

# 空間高調波を利用した自励式巻線界磁形同期モータへの トルクフィードバック制御適用の検討

青木 文宏\* 森川 真樹 許 琮援 近藤 圭一郎 (千葉大学)  
青山 真大 (スズキ)

Study on an Application of Torque feed-back control  
to Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor Utilizing Space Harmonics  
Fumihiro Aoki\*, Masaki Morikawa, Jongwon Heo, Keiichiro Kondo (Chiba University)  
Masahiro Aoyama (Suzuki Motor Corporation)

Since the magnetic flux and the inductance of the self-excited winding field synchronous motor using the space harmonics change considerably due to its excitation principle, the current vector command value for generating the desired torque cannot be uniquely determined. Therefore, in this paper, we proposed the application of torque feed-back control to generate the current vector command value online. We examined the theoretical design method for torque control system and we verified the proposed method by a scale down experimental machine.

キーワード：トルクフィードバック，同期モータ，レアアースフリー，自己励磁，空間高調波，集中巻  
(Torque feed-back, synchronous motor, rare-earth free, self-excited, space harmonics, concentrated winding)

## 1. まえがき

近年，異常気象の主要因といわれる地球温暖化<sup>(1)</sup>の対策として，自動車の電動化による温室効果ガス削減が行われている<sup>(2)</sup>が，電動車の駆動用モータには小型軽量であり高効率・高出力密度の特徴を持つ埋込永久磁石同期モータ (IPMSM) が我が国を中心に広く用いられている<sup>(3)(4)</sup>。しかし，耐熱性確保のために IPMSM に添加される Dy や Tb といった重希土類は産地の偏在<sup>(5)</sup>や枯渇の問題があり，また永久磁石に用いられる Nd も枯渇の懸念がある。以上の背景により，安定供給可能な低コスト駆動用モータとして磁石フリーモータの 1 つである空間高調波を利用した自励式巻線界磁形同期モータ (Self-Excited Wound-Field Synchronous Motor, SE-WFSM) が研究されている<sup>(6)</sup>。

このモータは，磁石フリーモータの中でも，集中巻固定子が不可避に発生させる非同期の空間高調波磁束を用いて誘導巻線に誘起電圧を発生させ，界磁電流を流すことで，回転子の永久磁石とスリップリングを不要とした自励式巻線界磁形同期モータである。SE-WFSM は図 1 のように主に空間高調波磁束を鎖交させ誘導電流を流す誘導巻線と，ダイオードを介して整流された直流電流により界磁を行う界磁巻線の二種の巻線が回転子に巻かれており，界磁により発生する回転子磁束によるマグネットトルクと回転子の突極

性によるリラクタンストルクの双方によりトルクを発生させる。

SE-WFSM に対しては，これまでに補極の付加や回転子巻線構造の変更によりトルク密度を向上させるハード面の研究<sup>(7)(8)</sup>や，固定子巻線に時間高調波を発生させるパルス電流を入力することで回転子巻線を励磁する研究<sup>(9)</sup>等が行われてきた。また，モータ制御法に関してもトルク制御性・制御精度の観点から PMSM の制御に一般に用いられるベクトル制御を適用した研究<sup>(10)</sup>がされてきた。しかし，SE-WFSM はその励磁原理と磁気飽和現象によりインダクタンスや磁束が大幅に変化するため，トルクが電流に対して線形に発生せず，各動作状態のモータパラメータのマップがなけれ

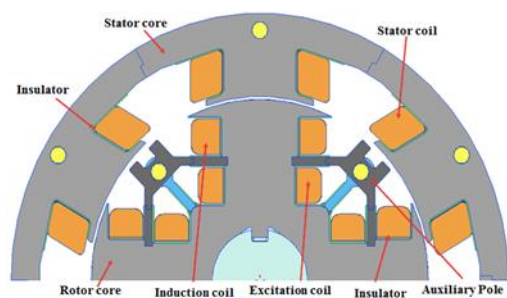


図 1 自励式巻線界磁形同期モータの構造  
Fig. 1. Structure of wound-field synchronous motor self-excited

ばオンラインに所望のトルクを出力する q 軸電流指令値を算出出来ないという問題点があった。

そこで本稿では、電流制御系の上にトルク制御系を付加したトルクフィードバック制御を提案した。当該制御はモータ入力電力を回転子回転数で割ったトルク演算値を用いており、モータパラメータ変動時も平衡点 1 点におけるモータパラメータのみでオンラインに q 軸電流指令値を生成し、トルク制御を行うことが出来る。

