(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7632089号
(P7632089)

(45)発行日　令和7年2月19日(2025.2.19)

(24)登録日　令和7年2月10日(2025.2.10)

(51)国際特許分類

Ｈ０２Ｐ　23/14　(2006.01)		Ｈ０２Ｐ	23/14
Ｈ０２Ｋ　11/25　(2016.01)		Ｈ０２Ｋ	11/25
Ｈ０２Ｐ　27/06　(2006.01)		Ｈ０２Ｐ	27/06

ＦＩ

請求項の数　6　（全27頁）

(21)出願番号　特願2021-92516(P2021-92516)
(22)出願日　令和3年6月1日(2021.6.1)
(65)公開番号　特開2022-184577(P2022-184577A)
(43)公開日　令和4年12月13日(2022.12.13)
審査請求日　令和6年4月23日(2024.4.23)

(73)特許権者　000003137
マツダ株式会社
広島県安芸郡府中町新地３番１号
(74)代理人　110001427
弁理士法人前田特許事務所
(72)発明者　茂木　大和
広島県安芸郡府中町新地３番１号　マツダ株式会社内
(72)発明者　瀬尾　宣英
広島県安芸郡府中町新地３番１号　マツダ株式会社内
審査官　若林　治男

最終頁に続く

(54)【発明の名称】　モータの磁石温度推定方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

磁極を構成する磁石がロータに設置されていて、ステータの複数のコイルに、インバータのスイッチング素子をオンオフ制御して形成される交流の電流を通電することによって回転するモータの、磁石温度推定方法であって、

前記コイルは、Ｕ相、Ｖ相、および、Ｗ相からなる３つのコイル群を構成し、前記インバータは、前記コイル群の各々に、直流電源から供給される電力を制御して、位相が異なる交流の電流を通電するように構成されており、

前記モータの運転中に、前記スイッチング素子をオフ制御することによって前記コイルへの通電を瞬断し、

前記瞬断時における電流値である瞬断時電流値、および、前記瞬断過渡時における前記コイルの電圧値である過渡時コイル電圧値を取得し、

前記瞬断後における前記コイルの電圧変化に基づいて立式された所定の数式と、前記瞬断時電流値および前記過渡時コイル電圧値とを用いて、誘起電圧を算出し、

算出した誘起電圧に基づいて前記磁石の温度を推定し、

前記数式として次式を用いる、磁石温度推定方法。

【数１】

$$\begin{cases} V_{\mathrm{emf}}\sin\left(\omega t+\phi-\dfrac{2}{3}\pi\right)-\dfrac{R_l}{R_l+3R}V = V_{\mathrm{emf}}\sin(\omega t+\phi)+L_{\mathrm{P}_2}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{P}_2}}{\mathrm{d}t} \\ \quad +\dfrac{R_l}{R_l+3R}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})R+L_{\mathrm{P}_1}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})+\dfrac{R_l}{R_l+3R}V_{\mathrm{f}}+V_{\mathrm{f}}+2r \\ V_{\mathrm{emf}}\sin\left(\omega t+\phi+\dfrac{2}{3}\pi\right)-\dfrac{R_l}{R_l+3R}V = V_{\mathrm{emf}}\sin(\omega t+\phi)+L_{\mathrm{P}_3}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{P}_3}}{\mathrm{d}t} \\ \quad +\dfrac{R_l}{R_l+3R}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})R+L_{\mathrm{P}_1}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})+\dfrac{R_l}{R_l+3R}V_{\mathrm{f}}+V_{\mathrm{f}}+2r \end{cases}$$

ここで、V_{emf}：誘起電圧、V_f：スイッチング素子と逆並列に接続されているダイオードの順方向電圧、Ｖ：直流電源の電圧、Ｌ：インダクタンス、ｉ：電流、添え字のP_1，P_2，P_3：Ｕ，Ｖ，Ｗの各相を特定する表示、ω：回転角速度、φ：P_1に対応する相の瞬断時における電流の位相、Ｒ：直流電源の内部抵抗、R_l：瞬断時におけるスイッチング素子の抵抗、ｔ：瞬断後の経過時間、である。

【請求項２】

磁極を構成する磁石がロータに設置されていて、ステータの複数のコイルに、インバータのスイッチング素子をオンオフ制御して形成される交流の電流を通電することによって回転するモータの、磁石温度推定方法であって、

前記モータの運転中に、前記スイッチング素子をオフ制御することによって前記コイルへの通電を瞬断し、

前記瞬断時における電流値である瞬断時電流値、および、前記瞬断過渡時における前記コイルの電圧値である過渡時コイル電圧値を取得し、

前記瞬断後における前記コイルの電圧変化に基づいて立式された所定の数式と、前記瞬断時電流値および前記過渡時コイル電圧値とを用いて、誘起電圧を算出し、

算出した誘起電圧に基づいて前記磁石の温度を推定し、

前記数式として、前記スイッチング素子のオフ制御時に、当該スイッチング素子に流れる漏れ電流を考慮しない、等価回路モデルに基づいて簡略化した数式を立式し、当該簡略化した数式を用いて誘起電圧を算出する、磁石温度推定方法。

【請求項３】

磁極を構成する磁石がロータに設置されていて、ステータの複数のコイルに、インバータのスイッチング素子をオンオフ制御して形成される交流の電流を通電することによって回転するモータの、磁石温度推定方法であって、

前記モータの運転中に、前記スイッチング素子をオフ制御することによって前記コイルへの通電を瞬断し、

前記瞬断時における電流値である瞬断時電流値、および、前記瞬断過渡時における前記コイルの電圧値である過渡時コイル電圧値を取得し、

前記瞬断後における前記コイルの電圧変化に基づいて立式された所定の数式と、前記瞬断時電流値および前記過渡時コイル電圧値とを用いて、誘起電圧を算出し、

算出した誘起電圧に基づいて前記磁石の温度を推定し、

電流の位相が９０°となるタイミングで瞬断し、

ωｔ＝ｎπ（ωは回転角速度、ｔは瞬断後の経過時間、ｎは自然数）となるタイミングで２つの前記過渡時コイル電圧値を取得し、

前記数式に前記２つの過渡時コイル電圧値を用いて差分を求めることにより、簡略化した数式を立式し、当該簡略化した数式を用いて誘起電圧を算出する、磁石温度推定方法。

【請求項４】
請求項１に記載の磁石温度推定方法において、
前記数式として、次式を用いる、磁石温度推定方法。
$V_{emf}=Ka\cdot V_P(t)+Kb\cdot I_0+Kc$
ここで、$V_P(t)$：過渡時コイル電圧値、I_0：瞬断時電流値、Ｋａ，Ｋｂ，Ｋｃ：変数を含む所定の係数、である。
【請求項５】
請求項４に記載の磁石温度推定方法において、
前記所定の係数であるＫａ，Ｋｂ，および、Ｋｃをデータ化することによってデータベースに記憶し、
前記データベースを用いて誘起電圧を算出する、磁石温度推定方法。
【請求項６】
請求項１または４に記載の磁石温度推定方法において、
各相の前記コイルのインダクタンスＬｕ，Ｌｖ，Ｌｗとして、一定値Ｌを用いる、磁石温度推定方法。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
開示する技術は、モータの磁石温度推定方法に関する。
【背景技術】
【０００２】
近年、ハイブリッド車、電気自動車など、電力を用いて走行する車両が増加している。通常、このような車両には、永久磁石同期モータ（単にモータともいう）が駆動源として搭載されている。そのモータでは、ロータに永久磁石（単に磁石ともいう）が設置されている。インバータによって制御された交流電流を、そのモータのステータに通電する。そうすることで変化する磁界の作用でロータが回転し、モータは駆動する。
【０００３】
モータが駆動すると、磁石は発熱する。そのため、長い時間、モータを連続して駆動すると、磁石は高温になる。それに対し、磁石の最大磁束は温度依存性がある。磁石の温度が所定の上限値を超えると、磁石の磁力は急激に低下し、低下した磁力は復帰しない。すなわち、磁石が不可逆的に減磁する。
【０００４】
そのため、モータの駆動中は、その上限値を超えないように、磁石の温度を厳格に管理する必要がある。それには、磁石の温度を計測しなければならないが、ロータは回転している。温度センサなどを用いて、磁石の温度を直接的に計測することは困難である。
【０００５】
そこで従来は、ステータの温度、誘起電圧などに基づいて、間接的な方法で、磁石の温度を推定することが行われている（例えば特許文献１）。
【０００６】
また、ここで開示する技術の応用例に関連する先行技術として、特許文献２がある。そこには、モータの温度、具体的には、コイルの過渡的な温度を推定する技術が開示されている。
【０００７】
特許文献２にはまた、全状態オブザーバが用いられている、状態フィードバック制御のブロック図が開示されている。そして、システムである実際のモータのコイルの温度を実測して得られる実サーミスタ温度と、オブザーバであるシミュレーションモデルから出力される推定サーミスタ温度と、の誤差にフィードバックゲインを掛けて、シミュレーションモデルの入力に加算することで、推定サーミスタ温度を補正している。
【０００８】
フィードバックゲインには、予め決めた値が用いられている（段落００４０）。

【先行技術文献】
【特許文献】
【０００９】
【文献】ＷＯ２０１４－０５７５５８号公報
【文献】特開２０１６－０８２６９８号公報
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】
【００１０】
推定値は、誤差が大きくなるおそれがある。従って、推定値に基づいて磁石の温度を管理する場合には、その誤差を考慮しなければならないので、磁石の温度は、上限値よりも過度に低い温度で管理せざるを得ない。その結果、現状では、モータは、その性能を十分に発揮できていない。磁石の温度の推定精度を向上させる必要がある。
【００１１】
その点、誘起電圧に基づく磁石の温度の推定は、比較的簡素な構造で実現できるし、比較的高い精度を得られる利点がある。一方、その推定方法は、即応性に欠ける不利がある。例えば、上述した特許文献１では、誘起電圧を検出するために、モータに流れる電流を「０」にしている。
【００１２】
モータに流れる電流を０にすると、モータが出力するトルクも０になる。しかも、モータに流れる電流が０になるまでには、ある程度の時間が必要である。そのため、特許文献１の推定方法は、モータがトルクを出力する時は使用できない。車両の減速期間に限って使用できる。すなわち、モータの運転状態によって制限を受けるので、即応性に欠ける。
【００１３】
ここで開示する技術は、従来の誘起電圧に基づく推定方法を改良することにより、推定精度、即応性に優れたモータの磁石温度推定方法の実現を目指すものである。それにより、モータの運転状態に関係無く、磁石温度の高精度な推定を実現させる。
【課題を解決するための手段】
【００１４】
開示する技術は、磁極を構成する磁石がロータに設置されていて、ステータの複数のコイルに、インバータのスイッチング素子をオンオフ制御して形成される交流の電流を通電することによって回転するモータの、磁石温度推定方法に関する。そして、当該磁石温度推定方法は、次に示す各処理を実行する。
【００１５】
前記モータの運転中に、前記スイッチング素子をオフ制御することによって前記コイルへの通電を瞬断する。前記瞬断時における電流値である瞬断時電流値、および、前記瞬断過渡時における前記コイルの電圧値である過渡時コイル電圧値を取得する。前記瞬断後における前記コイルの電圧変化に基づいて立式された所定の数式と、前記瞬断時電流値および前記過渡時コイル電圧値とを用いて、誘起電圧を算出する。そして、算出した誘起電圧に基づいて前記磁石の温度を推定する。
【００１６】
すなわち、この磁石温度推定方法によれば、瞬間的な停止（瞬断または瞬停）を行う。従って、モータが出力するトルクにほとんど影響しない。瞬断であれば、モータの運転状態に関係無く行える。車両の減速期間に限らず、加速期間でも行えるので、即応性に優れる。
【００１７】
そして、その瞬断時に、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を取得し、これらと所定の数式とを用いて、誘起電圧を算出する。その数式は、瞬断後のコイルの電圧変化に基づいて立式されているため、その数式を用いることで、過渡後の誘起電圧の算出が可能になる。そして、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を実測し、その値をその数式に代入すれば、誘起電圧を算出できる。後は、算出した誘起電圧に基づいて磁石の温度を推定

