誘導起電力ベクトルに追従する電流による永久磁石 同期電動機の高効率低トルク脈動制御

学生員 陳 善忠 (横浜国立大学)

正 員 関口 隆 (横浜国立大学)

High Efficiency and Low Torque Ripple Control of Permanent Magnet Synchronous Motor
Based on the Current Tracking Vector of Electromotive Force
Shanzhong Chen, Student-member, Takashi Sekiguchi, Member (Yokohama National University)

Since ordinary magnetic field poles of PM (permanent magnet) motor generate higher harmonic flux, sinusoidal current will cause torque ripple. They are usually removed by short pitch winding, skew slot method and so on. These methods show a drawback in terms of lower efficiency.

Recently, new current control methods have been proposed to realize zero torque ripple and high efficiency drive at the same time. However, because the optimized reference current waveform obtained by these methods includes zero phase component, normal three phase full bridge inverter and d-q coordinate control method can not be used.

This paper proposes a new current control method that can achieve the zero torque ripple and maximum efficiency by using a normal three-phase inverter. The three-phase optimum current can be derived by satisfying both conditions: (1) the direction of the current resultant vector always agrees with that of the electromotive force resultant vector, and (2) scalar product of the two vectors is held constant. By means of modifying the coordinate transformation angle this method can also make it possible to compensate torque pulsation error with maximum efficiency using general d-q coordinate control method.

The proposed method has been verified by experiments.

キーワード：PMモータ、低トルク脈動、最小銅損、ベクトル追従、電流制御法

1. はじめに

永久磁石形同期電動機（以下PMモータと略記）は小型、高効率で、小容量の分野にサーボモータとしてよく使われている。近年強力な希土類磁石の利用に伴い大容量分野にも適用を拡大しつつある。

ところでPMモータの界磁は構造上、歪んだ磁束分布であるため正弦波電流による駆動では出力トルクにリップルが生じてしまう。これらの対策として、巻線の方式や永久磁石の形状やスキューにより、三相無負荷誘導起電力（実効的な磁束分布を表すEMF）波形を正弦波状にしていた。しかし、これらの方法を用いることは、磁束利用率が低下し、最大出力を低下させる原因となる。特に大型PMモータにおいては、大きな問題となっていた。

近年、この問題の解決のため、制御電流波形の観点からの新しい方法が検討されている。これら方法は、フーリエ級数やトルクオブザーバーを用いて特殊な形状の電流を流すことで、トルクリップルを補正するものである。^{(1) (2) (5) (6) (7)}

しかし、効率に関して検討されておらず、ゼロトルクリップルかつ最小銅損、最大効率化などの電流制御法が次第に提案され始めた。^{(3) (4) (8)}

しかし提案された電流制御法は、いずれも銅損最小に注目し、求めた制御電流には零相分が生じてしまうため、汎用的な d-q 制御法と安価な 3 相インバータを使うことができなくなり、専用の装置を作らなければならない。

零相電流を考慮しているものもあるが^{(9) (10) (11)}、すべてシミュレーションによる検証のみであり、最大効率の実現、特に d-q 座標での実現にはまだ検討する余裕があると考えられる。

本論文では従来の三相インバータと d-q 座標制御法の長所を生かしつつ、ゼロトルクリップル、かつ最小銅損最大効率を目指す瞬時制御電流の求め方を検討する。

今まで三相インバータによる汎用制御法（ I_q^* ：電流指令、 $I_d^* = 0$ ）は制御電流を q 軸に追従させるが、歪んだ界磁を持つモータの場合には、回転磁束に d 軸の成分も出てくるので、汎用制御法による最小銅損制御ができなくなる。本研究では、回転子による電気角度ではなく、誘導起電力より求めた三相磁束合成ベクトル角度を回転座標の角度 θ と定義し、制御電流を誘導起電力ベクトルに追従させることによって、最大効率かつ最小トルクリップルの電流制御法を提案する。

