

科学研究費助成事業（学術研究助成基金助成金）研究成果報告書

平成25年6月1日現在

機関番号：24403

研究種目：若手研究（B）

研究期間：2011～2012

課題番号：23760268

研究課題名（和文） 電機子鎖交磁束に同期した座標上での高効率広範囲可変速運転のための制御法の構築

研究課題名（英文） Development of a novel control method of high efficiency and wide speed range operation in a frame synchronized with stator flux linkage vector

研究代表者

井上 征則（INOUE YUKINORI）

大阪府立大学・大学院工学研究科・助教

研究者番号：50580148

研究成果の概要（和文）：永久磁石同期モータの高効率運転のための制御法を新しく構築した。従来では、参照テーブルや近似式を利用した事前計算が必要な方法であったのに対し、新しい手法では、制御に必要なトルクと磁束の関係をリアルタイムに得ることができるようになったため、一般的なモータで考慮すべきパラメータ変動を容易に反映できるようになった。これにより、モータを簡潔な制御方法で高効率かつ幅広い速度範囲で運転できることが期待される。

研究成果の概要（英文）：This research developed a novel control method for high efficiency drives of permanent magnet synchronous motors. In the conventional method, a pre-calculated look-up table or an approximate equation is necessary for the control. In the proposed method, a relationship between torque and flux linkage is calculated in real time, and thus, the controller can adjust operating point to parameter variation of the motor. Hence, it is expected to achieve high-efficiency and wide-speed range operation by using simple control law.

交付決定額

（金額単位：円）

| | 直接経費 | 間接経費 | 合計 |
|-------|-----------|---------|-----------|
| 交付決定額 | 3,200,000 | 960,000 | 4,160,000 |

研究分野：工学

科研費の分科・細目：電気電子工学 電力工学・電力変換・電気機器

キーワード：指令値計算法，モータモデル，電機子鎖交磁束，直接トルク制御，高効率運転，広範囲可変速運転

1. 研究開始当初の背景

モータは様々な用途で幅広く使用されており、中でも、永久磁石同期モータ(PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor)の利用が近年急速に進んでいる。PMSMを広範囲可変速かつ高効率で運転することは、機器の省エネルギー化が求められる現在では重要な課題である。PMSMを使用する場合、回転子の位置と速度に応じた適切な制御が必要であるが、これは容易ではない。そのため、制御法に関する研究が盛んに行われている。直接トルク制御(DTC: Direct Torque Control)を用いたモータ駆動システムでは、

トルクと磁束を適切に制御する必要がある。

従来に行われてきた研究では、回転子の磁石磁束に同期した d - q 座標上での数式モデルを用いて制御法の構築が行われてきた。 d - q 座標の位置は、回転子位置センサを用いて物理的に検出する、もしくは、電機子鎖交磁束(ψ_s)から電機子反作用(L_{di} , L_{qi})を差し引くことにより推定できるが、この際に d , q 軸インダクタンス(L_d , L_q)の値を必要とする。一方、電機子鎖交磁束を基準とした M-T 座標を定義することができ、M-T 座標の決定に必要な電機子鎖交磁束は、誘起電圧(v_s)を時間積分して得ることができる。PMSM の特別な場合

(磁石磁束 $\Psi_a = 0$)である同期リラクタンスモータ (SynRM: Synchronous Reluctance Motor)では、次に示す制御法について M-T 座標上での制御方法が提案されていた。

- ・銅損を最小化しトルクを最大化する最大トルク/電流(MTPA: Maximum Torque Per Ampere)制御
- ・鉄損を最小化しトルクを最大化する最大トルク/磁束(MTPF: Maximum Torque Per Flux)制御
- ・広範囲可変速運転を可能にする弱め磁束(FW: Flux Weakening)制御
- ・モータ駆動システムによって決まる電流制限を満足するためのトルク制限(TL: Torque Limitation)

例えば、弱め磁束制御とトルク制限はそれぞれ(a)式と(b)式で与えられる。

$$\Psi_{s-FW} = \{-R_a i_T + \sqrt{V_{am}^2 - (R_a i_M)^2}\} / \omega \quad (a)$$

$$T_{lim} = P_n \Psi_s \sqrt{I_{am}^2 - i_M^2} \quad (b)$$

ただし、 i_M, i_T : M, T軸電流, ω : 電気角速度, Ψ_s : 電機子鎖交磁束, R_a : 電機子抵抗, P_n : 極対数, V_{am} : 電圧制限値, I_{am} : 電流制限値