すればよい。

【００１８】

従って、この磁石温度推定方法を適用すれば、モータの運転状態に関係無く、磁石温度の高精度な推定が可能になる。その結果、磁石の適切な温度管理が容易になるので、モータの性能を十分に発揮させることができ、燃料および／またはバッテリの消費を抑制できる。

【００１９】

前記磁石温度推定方法はまた、前記コイルは、Ｕ相、Ｖ相、および、Ｗ相からなる３つのコイル群を構成しており、前記インバータは、前記コイル群の各々に、直流電源から供給される電力を制御して、位相が異なる交流の電流を通電するように構成されており、前記数式として次式を用いる、としてもよい。

【００２０】

【数１】

$$\begin{cases} V_{\mathrm{emf}}\sin\left(\omega t+\phi-\dfrac{2}{3}\pi\right)-\dfrac{R_l}{R_l+3R}V = V_{\mathrm{emf}}\sin(\omega t+\phi)+L_{\mathrm{P}_2}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{P}_2}}{\mathrm{d}t} \\ \qquad +\dfrac{R_l}{R_l+3R}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})R+L_{\mathrm{P}_1}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})+\dfrac{R_l}{R_l+3R}V_{\mathrm{f}}+V_{\mathrm{f}}+2r \\ V_{\mathrm{emf}}\sin\left(\omega t+\phi+\dfrac{2}{3}\pi\right)-\dfrac{R_l}{R_l+3R}V = V_{\mathrm{emf}}\sin(\omega t+\phi)+L_{\mathrm{P}_3}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{P}_3}}{\mathrm{d}t} \\ \qquad +\dfrac{R_l}{R_l+3R}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})R+L_{\mathrm{P}_1}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{\mathrm{P}_2}+i_{\mathrm{P}_3})+\dfrac{R_l}{R_l+3R}V_{\mathrm{f}}+V_{\mathrm{f}}+2r \end{cases}$$

【００２１】

ここで、V_{emf}：誘起電圧、V_f：スイッチング素子と逆並列に接続されているダイオードの順方向電圧、Ｖ：直流電源の電圧、Ｌ：インダクタンス、ｉ：電流、添え字のP_1，P_2，P_3：Ｕ，Ｖ，Ｗの各相を特定する表示、ω：回転角速度、φ：P_1に対応する相の瞬断時における電流の位相、Ｒ：直流電源の内部抵抗、R_l：瞬断時におけるスイッチング素子の抵抗、ｔ：瞬断後の経過時間、である。

【００２２】

すなわち、この磁石温度推定方法に適用するモータは、いわゆる３相モータである。直流電源から供給される電力をインバータで交流の電流に変換してモータに通電する。従って、車載モータに好適な方法である。

【００２３】

そして、ここで示す数式は、瞬断過渡時の等価回路モデルに基づいて立式された回路方程式であり、瞬断後の過渡状態を表現している。従って、この数式を用いて演算することで、誘起電圧の推定が可能になる。

【００２４】

前記磁石温度推定方法はまた、前記数式として、次式を用いる、としてもよい。

$V_{emf}=Ka\cdot V_P(t)+Kb\cdot I_0+Kc$

ここで、$V_P(t)$：過渡時コイル電圧値、I_0：瞬断時電流値、Ｋａ，Ｋｂ，Ｋｃ：変数を含む所定の係数、である。

【００２５】

ここで示す数式は、瞬断後の過渡状態を表現した回路方程式を一般化したものである。従って、この数式を用いて演算することで、比較的容易に誘起電圧の推定が可能になる。

汎用性、利便性に優れる。
【００２６】
更に前記磁石温度推定方法はまた、前記所定の係数であるＫａ，Ｋｂ，および、Ｋｃをデータ化することによってデータベースに記憶し、前記データベースを用いて誘起電圧を算出する、としてもよい。
【００２７】
そうすれば、データベースを参照することで、係数が変数を含むことによる複雑な演算を簡略化できる。それにより、演算処理の負担を軽減でき、演算処理を高速化できる。
【００２８】
前記磁石温度推定方法はまた、各相の前記コイルのインダクタンスＬｕ，Ｌｖ，Ｌｗとして、一定値Ｌを用いる、としてもよい。
【００２９】
そうすれば、インダクタンスを共通の値に定数化できるので、演算処理を簡略化できる。それにより、演算処理の負担を軽減でき、演算処理を高速化できる。
【００３０】
前記磁石温度推定方法はまた、前記数式として、前記スイッチング素子のオフ制御時に、当該スイッチング素子に流れる漏れ電流を考慮しない、等価回路モデルに基づいて簡略化した数式を立式し、当該簡略化した数式を用いて誘起電圧を算出する、としてもよい。
【００３１】
スイッチング素子をオフ制御した場合、実際には漏れ電流が存在する。従って、推定精度を優先すれば、その影響を考慮するのが好ましい。しかし、漏れ電流の影響を考慮して数式を立式すると、数式が複雑になり、演算処理の負担が大きくなる。それに対し、漏れ電流を考慮しない等価回路モデルに基づけば、簡略化した数式を立式することができる。その数式を用いることで、演算処理の負担を軽減でき、演算処理を高速化できる。
【００３２】
前記磁石温度推定方法はまた、電流の位相が９０°となるタイミングで瞬断し、ωｔ＝ｎπ（ωは回転角速度、ｔは瞬断後の経過時間、ｎは自然数）となるタイミングで２つの前記過渡時コイル電圧値を取得し、前記数式に前記２つの過渡時コイル電圧値を用いて差分を求めることにより、簡略化した数式を立式し、当該簡略化した数式を用いて誘起電圧を算出する、としてもよい。
【００３３】
このようにして数式を立式することで、三角関数を含む項を省略できる。従って、複雑な数式が簡略化されるので、演算処理の負担を軽減でき、演算処理を高速化できる。
【００３４】
前記磁石温度推定方法はまた、前記数式を構成している各項のうち、変数を含む少なくとも一部を、データ化することによってデータベースに記憶し、前記データベースを用いて誘起電圧を算出する、としてもよい。
【００３５】
そうすれば、データベースを参照することで、変数を含む複雑な演算を簡略化できる。それにより、演算処理の負担を軽減でき、演算処理を高速化できる。
【発明の効果】
【００３６】
開示する技術によれば、モータの運転状態に関係無く、磁石温度の高精度な推定が可能になる。その結果、磁石の適切な温度管理が容易になるので、モータの性能を十分に発揮させることができ、燃料および／またはバッテリの消費を抑制できる。
【図面の簡単な説明】
【００３７】
【図１】開示する技術の適用に好適なモータシステムの簡略図である。
【図２】モータシステムの電気回路を簡略化して示す図である。上図はモータの運転状態を、下図はモータの停止状態をそれぞれ表している。

【図３】スイッチング素子のオフ制御での電流変化を説明するための図である。
【図４】モータの停止直後におけるコイルの電圧変化を説明するためのグラフである。
【図５】瞬断過渡時におけるモータシステムの等価回路モデルを示す図である。
【図６】数式等で用いる文字の一覧表である。
【図７】説明に対応して数式（１）を表した図である。
【図８】数式（２）を説明するための図である。
【図９】説明に対応して数式（３）、（４）を表した図である。
【図１０】説明に対応して数式（５）～（７）を表した図である。
【図１１】説明に対応して数式（８）～（１１）を表した図である。
【図１２】磁石温度を推定する処理のフローチャートである。
【図１３】従来のオブザーバモデル（上図）および修正オブザーバモデル（下図）を示すブロック図である。
【図１４】応用例の磁石温度推定方法を適用した磁石温度推定システムの概略的構成図である。
【図１５】熱モデルの一例を簡略的に示した図である。
【図１６】フィードバックゲインＫと電流および電圧との対応関係を説明するための図である。
【図１７】応用例での磁石温度の推定に関する処理のフローチャートである。
【図１８】実証試験結果の概略を示したグラフである。

【発明を実施するための形態】

【００３８】

以下、開示する技術の実施形態を図面に基づいて詳細に説明する。ただし、以下の説明は、本質的に例示に過ぎない。便宜上、開示する技術に関する数式は、明細書および図面の双方にて表示する。数式では共通の文字を用いる（図６に示す表を参照）。

【００３９】

＜モータシステム＞

図１に、開示する技術の適用に好適なモータシステム１の簡略図を示す。このモータシステム１は、ハイブリッド車、電気自動車などの、電力を利用した走行が可能な車両（電動車両）に搭載されている。モータシステム１は、駆動用のモータ２、インバータ３、モータコントロールユニット（ＭＣＵ４）などで構成されている。

【００４０】

モータ２は、永久磁石型の同期モータである。モータ２には、ロータ２０およびステータ２１が備えられている。ロータ２０は、ステータ２１の内側に配置されている。ロータ２０はステータ２１の外側に配置されていてもよいが、このモータ２は、インナーロータ型である。ロータ２０の中心にシャフト２２が固定されている。シャフト２２は、ロータ２０およびステータ２１を収容しているモータケースに回転自在に軸支されている。シャフト２２を介してモータ２の回転動力が出力される。つまりモータ２が駆動する。それにより、車両は走行する。

【００４１】

ロータ２０の外周部分には、永久磁石２３（単に磁石２３ともいう）が設置されている。この磁石２３により、ロータ２０の磁極が構成されている。すなわち、ロータ２０の外周部分に、周方向にＳ極とＮ極とが交互に等間隔で並ぶように、磁石２３が配置されている。磁石２３の個数、配置、形状などは、モータ２の仕様に応じて設定される。例えば、複数の板状の磁石２３を設置してもよいし、複数の磁極を有する１つの環状の磁石２３を設置してもよい。

【００４２】

ステータ２１は、ロータ２０の周囲に、僅かな隙間（ギャップ２４）を隔てて配置されている。ステータ２１は、ステータコア２１ａと、複数のコイル２５と、を有している。ステータコア２１ａの内側から放射状に張り出す複数のティースに電線を所定の順序で巻き掛けることで、複数のコイル２５が形成されている。