2. トルク・トルク脈動—電機子電流の関係

一般的に、モータにおけるトルクの基本式に基づいて、P Mモータの電磁トルクを次の3種類に分けられる。⁽⁴⁾

- (i) 電機子電流及び永久磁石の起磁力の相互作用による主なトルク
- (ii) 電機子電流の二反作用によるリラクタンストルク
- (iii) コギングトルク

三種類のトルクはすべて出力トルクの安定性に影響を与えて、トルク脈動を起因するものである。すなわち、トルク脈動においては制御系の電気誤差の原因を除いて、常に以上の3つの要因がある。

これらのなかで、コギングトルクは、駆動トルクに含まれないリップル成分である。その波形は外部入力信号に依存せず、モータの極対数とスロット数などの構造上の要素により決定される。

スキューを付けないモータには、大きなコギングトルクが存在して、トルク脈動の最大要因になる場合もある。コギングトルクの大きさを指令電流で制御することができないが、逆位相のトルクに相当する電流をトルク電流指令 I_{cq} に加えることによって打ち消すことができる。

主なトルクとリラクタンストルクの大きさは(1)式のように電機子電流に依存する。

$$T = \frac{E I_q + (X_{ad} - X_{aq}) I_q I_d}{\omega} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし

ω : 機械角速度

X_{ad} : モータのリアクタンスの直軸分量

X_{aq} : モータのリアクタンスの横軸分量

I_d : 電機子電流の直軸分量

I_q : 電機子電流の横軸分量

E : 三相無負荷誘導起電力の合成値(普通のモータにおいては、直軸分量 $E_d=0$, $E=\sqrt{E_d^2+E_q^2}=E_q$ 横軸分量)

(1)式で示すように分子第2項のリラクタンストルクの大きさは二反作用リアクタンスの差に比例して、突極機の場合に存在するが、円筒形のモータではほぼゼロになっている。意図的に大きな突極性のモータを作って、リラクタンストルクを利用する例もあるが、普通のP Mモータの場合、効率(最小銅損)の向上を図るため、 $I_d^*=0$ の制御法を採用するのが一般である。そうすると突極性のあるモータにもリラクタンストルクがなくなる。すなわち、二反作用によるトルクが出力トルクリップルにならないための最も簡単な方法は $I_d^*=0$ である。

(1)式の第1項はモータの主なトルクである。歪んだ界磁を持つモータに対して、界磁を表す三相無負荷誘導起電力波形は、正弦波ではなく高調波成分を含んだものとなる。d-q座標に変換すると、合成ベクトルの大きさと位相が機械角度の変化に伴い変動する。その時、正弦波電流を流すと、トルクリップルは生じるが、無負荷誘導起電力より求めた電流を流せば、トルクリップルの低減が可能となる。

3. ゼロトルクリップルの電機子電流

P Mモータのトルクリップルを補正する方法は数多く提案されているが、その内、よく使われている方法は、歪んだ無負荷誘導起電力による電流制御法である。この電流制御法を利用するため、まず、出力トルク、誘導起電力、電機子電流の関係を検討する。

三相P Mモータにおいて、無負荷誘導起電力の各相瞬時値を e_u, e_v, e_w 、各相電機子電流を i_u, i_v, i_w とする。モータは突極性のない円筒形であることを、または、突極性があるが、直軸電流を0にする汎用制御法を採用していることを仮定し、鉄損も無視すると、トルク式は(2)式のように表される。⁽⁵⁾

$$T = (e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w) / \omega \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで e_u, e_v, e_w は回転速度 ω に依存する負荷誘導起電力である。便宜のため、基準無負荷誘導起電力

$$e_{0k} = e_k / \omega \quad k = u, v, w \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$E_0 = e_{0u} + e_{0v} e^{j2\pi/3} + e_{0w} e^{j4\pi/3}$$