これらの式で必要となる定数 P_n, R_a, V_{am}, I_{am} はモータ構造によって決まり、 Ψ_s はモータ印加電圧より推定できる。モータの種類を問わず適用でき、簡潔な計算式であることが特徴である。

一方、MTPA と MTPF については PMSM に適用できる制御則が M-T 座標上で確立されていない。これらの制御法によって高効率運転が実現されるため、解決すべき重要な課題の一つであった。

2. 研究の目的

PMSM を広範囲にわたる速度領域で運転させ、かつ高効率運転を実現するためのトルクと磁束の制御法について、MTPA と MTPF の新しい手法を構築する。電機子鎖交磁束に同期した M-T 座標上でのモータモデルを用いて制御則を導出する。電機子鎖交磁束は誘起電圧の時間積分によって計算できるため、磁石磁束やインダクタンスといったパラメータを必要としない方法を構築できることが期待される。シミュレーションと実機実験により、制御則の有効性を検証し、モータのパラメータ変動による影響を検討する。

3. 研究の方法

(1) MTPA を満足するトルクと磁束の指令値計算法

従来では、複数の数式を利用して値を計算

することでトルクと磁束の関係を得ており、モータ駆動システムのように短い制御周期内で毎回計算を行うことは困難であった。そのため、事前に計算を行い近似多項式や参照テーブルを用いることにより、トルクの値から磁束の値を得ていた。新しい手法では、モータモデルの d 軸電流に注目し、式変形を行うことで、MTPA を満足する d 軸電流の一般解を得た。これにより、トルクから磁束の値を得る関係式を導出できた。

シミュレーションによる過渡的な制御特性評価を始め、実機実験を行い、制御周期内でトルクから磁束指令値の計算が可能であることを確認した。また、パラメータ変動をトルクと磁束の計算に反映できるようになったため、磁気飽和によって q 軸インダクタンスが変動した場合について MTPA 制御の有効性を評価した。

また、様々なパラメータを持つモータについても適用可能性について検討を行い、マグネットトルクのみ永久磁石同期モータから、磁石を持たない同期リラクタンスモータに近いパラメータを持つモータにも有効な計算法であることを確認した。

(2) 電機子鎖交磁束とトルク角の関係を 利用した MTPF 制御法

SynRM では MTPF を満足するトルク角はほぼ一定であったが、PMSM のように運転状態によって MTPF を満足するトルク角が変化する場合においても、電機子鎖交磁束から計算される制限トルクによってトルク角を間接的に制御する方法を確立した。シミュレーションと実機実験の両方を実施し、DTC に基づくモータ駆動システムに適用した場合に、広範囲可変速運転が可能であることを確認した。

(3) M-T 座標上での MTPA の数式モデル

電機子鎖交磁束に同期した M-T 座標上での数式モデル構築について、まず電流と磁束の関係を数値計算によって求めてグラフ化することにより、特徴を把握した。その後、グラフの特性を参考にして、三角関数を利用することにより、MTPA を満足するトルクと磁束の関係を簡潔な式で表現できることを明らかにした。新しく構築したモデルでは、磁気飽和によるパラメータ変動を考慮することができた。実機実験を行った結果、新しいモデルは永久磁石同期モータと同期リラクタンスモータの両方に適用できることを確認した。

4. 研究成果

(1) MTPA を満足するトルクと磁束の指令値計算法

① 計算式の導出

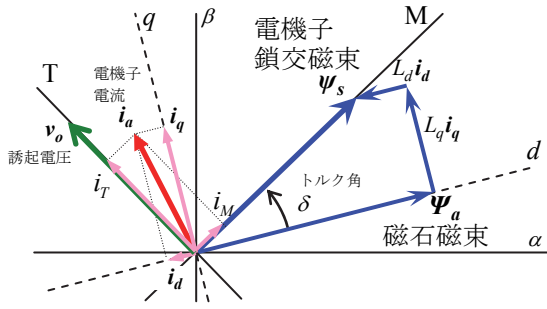


図1 定常状態におけるPMSMのベクトル図と座標軸の定義

図1に座標軸とPMSMのベクトル図を示す。 d - q 座標におけるトルク T_e と電機子鎖交磁束 Ψ_s は d, q 軸電流 i_d, i_q を用いて次式で与えられる。