また、トルク制御系の PI 補償器ゲインの設計法を示し、実機にてモータパラメータ変動時のトルクフィードバック制御法によるトルク制御性を確認した。

## 2. SE-WFSM のトルク制御

### 〈2・1〉 SE-WFSM のトルク制御上の問題点<sup>(10)</sup>

SE-WFSM の基本波磁束成分のみを考慮した電圧方程式が(1)式である。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL_d(\omega_r, i_m)}{dt} & -\omega_r L_q(\omega_r, i_m) \\ \omega_r L_d(\omega_r, i_m) & R + \frac{dL_q(\omega_r, i_m)}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \Psi_f(\omega_r, i_d, i_q) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\Psi_f(\omega_r, i_d, i_q) = k_s(I_f)M_m I_f(\omega_r, i_d, i_q) \quad (2)$$

$$i_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3)$$

ここで、 $R$ ：固定子巻線抵抗、 $L_d(\omega_r, i_m)$ ：d 軸インダクタンス、 $L_q(\omega_r, i_m)$ ：q 軸インダクタンス、 $\omega_r$ ：回転子角速度(電気角)、 $k_s(I_f)$ ：飽和係数、 $M_m$ ：界磁巻線と電機子巻線間の相互インダクタンス、 $I_f(\omega_r, i_d, i_q)$ ：界磁巻線電流である。また、界磁に起因する磁束鎖交数は $\Psi_f(\omega_r, i_d, i_q)$ は(2)式、固定子巻線電流の大きさ $i_m$ は(3)式で定義する。式中の $L_d$ 、 $L_q$ 、 $\Psi_f$ 、 $i_m$ は、パラメータ変動を明示的に表記するために関数とした。

また、極対数を $P_n$ とすると SE-WFSM のトルク $\tau_m$ は(4)式で示される。

$$\tau_m = P_n \{ \Psi_f(\omega_r, i_d, i_q) i_q + (L_d(\omega_r, i_m) - L_q(\omega_r, i_m)) i_d i_q \} \quad (4)$$

(4)式の右辺第 1 項がマグネットトルクを示しており、第 2 項がリラクタンストルクを示している。

表 1 の諸元を持つ SE-WFSM の原理検証機に、一定回転数で回転するモータ負荷を接続し、 $i_d = 0$ にて回転速度 $\omega_r$ と固定子電流の大きさ $I_m$ を変化させてベクトル制御した際の界磁に起因する磁束鎖交数 $\Psi_f$ の同定結果を図 2 に示す<sup>(10)</sup>。

図 2 のように、SE-WFSM の磁束鎖交数 $\Psi_f$ は回転数や固定子電流によって非線形かつ大幅に変化する特徴を有する。また、磁束鎖交数 $\Psi_f$ の変化によって d-q 軸インダクタンス $L_d$ 、 $L_q$ も磁気飽和の影響で非線形に大きく変動する特徴を有する。

定トルク領域の IPMSM のトルク制御においては、例えば d 軸電流制御の場合、(4)式の $\Psi_f(\omega_r, i_d, i_q)$ を定数と見なせるため、所望のトルクを発生させる q 軸電流指令値は(4)式より線形に定まる。しかし、図 2 のように SE-WFSM の

表 1 原理検証機諸元  
Table. 1 Specifications of prototype motor

● SE-WFSM of Rated power 1kW
Motor size $\phi 125[\text{mm}] \times 80[\text{mm}]$
Pole pairs $P_n = 2$
Number of slots 6
Maximum speed 2000[rpm]
Stator winding resistance $r_m = 2.0 [\Omega/\text{coil}]$
Induction-coil resistance $r_i = 1.1 [\Omega/\text{coil}]$
Field-coil resistance $r_f = 1.1 [\Omega/\text{coil}]$
Maximum stator current 5[Apk]

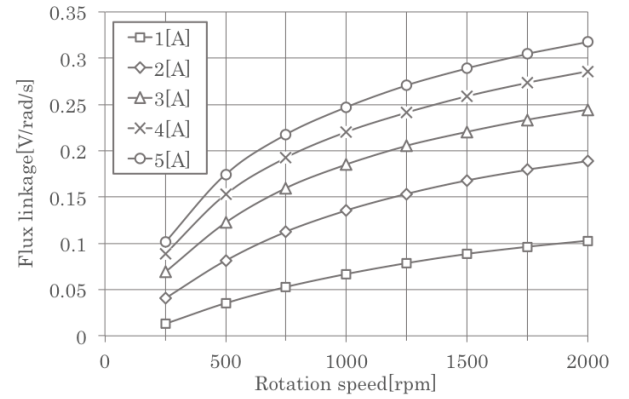


図 2  $\Psi_f(\omega_r, i_d = 0, i_q = I_m)$  同定結果<sup>(10)</sup>  
Fig. 2. Identification results of  $\Psi_f(\omega_r, i_d = 0, i_q = I_m)$

