

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5522262号
(P5522262)

(45) 発行日 平成26年6月18日 (2014. 6. 18)

(24) 登録日 平成26年4月18日 (2014. 4. 18)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 P 21/00 (2006. 01)

H O 2 P 5/408

A

H O 2 P 27/04 (2006. 01)

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2012-534979 (P2012-534979)
 (86) (22) 出願日 平成23年9月1日 (2011. 9. 1)
 (86) 国際出願番号 PCT/JP2011/069913
 (87) 国際公開番号 W02012/039258
 (87) 国際公開日 平成24年3月29日 (2012. 3. 29)
 審査請求日 平成25年2月21日 (2013. 2. 21)
 (31) 優先権主張番号 特願2010-213311 (P2010-213311)
 (32) 優先日 平成22年9月24日 (2010. 9. 24)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(73) 特許権者 000003997
 日産自動車株式会社
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
 (74) 代理人 110000486
 とこしえ特許業務法人
 (72) 発明者 中村 智志
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
 自動車株式会社内
 (72) 発明者 川村 弘道
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
 自動車株式会社内

審査官 田村 耕作

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 インバータ制御装置及びインバータ制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源から入力される直流電力を交流電力に変換するインバータの直流電圧を検出する電圧検出手段と、

前記電圧検出手段の検出電圧に基づき、前記インバータから出力される交流電流の目標値を算出する目標値算出手段と、

前記検出電圧と前記目標値に基づき、前記インバータに含まれるスイッチング素子の制御信号を生成し、前記インバータを制御するインバータ制御手段と、

前記電圧検出手段の異常を検出する異常検出手段と、

前記異常検出手段により前記異常を検出した場合に、前記目標値を算出するための前記検出電圧を、前記インバータの性能を保障する保障電圧範囲の下限領域に基づき設定される第1の保障電圧に固定し、前記制御信号を生成するための前記検出電圧を、前記第1の保障電圧より高い電圧である第2の保障電圧に固定する電圧固定手段とを備えることを特徴とするインバータ制御装置。

【請求項 2】

前記第2の保障電圧は、前記インバータの性能を保障する保障電圧範囲の上限領域に基づき設定されることを特徴とする請求項1記載のインバータ制御装置。

【請求項 3】

電圧検出手段により、インバータに入力される直流電源の直流電圧を検出する電圧検出工程と、

10

20

前記電圧検出工程により検出された前記直流電源の検出電圧に基づいて、前記インバータから出力される交流電流の目標値を算出する工程と、
前記検出電圧と前記目標値に基づき、前記インバータに含まれるスイッチング素子の制御信号を生成する工程と、
前記制御信号に基づき、前記スイッチング素子のオン及びオフを制御し、前記直流電源の直流電力を交流電力に変換する工程と、
前記電圧検出手段の異常を検出する異常検出工程と、
前記異常検出工程により前記異常を検出した場合に、前記目標値を算出するための前記検出電圧を、前記インバータの性能を保障する保障電圧範囲の下限領域に基づき設定される第1の保障電圧に固定し、前記制御信号を生成するための前記検出電圧を、前記第1の保障電圧より高い電圧である第2の保障電圧に固定する工程とを含むことを特徴とするインバータ制御方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、インバータ制御装置及びインバータ制御方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

モータを駆動するための直流電圧を検出する直流電圧検出手段と、当該モータの電流を検出する電流検出手段と、当該直流電圧検出手段により検出された直流電圧の値と前記電流検出手段により検出された電流の値とに基づいて、モータPWM制御又は矩形波制御する制御手段と、当該直流電圧検出手段の異常を検出する故障検出装置とを備え、当該故障検出装置により当該直流電圧検出手段の異常を検出した場合、当該直流電圧検出手段により、インバータ入力電圧が取りうる値のうち最低値を、当該制御手段の電流指令値発生部及びPWM信号発生部に出力するモータ制御システムが知られている（特許文献1）。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2005-117756号公報

【発明の概要】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、故障検出装置により当該直流電圧検出手段の異常を検出した場合に、PWM信号を決定するための基準電圧が当該最低値に固定されるため、PWM信号のパルス幅の変動が大きくなり、制御の安定性に欠けるという問題があった。

【0005】

本発明が解決しようとする課題は、電圧検出手段の異常を検出した場合に、インバータを安定して制御することができるインバータ制御装置及びインバータ制御方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