$$T_e = P_n \{ \Psi_a i_q - (L_q - L_d) i_d i_q \} \quad (c)$$

$$\Psi_s = \sqrt{(\Psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (d)$$

また、MTPAとなる d, q 軸電流の関係は次式で与えられる。

$$i_d = \frac{\Psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (e)$$

従来では、(c)~(e)式の関係を用いてトルクと磁束の関係を事前に計算し、参照テーブル等によりトルクから磁束の値を得ていた。本研究では、これらの式を d 軸電流の関数として式変形を行い解を求めることで、数式へ値の代入でトルクから磁束を得る方法を確認した。

まず、 d, q 軸インダクタンスの差を $L_s = L_q - L_d$ と定義し、変数 $x = L_s i_d$ とおくと、(c), (e)式より(f)式が得られ、(d), (e)式より(g)式が得られる。

$$(L_s T_e / P_n)^2 = x(x - \Psi_a)^3 \quad (f)$$

$$\Psi_s = \sqrt{\frac{L_d^2 + L_q^2}{L_s^2} x^2 - \Psi_a \left(1 + \frac{L_d}{L_s}\right) x + \Psi_a^2} \quad (g)$$

4次方程式については代数で解けることが知られており、さらにMTPA制御での d 軸電流の符号を考慮すると $x = L_s i_d \leq 0$ であることから、(f)式の方程式の解 x が次式で得られる。

$$x = \Psi_a - \frac{1}{4} \Psi_a (1 + y) \left(1 + \sqrt{\frac{2}{y} - 1} \right) \quad (h)$$

$$y = \sqrt{\frac{1}{2} \{ (\sqrt{3z^2 + 1} + 1)^{\frac{1}{3}} - (\sqrt{3z^2 + 1} - 1)^{\frac{1}{3}} \}^3} \quad (i)$$

$$z = \frac{16L_s}{9P_n \Psi_a^2} T_e \quad (j)$$

したがって、(h)~(j)式を用いてトルク T_e

より変数 x の値を求めた後、(g)式に x の値を代入することにより電機子鎖交磁束の値 Ψ_s を得ることができる。

②インダクタンス変動の考慮

前述のトルクと磁束の関係を算出する手法の場合、計算ごとにモータパラメータの値を変化させることが可能である。例えば、磁気飽和によって磁気回路の線形性が失われるとインダクタンスの値が変化することが知られており、運転状態に応じて適切なモータパラメータを制御器に与える必要がある。もし一定値として取り扱った場合、運転状態によってはMTPAを満足しないことがある。

運転中にインダクタンス変動を考慮する手法はオンラインパラメータ同定など種々あるが、その一つとしてインダクタンスが電流の関数としてモデル化できる場合を想定し、提案法への適用を行った。