【００４３】
ステータコア２１ａの形状、コイル２５の個数、配置などは、モータ２の仕様に応じて設定される。このモータ２の場合、これらコイル２５は、Ｕ相、Ｖ相、およびＷ相からなる３つのコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗを構成している。これらコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗの各々は、接続ケーブル２６を介してインバータ３と接続されている。
【００４４】
インバータ３は、直流電源５と、給電ケーブル３０を介して接続されている。直流電源５の具体例としては、例えば、定格電圧が５０Ｖ以下の低電圧バッテリ、定格電圧が３００Ｖ以上の高電圧バッテリなどを挙げることができる。直流電源５は、インバータ３に電力を供給する。
【００４５】
インバータ３はまた、ＭＣＵ４とハーネス４０を介して接続されている。ＭＣＵ４は、プロセッサ、メモリ、インターフェイスなどのハードウエアと、制御プログラムなどのソフトウエアとで構成されている。そして、これらハードウエアおよびソフトウエアの組み合わせにより、ＭＣＵ４には、機能的な構成として、インバータ制御部４１、磁石温度推定部４２、および、データベース４３が設けられている。
【００４６】
インバータ制御部４１は、インバータ３を制御することにより、モータ２を駆動する。磁石温度推定部４２は、後述する所定の数式（回路方程式等）を用いて、磁石２３の温度を推定する。データベース４３には、インバータ３の制御および磁石２３の温度の推定に用いられるデータが記憶されている。データの形式は様々であり、数値、数式、マップ、テーブルなど、用途に応じた形式でデータがデータベース４３に記憶されている。インバータ制御部４１および磁石温度推定部４２は、必要に応じてこれらデータを使用する。
【００４７】
図２に、モータシステム１の電気回路を簡略化して示す。インバータ３には、公知のインバータ回路３１が内蔵されている。インバータ３は、そのインバータ回路３１により、直流電源５の電力を３相の交流の電流に変換し、モータ２のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗの各々に通電する。それにより、ロータ２０の磁極とステータ２１のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗの各々との間に、周期的に変化する磁界が形成される。その磁界の変化に伴ってロータ２０およびシャフト２２が回転し、モータ２が駆動する。
【００４８】
直流電源５における、Ｒは内部抵抗を表し、Ｖは直流電圧を表している。インバータ３が内蔵するインバータ回路３１は、Ｕ，Ｖ，Ｗの各相に対応した３つのアーム３１ａを有している。これらアーム３１ａは、直流電源５の高電圧（プラス）側および低電圧（マイナス）側の各々に、給電ケーブル３０を介して接続されている。
【００４９】
これらアーム３１ａの各々に、２つのスイッチング素子（上流側スイッチング素子３３Ｕおよび下流側スイッチング素子３３Ｌ）が直列に接続されている。スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌは、例えば、ＭＯＳ－ＦＥＴ、ＩＧＢＴなどの半導体スイッチである。アーム３１ａの各々にはまた、２つのダイオード３４が、スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌの各々と逆並列に接続されている。これらダイオード３４は、いわゆる還流ダイオードである。
【００５０】
上流側スイッチング素子３３Ｕおよび下流側スイッチング素子３３Ｌの各々の間に、モータ２の各相のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗに連なる接続ケーブル２６が接続されている。コイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗの各々における、ｒは内部抵抗を表し、Ｌは各相のコイル２５のインダクタンスを表している。インバータ回路３１は、これらのスイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌをオンオフ制御することによって交流の電流を形成し、モータ２の各相のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗに通電する。
【００５１】

図２の上図は、モータ２の運転中における所定の状態を表している。ここでは、Ｕ相の上流側スイッチング素子３３Ｕ、Ｖ相の下流側スイッチング素子３３Ｌ、および、Ｗ相の下流側スイッチング素子３３Ｌが、オン制御されている。一方、Ｕ相の下流側スイッチング素子３３Ｌ、Ｖ相の上流側スイッチング素子３３Ｕ、および、Ｗ相の上流側スイッチング素子３３Ｕは、オフ制御されている。

【００５２】

それにより、破線の矢印で示すように、各相のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗに電流が通電される。Ｕ相の接続ケーブル２６を通じてモータ２に電流が流入し、Ｖ相およびＷ相の接続ケーブル２６を通じてモータ２から電流が流出する（Ｕ相の電流が正、Ｖ相およびＷ相の電流が負）。インバータ制御部４１は、所定のタイミングで各スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌをオンオフ制御する。そうすることにより、例えば、Ｖ相の電流が正、Ｗ相およびＵ相の電流が負となるように、各相の電流の流れが切り替わる。各相のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗに、位相の異なる交流の電流が通電される。

【００５３】

図２の下図は、上図の状態から通電を遮断し、モータ２の運転を停止した時の状態を表している。すなわち、オン制御されていたＵ相の上流側スイッチング素子３３Ｕ、Ｖ相の下流側スイッチング素子３３Ｌ、および、Ｗ相の下流側スイッチング素子３３Ｌがオフ制御されている。このとき、各相のコイル群２５Ｕ，２５Ｖ，２５Ｗには誘起電力が発生し、破線の矢印で示すように、短時間、電流（誘導電流）が流れる。

【００５４】

スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌをオフ制御する場合、理想的には、オンの状態からオフの状態に時間差無く切り替わる。しかし、実際には、オンの状態とオフの状態との間には過渡状態が存在する。図３に、スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌのオンオフ制御の前後における電流変化を示す。オフ制御はｔ０のタイミングである。

【００５５】

理想的なオフ制御では、破線で示すように、電流は、ｔ０のタイミングで０になる。過渡状態は存在しない。それに対し、実際のオフ制御では、実線で示すように、ｔ０のタイミングで電流は０にならずに、ｔ０後の所定のタイミングで０になる（電流の立ち下がり）。すなわち、ｔ０後にも一定の時間、電流が流れる。

【００５６】

従って、実際のオフ制御の場合、モータ２の停止直後のモータシステム１における電流の流れは、図２の下図に破線の矢印で示す電流の経路に加え、実線の矢印で示す経路にも電流が流れる（この電流を「漏れ電流」ともいう）。

【００５７】

＜磁石温度の推定＞

モータ２が駆動すると、磁石２３は発熱する。そのため、長い時間、モータ２を連続して駆動すると、磁石２３は高温になる。それに対し、磁石２３の最大磁束は温度依存性がある。磁石２３の温度（以下、磁石温度ともいう）が上昇すると、磁束密度が低下する。そして、磁石温度が所定の上限値を超えると、磁石２３の磁力は急激に低下し、低下した磁力は復帰しない。すなわち、磁石２３が不可逆的に減磁する。

【００５８】

そのため、モータ２の駆動中は、その上限値を超えないように、磁石２３を厳格に温度管理する必要がある。それには、磁石温度を計測しなければならないが、磁石２３は回転するロータ２０に設置されている。従って、磁石温度を直接的に計測することは困難である。磁石温度は、間接的な方法で推測するしかない。

【００５９】

そこで、ＭＣＵ４には、磁石温度推定部４２が設けられている。磁石温度推定部４２は、磁石２３の磁束に起因する誘起電圧（単に誘起電圧ともいう）に基づいて磁石温度を推定する。誘起電圧と磁石温度との間には相関関係があるので、誘起電圧（詳細には誘起電圧の極大値等）を精度高く検知できれば、磁石温度も、高い精度で推定できる。

【００６０】
しかし、従来の誘起電圧の検知方法は、モータ２を停止し、ある程度時間の経過を待つ必要がある。そのため、即応性に欠ける不利がある。
【００６１】
図４に、モータ２の停止直後、つまりコイル２５への通電を停止した直後の、コイル２５の電圧変化を例示する。モータ２はｔ０のタイミングで停止されている。実線のグラフＧｙが誘起電圧を、破線のグラフＧｚがコイル２５に印加される端子電圧（誘起電圧と逆起電力とを合算した電圧）を、それぞれ表している。
【００６２】
上述したように、モータ２を停止すると、誘導電流が流れて、コイル２５に逆起電力が発生する。それにより、モータ２の停止直後のコイル電圧は、逆起電力および誘起電圧の合算値となる。そして、時間が経過し、誘導電流が流れなくなって逆起電力が０になると（ｔ１のタイミング）、コイル電圧は誘起電圧のみとなり、誘起電圧の検知が可能になる。
【００６３】
すなわち、従来の誘起電圧の検知方法は、ｔ１以降のタイミングで誘起電圧を検知するため、モータ２の運転が制限される。例えば、モータ２の運転中に誘起電圧の検知を行うと、トルクを出力できない時間が生じる。それにより、トルクショックが発生し、車両は円滑に走行できない。車両の走行に悪影響を与えないためには、トルクを出力しない時間が確保できる時、例えば、車両の減速期間に限って使用できる。すなわち、従来の誘起電圧の検知方法は、モータ２の運転状態によって制限を受けるので、即応性に欠ける。
【００６４】
それに対し、磁石温度推定部４２は、例えばｔ０からｔ２の間など、スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌをオフ制御することによってコイル２５への通電を、瞬間的に停止（瞬断）する。瞬断によって通電を停止する時間は、例えば、１０ミリ秒（ｍｓ）以下である。５ミリ秒以下が好ましい。そして、今回新たに立式した所定の回路方程式等の数式を用いて誘起電圧を推定する。
【００６５】
詳細には、瞬断時（ｔ０かその前後のタイミング）における電流値（瞬断時電流値）と、瞬断過渡時（瞬断して定常状態になるまでの期間、ｔ０からｔ１のタイミング）におけるコイル２５の電圧値（過渡時コイル電圧値）とを実測することによって取得する。そして、これら瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を、所定の回路方程式（詳細には回路方程式から導出される解析解の式）に代入する。そうして、誘起電圧を推定する。
【００６６】
つまり、モータ２の運転にほとんど影響しない程度の瞬間的な停止（瞬断）により、誘起電圧を検知する。コイル２５への通電を瞬間的に停止するだけでよいので、モータ２が出力するトルクにほとんど影響しない。従って、モータ２の運転状態に関係無く、誘起電圧を検知できる。車両の減速期間に限らず、加速期間でも誘起電圧を検知できるので、即応性に優れる。
【００６７】
＜回路方程式＞
（基本回路方程式）
図５に、瞬断過渡時におけるモータシステム１の等価回路モデルを示す。この等価回路モデルは、図２に対応している。なお、図５を含め、以降の数式では共通の文字を用いる（図６に示す表を参照）。
【００６８】
すなわち、Ｕ相の電流が正、Ｖ相およびW相の電流が負の時に瞬断された場合を表している。Ｖ相またはW相が正の電流の時に瞬断された場合の等価回路モデルは、Ｕ相に対応している部分を、それぞれの相に置き換えるだけである。従って、便宜上、瞬断時に正の電流を通電していた相（瞬断時通電相ともいう）は、特に言及しない限り、Ｕ相であるものとして以降説明する。