磁束鎖交数 $\Psi_f$ は回転数や入力電流の変数として振る舞うため、各駆動状態におけるモータパラメータマップを事前に用意しないとトルク制御を行えないという問題点があった。

〈2・2〉 トルクフィードバック制御系の構成 前節の問題点を解決するために、平衡点 1 点におけるパラメータのみでオンラインに q 軸電流指令値を算出しトルク制御を行うトルクフィードバック制御<sup>(11)</sup>の SE-WFSM への適用を検討する。

図 3 にトルクフィードバック制御系のブロック線図を示す。トルクフィードバック制御系のブロック線図は、電流制御系(Automatic Current Regulator, ACR)とそれ以降は通常のベクトル制御系のブロック線図と同様であるが、q 軸電流指令値を電流制御系の上に設けたトルク制御系にてオンラインに決定することでトルク制御を行っている<sup>(11)</sup>。

具体的には、トルク制御系でトルク指令値 $T_m^*$ とトルク演算値 $T_{mcal}$ との偏差から PI 補償器 $G_{\tau PI}(s)$ にて q 軸電流指令値を算出する。ここでモータの入力と出力、効率の関係からトルク演算を行うことで、モータパラメータ変動の影響を受けないトルク推定が可能なトルク演算式を用いているため、所望のトルクになるまで PI 補償器の出力値である q 軸電流指令値が変化し、トルク制御が達成される。トルク演算法については次節で詳しく述べる。

また、図 1 に示した通り SE-WFSM は突極性を有し、リ

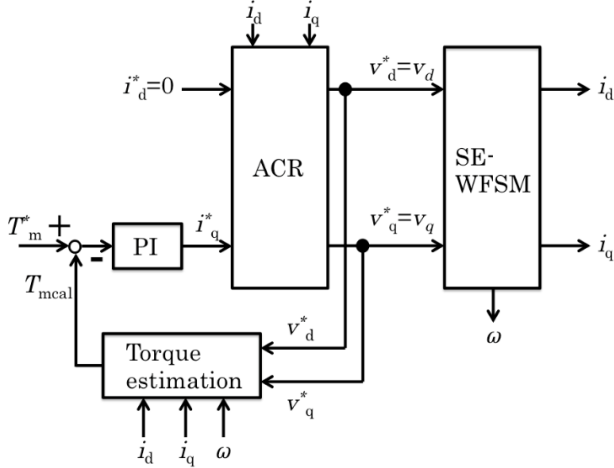


図 3 トルクフィードバック制御系のブロック線図  
Fig. 3. Torque feed-back control system

ラクタンストルクを利用出来るモータである。しかし、本稿ではトルクフィードバック制御にてモータパラメータ変動時も平衡点 1 点におけるモータパラメータでトルク制御を行える制御系の基礎的検討を行うため d 軸電流零制御を適用した。

**(2-3) トルク演算法** IPMSM に対する高精度なトルク演算法として(5)式が提案されている<sup>(12)</sup>。(5)式は、モータに入力される電力から損失を除けば機械出力となることから、それを回転子電気角速度で除することでトルク演算を行う。この演算方法では、上記の大きく変動するモータパラメータを利用していないため、モータパラメータ変動時により正確なトルク演算に基づいたトルク制御が可能だと考えられる。

SE-WFSM では、文献(12)で考慮されていない回転子巻線損失や回転子側のダイオード損失を含むためモータ効率を除くことは出来ないが、損失の大きな一次巻線銅損等を考慮したより高精度なトルク演算方法であることから、(5)式にてトルク演算を行った<sup>(12)</sup>。

$$T'_{mcal} = \frac{\eta' P_n \sum_{k=u,v,w} \left\{ v_k^* - \left( \frac{T_{dt}}{T_{sw}} V_{dc} + V_{fd} \right) \text{sign}(i_k) - r_m i_k \right\} i_k}{\omega_r} \quad (5)$$

ここで、 $\eta'$ : (機械出力) / (入力電力 - インバータ出力電圧誤差による電力誤差 - 電機子巻線抵抗による損失),  $T_{dt}$ : デッドタイム期間,  $T_{sw}$ : スwitching 周期,  $V_{dc}$ : DC リンク電圧,  $V_{fd}$ : スwitching 素子の電圧降下,  $\text{sign}()$ : 符号関数である。