q 軸インダクタンスが(k)式で変化する場合、 L_q の算出に必要なとなる i_q は(c)式を変形し(1)式で与えられる。

$$L_q = L_{q0} - \Delta L_q |i_q| \quad (k)$$

$$i_q = \frac{T_e}{P_n (\Psi_a - x)} \quad (1)$$

ただし、 L_{q0} は無負荷時の q 軸インダクタンスであり、 ΔL_q は i_q に対する L_q の変化量を表す定数である。

③運転特性評価

図2に示すDTCによるモータ駆動システムに提案法を適用し、MTPA制御特性の評価

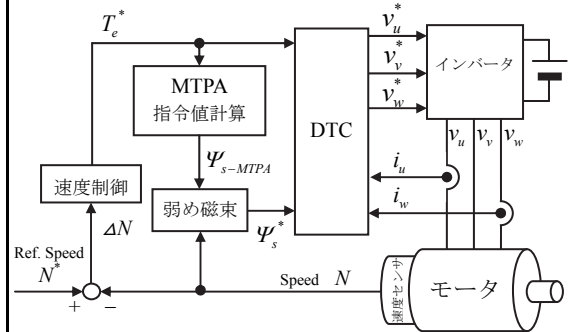


図2 DTCを用いたモータ駆動システム

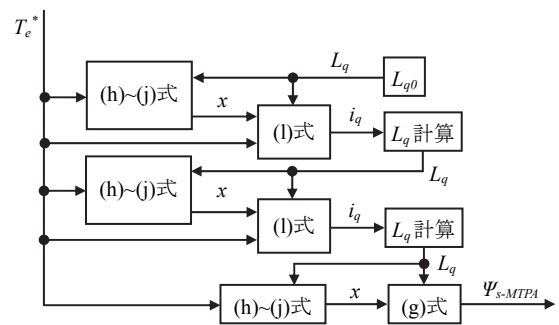


図3 MTPA指令磁束計算法

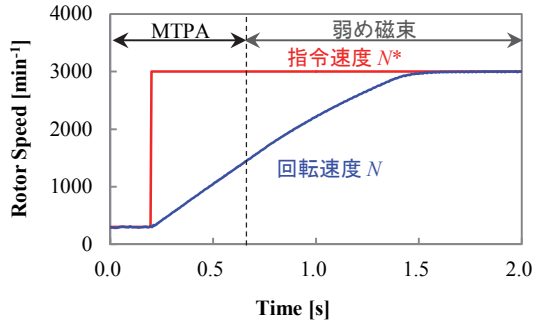


図4 加速運転時の回転速度

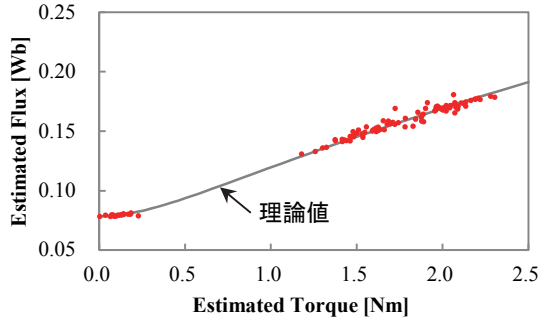


図5 加速運転でのMTPA動作点の軌跡

を行った。DTCでは、指令トルク T_e^* と指令磁束 Ψ_s^* を運転状態に応じて適切に与える必要がある。図3のように指令トルクからMTPAを満足する電機子鎖交磁束の指令値 Ψ_{s-MTPA} を計算することで高効率運転を実現する。また、図2のシステムでは高速領域の運転が可能となるように弱め磁束制御も適用している。

PMSM ($P_n = 2, R_a = 0.824\Omega, L_d = 9.67\text{mH}, L_{q0} = 24.3\text{mH}, \Delta L_q = 0.7\text{mH/A}, \Psi_a = 0.0785\text{Wb}$) を回転速度 300min^{-1} から 3000min^{-1} まで加速させた場合の実機実験による運転特性を示す。図4は回転速度であり、初期速度から弱め磁束制御への切り替えまでMTPA制御が適用されている。図5はMTPA制御時のトルクと電機子鎖交磁束の軌跡を示している。提案する計算法は理論値に一致しており、MTPAを満足していることが確認できた。

(2) 電機子鎖交磁束とトルク角の関係を利用したMTPF制御法

①トルク制限によるMTPF制御

PMSMでは、電機子鎖交磁束によってモータで発生できるトルクの最大値 T_{em-dm} が決まっており、次式で算出できる。

$$T_{em-dm} = \frac{P_n \Psi_s}{2L_d L_q} \{2\Psi_a L_q \sin \delta_m + \Psi_s (L_d - L_q) \sin 2\delta_m\} \quad (m)$$

ただし、 δ_m は電機子鎖交磁束 Ψ_s における最大トルク角であり、(n)式で求められる。

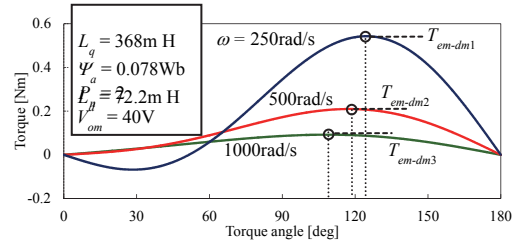
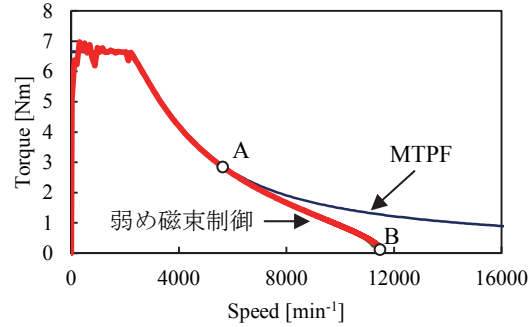
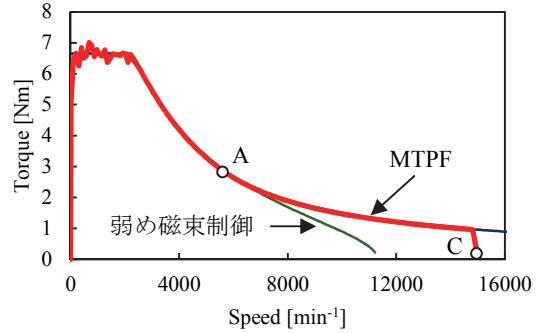