【００６９】
この図では、上述した漏れ電流も考慮されている。各相の誘起電圧Ｖｅｍｆは、簡略化して表示してある。各相の誘起電圧を正確に示せば、次のようになる。
【００７０】
Ｕ相の誘起電圧：V_{emf}・ｓｉｎ（ωｔ）
Ｖ相の誘起電圧：V_{emf}・ｓｉｎ（ωｔ－２π／３）
Ｗ相の誘起電圧：V_{emf}・ｓｉｎ（ωｔ＋２π／３）。
【００７１】
この等価回路モデルに基づいて、今回新たに回路方程式（基本回路方程式）を立式した。図７に、その基本回路方程式を、数式（１）として示す。この基本回路方程式は、瞬断後の過渡状態を表現しており、Ｕ相を瞬断時通電相とする基本回路方程式を示す。
【００７２】
この基本回路方程式の解は、ラプラス変換により、解析的に求めることができる。基本回路方程式から得られる解析解の式を誘起電圧について整理し、簡略化すると、次の式で表すことができる。
【００７３】
V_{emf}＝Ｋａ・V_P（ｔ）＋Ｋｂ・I_0＋Ｋｃ　・・・一般式（１）
ここで、V_P（ｔ）は、瞬断時通電相の過渡時コイル電圧値であり、I_0は、瞬断時電流値である。なお、Ｋａ，Ｋｂ，Ｋｃは所定の係数である。Ｋａ，Ｋｂ，Ｋｃは、回路方程式の内容によって定まる係数であり、変数を含む。
【００７４】
すなわち、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を取得すれば、基本回路方程式を用いることによって、誘起電圧を推定できる。従って、基本回路方程式または基本回路方程式から得られる数式をＭＣＵ４に記憶すればよい。瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値は、インバータ３で実測することによって取得し、そのデータをＭＣＵ４に出力すればよい。そうすれば、ＭＣＵ４は、誘起電圧を推定できるようになる。
【００７５】
なお、基本回路方程式に対し、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を用いる代わりに、後述するように、瞬断時における瞬断時通電相のコイル電圧の傾きを用いて、誘起電圧を推定してもよい。
【００７６】
＜基本回路方程式の簡略化＞
基本回路方程式を用いた誘起電圧の推定は、誘起電圧を精度高く推定できるが、解析解の算出などにおいて、演算処理の負担が大きい。そのため、プロセッサは高性能が求められるし、高性能なプロセッサでも短時間で演算するのは難しい。従って、磁石温度を推定する度に、基本回路方程式それ自体を用いて誘起電圧を推定するのは、効率的ではない。
【００７７】
それに対し、実用上、誘起電圧の推定精度は、ある程度の誤差であれば許容できる場合も多い。また、モータ２の運転状態によっては、基本回路方程式を簡略化できる場合もある。従って、そのような場合は、上述した基本回路方程式を簡略化して用いるのが好ましい。演算処理の負担軽減、処理速度の高速化が図れる。そこで次に、基本回路方程式の簡略化手法について説明する。
【００７８】
（変数含有項のデータ化）
図７に示したように、基本回路方程式は、変数を含む項（変数含有項）を有している。例えば、誘導電流は瞬断過渡時に変化するので、変数である。そして、インダクタンスは、モータ２の回転角によって変化するし、コイル２５の温度によっても変化する。従って、これらを考慮する場合は、インダクタンスも変数となる。スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌの抵抗も経時的に変化するので、これを考慮する場合は、スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌの抵抗も変数となる。

【００７９】
基本回路方程式を用いて演算する時に、変数が多いと、それだけ演算処理の負担が増大する。従って、実験等により、数値などへの置き換えが可能な変数については、予めデータ化してデータベース４３に記憶するのが好ましい。変数含有項の全体をデータ化してもよいし、変数含有項の一部をデータ化してもよい。データの形式は、その用途に応じて適宜選択すればよい。
【００８０】
（第１の簡略化回路方程式）
基本回路方程式は、漏れ電流が生じる実際のオフ制御を考慮して立式している。それに対し、図８の上段に示すように、スイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌの抵抗Ｒｌを無限大と仮定することで、漏れ電流が生じない理想的なオフ制御を表現することが可能になる。そして、そうすることにより、図５に示した等価回路モデルを簡略化できる。図８の中段に、その簡略化した等価回路モデル（簡略化等価回路モデル）を示す。
【００８１】
この簡略化等価回路モデルに基づいて回路方程式を立式することで、漏れ電流を考慮しない簡略化した回路方程式（第１の簡略化回路方程式）が得られる。図８の下段に、その第１の簡略化回路方程式を、数式（２）として示す。なお、数式（２）ではコイル２５の抵抗ｒは簡略化のために考慮していない（考慮する場合は、ＲをＲ＋２ｒに置き換えればよい）。
【００８２】
（インダクタンスの定数化）
上述したように、インダクタンスは、モータ２の回転角、コイル２５の温度などによって変化する。しかし、その変化の程度が実用上無視できる場合は、各相のコイル２５のインダクタンスを定数化してもよい。具体的には、基本回路方程式または簡略化回路方程式において、図９の上段に示すように、各相のコイル２５のインダクタンスＬｕ，Ｌｖ，Ｌｗとして、同じ一定値Ｌを用いる。
【００８３】
その一例として、第１の簡略化回路方程式において、各相のコイル２５のインダクタンスを定数化した式を、図９に数式（３）として示す。
【００８４】
（解析解の導出）
次に、この数式（３）に示す第１の簡略化回路方程式を用いて、解析解の導出について説明する。
【００８５】
ラプラス変換により、数式（３）に示す第１の簡略化回路方程式から電流を導出する。そして、ｖ＝Ｌ・ｄｉ／ｄｔの関係から、Ｕ相のコイル電圧ＶＵ（ｔ）を求める。それによって得られる解析解の式を、図９に数式（４）として示す。
【００８６】
数式（４）において、αは２Ｒ／３Ｌである。ｔは、瞬断後の経過時間である。数式（４）により、過渡時コイル電圧値を取得した時までの瞬断後の経過時間ｔを代入することにより、その過渡時コイル電圧値が算出できる。
【００８７】
なお、数式（４）は、数式（３）に示す第１の簡略化回路方程式を用いて導出した解析解である。従って、漏れ電流は考慮していない。漏れ電流を考慮する場合は、図１０に数式（５）として示すように、数式（４）において、Ｖ等を置き換えた式を用いればよい。また、コイル２５の内部抵抗ｒを考慮する場合には、ＲをＲ＋２ｒに置き換えた式を用いればよい。
【００８８】
数式（４）を、更に誘起電圧Ｖｅｍｆについて解くと、図１０に数式（６）で示す式が得られる。この式は、図１０に数式（７）で示す式に、書き換えることができる。すなわち

、上述した一般式（１）となる。ただし、ここでのＫａ，Ｋｂ，Ｋｃは、数式（７）に付帯して示すものとなる。

【００８９】

従って、瞬断時電流値と過渡時コイル電圧値とを取得し、過渡時コイル電圧値を取得した時までの瞬断後の経過時間ｔと共に、第１の簡略化回路方程式（詳細には、第１の簡略化回路方程式から導出される式）を用いることにより、誘起電圧を推定できる。

【００９０】

（検知タイミングの選択）

瞬断するタイミング、および、過渡時コイル電圧値を取得するタイミングを選択することで、回路方程式を簡略化できる。

【００９１】

具体的には、電流の位相が９０°となるタイミングで瞬断する。すなわち、瞬断時に通電しているＵ相の交流の電流が極大となるタイミングで瞬断する。そして、ωｔ＝ｎπ（ｎは自然数）となるタイミングで、２つの過渡時コイル電圧値を取得する。そうして、回路方程式に２つの過渡時コイル電圧値を用いて差分を求める。そうすることにより、簡略化した回路方程式（第２の簡略化回路方程式）が立式できる。

【００９２】

図１１に、電流の位相が９０°となるタイミングで瞬断した場合における第１の簡略化回路方程式を、数式（８）として示す。電流の位相を９０°とすることで、三角関数の項を簡略化できる（図９の数式（４）参照）。

【００９３】

更に、ωｔ＝ｎπとなるタイミングで２つの過渡時コイル電圧値を取得して、数式（８）に示す式に、それら２つの過渡時コイル電圧値を用いて差分を求める。それによって立式される第２の簡略化回路方程式の一例を、図１１に数式（９）として示す。このようにすることで、三角関数の項を消去できる。従って、回路方程式をよりいっそう簡略化できる。

【００９４】

なお、この手法を採用する場合、回転間隔を隔てた２点で過渡時コイル電圧値を取得する。そのため、モータ２の回転数が高くなるほど、短時間で誘起電圧を推定できる。従って、この手法は、モータ２が高回転で運転している場合に用いるのが効果的である。

【００９５】

（瞬断時におけるコイル電圧の傾きに基づく誘起電圧の推定）

上述した回路方程式に、瞬断時における瞬断時通電相のコイル電圧の傾き（時間に対する変化量）を用いることによっても、誘起電圧を推定することができる。瞬断時のみを考慮し、過渡時を考慮しないので、短時間で誘起電圧を推定できる。

【００９６】

ただし、この手法の場合、瞬断時にコイル電圧の傾きを実測する必要がある。従って、モータ２が低回転で運転している場合に用いるのが効果的である。

【００９７】

第１の簡略化回路方程式にこの手法を適用して立式した簡略化回路方程式（第３の簡略化回路方程式）を、図１１に数式（１０）として示す。ｔ＝０なので、式を簡略化できる。数式（１０）を、更に誘起電圧Ｖｅｍｆについて整理すると、図１１に数式（１１）で示す式が得られる。従って、瞬断時におけるコイル電圧の傾きの実測値を用いることによっても、演算処理の負担軽減および高速化を実現しながら、誘起電圧を推定できる。

【００９８】

ＭＣＵ４は、これらのような数式、つまり、基本回路方程式、簡略化回路方程式、または、これらから導出される式を、モータシステム１の仕様に応じて選択し、磁石温度推定部４２またはデータベース４３に記憶する。複数の数式を記憶してもよいし、１つの数式を記憶してもよい。

【００９９】

そして、その数式を構成している各項のうち、変数を含む部分は、予め実験等により、数値などに置き換えてデータ化し、そのデータをデータベース４３に記憶するのが好ましい。そうすれば、誘起電圧を推定する際に、データベース４３を用いることで、複雑な演算処理を簡略化、高速化できる。

【０１００】

特に、上述した一般式（１）を、ＭＣＵ４に記憶させるのが好ましい。そして、Ｋａ，Ｋｂ，および、Ｋｃの係数を、数値などに置き換えてデータ化し、これら係数のデータをテーブルなどの形式で、データベース４３に記憶させる。

【０１０１】

そうすれば、誘起電圧を推定する際には、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を取得すれば、後は、データベース４３から適当なデータ化した係数を抽出し、それらを一般式（１）に代入するだけで、誘起電圧を推定できるようになる。