40

【0006】

本発明は、異常検出手段により電圧検出手段の異常を検出した場合に、スイッチング素子の制御信号を生成するための、当該電圧検出手段の検出電圧を、インバータの性能を保障する保障電圧範囲の下限領域に基づき設定される第1の保障電圧より高い電圧である第2の保障電圧に固定することによって上記課題を解決する。

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、電圧検出手段の異常を検出した場合に、第1の保障電圧より高い電圧である第2の保障電圧に基づいて、スイッチング素子の制御信号が生成されるため、当該制御信号の変動幅が抑制され、インバータを安定して制御することができる、という効果

50

を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】本発明の実施形態に係るインバータ制御装置のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。

【0010】

《第1実施形態》

図1は、発明の実施形態に係るインバータ制御装置のブロック図である。詳細な図示は省略するが、本例のインバータ制御装置を電気自動車に設ける場合に、三相交流電力の永久磁石モータ8は、走行駆動源として駆動し、電気自動車の車軸に結合されている。なお本例のモータ制御装置は、例えばハイブリッド自動車（HEV）等の電気自動車以外の車両にも適用可能である。

【0011】

本例のインバータ制御装置は、モータ8の動作を制御する制御装置であって、電流電圧マップ1と、電流制御器2と、座標変換器3と、PWM（Pulse Width Modulation）変換器4と、バッテリー5と、インバータ6と、電流センサ7と、磁極位置検出器9と、座標変換器10と、回転数演算器11と、LPF（Low Pass Filter）12、電圧検出器13と、異常検出器14と、電圧固定部15と、を備える。

【0012】

電流電圧マップ1には、モータ8の出力目標値として外部より入力されるトルク指令値（ T^* ）と、回転数演算器11の出力である、モータ8の角周波数（ ω ）、及び、バッテリー5からインバータ6に入力され、電圧検出器13により検出される検出電圧（ V_{dc} ）が入力される。電流電圧マップ1には、トルク指令値（ T^* ）、角周波数（ ω ）、電圧（ V_{dc} ）を指標として、 dq 軸電流指令値（ i_d^* 、 i_q^* ）及び dq 軸非干渉電圧指令値（ $V_{d_dcp1}^*$ 、 $V_{q_dcp1}^*$ ）を出力するためのマップが格納されている。当該マップは、トルク指令値（ T^* ）、角周波数（ ω ）及び電圧（ V_{dc} ）の入力に対して、インバータ6の損失及びモータ8の損失を最小限に抑える最適な指令値を出力するように対応づけられている。電流電圧マップ1は、当該マップを参照することにより、入力されたトルク指令値（ T^* ）、角周波数（ ω ）及び電圧（ V_{dc} ）に対応する、 dq 軸電流指令値（ i_d^* 、 i_q^* ）及び dq 軸非干渉電圧指令値（ $V_{d_dcp1}^*$ 、 $V_{q_dcp1}^*$ ）を算出し、出力する。ここで、 dq 軸は、回転座標系の成分を示している。 dq 軸非干渉電圧指令値（ $V_{d_dcp1}^*$ 、 $V_{q_dcp1}^*$ ）について、 d 軸及び q 軸に電流が流れると、 d 軸には $\omega L_d i_q$ 軸には $\omega L_q i_d$ の干渉電圧が発生するため、 dq 軸非干渉電圧指令値（ $V_{d_dcp1}^*$ 、 $V_{q_dcp1}^*$ ）は当該干渉電圧を打ち消すための電圧である。なお、 L_d は d 軸のリアクタンスを、 L_q は q 軸のリアクタンスを示す。また電流指令値（ i_d^* 、 i_q^* ）及び電圧指令値（ $V_{d_dcp1}^*$ 、 $V_{q_dcp1}^*$ ）は、インバータ6からモータ8に出力される交流電流の目標値に相当し、後述するように、当該指令値に基づいて、スイッチング素子のパルス幅が決定し、インバータ6の出力電力が決定する。

【0013】

LPF12は、 dq 軸非干渉電圧指令値（ $V_{d_dcp1}^*$ 、 $V_{q_dcp1}^*$ ）を入力として、高周波帯域をカットし、電圧指令値（ $V_{d_dcp1_flt}^*$ 、 $V_{q_dcp1_flt}^*$ ）を出力する。