### 3. トルクフィードバック制御設計法

**(3-1) 制御系の線形化と伝達関数の導出** インバータ出力電圧に余裕がある線形領域と仮定すれば、文献(13)に従って電流制御系を設計することで電流のステップ応答を一次遅れにすることが出来ることが確認されている。従って、トルクフィードバック制御系の PI 補償器の伝達関数の分母多項式が高次となることを避けるため、インバータ出

力電圧に余裕がある線形領域と仮定し、電流制御系と SE-WFSM モデルを時定数  $T_d$  の一次遅れ系に近似してトルク指令値  $T_m^*$  からトルク演算値  $T_{mcal}$  までの伝達関数導出を行う。また、トルク演算値  $T_{mcal}$  は電圧や電流に対して非線形であるため、トルク演算値  $T_{mcal}$  を線形化することでブロック線図を単純化し、伝達関数導出を行う。ここで、トルク演算値  $T_{mcal}$  として実験では(5)式を用いているが簡単のため伝達関数導出には(6)式を用いる。

$$T_{mcal} = \frac{\eta P_n (v_d^* i_d + v_q^* i_q)}{\omega} \quad (6)$$

各変数は  $v_d^*$ : d 軸電圧指令値,  $v_q^*$ : q 軸電圧指令値,  $\eta$ : モータ効率である。

まず、電流制御系と SE-WFSM モデルの q 軸電流応答を時定数  $T_d$  の一次遅れ系に近似すると(7)式となる。

$$i_q = \frac{1}{1 + T_d s} i_q^* \quad (7)$$

次に、(6)式のトルク演算値  $T_{mcal}$  にテイラー展開を用いて線形化する。(6)式の平衡点近傍でのテイラー展開を一次の項まで表したものが(8)式である。ここで、各変数に付記した  $\delta$  は微量量を、添字 "0" は平衡点における値であることをそれぞれ表している。

$$T_{mcal} \approx T_{mcal0} + \eta_0 \frac{v_{d0} \delta i_d + v_{q0} \delta i_q + i_{d0} \delta v_d^* + i_{q0} \delta v_q^*}{\omega_0} \quad (8)$$

ただし、各変数は以下である。

$$T_{mcal0} = \frac{\eta_0 P_n (v_{d0} i_{d0} + v_{q0} i_{q0})}{\omega_0} \quad (9)$$

$$v_{d0} = r_m i_{d0} - \omega_0 L_{q0} i_{q0} \quad (10)$$

$$v_{q0} = r_m i_{q0} + \omega_0 L_{d0} i_{d0} + \omega_0 \Psi_{f0} \quad (11)$$

また、トルク指令値が平衡点から微量量変化したとき、微量量変化したトルク指令値  $T_m^*$  は(12)式のように表せる。

$$T_m^* = T_{mcal0} + \delta T_m^* \quad (12)$$

図 3 より q 軸電流指令値はトルク指令値  $T_m^*$  とトルク演算値  $T_{mcal}$  の偏差を PI 補償器に入力したときの出力であるから、(8)式と(12)式からトルク制御器は(13)式となる。

$$\delta i_q^* = G_{\tau PI}(s) \cdot \left\{ \delta T_m^* - \eta_0 \frac{v_{d0} \delta i_d + v_{q0} \delta i_q + i_{d0} \delta v_d^* + i_{q0} \delta v_q^*}{\omega_0} \right\} \quad (13)$$

ここで、トルクは  $\delta i_q$  に比例すると仮定する。その上で、トルク制御器(13)式から(1)式, (10)式, (11)式を用いて  $v_d^*$ ,  $v_q^*$ ,  $v_{d0}$ ,  $v_{q0}$  を消去し、干渉項である  $\delta i_d$  を無視すると(13)式は(14)式に書き直せる。

$$\delta i_q^* = G_{\tau PI}(s) \{ \delta T_m^* - \eta_0 P_n \Psi_{f0} \delta i_q \} \quad (14)$$

(7)式と(14)式よりトルク制御器のブロック線図は図 4 のように表せる。また、図 4 のブロック線図よりトルク指令値  $T_m^*$  からトルク演算値  $T_{mcal}$  までの開ループ伝達関数  $G_{\tau open}(s)$  は(15)式のように表せる。

$$G_{\tau open}(s) = \frac{\frac{1}{T_d} \eta_0 P_n \Psi_{f0} (K_{tp} s + K_{ti})}{s \left( s + \frac{1}{T_d} \right)} \quad (15)$$