【０１０２】

＜磁石温度の推定の具体例＞

図１２に、磁石温度を推定する処理の具体的な流れを例示する。ＭＣＵ４（インバータ制御部４１）は、インバータ３を制御することによって、モータ２の運転を瞬断する。そして、ＭＣＵ４（磁石温度推定部４２）は、その時の電流値、つまり瞬断時電流値を取得する（ステップＳ１）。

【０１０３】

具体的には、オン制御しているスイッチング素子３３Ｕ，３３Ｌを瞬間的にオフ制御することにより、モータ２への通電を瞬間的に遮断（瞬断）する（図２参照）。瞬断するだけなので、モータ２が出力するトルクには、ほとんど影響しない。従って、モータ２の運転状態に関係無く、必要に応じて瞬断できる。モータ２の運転中は常時、または、モータ２の運転中の所定の期間、一定の間隔で瞬断してもよい。車両の減速期間に限らず、加速期間でも誘起電圧を検知できるので、即応性に優れる。

【０１０４】

車両の場合、特に磁石温度が高くなるのは、加速期間であることが多い。そのときに磁石温度を推定できることは、磁石２３の温度管理において効果的である。しかも、短時間で精度高く推定できる。必要な時に必要なだけ磁石温度を推定できる。従って、従来よりも、磁石２３の適切な温度管理が容易になる。その結果、モータ２の性能を十分に発揮させることができるようになるので、燃料および／またはバッテリの消費を抑制できる。

【０１０５】

なおこのとき、数式として第２の簡略化回路方程式を用いる場合は、上述した所定のタイミングで実施すればよい。また、数式として第３の簡略化回路方程式を用いる場合は、瞬断時にコイル電圧の傾きを実測して取得すればよい。

【０１０６】

ＭＣＵ４は、瞬断すると、その過渡時の所定のタイミングでコイル電圧を取得する（ステップＳ２）。具体的には、ＭＣＵ４（磁石温度推定部４２）が、瞬断期間中に、瞬断時通電相のコイル電圧、つまり過渡時コイル電圧値を取得する。過渡時であれば、任意のタイミングで実施できる。

【０１０７】

なおこのとき、数式として第２の簡略化回路方程式を用いる場合は、上述した所定のタイミングで２回実施すればよい。また、数式として第３の簡略化回路方程式を用いる場合は、この処理は不要である。

【０１０８】

ＭＣＵ４（磁石温度推定部４２）は、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を取得すると、過渡時コイル電圧値を取得した時間と共に、数式にこれら値を用いて、誘起電圧を推定する（ステップＳ３）。用いる数式は、仕様に応じて適宜選択できる。基本回路方程式でもよいし、簡略化回路方程式でもよい。これらをベースに変更した数式であってもよい。数式として第３の簡略化回路方程式を用いる場合は、瞬断時電流値および瞬断時のコ

イル電圧の傾きの値を用いればよい。

【０１０９】

なおこのとき、数式の変数を含む部分は、上述したように、極力、データ化してデータベース４３に記憶しておくのが好ましい。そうすれば、誘起電圧を推定する際、磁石温度推定部４２がデータベース４３を用いることで、演算処理の負担を軽減でき、演算処理を高速化できる。

【０１１０】

ＭＣＵ４（磁石温度推定部４２）は、誘起電圧を推定すると、誘起電圧と磁石温度との相関関係に基づいて、磁石温度を推定する（ステップＳ４）。誘起電圧と磁石温度との相関関係を特定するデータは、予め実験等によって求められ、データベース４３に記憶されている。推定した誘起電圧を、そのデータと照合すれば、磁石温度を容易に推定できる。

【０１１１】

このように、開示する技術を適用したモータシステム１によれば、瞬断過渡時の挙動を表したモータシステム１の等価回路モデルに基づいて、回路方程式を立式し、誘起電圧を推定する際に、その回路方程式または回路方程式から得られる数式を用いる。それにより、モータ２の運転中に瞬断し、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を実測するだけで、誘起電圧を検知できる。

【０１１２】

従って、モータ２の運転状態に関係無く、磁石温度の高精度な推定が可能になる。その結果、磁石２３の適切な温度管理が容易になるので、モータ２の性能を十分に発揮させることができ、燃料および／またはバッテリの消費を抑制できる。

【０１１３】

＝磁石温度推定方法の応用例＝

上述した磁石温度推定方法では、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を実測し、これらの値に基づいて磁石温度を推定する。その実測には、高感度な測定で高い精度が求められる。そのため、これら実測値、更には、これら実測値によって得られる誘起電圧、磁石温度などの、磁石温度の推定に関連した状態量には、様々なノイズが重畳する。ノイズは、磁石温度の推定精度に影響する。

【０１１４】

ローパスフィルタ（ＬＰＦ）を用いてノイズを処理（除去）することも考えられるが、精度を高めるとそれに伴って応答性が低下する。そのため、ＬＰＦによるノイズ処理で精度を確保するためには、ある程度、長い時間を要する。従って、極短時間で磁石温度を推定する場合、それに対応した応答性と精度を両立できない。そのため、瞬断による磁石温度推定でのノイズの処理に、ＬＰＦを用いるは好ましくない。

【０１１５】

特に、モータ２が車載されている場合、ノイズは多種多様である。ノイズによっては、その振れ幅も大きく異なる。そのようなノイズが重畳した状態量を用いて、磁石温度を推定すると、推定精度が低下して、磁石２３を適切に温度管理できなくなるおそれがある。

【０１１６】

それに対し、この応用例では、オブザーバなどを適用することにより、瞬断による極短時間の磁石温度の推定であっても、応答性と精度とを両立しながら、ノイズを適切に処理できるように、磁石温度推定方法が工夫されている。

【０１１７】

＜応用例の概要＞

図１３の上図に、従来のオブザーバモデルのブロック図を示す。ｕは入力、ｘは状態量、ｙは出力である。Ａ，Ｂ，Ｃ，Ｋの各々は、オブザーバモデルを構成する行列要素であり、Ｋはオブザーバゲインである。文字上の表示「＾」は推定値を表している。１／ｓは積分要素である。

【０１１８】

ブロック図における破線Ｌ１の上側が、制御対象であるシステムに相当し、破線Ｌ１の

下側が、状態量を推定するシミュレータ（オブザーバ）に相当する。システムの出力ｙとシミュレータの出力ｙ＾（推定値）との差、つまり推定誤差を、オブザーバゲインＫに掛けて、シュミュレータにフィードバック（誤差フィードバック）する。それにより、状態量の推定誤差を収束させることが可能になる。そして、オブザーバゲインＫの選択により、その収束の速さが調整できる。

【０１１９】

すなわち、オブザーバゲインＫを大きくするほど、状態量の推定誤差の収束を速くできる。従って、オブザーバゲインＫは大きい方が好ましいが、オブザーバゲインＫを大きくすると、ノイズが大きいような場合に、収束が不安定になる。そして、オブザーバゲインＫを大きくし過ぎると、発散する。従って、オブザーバゲインＫは、収束性および安定性を考慮して、適当な大きさに設定する必要がある。

【０１２０】

そこで今回、図１３の下図に示すように、入力ｕにより、オブザーバゲインＫを予測的に変化できるように、オブザーバモデルを修正し、新たなオブザーバモデル（修正オブザーバモデル）を作成した。応用例の磁石温度推定方法では、この修正オブザーバモデルを利用して、磁石温度を推定する。

【０１２１】

＜応用例の具体例＞

図１４に、応用例の磁石温度推定方法を適用した磁石温度推定システム４２０の構成を概略的に例示する。図１４において破線Ｌ２で示す部分が、その磁石温度推定システム４２０の主体部分であり、これに修正オブザーバモデルが利用されている。磁石温度推定システム４２０は、第１磁石温度推定部４２１、第２磁石温度推定部４２２などで構成されている。Ｋは、オブザーバゲインに相当するフィードバックゲイン（補正係数）である。

【０１２２】

なお、このような磁石温度推定システム４２０の機能的な構成部分は、上述した磁石温度推定部４２を拡張するようにして、ＭＣＵ４に、ソフトウエアとして実装すればよい。

【０１２３】

モータ２には、磁石２３の推定に関連する状態量が入力される。インバータ３からモータ２に入力される状態量は、少なくとも電流、電圧を含む（詳細には、これらの位相、電力なども含む）。その状態量には、様々なノイズが重畳する。

【０１２４】

第１磁石温度推定部４２１は、上述した磁石温度推定部４２に相当する。第１磁石温度推定部４２１は、そのような状態量を用いて、モータ２（実機）に基づいて磁石温度を推定する処理（第１の磁石温度推定処理）を実行する。

【０１２５】

具体的には、第１磁石温度推定部４２１は、磁石温度推定部４２と同様に、モータ２の運転中にコイル２５への通電を瞬断し、インバータ３からモータ２に入力される状態量として、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を取得する。そして、上述した回路方程式などの数式と、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値とを用いて、誘起電圧を推定する。推定した誘起電圧に基づいて磁石温度を推定する。

【０１２６】

一方、第２磁石温度推定部４２２は、モータ２の熱モデルに基づいて磁石温度を推定する処理（第２の磁石温度推定処理）を実行する。熱モデルは、モータ２の実機に対応して設計された動的な熱伝達モデルである。熱モデルは、モータ２の仕様に応じて適宜設計することができる。

【０１２７】

図１５に、その熱モデルの一例を簡略的に示す。Ｐは、熱源を表している。熱源は、モータ２に入力される状態量（電流、電圧などの熱を発生させる状態量）である。熱源の単位は「Ｗ」である。Ｃｍは、磁石２３の熱容量「Ｊ／Ｋ」を表している。Ｃｓは、ステータ２１の熱容量「Ｊ／Ｋ」を表している。ＨｇおよびＨｃは、それぞれ熱伝達率「Ｗ／Ｋ

」を表している。そして、Ｔｃは、モータケースの温度「Ｋ」を表している。なお、Ｈｇは、ロータ２０とステータ２１の間のギャップ２４に相当する。

【０１２８】

Ｔｍは磁石２３の温度「Ｋ」であり、Ｔｓはステータ２１の温度「Ｋ」である。磁石２３およびステータ２１の各々の熱容量には、磁石２３の温度Ｔｍおよびステータ２１の温度Ｔｓが入力される。このような動的な熱伝達モデルに基づいて、第２磁石温度推定部４２２は、磁石温度を推定する。

【０１２９】

図１４に示すように、インバータ３からモータ２に電流等の状態量が入力される際に、その状態量に基づいて、第１の磁石温度推定処理では、回路方程式等を用いた演算によって誘起電圧が推定され、その誘起電圧に基づいて磁石温度が推定される。対して、第２の磁石温度推定処理では、その状態量に基づいて、熱伝達モデルを用いて演算することにより、磁石温度が推定される。