【0014】

電流制御器2は、 dq 軸電流指令値（ i_d^* 、 i_q^* ）、電圧指令値（ $V_{d_dcp1_flt}^*$ 、 $V_{q_dcp1_flt}^*$ ）及び dq 軸電流（ i_d 、 i_q ）を入力として、制御演算を行い、 dq 軸電圧指令値（ V_d^* 、 V_q^* ）を出力する。

【 0 0 1 5 】

座標変換器 3 は、d q 軸電圧指令値 (V^*_d 、 V^*_q) 及び磁極位置検出器 9 の検出値 θ を入力として、下記の式 (1) を用いて、当該回転座標系の d q 軸電圧指令値 (V^*_d 、 V^*_q) を固定座標系の u、v、w 軸の電圧指令値 (V^*_u 、 V^*_v 、 V^*_w) に変換する。

【 0 0 1 6 】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

PWM変換器 4 は、入力される電圧指令値 (V^*_u 、 V^*_v 、 V^*_w) に基づき、インバータ 6 のスイッチング素子の制御信号を生成し、インバータ 6 に出力する。スイッチング素子は、PWMのパルス信号に基づいてオン及びオフを切り換えられる。PWM変換器 4 は、式 (2) を用いて、電圧指令値 (V^*_u 、 V^*_v 、 V^*_w) を UVW 相のパルス幅 (t_u 、 t_v 、 t_w) に変換する。

【 0 0 1 7 】

【数 2】

$$\begin{cases} t_u = \frac{T_0}{2} \cdot \frac{v_u^*}{v_{dc}} \\ t_v = \frac{T_0}{2} \cdot \frac{v_v^*}{v_{dc}} \\ t_w = \frac{T_0}{2} \cdot \frac{v_w^*}{v_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

ただし、 T_0 は PWM キャリア周期を示す。

【 0 0 1 8 】

バッテリー 5 は、二次電池を含む直流電源であり、本例の車両の動力源となる。インバータ 6 は、MOSFET や IGBT 等のスイッチング素子 (図示しない) を対に接続した回路を複数接続した三相インバータ回路により構成されている。各スイッチング素子には、パルス幅 (t_u 、 t_v 、 t_w) の制御信号が入力される。そして、当該スイッチング素子のスイッチング動作により、直流電源の直流電圧が交流電圧 (V_u 、 V_v 、 V_w) に変換され、モータ 8 に入力される。またモータ 8 が発電機として動作する場合には、インバータ 6 はモータ 8 から出力される交流電圧を直流電圧に変換しバッテリー 5 に出力する。これによりバッテリー 5 が充電される。

【 0 0 1 9 】

電流センサ 7 は、U 相及び V 相にそれぞれ設けられ、相電流 (i_u 、 i_v) を検出し、座標変換器 10 に出力する。w 相の電流は、電流センサ 7 により検出されず、代わりに、座標変換器 10 は、入力された補正後の相電流 (i_u 、 i_v) に基づき、下記の式 (3) を用いて、w 相の相電流を算出する。

【 0 0 2 0 】

【数 3】

$$i_w = -i_u - i_v \quad (3)$$

なお、w相の相電流について、w相に電流センサ7を設け、当該電流センサ7により検出してよい。

【0021】

モータ8は、多相モータであり、インバータ6に接続される。またモータ8は発電機としても動作する。磁極位置検出器9はモータ8に設けられ、モータ8の磁極の位置を検出する検出器であり、検出値(θ)を回転数演算器11に出力する。回転数演算器11は、磁極位置検出器9の検出値(θ)からモータ8の角周波数(ω)を演算する。

10

【0022】

座標変換器10は、3相2相変換を行う制御部であり、相電流(i_u 、 i_v 、 i_w)及び磁極位置検出器9の検出値θを入力として、下記の式4により、固定座標系の相電流(i_u 、 i_v 、 i_w)を回転座標系の相電流(i_d 、 i_q)に変換する。

【0023】

【数 4】

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u_gain} \\ i_{v_gain} \\ i_{w_gain} \end{bmatrix} \quad (4)$$