図6 トルク-トルク角特性



(a) MTPF制御が適切に行われない場合($k=1$)



(b) MTPF制御が適切に行われる場合($k=0.997$)

図7 運転領域の比較

$$\delta_m = \cos^{-1} \frac{1}{4} \left\{ \frac{L_q \Psi_a}{\Psi_s (L_q - L_d)} - \sqrt{\left(\frac{L_q \Psi_a}{\Psi_s (L_q - L_d)} \right)^2 + 8} \right\} \quad (n)$$

(m)式と(n)式で算出された最大トルク T_{em-dm} で運転することによりMTPF制御を実現できるが、この動作点は図6で示すようにトルク曲線の頂点となる。モデル化誤差により、モータで発生不可能なトルクの値が算出された場合にはMTPFを満足しない、もしくは制御が不安定化する。本研究では、(o)式を用いてDTCに与える指令トルクを T_{e-MTPF} で制限することにより安定した制御を実現した。

$$T_{e-MTPF} = k \cdot T_{em-dm} \quad (o)$$

ただし、 k は定数とし、 $0 < k \leq 1$ である。

②運転特性評価

PMSM ($P_n = 2, R_a = 0.5\Omega, L_d = 9.0\text{mH}, L_q = 22.5\text{mH}, \Psi_a = 0.1\text{Wb}$) について、トルク制限に

は(m)～(o)式を適用し、電機子鎖交磁束の指令値として(a)式の弱め磁束制御を適用した場合のMTPF制御特性を示す。ただし、電圧制限を $V_{am} = 137V$ 、電流制限を $I_{am} = 17.3A$ とし、停止状態から回転速度を 15000min^{-1} まで加速させて運転領域を比較した。

図7(a)は(o)式で $k=1$ とした場合の特性であり、運転点Aまでは制限の範囲内で最大のトルクを出すことができているが、弱め磁束制御のまま運転が継続されてしまった結果、運転点Bの 11000min^{-1} 付近で運転限界となる。一方、図7(b)では(o)式で $k=0.997$ としたことにより、運転点Aを超えた速度からMTPF制御へ適切に移行しており、指令速度である 15000min^{-1} (運転点C)に到達できている。以上の結果から、MTPF制御法として(m)～(o)式を用いることにより、モータの運転領域を拡大でき、広範囲可変速運転が実現できることを確認した。

(3) M-T座標上でのMTPAの数式モデル

電機子鎖交磁束とM,T軸電流の特性に注目し、MTPA制御の数式モデルを新しく構築した。

①磁気回路が線形である場合

まず、T軸電流に対する電機子鎖交磁束の特性を図8に実線で示す。磁気飽和が生じない場合として、Type A ($P_n = 2, R_a = 0.64\Omega, L_d = 8.7\text{mH}, L_q = 28.3\text{mH}, \Psi_a = 0.108\text{Wb}$)のモータでは、電流の小さい領域では2次関数に近い特性であるが、電流が大きくなると磁束が線形に増加する。永久磁石が弱いType B ($\Psi_a = 0.054\text{Wb}$)のモータであれば、より線形関数に近くなる。突極比の小さいType C ($L_q = 14.15\text{mH}$)では、曲線が2次関数に近づく。以上の特徴をふまえて(p)式でモデル化を行った。

$$\Psi_s = \frac{2}{\pi} L_T i_T \tan^{-1} \left(\frac{L_k}{\Psi_a} i_T \right) + \Psi_a \quad (\text{p})$$

ただし、 L_T は線形関数とみなせる領域における Ψ_s と i_T の比とし、 L_k は2次関数とみなせる領域から線形関数とみなせる領域への変化に関わる定数である。