【０１３０】

そうして、第１の磁石温度推定処理で推定される磁石温度を第１推定値とし、第２の磁石温度推定処理で推定される磁石温度を第２推定値とし、これら第１推定値および第２推定値の差、つまり推定誤差が求められる。この推定誤差に応じて、第２の磁石温度推定処理に用いる状態量が、フィードバックゲインＫで補正される（誤差フィードバック）。なお、第１推定値および第２推定値は、磁石温度に限らず、比較可能な推定値であればよい。

【０１３１】

具体的には、推定誤差が、フィードバックゲインＫに掛けられた後、第２の磁石温度推定処理に用いる状態量に加算される。このとき、フィードバックゲインＫが推定誤差に対して適当な大きさであれば、推定誤差は速やかに収束していく。収束性および安定性の双方を確保できる。その結果、磁石温度を迅速に精度高く推定できる。

【０１３２】

（ノイズの影響とその対策）

第１磁石温度推定部４２１では、上述したように、モータ２の運転中にコイル２５への通電を瞬断し、インバータ３からモータ２に入力される状態量として、瞬断時電流値および過渡時コイル電圧値を取得する。これら状態量は、極短時間で精度高く実測しなければならないので、高感度な測定が求められる。

【０１３３】

しかも、車両の走行中に磁石温度の推定を行う。そのため、その状態量には多種多様なノイズが重畳する。そのような多種多様なノイズが重畳した状態量を用いて、磁石温度を推定すると、ノイズの影響により、第１推定値の精度が低下する場合がある。第１推定値の精度が低下すると、推定誤差が増大する。それにより、フィードバックゲインＫが、推定誤差に対して過大となり、誤差フィードバックが不適切な状態になるおそれがある。

【０１３４】

そこで、この応用例では、上述したように、修正オブザーバモデルを利用して磁石温度を推定する。具体的には、磁石温度推定システム４２０が、状態量に重畳されるノイズを予測し、そのノイズに応じてフィードバックゲインＫの大きさを変更する（いわゆるフィードフォワード補償に相当）。

【０１３５】

（ノイズ）

磁石温度の推定において問題となるノイズは、インバータ３それ自体に起因して発生するノイズ（内在ノイズ）と、インバータ３の外部由来のノイズ（外在ノイズ）とに大別できる。内在ノイズは、その原因である内在ノイズ因子に基づいて予測できる。外在ノイズは、その原因である外在ノイズ因子に基づいて予測できる。

【０１３６】

内在ノイズ因子としては、特に、電力、電流、および、電圧が挙げられる。インバータ３の内部には、様々な電子部品が密集しており、大電流が流れる。そのため、インバータ

３の内部での高感度な実測は、それらの影響を受け易い。インバータ３に入出力する電力等が大きくなると、それに伴ってノイズも大きくなる。

【０１３７】

モータパワーも、内在ノイズ因子となり得る。すなわち、モータ２の出力が大きくなれば、それだけインバータ３に入出力する電力等も大きくなる。更には、モータパワーは、車両のアクセル開度に応じて変化するので、アクセル開度も、内在ノイズ因子となり得る。アクセル開度に基づくノイズの予測は、モータパワーに基づくノイズの予測よりも早いタイミングで予測できる。

【０１３８】

変速機（トランスミッション）に対する変速指令も、内在ノイズ因子となり得る。すなわち、変速比が切り替わるタイミングなどにおいて、モータ２のトルクが変動する場合がある。トルクの変動は、インバータ３に入出力する電力等に影響する。インバータ３の内部の電子部品の経年劣化も、内在ノイズ因子となり得る。例えば、インバータ３のローパスフィルタの特性が変化すれば、ノイズに影響を与え得る。

【０１３９】

一方、外在ノイズ因子としては、車載されている電装品の電力が挙げられる。例えば、上述したモータシステム１には、インバータ３の他に、昇圧コンバータなどの電力ユニットが備えられている。これらに入出力する電力もノイズに影響を与え得る。

【０１４０】

補機系統（いわゆる鉛蓄電池による１２Ｖの電圧系統）の電力も、外在ノイズ因子となり得る。補機系統もモータシステム１と電気的に接続されているので、その電力の大きな変動は、ノイズに影響を与え得る。例えば、パワーウインドウの作動時などは、比較的大きな電力が消費されるので、ノイズに影響を与え易い。

【０１４１】

更に、車両は様々な環境を走行する。そのため、特定の環境に起因してノイズ（特定環境ノイズ）が発生する場合がある。例えば、電波塔の近辺など、強電界の環境下を車両が走行する場合があり得る。そのような場合、ノイズに影響を与え得る。従って、特定環境も外在ノイズ因子となり得る。

【０１４２】

このような内在ノイズ因子および外在ノイズ因子の中から、予測対象とされるノイズ因子が、適宜選択されて、磁石温度推定システム４２０に予め設定される。磁石温度推定システム４２０は、設定されているノイズ因子に基づいて、状態量に重畳されるノイズを予測する。そして、磁石温度推定システム４２０は、そのノイズに応じて、フィードバックゲインＫを変更する。

【０１４３】

例えば、電力、電流、および、電圧は、インバータ３からモータ２に入力される状態量であり、直接的な内在ノイズ因子である。電力等が大きくなれば、それに応じてこれらに重畳するノイズは大きくなる。電力等が小さくなれば、それに応じてこれらに重畳するノイズは小さくなる。すなわち、電力等の大きさと、これらに重畳するノイズの大きさとの間には、正の相関関係がある。

【０１４４】

従って、磁石温度推定システム４２０では、図１４に示すように、インバータ３からモータ２に電力等が入力される時に、フィードバックゲインＫを変更する。具体的には、電流および／または電圧が大きくなるほど、フィードバックゲインＫが小さくなるように変更する。

【０１４５】

図１６に、フィードバックゲインＫと電流および電圧との対応関係を示す。Ｋ１は電流に対応したフィードバックゲイン（第１フィードバックゲイン）であり、Ｋ２は電圧に対応したフィードバックゲインである（第２フィードバックゲイン）。この応用例のフィードバックゲインＫは、これら第１フィードバックゲインＫ１と第２フィードバックゲイン

Ｋ２との積で構成されている。
【０１４６】
　第１フィードバックゲインＫ１は、電流が大きくなるほど小さくなるように変更される。第２フィードバックゲインＫ２も、電圧が大きくなるほど小さくなるように変更される。電流の変化に対する第１フィードバックゲインＫ１の変化の比率、つまりグラフＧ１の傾きは、モータシステム１の仕様に応じて適宜設定される。同様に、電圧の変化に対する第２フィードバックゲインＫ２の変化の比率、つまりグラフＧ２の傾きも、モータシステム１の仕様に応じて適宜設定される。なお、これらグラフＧ１，Ｇ２は直線に限らず、曲線であってもよい。
【０１４７】
　また、これらグラフＧ１，Ｇ２の傾きは異なっていても同じであってもよい。ただし、電圧に較べて電流は、大きなノイズが重畳し易いので、電圧よりも電流の方がグラフの傾きが大きいのが好ましい。このような対応関係を特定するテーブル等のデータが、ＭＣＵ４のデータベース４３に記憶され、磁石温度を推定する時に、必要に応じて用いられる。
【０１４８】
　図１４に実線Ｌ３で示すように、磁石温度推定システム４２０に入力される状態量から、フィードバックゲインＫを予測的に変更するので、状態量にノイズが重畳していても、誤差フィードバックを行う前に、その大きさに応じたフィードバックゲインＫに変更できる。それにより、誤差フィードバックが適切に行える。状態量に大きなノイズが重畳していても、収束性および安定性を適切な状態で両立できる。その結果、磁石温度を迅速に精度高く推定できる。
【０１４９】
　予測対象とされるノイズ因子が電力等以外の場合も、ノイズに対する対処は、電力等の場合と同様である。すなわち、そのノイズ因子とノイズの大きさとの対応関係を特定するデータを、予め実験等により取得し、ＭＣＵ４のデータベース４３に記憶させる。
【０１５０】
　そして、磁石温度を推定する時に、磁石温度推定システム４２０が、そのデータに基づいて状態量に重畳されるノイズを予測し、図１４に二点鎖線Ｌ４で示すように、そのノイズに応じてフィードバックゲインＫの大きさを変更するようにすればよい。
【０１５１】
　＜応用例での磁石温度の推定の具体例＞
　図１７に、応用例での磁石温度の推定に関する処理の流れを例示する。車両の運転が開始されて、モータ２の出力が要求されると、ＭＣＵ４（インバータ制御部４１）は、インバータ３を制御することによって、モータ２の運転を開始する（ステップＳ１０）。
【０１５２】
　そして、磁石温度の推定が要求されると、ＭＣＵ４（磁石温度推定システム４２０）は、磁石温度の推定を行う（ステップＳ１１）。上述したように、磁石温度の推定は、モータ２の運転状態に関係無く行える。
【０１５３】
　磁石温度の推定を行う場合、ＭＣＵ４は、第１の磁石温度推定処理および第２の磁石温度推定処理を実行する（ステップＳ１２，Ｓ１３）。ＭＣＵ４はまた、上述したように、電力等に重畳するノイズを予測し、フィードバックゲインＫの変更が必要か否かを判断する（ステップＳ１４）。これらステップＳ１２，Ｓ１３，Ｓ１４の各処理は、同時に並行して行うのが好ましい。
【０１５４】
　そして、フィードバックゲインＫの変更が必要と判断すると、ＭＣＵ４は、そのノイズの大きさに応じてフィードバックゲインＫの大きさを変更する（ステップＳ１５）。なおこのとき、電力等の大きさに応じてフィードバックゲインＫの大きさを変更する場合は、上述したように、モータ２に入力される電力等の大きさに応じて変更すればよい。この場合、変更の必要性の判断は省略できる。予測されるノイズに応じてフィードバックゲイン

Ｋの大きさが変更されるようにすればよい。一方、ＭＣＵ４は、フィードバックゲインＫの変更は必要ないと判断すると、そのまま次のステップＳ１７に移行する。

【０１５５】

ＭＣＵ４はまた、第１の磁石温度推定処理および第２の磁石温度推定処理の実行により、推定誤差を取得する（ステップＳ１６）。そして、ＭＣＵ４は、取得した推定誤差、フィードバックゲインＫを用いて、誤差フィードバックを行い、第２の磁石温度推定処理に用いる状態量を補正する（ステップＳ１７）。

【０１５６】

そうすることにより、推定誤差は、安定して速やかに収束し、磁石温度が迅速かつ正確に推定される（ステップＳ１８）。フィードバックゲインＫは、ノイズの大きさに応じた適当な大きさに変更されているので、電力等に大きなノイズが重畳していたとしても、迅速かつ正確に磁石温度を推定できる。

【０１５７】

ＭＣＵ４はまた、推定した磁石温度を所定の閾値Ｔｍと比較する（ステップＳ１９）。閾値Ｔｍは、磁石温度の上限値に近い値であり、ＭＣＵ４のデータベース４３に記憶されている。すなわち、磁石温度を迅速かつ正確に推定できるので、磁石温度の上限値に近い値での温度管理が可能になる。