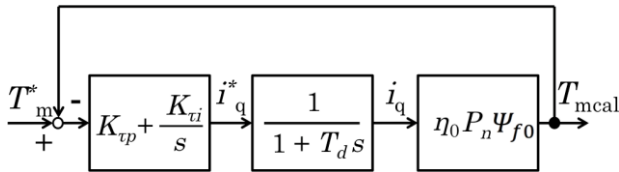


図 4 トルク制御器のブロック線図  
Fig. 4. Block diagram of the torque controller

**〈3・2〉 トルク制御器の PI 補償器ゲイン設計** 前節に導出した開ループ伝達関数を用いて、トルクのステップ応答が一次遅れ系となるようにトルク制御系の PI 補償器  $G_{\tau PI}(s)$  を設計する。このため、開ループ伝達関数  $G_{\tau open}(s)$  が積分要素となることを設計指針とする。積分要素においては、応答時定数を  $T_\tau$  とすれば開ループ伝達関数の交差角周波数は  $1/T_\tau$  となる。

トルク制御系を時定数  $T_\tau$  の一次遅れ系にするには、(15)式が  $1/T_\tau s$  と一致すれば良い。ここで、トルク制御系の PI 補償器  $G_{\tau PI}(s)$  を比例ゲイン  $K_{tp}$ 、積分ゲイン  $K_{ti}$  を用いて(16)式のように表すとき、 $K_{tp}$  と  $K_{ti}$  は(17)式、(18)式に決定される。電流応答時定数を  $T_d$  と表している。

以上によりトルク制御器の PI 補償器ゲインを設計出来た。

$$G_{\tau PI}(s) = K_{tp} + \frac{K_{ti}}{s} \quad (16)$$

$$K_{tp} = \frac{1}{\eta_0 P_n \Psi_{f0}} \frac{T_d}{T_\tau} \quad (17)$$

$$K_{ti} = \frac{1}{\eta_0 P_n \Psi_{f0}} \frac{1}{T_\tau} \quad (18)$$

#### 4. 実験による検証

**〈4・1〉 実験系と実験条件** 本稿の実験を行った実験系を図 5 に示す。原理検証機の諸元を表 1 に示す。原理検証機は DSP (Myway プラス社製 PE-Expert4) を用い、インバータ (Myway プラス社製 MWINV-5R022) と角度センサを用いてトルクフィードバック制御を行った。また、負荷モータとして誘導機を原理検証機に接続し、汎用インバータ (東芝社製 VF-S15) と回転速度センサを用いてすべり周波数制御による速度制御を行った。実測トルクはトルクメータにて取得している。

トルク制御系の PI 補償器ゲイン類のうち、ACR は電流応答時定数  $T_d$  を 10ms としてゲインを決定した。1000[rpm] を平衡点としてトルク応答時定数  $T_\tau$  は 141ms とし、トルク補償器のゲイン類は、(17)式、(18)式に従って比例ゲイン  $K_{tp} = 0.225$ 、積分ゲイン  $K_{ti} = 22.5$  と決定された。また、トルク演算式(6)式の効率  $\eta'$  は回転速度 1000[rpm] でトルク指令値  $T_m^* = 1.0[\text{N} \cdot \text{m}]$  としたときに、実測トルク  $T_m = 1.0[\text{N} \cdot \text{m}]$  となる効率  $\eta'$  を用いて各実験を行った。

**〈4・2〉 電流応答速度とトルク応答速度の関係** 電流制御のみで q 軸電流指令値を 0[A] から 3.14[A] に立ち上げるステップ波形を入力し、ステップ応答にて SE-WFSM の応答速度を観測した。

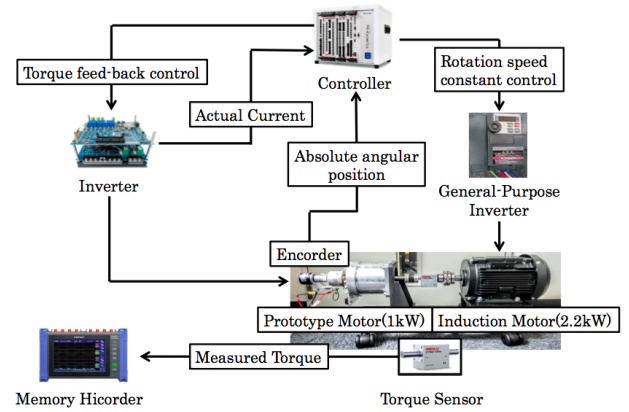
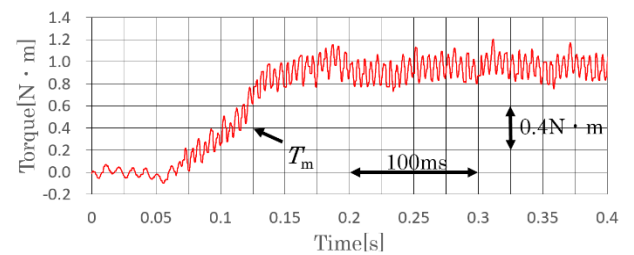
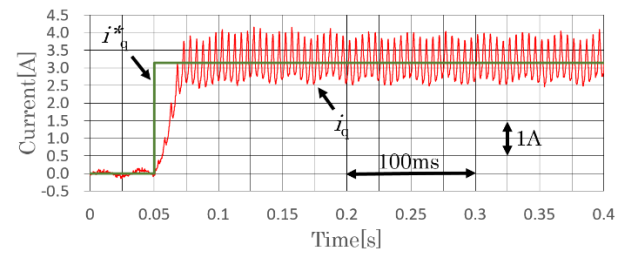