各モータにおいて、Type A ($L_T = 44.7\text{mH}, L_k = 9.6\text{mH}$), Type B ($L_T = 44.7\text{mH}, L_k = 10.5\text{mH}$), Type C ($L_T = 200\text{mH}, L_k = 0.7\text{mH}$)とした場合の曲線を図8に破線で示した。適切な定数 L_T, L_k を与えることで、MTPA曲線を表現できていることが分かる。

(p)式の簡易数式モデルとして、(q)式を利用することもできる。

$$\Psi_s = \Delta L_T i_T^2 + \Psi_a \quad (\text{q})$$

ただし、 ΔL_T は磁束増加の度合いを表す定数である。

図9にMTPA曲線と(q)式の特性との比較を示す。ここでは、 $\Delta L_T = 2.14\text{mH/A}$ とした。

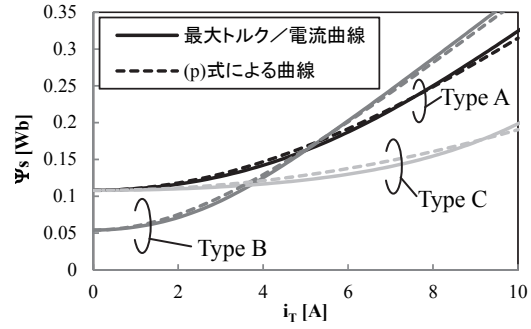


図8 T軸電流に対する電機子鎖交磁束の特性

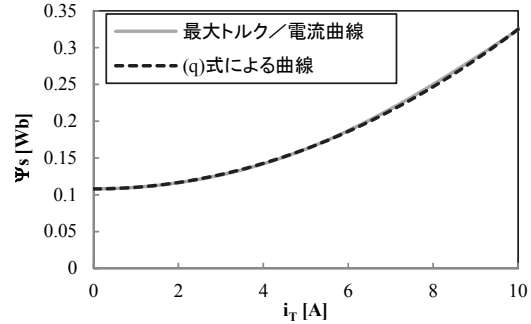


図9 簡易数式モデルとの比較

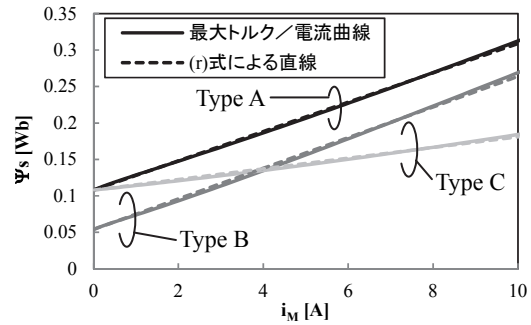


図10 M軸電流に対する電機子鎖交磁束の特性

幅広い電流値で特性がよく一致しており、モータによっては(q)式を適用できることが分かった。

次に、M軸電流に対する電機子鎖交磁束の特性を図10に示す。この場合、線形に変化する特性のため、次式でモデル化できる。

$$\Psi_s = L_M i_M + \Psi_a \quad (\text{r})$$

ただし、 L_M は線形関数の傾きを表す定数である。

図10より、Type A ($L_M = 20\text{mH}$), Type B ($L_M = 21\text{mH}$), Type C ($L_M = 7.3\text{mH}$)のモータにおいて、MTPA曲線と(r)式の計算値を比較すると、よく一致しており、数式モデルの有効性を示すことができた。

②磁気飽和を考慮する場合

前述のMTPA曲線と数式モデルでは磁気回路が線形のため、電流に比例して磁束が増加していくが、実際にはモータで用いられる電磁鋼板での磁気飽和のため、電流に対して磁束は線形に増加しない。そのため、(p)式

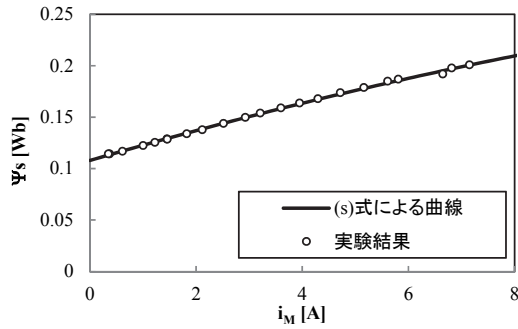


図 11 M 軸電流に対する電機子鎖交磁束の特性 (数式モデルと実験結果との比較)