20

そして、当該相電流(i_d 、 i_q)が電流制御器2に入力されることにより、本例のインバータ制御装置は所定のゲインの電流制御ループによる制御を行う。

【0024】

次に、電圧検出器13に故障が生じた場合における、本例の制御について説明する。電圧検出器13は、バッテリー5からインバータ6に入力される直流電圧を検出するセンサであって、検出電圧を、電流電圧マップ1、PWM変換器4及び異常検出器14に出力する。異常検出器14は、電圧検出器13の検出電圧に基づいて、電圧検出器14の故障を検出し、電圧検出器13が故障している場合に、電圧検出器13の異常を示す異常信号を電圧固定部15に送信する。異常検出器14による電圧検出器13の異常の検出は、例えば以下の方法により行われる。

30

【0025】

例えば、バッテリー12は、直列接続された複数の電池セル(図示しない)により構成され、それぞれの電池セルには、当該電池セルの電圧を管理するセルコントローラ(図示しない)がそれぞれ接続されている。セルコントローラは接続された電池セルの電圧を検出する。各セルコントローラの検出電圧の総和をとることで、バッテリー12の電圧を算出することができるため、各セルコントローラのうち電圧を検出する部分が、電圧検出器13に相当する。そして、異常検出器14により、各セルコントローラの検出電圧がそれぞれ比較され、その比較結果から、セルコントローラの電圧検出機能の異常を検出することができる。例えば、異常検出器14は、各セルコントローラの検出電圧の平均電圧を演算し、当該平均電圧とそれぞれの検出電圧との電圧差を演算する。異常が生じているセルコントローラの検出電圧は異常な電圧値をとり、平均電圧との電圧差が他の正常な電圧差と比較して大きくなるため、当該電圧差から異常を検出すればよい。

40

【0026】

電圧固定部15は、異常検出器14から異常信号を受信した場合に、電圧検出器13から電流電圧マップ1に入力される検出電圧(V_{dc})を基準電圧(V_{dc_1})に固定し、電圧検出器13からPWM変換器4に入力される検出電圧(V_{dc})を基準電圧(V

50

V_{dc_h}) に固定する。基準電圧 (V_{dc_l}) は、インバータ 6 へ入力される直流電圧の取りうる電圧値のうち最も低い電圧であり、インバータ 6 の動作を保障するための下限領域に基づき設定される電圧値である。

【0027】

ここで、インバータ 6 には、制御動作を保障する入力電圧の範囲が設計段階により予め設定されている。そして、制御動作を保障する入力電圧の範囲は、性能保障電圧により規定される性能保障電圧範囲、又は、作動保障電圧により規定される作動保障電圧範囲を示す。性能保障電圧範囲は、その電圧範囲内であればインバータ 6 の性能を保障する電圧範囲である。一方、作動保障電圧範囲は、その電圧範囲内でインバータ 6 の性能を保障することはできないが、フェール等によらずにインバータ 6 の動作をすることができる、電圧範囲であって、性能保障電圧範囲より広い電圧範囲を示す。

【0028】

入力電圧の範囲を性能保障電圧範囲に対応させて設定する場合には、基準電圧 (V_{dc_l}) は性能保障電圧範囲のうち最も低い電圧に設定される。また、入力電圧の範囲を作動保障電圧範囲に対応させて設定する場合には、基準電圧 (V_{dc_l}) は作動保障電圧範囲のうち最も低い電圧に設定される。なお、基準電圧 (V_{dc_l}) は、必ずしも性能保障電圧範囲又は作動保障電圧範囲のうち、最も低い電圧値と等しい電圧値にする必要はなく、当該最も低い電圧より高い電圧値にしてもよい。すなわち基準電圧 (V_{dc_l}) は、性能保障電圧範囲又は作動保障電圧範囲の下限領域に基づいて設定されればよい。

【0029】

入力電圧の範囲を性能保障電圧範囲に対応させて設定する場合には、基準電圧 (V_{dc_h}) は性能保障電圧範囲のうち最も高い電圧に設定される。また、入力電圧の範囲を作動保障電圧範囲に対応させて設定する場合には、基準電圧 (V_{dc_h}) は作動保障電圧範囲のうち最も高い電圧に設定される。なお、基準電圧 (V_{dc_h}) は、必ずしも性能保障電圧範囲又は作動保障電圧範囲のうち、最も高い電圧値と等しい電圧値にする必要はなく、当該最も高い電圧値より低い電圧値にしてもよい。ただし、基準電圧 (V_{dc_h}) は、少なくとも基準電圧 (V_{dc_l}) より高い電圧に設定される。すなわち、性能保障電圧範囲又は作動保障電圧範囲の上限領域に基づいて設定されればよい。ただし、当該上限領域は上記の下限領域より高い電圧領域に設定される。