図 5 実験系概要  
Fig. 5. The construction of an experimental system



(A) Torque



(B) Current

図 6 電流ステップ応答実験結果  
Fig. 6. The experimental results of current step response

実験結果が図 6 である。q 軸電流ステップ応答の時定数は約 14ms と設計値の 10ms に近い応答速度を示している。しかし、トルク応答時定数は約 74ms であることから、q 軸電流の応答に対してトルクの立ち上がりまでに時間遅れが発生している事が分かる。

これは、SE-WFSM のトルクの立ち上がりには、固定子電流の応答時間に加えて、回転子電流の応答時間が必要なためである。

**〈4・3〉 トルク制御のステップ応答の評価** モータパラメータ変動時も平衡点 1 点のモータパラメータのみでトルク制御が行えることを示すため、回転速度 1000[rpm]、固定子電流 3[A] を平衡点とし、平衡点のモータパラメータ  $L_d = 64.8[\text{mH}]$ 、 $L_q = 41.3[\text{mH}]$ 、 $\Psi_f = 0.185[\text{V}/\text{rad}/\text{s}]$  を用いて 1000[rpm]、1500[rpm]、2000[rpm] においてトルク指令値  $T_m^*$  を  $0[\text{N} \cdot \text{m}]$  から  $1[\text{N} \cdot \text{m}]$  に変化させた際のステップ応答