を導入して、(2)式は次のようになる。

$$T = e_{0u} i_u + e_{0v} i_v + e_{0w} i_w \quad \dots\dots\dots (4)$$

歪んだ基準無負荷誘導起電力 E_0 に対して、正弦波の電流を流すと、トルクリップルが生じてしまう。一方、 E_0 の任意瞬時値 e_{0u}, e_{0v}, e_{0w} に対して、出力トルクを一定値(例えば1[N・m]、リップルなし)にするには、(5)式のように各相電流を選べば良い。

$$e_{0u} i_u + e_{0v} i_v + e_{0w} i_w = 1 = \text{const} \quad \dots\dots\dots (5)$$

(5)式の条件を満たす電流関数の解は無限にある。今度は汎用の三相インバータを適用するため、零相電流を0にする制約条件を加える。

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad \dots\dots\dots (6)$$

(5)(6)方程式の解もやはり無限にある、更に、最小瞬間銅損の制約条件を加える。

$$P_u = R(i_u^2 + i_v^2 + i_w^2) \Rightarrow \text{Min} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 P_u は銅損、 R は電機子抵抗である。

(5)(6)式から i_u と i_v, i_w の関係式が得られる。その式を(7)式に代入して、 i_u の偏微分式を0にすることで、次のような唯一の最適解が求められる。

$$\begin{cases} i_u = \frac{(e_{0u} - e_{0v}) + (e_{0u} - e_{0w})}{(e_{0u} - e_{0v})^2 + (e_{0u} - e_{0w})^2 + (e_{0w} - e_{0v})^2} \\ i_v = \frac{1 - (e_{0u} - e_{0w}) i_u}{e_{0v} - e_{0w}} \\ i_w = \frac{1 - (e_{0u} - e_{0v}) i_u}{e_{0w} - e_{0v}} \end{cases} \quad (8)$$

ただし、 e_{0u}, e_{0v}, e_{0w} は基準無負荷誘導電圧の瞬時値である。レゾルバ信号の分割数と同じように 1 周期の E_0 波形を 2048 分割し、(8)式に代入して、2048 組の三相最適電流値 i_u, i_v, i_w を求められる。このパターン化の電流を流すと出力トルクは $1[N \cdot m]$ になり、主なトルクからリップルは出ないようになる。

2 章に述べたようにコギングトルクは電機子電流に依存せず常に一定の周期関数になっている。このトルクリップル(瞬間値 T_c)を打消すため、(9)式のように逆位相のコギングトルクに相当する制御電流 i_{cu}, i_{cv}, i_{cw} を上述の方法で選べば良い。

$$\begin{cases} e_{0u}i_{cu} + e_{0v}i_{cv} + e_{0w}i_{cw} = -T_c \\ i_{cu} + i_{cv} + i_{cw} = 0 \\ i_{cu}^2 + i_{cv}^2 + i_{cw}^2 \Rightarrow Min. \end{cases} \quad \dots\dots\dots(9)$$

この最適電流 i_{cu}, i_{cv}, i_{cw} はコギングトルクを打消すことができる上、電流自身で新しいトルクリップルを出さない利点もある。

実用の際、大きさ $T_0 [N \cdot m]$ のトルクを出したいとき、トルク指令値 T^* は次のように計算する。

$$T^* = T_0 \cdot I_q + I_{cq} \quad \dots\dots\dots(10)$$

ただし、 I_q, I_{cq} は上述の最適制御電流 d-q 座標での横軸分量である。

図 1 は歪んだ無負荷誘導起電力と(8)式で求めた最適制御電流波形(u 相のみ)を示す。こうして求めた三相制御電流の合成ベクトルを、三相誘導起電力の合成ベクトルと重ね合わせると、直交分量がなく最小銅損値を取っている。(4 章の証明参照)

図 1 無負荷誘導起電力と最適制御電流波形
Fig.1. EMF and the optimized current wave pattern

4. 誘導起電力角度に追従する制御電流による

最大効率の実現法

従来の d-q 制御は、まず三相信号 (U-V-W 三相座標) を二相 (α - β 座標) に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(11)$$

さらに、静止座標 (α - β) から、回転座標 (d-q) に変換する。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(12)$$