【０１５８】

その結果、推定した磁石温度が閾値Ｔｍより大きいと判断すると、ＭＣＵ４は、インバータ３の電流量を制限する（ステップＳ２０）。そうすることで、磁石温度の上昇が抑制され、磁石温度が上限値に達するのを防止できる。

【０１５９】

このように、開示する技術を適用した応用例のモータシステム１によれば、上述した瞬断による磁石温度推定方法に加えて、電力等に重畳するノイズを予測的に推定して適切に処理するので、極短時間での磁石温度の推定に対するノイズの影響を抑制できる。

【０１６０】

従って、モータ２の運転状態に関係無く、磁石温度の、より高精度な推定が可能になる。その結果、磁石２３の適切な温度管理が容易になるので、モータ２の性能を十分に発揮させることができ、燃料および／またはバッテリの消費を抑制できる。

【０１６１】

＜実証試験＞

開示する技術の効果を検証するために試験を行った。その試験では、所定の試験機を用い、そのモータにテレメータを装着することにより、磁石温度を実測できるようにした。

【０１６２】

試験では、モータを１０００ｒｐｍで回転させ、その状態で、数ｍｓの瞬断を、ｍｓ単位の間隔で繰り返し行った。そして、その瞬断毎に、上述した磁石温度推定システム４２０を用いて磁石温度の推定を行った。なお、試験機であることから、問題となる大きなノイズは無い。従って、フィードバックゲインＫの変更はない。その試験結果の概略を、図１８に示す。

【０１６３】

図１８に示す実測値のグラフは、磁石温度の実測値の経時変化を表している。そして、推定値のグラフが、磁石温度推定システム４２０によって推定された磁石温度の推定値の経時変化を表している。これらは秒単位の経時変化である。

【０１６４】

これらグラフが示すように、推定値は実測値に次第に近づく傾向が認められた。そして、この実証試験での最大誤差は５℃程度であった。従って、開示する技術を用いることにより、モータの運転状態に関係無く、磁石温度の高精度な推定が可能になることが実証された。

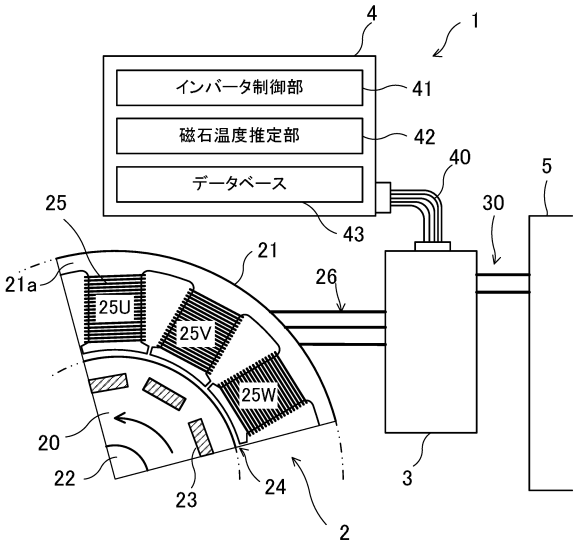
【０１６５】

なお、開示する技術は、上述した実施形態に限定されず、それ以外の種々の構成をも包

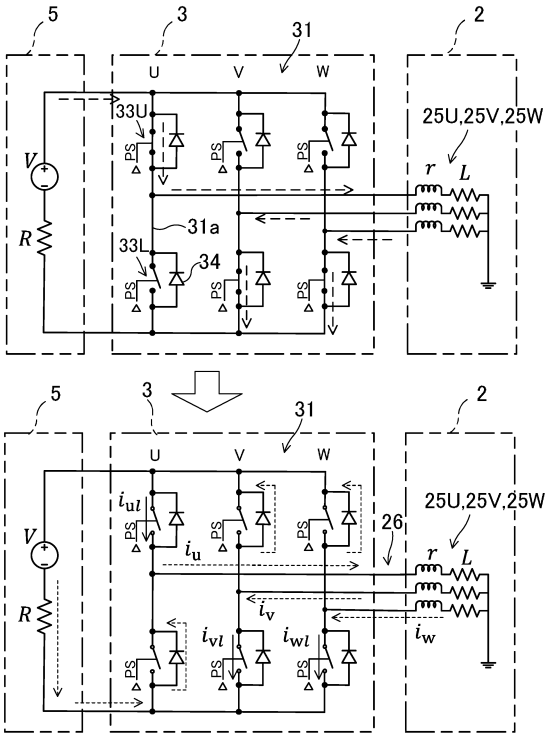
含する。
【０１６６】
例えば、上述した実施形態では、車載のモータシステムを例示したが、開示する技術が適用できるモータシステムは、車載に限るものではない。
【０１６７】
上述した実施形態ではまた、基本回路方程式に所定の簡略化手法を適用した複数の簡略化回路方程式を示したが、これらは例示である。基本回路方程式に、説明した簡略化手法を適宜組み合わせることにより、例示した以外の簡略化回路方程式を立式できる。モータシステムの仕様に応じて、簡略化回路方程式を適宜選択すればよい。また、例示した式それ自体を用いなくてもよい。例示した式を適宜修正して用いてもよい。
【０１６８】
応用例において列挙した内在ノイズ因子および外在ノイズ因子は、一例である。磁石温度の推定に関連した状態量に重畳するノイズの原因となるものであれば、ノイズ因子になり得る。
【符号の説明】
【０１６９】
１　モータシステム
２　モータ
３　インバータ
４　モータコントロールユニット（ＭＣＵ）
５　直流電源
２０　ロータ
２１　ステータ
２２　シャフト
２３　磁石
２４　ギャップ
２５　コイル
２６　接続ケーブル
３０　給電ケーブル
３１　インバータ回路
３３Ｕ，３３Ｌ　スイッチング素子
３４　ダイオード
４１　インバータ制御部
４２　磁石温度推定部
４３　データベース
４２０　磁石温度推定システム
４２１　第１磁石温度推定部
４２２　第２磁石温度推定部

【図面】

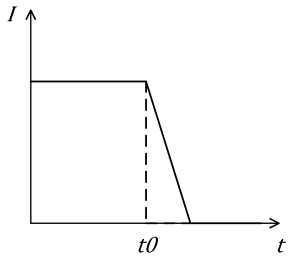
【図１】


インバータ制御部
磁石温度推定部
データベース
41
42
43
40
4
1
5
30
3
2
25
21
21a
26
25U
25V
25W
20
22
23
24

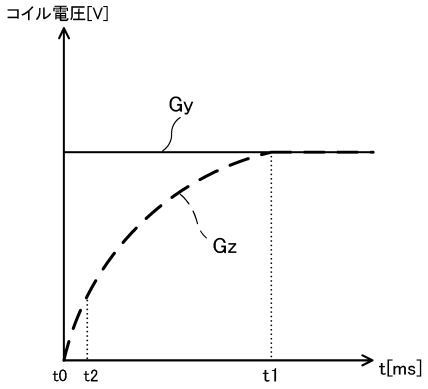
【図２】


5
3
31
2
U
V
W
33U
33L
31a
34
25U,25V,25W
r
L
V
R
PS
26
i_{ul}
i_u
i_v
i_{vl}
i_{wl}
i_w

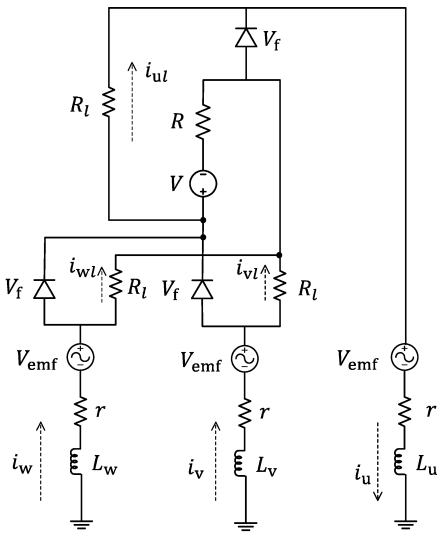
【図３】


I
t0
t

【図４】


コイル電圧[V]
Gy
Gz
t0
t2
t1
t[ms]

【図５】



【図６】

＜数式等で用いる文字＞

V_{emf}	:誘起電圧（極大値）
V_f	:ダイオードの順方向電圧
V	:直流電源の電圧
L	:インダクタンス
L_u, L_v, L_w	：各コイルのインダクタンス
i	：電流
i_u, i_v, i_w	:各コイルでの電流
i_{ul}, i_{vl}, i_{wl}	:各相での漏れ電流
I_0	：瞬断時の電流
添え字(Ｐ１，Ｐ２，Ｐ３)	：Ｕ，Ｖ，Ｗの各相を特定する表示
ω	:回転角速度
ϕ	：Ｐ１に対応する相の瞬断時における電流の位相
R	:直流電源の内部抵抗
R_l	：瞬断時におけるスイッチング素子の抵抗
t	：瞬断後の経過時間
α	:２Ｒ／３Ｌ

【図７】

数式(1)

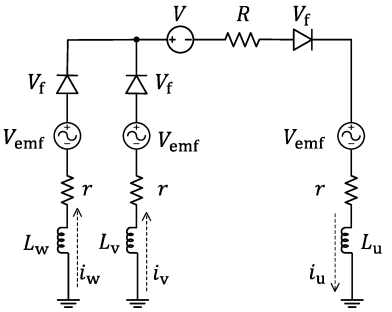
$$\begin{cases} V_{emf}\sin\left(\omega t+\phi-\frac{2}{3}\pi\right)-\frac{R_l}{R_l+3R}V = V_{emf}\sin(\omega t+\phi)+L_{P_2}\frac{di_{P_2}}{dt} \\ \quad +\frac{R_l}{R_l+3R}(i_{P_2}+i_{P_3})R+L_{P_1}\frac{d}{dt}(i_{P_2}+i_{P_3})+\frac{R_l}{R_l+3R}V_f+V_f+2r \\ V_{emf}\sin\left(\omega t+\phi+\frac{2}{3}\pi\right)-\frac{R_l}{R_l+3R}V = V_{emf}\sin(\omega t+\phi)+L_{P_3}\frac{di_{P_3}}{dt} \\ \quad +\frac{R_l}{R_l+3R}(i_{P_2}+i_{P_3})R+L_{P_1}\frac{d}{dt}(i_{P_2}+i_{P_3})+\frac{R_l}{R_l+3R}V_f+V_f+2r \end{cases}$$

瞬断時にU相が通電されていた場合

$$\begin{cases} V_{emf}\sin\left(\omega t+\phi-\frac{2}{3}\pi\right)-\frac{R_l}{R_l+3R}V = V_{emf}\sin(\omega t+\phi)+L_v\frac{di_V}{dt}+\frac{R_l}{R_l+3R}(i_V+i_W)R+L_u\frac{d}{dt}(i_V+i_W)+\frac{R_l}{R_l+3R}V_f+V_f+2r \\ V_{emf}\sin\left(\omega t+\phi+\frac{2}{3}\pi\right)-\frac{R_l}{R_l+3R}V = V_{emf}\sin(\omega t+\phi)+L_w\frac{di_W}{dt}+\frac{R_l}{R_l+3R}(i_V+i_W)R+L_u\frac{d}{dt}(i_V+i_W)+\frac{R_l}{R_l+3R}V_f+V_f+2r \end{cases}$$

