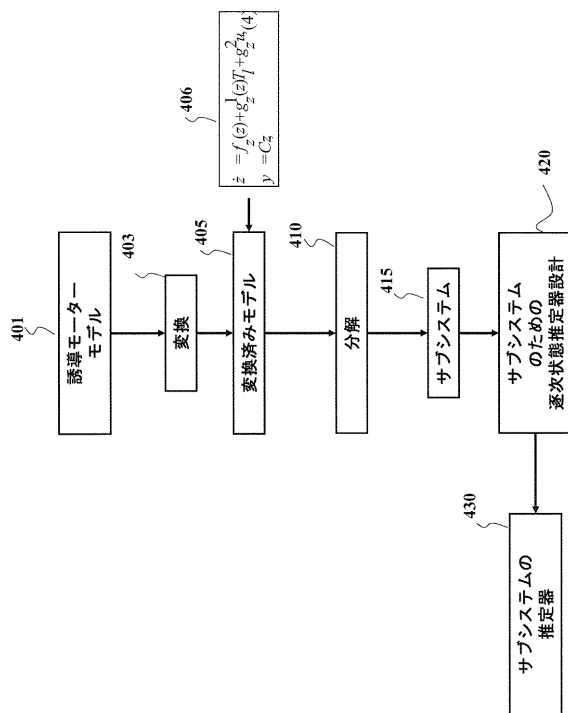
【図 3】



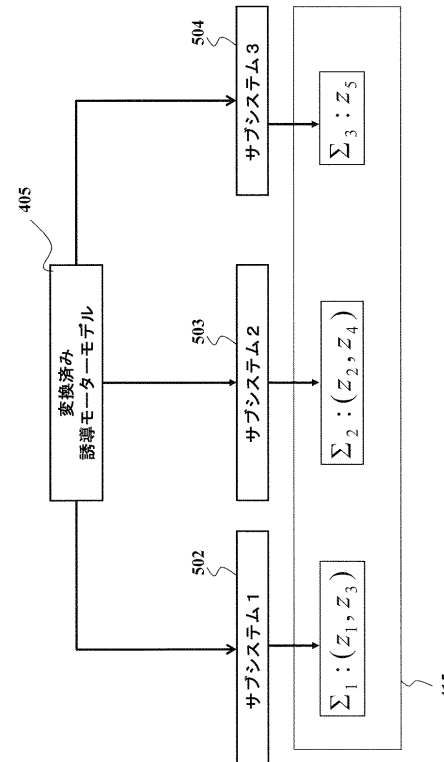
【図 4 A】



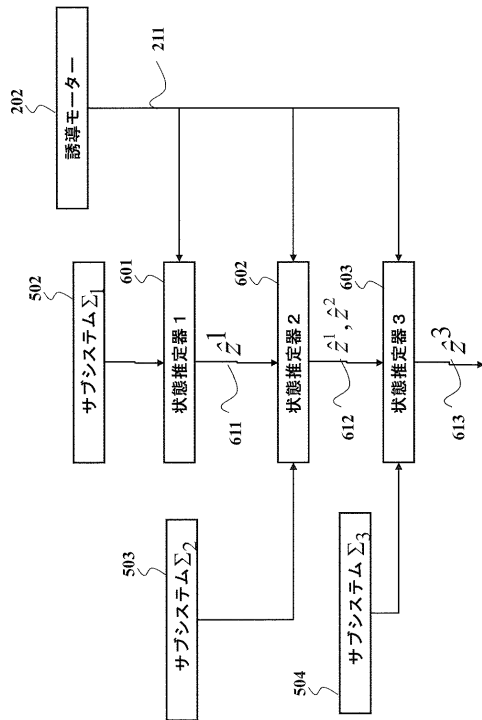
【図 4 B】



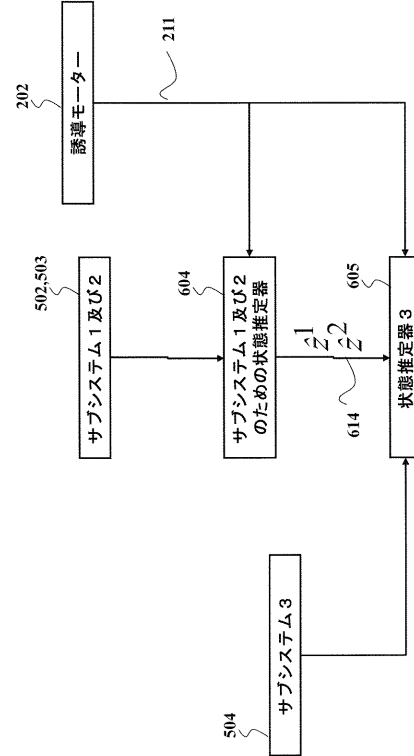
【図 5】



【図 6 A】



【図 6 B】



フロントページの続き

(72)発明者 イェビン・ワン

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ブロードウェイ 201、ケアオブ・ミツ
ビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド

審査官 桑 原 恭雄

(56)参考文献 特開2015-19562(JP, A)

国際公開第2012/014526(WO, A1)

国際公開第2014/184472(WO, A1)

米国特許出願公開第2011/0298405(US, A1)

米国特許出願公開第2014/0210386(US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 29/00

H02P 21/00

H02P 27/04