ここで、 θ はモータの電気角度あるいは d 軸の角度であると言われるが、より厳密な定義により、 θ は電機子 u 相から界磁の作る磁束の合成方向までの角度、即ち、永久磁石の磁束が三相電機子巻線と鎖交する三相磁束密度の合成ベクトル角度である。

普通のモータの磁束密度分布は正弦波形であるから、三相合成ベクトルの大きさは一定であり、ベクトルの角度はロータの機械角度 θ_m (1 対極機) あるいは電気角度 $P\theta_m$ (P 対極機) である。即ち、磁束密度のベクトルはモータのロータと同じ同期回転速度(あるいは P 倍の速度)で回っている。磁束密度の合成ベクトル角度は直接測ることが難しいが、ロータの機械角度はエンコーダやレゾルバなどのセンサで簡単に取れることから、今までのサーボモータシステムにはほとんど機械角度 θ_m (また $P\theta_m$) を d-q 変換の角度として用いている。

また、(4)式から電流制御法の最小銅損(最大効率)を実現する必要条件が求められる。

$$\begin{aligned} T &= e_{0u}i_u + e_{0v}i_v + e_{0w}i_w \\ &= \vec{E}_0 \cdot \vec{I} = |\vec{E}_0| |\vec{I}| \cos \psi \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、 $\vec{E}_0, \vec{I}$ は誘導起電力と制御電流の合成ベクトルで、 ψ は二つのベクトルの交角である。

$$|\vec{I}| = \frac{T}{|\vec{E}_0| \cos \psi} \quad (14)$$

$$\text{から } |\vec{I}|^2 = \frac{T^2}{|\vec{E}_0|^2 \cos^2 \psi} \quad (15)$$

を求める。最小銅損を取る必要条件是

$$|\vec{I}|^2 \Rightarrow Min \quad \cos \psi = 1 \quad \psi = 0 \quad (16)$$

である。即ち、最大効率を実現するため、制御電流のベクトルは誘導起電力のベクトルに重ね合わせなければならない。

今までの同期モータにおける電流制御法は、一般的に I_d を 0 にするように制御する方法を採用している。そうすると、電機子電流の合成ベクトルは q 軸によく追従し (E_0 に重なる)、電流の直軸分量 I_d が 0 になり、 I_d による銅損もなくなるから、最大効率を得られる。

一方、歪んだ界磁を持つ PM モータの場合は、巻線に誘導される三相無負荷誘導起電力は d-q 座標に変換す

図2 歪んだ誘導起電力のd-q成分
Fig. 2. The wave pattern of EMF in d-q coordinate

ると、 E_{0q} だけではなく、図2のように E_{0d} 成分も出てくる。この成分を利用しなければ、最大効率を取れない。

E_{0d} が存在しているので、 E_0 のベクトルとq軸の間に図3で示すような角度ずれが出てしまう。

図3 q軸角度とベクトル回転角度
Fig. 3. q-axis angle and E_0 vector angle

その時、もし普通のd-q座標制御系を用いて、ロータの機械角度により制御すれば、 I_d は0になるが、電流の合成ベクトルは誘導起電力のベクトルでなく、q軸（機械角度によるもの）に追従してしまうから、図4に示すように $\psi \neq 0$ となり、最大効率の実現ができないと考えられる。

図4は界磁 Φ 、誘導起電力 E_0 電流 I 及びq軸のベクトルのある瞬間の関係を示す。 ψ はq軸の角度と E_0 ベクトル角度の差である。この角度差が0でなければ効率は低下してしまう。

著者らは(8)式で求めた最適制御電流を従来のd-q座標で図5のように I_d^* と I_q^* の二つに分けて、別々に制御することによって、電流ベクトルを E_0 に追従させる方法を提案した。⁽¹²⁾