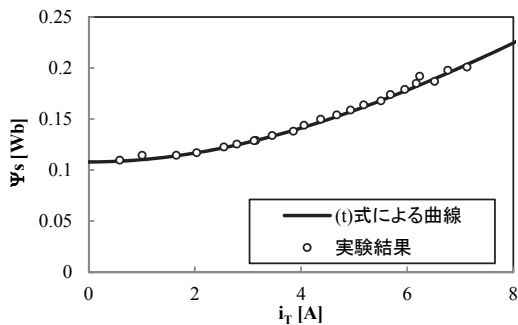


図 12 T 軸電流に対する電機子鎖交磁束の特性 (数式モデルと実験結果との比較)

と (r) 式を拡張し、磁気飽和を考慮したモデルとしてそれぞれ (s) 式と (t) 式を得た。

$$\Psi_s = \frac{2}{\pi} (L_T - b_T i_T) i_T \tan^{-1} \left(\frac{L_k i_T}{\Psi_a} \right) + \Psi_a \quad (s)$$

$$\Psi_s = (L_M - b_M i_M) i_M + \Psi_a \quad (t)$$

ただし、 b_T 、 b_M はそれぞれ L_T 、 L_M が磁気飽和によって減少する度合いを表す定数である。

Type A のモータについて実機実験によって測定した結果と (s) 式、(t) 式の特性との比較をそれぞれ図 11 と図 12 に示す。数式モデルの定数は、 $L_T = 44.7\text{mH}$ 、 $L_k = 8.5\text{mH}$ 、 $b_T = 0.5\text{mH/A}$ 、 $L_M = 15.1\text{mH}$ 、 $b_M = 0.3\text{mH/A}$ とした。磁気飽和を考慮した数式モデルにより、電流が増加しても磁束が比例して増加せず飽和する特性を表現できており、実験での測定値とも一致している。

また、本研究で新しく提案した MTPA 制御のための数式モデルは PMSM への適用を想定しているが、磁石を用いない ($\Psi_a = 0$) の同期リラクタンスモータについても、数式モデルが適用できることを数値計算と実機実験の両方で確認した。

(4) まとめと今後の展望

電機子鎖交磁束に同期した M-T 座標上における MTPA と MTPF の制御手法として、磁気飽和を考慮した制御法と数式モデルを構築することができた。これにより、モータを簡潔な式で高効率かつ幅広い速度範囲で

容易に運転できることが期待される。

なお、MTPA と MTPF を満足するトルクと磁束の指令値計算については、 d - q 座標上でのモータモデルを基にしており、インダクタンスの測定が従来と同様に必要である。パラメータ変動を考慮するために、 d 、 q 軸インダクタンスの詳細な特性が必要となることが課題として残っている。今後、M-T 座標上でモータ駆動システム全体を構成するために、電機子鎖交磁束と M、T 軸電流の新しい数式モデルを指令値計算にも適用できるよう検討を進める。

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[学会発表] (計 4 件)

(1) Atsushi Shinohara, Yukinori Inoue, Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada : "A Calculation Method of Reference Flux to Realize Maximum Torque Per Ampere Control in Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", The IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS2013), 2013 年 4 月 23 日, 北九州国際会議場 (福岡県)

(2) 一矢高広, 井上征則, 森本茂雄, 真田雅之 : 「直接トルク制御に適した埋込磁石同期モータの最大トルク/磁束制御法」, 平成 25 年電気学会全国大会, 2013 年 3 月 20 日, 名古屋大学 東山キャンパス (愛知県)

(3) 篠原篤志, 井上征則, 森本茂雄, 真田雅之 : 「直接トルク制御による PMSM 駆動システムにおいて最大トルク/電流制御を実現する指令磁束計算法」, 平成 24 年電気学会関西連合大会, 2012 年 12 月 9 日, 関西大学 千里山キャンパス (大阪府)

(4) 一矢高広, 井上征則, 森本茂雄, 真田雅之 : 「高速運転領域における直接トルク制御に適した最大トルク/磁束制御法」, 平成 24 年電気学会関西連合大会, 2012 年 12 月 9 日, 関西大学 千里山キャンパス (大阪府)

6. 研究組織

(1) 研究代表者

井上 征則 (INOUE YUKINORI)

大阪府立大学・大学院工学研究科・助教

研究者番号 : 50580148