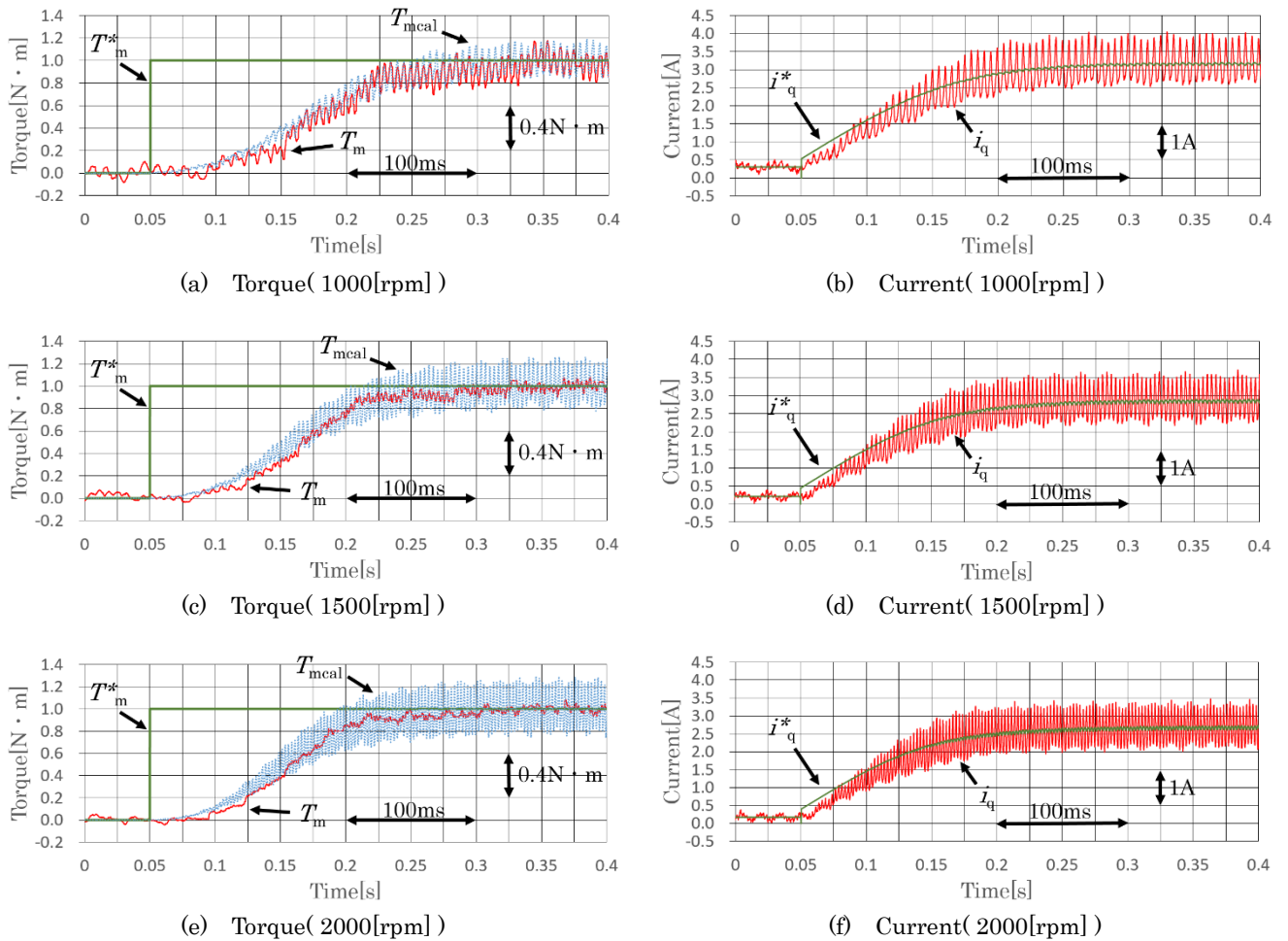


図 7 トルクステップ応答実験結果  
Fig. 7 The experimental results of torque step response

を観測した。

その結果が図 7 である。各回転数において実測トルク  $T_m$  がトルク指令値  $T_m^*$  に整定していることから、SE-WFSM に対しても平衡点のモータパラメータのみで線形なトルク制御を行うことが出来るトルクフィードバック制御の有効性が確認された。

また、図 7(a)より実測トルク  $T_m$  は約 150ms で応答した。これは設計に用いたトルク応答時定数  $T_r$  の 141ms とほぼ一致していることから、トルクフィードバック制御設計法の有効性も確認された。

最後に、各回転数におけるトルク応答速度を比較した。その結果、1000[rpm]時に実測トルク時定数が約 150ms、1500[rpm]時に 132ms、2000[rpm]時に 125ms と回転数が増えるにつれてトルクの立ち上がりが早くなっている。これは、誘導巻線に鎖交する空間高調波磁束が回転数に比例して増加するため、回転数の増加に伴い誘導巻線に誘起される電圧が増加し、界磁磁束の立ち上がりが速くなるためと考えられる。

## 5. まとめ

本稿では、駆動状態によってモータパラメータが非線形に大幅に変化する SE-WFSM のトルク制御に対して、オンラインに q 軸電流指令値を生成するトルクフィードバック制御法の適用を提案した。また、トルク制御器の PI 補償器ゲイン設計法を示し、実機にてトルクフィードバック制御法とトルク制御器の PI 補償器ゲイン設計法の有効性を検証した。本稿の要旨は以下のとおりである。

- ① SE-WFSM の特性を確認し、フィードフォワードで電流指令値を生成するベクトル制御では各駆動状態のモータパラメータがなければ電流指令値生成が困難な問題点を示した。
- ② 制御系の線形化を行うことでブロック線図を単純化し、トルク制御器の伝達関数を導出した。また、伝達関数を用いてトルク制御器の PI 補償器ゲイン設計を明らかにした。
- ③ 設計した PI 補償器のゲインを用いて実機にて実験を行い、設計法の有効性を確認した。また、トルクフィードバック制御によって SE-WFSM においても平衡点のモ