本論文では更に簡単でかつ合理的な方法を提案する。

まず、座標変換を検討する。単にd-q座標変換・逆変換と言えば、(12)式を普通に計算するだけで、角度 θ が機械角度や電気角度だと決め付ける必要はない。

本研究では図4のように回転座標の角度基準を元のd軸

図4 q軸と界磁、起電力、電流ベクトルの関係
Fig. 4. Quadrature axis and vector of Φ, E_0 and I

から磁束密度 Φ の合成ベクトルに移動して、 Φ をd'軸、 E_0 をq'軸とする。これは回転座標系の定義と全く同じものである。ただし、この場合はd'-q'座標の回転角度と機械角度の間にずれがある。(12)式内の角度 θ はレゾルバからの機械角度・電気角度ではなく、図3のように機械角度から求めた E_0 のベクトル角度 θ_e と90°の差 θ' である。

図5は従来のd-q座標での最適制御電流波形である。この最適制御電流を上述の提案するd'-q'座標で変換すると、図6で示すように I_d' は0になり、 I_q' だけが残る。

結局、制御電流 I は従来の正弦波電流で制御するときとほぼ同じになる。今までどおり $I_d = 0$ とし、 I_q だけでトルクを最適制御できる。これはたいへん便利な制御法である。違う点を挙げれば、正弦波電流制御時の I_q は直

図5 従来のd-q座標での最適電流波形
Fig. 5. Optimized current wave pattern in d-q coordinate

図6 新しいd'-q'座標での最適電流波形
Fig. 6. Optimized current pattern in new d-q coordinate

図7 実験システム

Fig. 7. Experimental system

流信号であるが、ここではトルクリップルを無くすため、交流成分も含まれている。このデータは電流指令値を乗算して、 I_q^* として入力することによって、リップルをなくし、大きさのみ変化するトルクを出すことができる。

また、(9)式により求まるコギングトルクの制御電流を同じように新しい d'-q' 座標に変換することによって、 I_{cd} は 0 になり、 I_{cq} だけでコギングトルクを補正することができる。

ここで、新しい d'-q' 座標を導入することによるリラクタンストルクへの影響を検討する。

提案するゼロトルクリップルの制御電流は、従来の d-q 座標で表すと、図5のように I_d, I_q の二つに分けられる。d 軸電流成分が存在するので、(1)式により分析すれば、突極機ではリラクタンストルクが発生することになるが、実はそれによるリラクタンストルク発生の問題がないと言える。なぜならば、界磁の歪んでいる同期モータに対して、従来の d-q 座標で表示すると、電流だけではなく、無負荷誘導起電力も図2のように二つにわけられる。そうすると、 E_q しか考慮してない(1)式は不適合になる。無理やりに使う場合は、 $E_d I_d$ の項を分子に追加しなければならない。修正後の式によって、トルクを求めることはできるが、リラクタンストルクあるかどうかの判断はわかりにくいのである。

一方、新しい d'-q' 座標で表示すると、普通のモータはもちろん、歪んだ界磁をもつモータの無負荷誘導起電力も q' 軸成分しか出ない。提案するゼロトルクリップルの制御電流も図6に示すように $I_{d'} = 0, I_{q'}$ だけが残る。 $E_{d'} = 0$ のため、トルク式は分かりやすい(1)式に戻る。この式によって、 $I_{d'} = 0$ のとき同期電動機のリラクタンスが発生しないことがわかる。即ち、円筒機と突極機両方のリラクタンストルクリップル問題はなくなる。

5. 実験システムと実験方法

図7はデータを得る実験とトルクリップルを補正する実験のシステムを合わせて表すものである。ハードウェア

は従来のシステムとほとんど変わらない。ソフトウェアも普通の d-q 座標制御法を使っている。変更点と言えば、二つのパターン化制御データメモリと角度変換用メモリをシステムに加える程度である。

試作機のモータは電動車椅子のアウタロータモータである。永久磁石磁束の利用率を向上するため、スキューを付けてない。更に、騒音と振動を最小限するために、ギア減速機のなしのダイレクトドライブとしている。

ダイレクトドライブであるが故に、このモータは従来のサーボモータに比べより精度の高いトルク制御特性が要求される。

試作機モータの仕様は表1に示す。

表1 供試PMモータの仕様

Table 1. Specifications of the experimental PM motor

定格出力	75W	相毎電圧定数	0.11 V/rpm
定格電流	7.5 A	相毎トルク定数	0.323 Nm/A
定格回転数	100rpm	相抵抗	0.24 Ω
極対数	6	相インダクタンス	0.22 mH