【0030】

電流電圧マップ 1 には、バッテリー 5 の直流電圧がそのまま入力されず、基準電圧 (V_{dc_l}) が入力され、電圧電流マップ 1 は、当該基準電圧 (V_{dc_l}) に基づいて、格納されたマップを参照し、 dq 軸電流指令値 (i^*_d 、 i^*_q) 及び dq 軸非干渉電圧指令値 ($V^*_{d_dcpl}$ 、 $V^*_{q_dcpl}$) を算出する。これにより、電圧検出器 13 に異常が生じた場合に、電流電圧マップ 1 に入力される電圧は、バッテリー 5 の直流電圧より低い基準電圧 (V_{dc_l}) になる。そのため、電圧電流マップ 1 が、バッテリー 5 の実際の電圧より大きい電圧を参照して指令値を出力することが無くなり、インバータ 6 における電力不足を防ぐことができる。

【0031】

また、PWM 変換器 4 には、バッテリー 5 の直流電圧がそのまま入力されず、基準電圧 (V_{dc_h}) が入力され、PWM 変換器 4 は、当該基準電圧 (V_{dc_h}) に基づいて、インバータ 6 の制御信号のパルス幅を設定する。上記の式 2 において、PWM 変換器 4 に入力される電圧 (V_{dc}) は、分母の位置にある。そのため、当該分母を小さい値に設定した場合に、電圧指令値 (V^*_u 、 V^*_v 、 V^*_w) の変動に対して、パルス幅 (t_u 、 t_v 、 t_w) の変動が大きくなる。そして、パルス幅 (t_u 、 t_v 、 t_w) の変動の幅は、PWM 変換器 4 に入力される電圧を、保障電圧範囲のうち最も低い電圧に固定した場合に最も大きくなる。

【0032】

電圧検出器 13 の異常が検出された場合に、PWM 変換器 4 は、基準電圧 (V_{dc_l}) より高い電圧である基準電圧 (V_{dc_h}) を入力電圧とし、パルス幅を設定する。こ

10

20

30

40

50

れにより、制御信号のパルス幅が頻繁に大きく変動することがなくなるため、ループゲインが低い状態となり制御の安定性を図ることができる。

【 0 0 3 3 】

例えば、インバータ 6 の保障電圧範囲を $200 \sim 400 \text{ V}$ とし、PWM 変換器 4 への入力電圧を保障電圧範囲の下限値 (200 V) に固定した場合と、比較して、PWM 変換器 4 への入力電圧を保障電圧範囲の上限値 (400 V) に固定した場合には、ある所定の範囲の電圧指令値 (V^*_u 、 V^*_v 、 V^*_w) に対するパルス幅の変動の大きさにより示される制御の安定性が、約 2 倍、向上する。

【 0 0 3 4 】

上記のように、本例は、異常検出器 14 が電圧検出器 13 の異常を検出した場合に、電圧固定部 15 により、電流電圧マップ 1 に入力される検出電圧 (V_{dc}) を、基準電圧 (V_{dc_l}) に固定し、PWM 変換器 4 に入力される検出電圧 (V_{dc}) を、基準電圧 (V_{dc_l}) より高い電圧である基準電圧 (V_{dc_h}) に固定する。これにより、電流電圧マップ 1 が、実際のバッテリー 5 の電圧より大きい電圧を参照して指令値を算出しないため、インバータ 6 において電力不足に陥ることを回避することができる。また、PWM 変換器 4 により生成される制御信号のパルス幅の変動を抑制することができるため、ループゲインが高い状態となることを防ぎ、ゲイン余裕を大きくとることができる。その結果として、制御の安定性を向上させることができる。