【図８】

$R_l \longrightarrow \infty$



数式(2)

$$\begin{cases} V_{emf}\sin\left(\omega t+\phi-\frac{2}{3}\pi\right)-V = V_{emf}\sin(\omega t+\phi)+L_v\frac{di_V}{dt}+(i_V+i_W)R+L_u\frac{d}{dt}(i_V+i_W)+2V_f \\ V_{emf}\sin\left(\omega t+\phi+\frac{2}{3}\pi\right)-V = V_{emf}\sin(\omega t+\phi)+L_w\frac{di_W}{dt}+(i_V+i_W)R+L_u\frac{d}{dt}(i_V+i_W)+2V_f \end{cases}$$

【図９】

$$L_{\mathrm{u}} = L_{\mathrm{v}} = L_{\mathrm{w}} = L$$

数式（3）

$$\begin{cases} V_{\mathrm{emf}} \sin\left(\omega t + \phi - \frac{2}{3}\pi\right) - V = V_{\mathrm{emf}} \sin(\omega t + \phi) + L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{V}}}{\mathrm{d}t} + (i_{\mathrm{V}} + i_{\mathrm{W}})R + L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{\mathrm{V}} + i_{\mathrm{W}}) + 2V_{\mathrm{f}} \\ V_{\mathrm{emf}} \sin\left(\omega t + \phi + \frac{2}{3}\pi\right) - V = V_{\mathrm{emf}} \sin(\omega t + \phi) + L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{W}}}{\mathrm{d}t} + (i_{\mathrm{V}} + i_{\mathrm{W}})R + L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{\mathrm{V}} + i_{\mathrm{W}}) + 2V_{\mathrm{f}} \end{cases}$$

ラプラス変換

数式（4）

$$v_{\mathrm{U}(t)} = -\frac{2(V + 2V_{\mathrm{f}})}{3}e^{-\alpha t} - \frac{2}{3}I_0 R e^{-\alpha t} - \frac{2V_{\mathrm{emf}}R}{3} \cdot \frac{6R\sin\phi - 9L\omega\cos\phi}{9L^2\omega^2 + 4R^2}e^{-\alpha t} - V_{\mathrm{emf}}RL\omega\frac{6R\cos(\omega t + \phi) + 9L\omega\sin(\omega t + \phi)}{9L^2\omega^2 + 4R^2} + V_{\mathrm{emf}}R\sin(\omega t + \phi)$$

【図１０】

数式（5）

$$\begin{cases} V \rightarrow \frac{R_l}{R_l + 3R}V \\ 2V_{\mathrm{f}} \rightarrow \left(\frac{R_l}{R_l + 3R} + 1\right)V_{\mathrm{f}} \\ R \rightarrow \frac{R_l}{R_l + 3R}R \end{cases}$$

数式（6）

$$V_{\mathrm{emf}} = \frac{-\left\{v_{\mathrm{U}(t)} + \frac{2}{3}(V + 2V_{\mathrm{f}} + I_0 R)e^{-\alpha t}\right\}}{\left\{\frac{4R^2e^{-\alpha t} - 4R^2\cos(\omega t) + 6LR\omega\sin(\omega t)}{9L^2\omega^2 + 4R^2}\right\}}$$

書き換え

数式（7）

$$V_{\mathrm{emf}} = K_a \cdot v_{\mathrm{u}}(t) + K_b \cdot I_0 + K_c$$

$$K_a = -\frac{1}{g(t)}, K_b = -\frac{2Re^{-\alpha t}}{3g(t)}, K_c = -\frac{\left(\frac{2}{3}V + \frac{4}{3}V_{\mathrm{f}}\right)e^{-\alpha t}}{g(t)}$$

$$g(t) = \frac{4R^2e^{-\alpha t} - 4R^2\cos(\omega t) + 6LR\omega\sin(\omega t)}{9L^2\omega^2 + 4R^2}$$

【図１１】

数式（8）

$$v_{\mathrm{U}(t)} = -\frac{2(V + 2V_{\mathrm{f}})}{3}e^{-\alpha t} - \frac{2}{3}I_0 R e^{-\alpha t} - \frac{4V_{\mathrm{emf}}R^2}{9L^2\omega^2 + 4R^2}e^{-\alpha t} - V_{\mathrm{emf}}RL\omega\frac{6R\sin(\omega t) + 9L\omega\cos(\omega t)}{9L^2\omega^2 + 4R^2} + V_{\mathrm{emf}}R\cos(\omega t)$$

数式（9）

$$v_{\mathrm{U}(t)} - v_{\mathrm{U}(0)} = \left(-\frac{2(V + 2V_{\mathrm{f}})}{3} - \frac{2}{3}I_0 R - \frac{4V_{\mathrm{emf}}R^2}{9L^2\omega^2 + 4R^2}\right)(e^{-\alpha t} - 1)$$

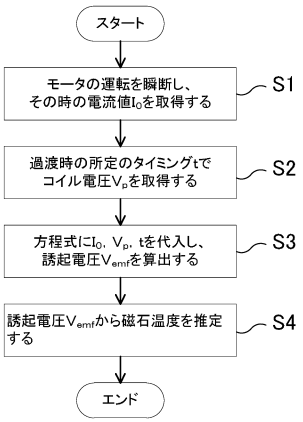
数式（10）

$$\left.\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} = \alpha\left(\frac{2(V + 2V_{\mathrm{f}})}{3} + \frac{2}{3}I_0 R\right) + \alpha V_{\mathrm{emf}}\sin\phi$$

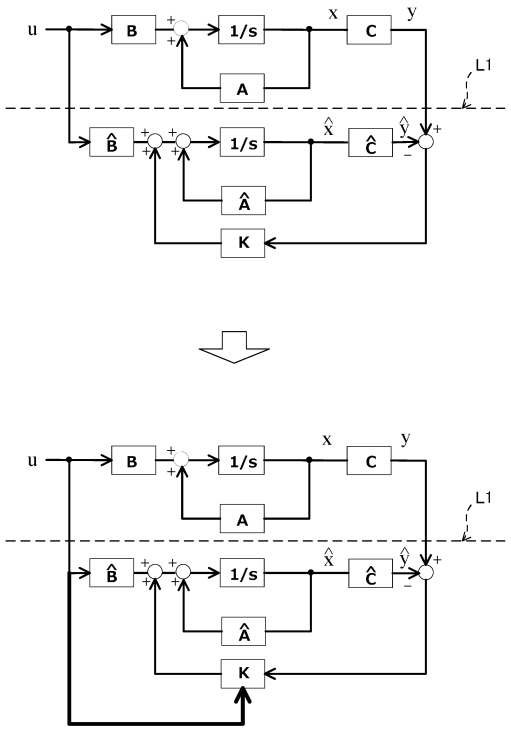
数式（11）

$$\mathrm{V}_{\mathrm{emf}} = \frac{\left.\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}\right|_{t=0} - \alpha\left(\frac{2(V+2V_{\mathrm{f}})}{3} + \frac{2}{3}I_0 R\right)}{\alpha\sin\phi}$$

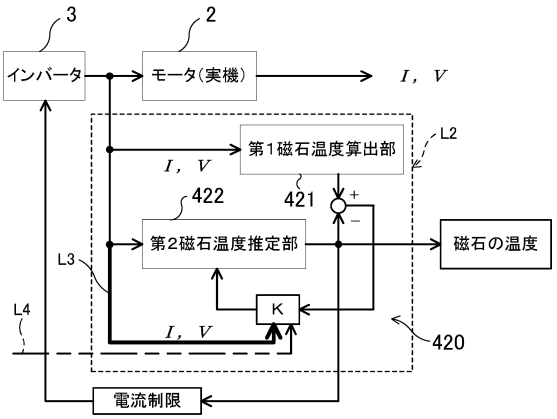
【図１２】



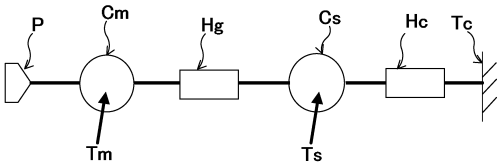
【図１３】



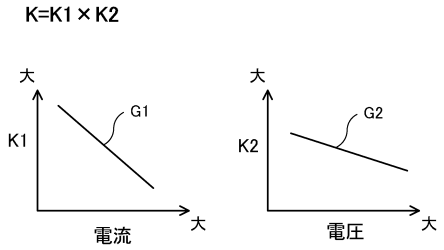
【図１４】



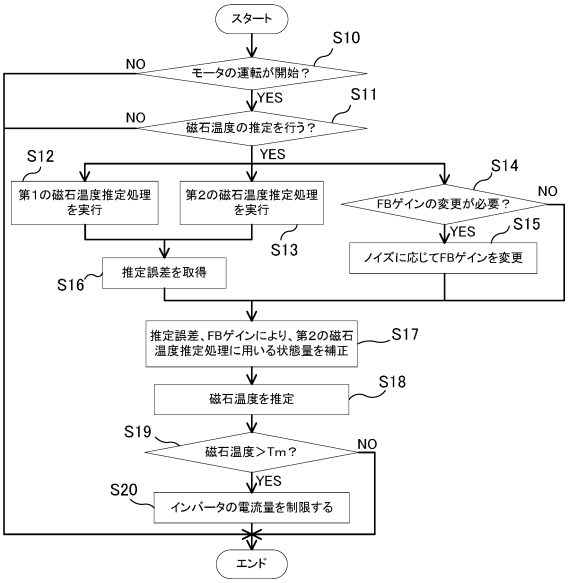
【図１５】



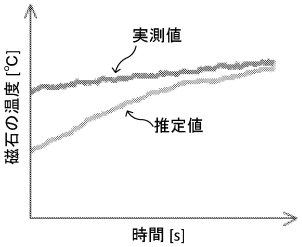
【図１６】



【図１７】


スタート
S10
NO
モータの運転が開始？
YES
S11
NO
磁石温度の推定を行う？
YES
S12
第1の磁石温度推定処理を実行
第2の磁石温度推定処理を実行
S13
S14
FBゲインの変更が必要？
NO
YES
S15
ノイズに応じてFBゲインを変更
S16
推定誤差を取得
推定誤差、FBゲインにより、第2の磁石温度推定処理に用いる状態量を補正
S17
磁石温度を推定
S18
S19
磁石温度＞Tm？
NO
YES
S20
インバータの電流量を制限する
エンド

【図１８】


実測値
推定値
磁石の温度 [℃]
時間 [s]

フロントページの続き

(56)参考文献　　特開２０１０－１２４６１０（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－２１５４６６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野　(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｐ　２３／１４
Ｈ０２Ｋ　１１／２５
Ｈ０２Ｐ　２７／０６