角度センサは環境に強いレゾルバを用いている。ここでは2Xであることから、復調した角度を3倍にして、電気角度を得る。

実機実験は次の順に行なう。

- ① モータを一定の速度 ω_0 で回して、電機子側から機械角度1サイクルの無負荷誘導起電力三相分の波形信号をとる。
- ② 同期電動機に電機子電流を流さず、トルクメータで機械角度1サイクルに対してモータのコギングトルク波形信号をとる。
- ③ 機械角度に対応するコギングトルク値を(9)式に代入して、コギング制御電流 i_{cu}, i_{cv}, i_{cw} を最適化するように選ぶ。
- ④ モータの出力トルクからリップルを無くすため、(8)式のように1サイクルの各相制御電流 i_u, i_v, i_w を

求める。

- ⑤ 三相 E_0 波形によって、合成ベクトルの角度を求めて、図3のような機械角度との関係を明確して、ROMにパターン化しておく。
- ⑥ 以上で述べたように求めた三相電流値の1サイクル分と三相コギング制御電流を提案する d'-q'座標に変換して、図6のように $I_{q'}, I_{c'q'}$ として、ROMにパターン化して記録する。
- ⑦ 実際に制御するとき、レゾルバの機械角度から、図3のようなパターン化されたデータによってベクトル角度 θ' を求める。その角度に対応する $I_{q'}$ と $I_{c'q'}$ のデータをメモリから読み出して、(10)式に示すようにトルク指令 T_0 を乗算して制御系に入力する。

6. 実験結果と考察

図8に補正前後のコギングトルクを示す。トルク指令値は0に設定し、回転速度はトルクメータの周波数特性の制限から定格の20%に設定した。

スキューなしのモータであるから、かなり大きなコギングトルクが存在するが、補正電流 $I_{c'q'}$ を流すことによって1/5に抑えられた。ゼロになれていない原因はレゾルバの検出精度、ノイズの影響などが考えられる。

図9はコギングトルク補正しながら、トルク指令値を

図8 補正前後のコギングトルク

Fig.8. Cogging torque before and after the revision

図9 補正前後の出力トルク

Fig.9. Output torque before and after the revision

定格の50%と100%、回転速度はトルクメータの周波数制限から定格の20%に設定したとき、正弦波電流と、提案する最適制御電流で生じるトルクの実験結果である。

正弦波電流の場合は、界磁に歪みがあるから、出力トルクのリップルは指令値の増加に比例して増加している。

一方、最適電流の場合は、指令値の増加に従って、出力トルクは線形に増える一方、トルクリップルはコギングトルク補正後の大きさのままであまり増えない。これによって、最適制御電流でトルクを線形制御できると共に、最適制御電流自身はトルクリップルを生じないことが分かる。

次は同期モータの効率について検討する。

同期機の主な損失は鉄損と銅損二種類である。鉄損は電流の周波数の増加により増えるが、低速モータの場合は、各種の制御電流に対して、鉄損の変化は極めて小さいといえる。

銅損については、提案する電流制御法はゼロトルクリップルの三相電流制御法の範囲で最大効率をとっている。シミュレーションによって、この電流制御法は界磁の高調波成分を充分利用するので、従来の界磁を正弦波にする構造改善法よりもはるかに効率がよいといえる。

同じ実験モータで無補正の正弦波電流法と最適制御電流法の銅損比較実験を行なった。負荷トルクは定格値、回転速度は定格値の20%、50%、100%に設定する状態で(実測 18rpm、43rpm、92rpm)、正弦波電流法と最適制御電流法(コギングトルクも同時補正)の1サイクル銅損比は1:1.0169、1:1.0181、1:1.0295であった。提案する方法の効率は普通の正弦波電流法(トルクリップル有り)に比べて少々低くなるが、この方法はゼロトルクリップルの三相電流制御法で最大効率をとっている。更に、実験結果によって、回転速度が低ければ低いほど効率が高くなることがわかる。トルクリップル問題は低速領域でしか現れないので、提案する方法が有効であることが分かる。