【 0 0 3 5 】

また、本例のインバータ制御装置に対して、電流制御の高応答性及びインバータ 6 の運転範囲の広域化が求められた場合に、本例のインバータ制御装置は、高い応答性を確保するためにループゲインを高くし、ゲイン余裕が少ない状態に回路設計される。そして、インバータ 6 の出力電圧に対してバッテリー 5 の直流電圧の余裕が無く、本例のインバータ制御装置は高変調率で運転する。本例は、上記のように、異常検出器 14 が電圧検出器 13 の異常を検出した場合に、インバータ 6 における電力不足を回避しつつ、ゲイン余裕を大きくとることができるため、電流制御の高応答性及びインバータ 6 の運転範囲の広域化に対応するように回路設計した場合においても、電圧検出器 13 の異常時に、制御を不安定になることを防ぐことができる。

【 0 0 3 6 】

また本例は、異常検出器 14 が電圧検出器 13 の異常を検出した場合に、電圧固定部 15 により、PWM 変換器 4 に入力される検出電圧 (V_{dc}) を、インバータ 6 の保障電圧範囲の上限領域に基づいて設定される基準電圧 (V_{dc_h}) に固定する。これにより、PWM 変換器 4 により生成される制御信号のパルス幅の変動を抑制することができるため、ループゲインが高い状態となることを防ぎ、ゲイン余裕を大きくとることができる。その結果として、制御の安定性を向上させることができる。

【 0 0 3 7 】

なお、本例の基準電圧 (V_{dc_l}) は、性能保障電圧の下限の電圧、又は作動保障電圧の下限の電圧に対応し、基準電圧 (V_{dc_h}) は、性能保障電圧の上限の電圧、又は作動保障電圧の条件の電圧に対応する。また、本例は、基準電圧 (V_{dc_l}) を、性能保障電圧の下限の電圧以下であり、かつ、作動保障電圧の下限の電圧以上である電圧と対応させ、基準電圧 (V_{dc_h}) を、性能保障電圧の上限の電圧以上であり、かつ、作動保障電圧の上限の電圧以下である電圧と対応させて、設定してもよい。本例の電圧検出器 13 は本発明の「電圧検出手段」に相当し、電流電圧マップ 1 が「目標値算出手段」に、電流制御器 2、座標変換器 3 及び PWM 変換器 4 が「インバータ制御手段」に、異常検出器 14 が「異常検出手段」に、電圧固定部 15 が「電圧固定手段」に相当する。また本例の基準電圧 (V_{dc_l}) が本発明の「第 1 の保障電圧」に、基準電圧 (V_{dc_h}) が本発明の「第 2 の保障電圧」に相当する。

【 符号の説明 】

【 0 0 3 8 】

1 ... 電流電圧マップ

10

20

30

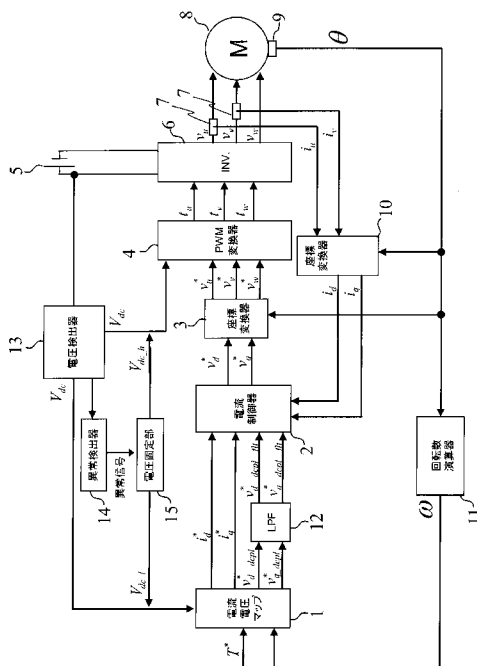
40

50

- 2 ... 電流制御器
- 3 ... 座標変換器
- 4 ... P W M 変換器
- 5 ... バッテリ
- 6 ... インバータ
- 7 ... 電流センサ
- 8 ... モータ
- 9 ... 磁極位置検出器
- 10 ... 座標変換器
- 11 ... 回転数演算器
- 12 ... L P F
- 13 ... 電圧検出部
- 14 ... 異常検出器
- 15 ... 電圧固定部

10

【図 1】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開 2 0 0 5 - 1 1 7 7 5 6 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 1 9 1 1 9 8 (J P , A)
特開 2 0 1 0 - 1 1 9 2 2 8 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 P 2 1 / 0 0 - 2 7 / 1 8