ータパラメータのみでトルク制御が行えることを確認した。

- ④ SE-WFSM のトルクステップ応答が設計値と比べて遅い理由が、SE-WFSM の励磁原理に起因すると推測した。

## 文 献

- (1) 気象庁：“異常気象レポート 2014”，  
[http://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/climate\\_change/2014/pdf/2014\\_full.pdf](http://www.data.jma.go.jp/cpdinfo/climate_change/2014/pdf/2014_full.pdf) (2015)
- (2) トヨタ：“トヨタの環境技術戦略”，  
<https://www.toyota.co.jp/jpn/tech/environment/strategy.html>(2018年1月28日取得)
- (3) M.Kamiya: “Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System”, IPEC Niigata2005, April, pp.1474-1481(2006)
- (4) Y.Sato, S. Ishikawa, T. Okubo, M. Abe, and K. Tamai: “Development of High Response Motor and Inverter System for the Nissan LEAF Electric Vehicle”, SAE Technical Paper2011-01-0350(2011)
- (5) 新金属協会・希土類部会:「希土類(レアアース)産業が直面した問題とその対応」,  
[http://www.meti.go.jp/committee/sougouenergy/shigen\\_nenryo/kougyo/pdf/002\\_03\\_00.pdf](http://www.meti.go.jp/committee/sougouenergy/shigen_nenryo/kougyo/pdf/002_03_00.pdf) (2018年1月28日取得)
- (6) 青山真大:「空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁形同期モータに関する研究」静岡大学, (2015)
- (7) M.Aoyama and T.Noguchi: “Torque Performance Improvement of Self-Excited Permanent-Magnet-Free-Synchronous Motor with Rotor Auxiliary Poles Utilizing Space Harmonics”, Trans. IEE of Japan, Vol.136, No.2 pp.169-181 (2016)  
青山真大・野口季彦:「空間高調波を利用した自励式磁石フリーモータの回転子補極によるトルク特性改善」, 電気学会論文誌 D, 136 巻, 2号 pp.169-181 (2016)
- (8) M.Aoyama and T.Noguchi: “Torque Performance Improvement with Modified Rotor Winding Circuit of Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics”, Trans. IEE of Japan, Vol.134, No.12 pp.1038-1049 (2014)  
青山真大・野口季彦:「空間高調波を界磁エネルギー源とする自励式巻線界磁形同期モータの回転子巻線回路変更によるトルク特性改善」, 電気学会論文誌 D, 134 巻, 12号 pp.1038-1049 (2014)
- (9) K.Hiramoto, H.Nakai, H.Suzuki and R.Mizutani: “Increasing Diode Synchronous Motor at Low Speeds”, Trans. IEE of Japan, Vol.136-D, No.10 pp.784-790(2016)  
平本健二・中井英雄・鈴木博光・山田英治・水谷良治:「ダイオード整流型磁石フリーモータの低回転域のトルク向上」, 電気学会論文誌 D, 136 巻, 10号 pp.784-790(2016)
- (10) M.Morikawa, K.Matsuo, J.Heo, K.Natori, K.Kondo, M.Aoyama, and H.Ootsuka: “An Evaluation of Inductance Identification of Wound-Field Synchronous Motor Self-Excited by Space Harmonics”, SPC-17-023 MD-17-023(2017)  
森川真樹・松尾健太郎・許琮媛・名取賢二・近藤圭一郎・青山真大・大塚宏明:「空間高調波を利用した自励式巻線界磁形同期モータのインダクタンス同定と評価」, 電気学会 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, 電気学会研究会半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-17-023 MD-17-023(2017)
- (11) K.Matsuo, T.Saito and K.Kondo: “Dynamics of torque feed-back control for salient pole permanent magnet synchronous motor”, The Papers of Technical Meeting, IEE Japan, SPC-15-027 MD-15-027(2015)  
松尾健太郎・齋藤達仁・近藤圭一郎:「突極形永久磁石同期電動機のトルクフィードバック制御法における動特性」, 電気学会研究会資料半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-15-027 MD-15-027(2015)
- (12) T.Saito and K.Kondo: “The motor torque calculating method by the three-phase power which reduces the error by taking the voltage error of an inverter into consideration”, The Papers of Technical Meeting, IEE Japan, SPC-12-154 MD-12-048(2012)  
齋藤達仁・近藤圭一郎:「インバータの電圧誤差を考慮することによる誤差を低減した三相電力による電動機トルク演算法」, 電気学会研究会資料半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, SPC-12-154 MD-12-048(2012)
- (13) K.Kondo, K.Matsuoka and Y.Nakazawa: “A Designing Method in Current control System of Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Vehicle Traction”, Trans. IEE of Japan, Vol.118-D, No.7-8 pp.900-907(1998)  
近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法」, 電気学会論文誌 D, 118 巻, 7-8号 pp.900-907(1998)
- (14) K.Kondo: “A study on control systems of permanent magnet synchronous motors for railway vehicle traction”, RTRI REPORT, Special, No.40 (2000)  
近藤圭一郎:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の制御システムに関する研究」, 鉄道総合技術論文誌, 特別, 40号 (2000)
- (15) K.Kondo, K.Matsuoka, Y.Nakazawa and H.Shimizu: “Torque feedback control for salient pole permanent magnet synchronous motor at weakening flux control range”, Trans. IEE of Japan, Vol.119-D, No.10 pp.1155-1164(1999)  
近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「突極形永久磁石同期電動機のトルクフィードバック制御」, 電気学会論文誌 D, 119 巻, 10号 pp.1155-1164(1999)