7. むすび

本論文の特徴を要約すると、次のようになる。

- (1) PMモータにおけるゼロトルクリップル、かつ最小銅損の三相最適瞬時制御電流の求め方を検討した。
- (2) 電機子電流を歪んだ誘導起電力のベクトルに追従させることによって、この最適電流制御を汎用の三相インバータと回転座標制御法で実現する方法を提案した。
- (3) 実機実験で提案する方法の有効性を証明した。

最後に、実機実験にご協力いただいたワコー技研の渡辺一夫氏、石川勝己氏、古澤隆久氏に感謝の意を表します。

(平成11年3月31日受付、同11年11月24日再受付)

文 献

- (1) 神谷、執行、牧野、松井：「DSP による同期機形 DD モータの高精度トルク制御」電学 D, vol.110, no.117-124, 1990
- (2) 佐藤、牧野、松井：「DD モータのトルク脈動自動補正システム」電学論 D, vol.112, no.10, pp.966-971, 1992
- (3) 大沢、橋井、松田、遠藤：「ひずんだ誘導起電力をもつ永久磁石電動機の低トルク脈動・高出力制御」, 電学論 D, vol.113, no.10, pp.1200-1208, 1993
- (4) 千切、鳩田、渡邊、一ノ、秦泉寺：「ブラシレス D C モータのゼロトルクリップル・最大効率化電流制御法」, 電学論 D, vol.116, no.12, pp.1276-1282, 1996
- (5) C.Marchand, and A.Razek, "Optimal Torque Operation of Digitally Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives" *IEE Proceeding B*, vol.140, no.3, pp. 232-240, 1993.
- (6) T-S. Low, K-J. Tseng, T-H. Lee, K-W. Lim, and K-S. Lock, "Strategy for the Instantaneous Torque Control of Permanent Magnet Brushless DC Drives," *IEE Proceeding B*, vol.137, no.6, pp.355-363, 1990.
- (7) H. Le-Huy, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives," *IEEE Transactions on industry Applications*, vol. 22, no. 4, pp. 748-755, 1986.
- (8) D. Hanselman, "Minimum Torque Ripple Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motor," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 292-300, 1994.
- (9) C-I. Kang, and I-J. Ha, "An Efficient Torque Control Algorithm for BLDCM with a General Shape of Back EMF," *IEE 24th Annual Power Electronics Specialist Conference Record*, pp. 451-457, 1993.
- (10) F. Piriou, A. Razek, R. Perret, and H. Le-Huy, "Torque Characteristics of Brushless DC Motor with Imposed Current Waveform," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference Record*, vol. 1, pp. 176-181, 1986.
- (11) J. Hung, and Z. Ding, "Design of Current to Reduce Torque Ripple in Brushless Permanent Magnet Motor," *IEE Proceeding B*, vol. 140, no. 4, pp. 260-266, 1993.
- (12) 陳、藤井、関口：「同期電動機における低トルク脈動の電流制御法」, 平成 10 年電気学会全国大会, 5-3, 1998

陳 善忠

(学生員) 昭和 36 年 3 月 15 日生。昭

和 58 年上海交通大学電工及計算機科学系卒業。同年 9 月より上海交通大学助手。昭和 62 年より同講師。平成 7 年 4 月横浜国立大学電子情報工学専攻修士課程入学。平成 9 年 4 月同博士課程入学。現在に至る。同期電動機の制御に関する研究に従事。

関口 隆

(正員) 昭和 10 年 6 月 11 日生。昭

和 34 年横浜国立大学工学部電気工学科卒業。同年安川電機(株)入社、制御装置の設計に従事。昭和 36 年横浜国立大学工学部助手。現在電子情報工学科教授。工学博士。F A、C I M システムの研究に従事。計測自動制御学会、システム制御情報学会、日本ファジィ学会及び I E E E の会員。