

# 周期外乱オブザーバによる集中巻 IPMSM の制御

## Periodic disturbance observer for IPMSM with Concentrated Winding

IPMSM with concentrated winding have a large amount of space harmonics in its inductance and magnet flux-linkage distributions. Therefore undesirable current distortion and torque ripple can be caused. To overcome this problem, a current controller employing the periodic disturbance observer is presented in this paper. Experimental studies using 7.5kW-8 poles IPMSM show that the proposed current controller realizes not only robust current control but also torque ripple suppression under the condition superimposing a compensated part on current command.

大森 洋一      萩原 茂教      北条 善久  
Yoichi Ohmori      Shigenori Hagiwara      Yoshihisa Hojo

### 1. まえがき

最近では、小型・高効率化や製造コスト低減のために永久磁石同期電動機の固定子巻線を従来の分布巻から集中巻としたモータが増えてきている。集中巻にすることで製造コスト低減が図られるだけでなく、巻線の総延長を短くでき、軸方向の寸法も短縮できることから、銅損が低減される。よって空間高調波増加により鉄損は増加するものの、一般的には分布巻に比して総合的に損失が低く抑えられて効率が向上する。集中巻モータは上記の特徴を有するため、コンプレッサ、インホイールモータ、発電機、車載用モータなどの特殊用途で多数適用されている。

しかし、集中巻により磁石磁束鎖交分布やインダクタンス分布に含まれる空間高調波が大きくなり、コギングトルクも増加する。するとそれが電流制御にとっては高周波数の外乱となり、制御ゲインを上げることによりその影響を抑制することはサンプリング制御の無駄時間による不安定性を引き起こすため限界があるので、電流を指令通りに制御することが困難となる。その結果、電流に多量の時間高調波が含まれるようになり、モータ効率の劣化やトルク脈動を生じるのみならず、インバータの電流容量増大のリスクも生じる。また電流を正弦波状に制御できたとしても、空間高調波やコギングトルクによるトルク脈動を抑制することはできない。

そこで著者は、まず集中巻永久磁石同期電動機の特性式とトルク式を導出し、主な空間高調波成分やトルク脈動成分が6次であることを示す。そして電流制御ループに6次の位相に応じて複数のフィルタを切り換える周期外乱オブザーバを追加して電流の5次と7次の高調波成分が低減できることを実験で示す。また、電流指令に6次の交流成分を重畳し、電流制御に周期フィードフォワードを追加することで、トルク脈動を低減できることを示す。

### 2. 集中巻永久磁石同期電動機の特特性式

この章では、集中巻永久磁石電動機の dq 座標上での電圧方程式を導出する。3相の電圧方程式は、

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \\ \lambda_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

で表現でき、巻線鎖交磁束は、

$$\begin{bmatrix} \lambda_u \\ \lambda_v \\ \lambda_w \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_u & M_{uv} & M_{uw} \\ M_{vu} & L_v & M_{vw} \\ M_{wu} & M_{wv} & L_w \end{bmatrix}}_{[L]} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_w \end{bmatrix}}_{[\psi]} \dots\dots\dots (2)$$

と記述できる。(1)式を3相から dq 軸の2相に変換する。すると、

$$\begin{aligned} [C][v] &= [C]R[i] + [C]p[\lambda] \\ &= R[C][i] + p\{[C][\lambda] - p\{[C][\lambda]\} \\ &= R[C][i] + p\{[C][L][i] + [C][\psi]\} \dots\dots\dots (3) \\ &\quad - p\{[C][L][i] - p\{[C][\psi]\} \\ &= R[C][i] + p\{[C][L][C^{-1}][C][i] + p\{[C][\psi]\} \\ &\quad - p\{[C][L][C^{-1}][C][i] - p\{[C][\psi]\} \end{aligned}$$

となり、

$$\begin{aligned} [v_{dq}] &= R[i_{dq}] + p\{[C][L][C^{-1}][i_{dq}] + [C][L][C^{-1}]\} p\{i_{dq}\} \dots\dots (4) \\ &\quad + p\{[C][\psi]\} - p\{[C][L][C^{-1}][i_{dq}] - p\{[C][\psi]\} \end{aligned}$$

である。ここで、

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \dots\dots (5)$$

であり、 $\theta$  は d 軸位置で U 相巻線軸から回転子の磁石の N 極軸までの角度である。

(2)式のインダクタンス行列の各要素は、巻線配置の空間的

な3相対称性と回転子の構造的対称性から

$$\begin{aligned}
 L_u &= \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos 2k\theta \\
 L_v &= \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos 2k\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 L_w &= \sum_{k=0}^{\infty} L_k \cos 2k\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (6) \\
 M_{uv} &= M_{vu} = \sum_{k=0}^{\infty} M_k \cos 2k\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 M_{vw} &= M_{wv} = \sum_{k=0}^{\infty} M_k \cos 2k\theta \\
 M_{wu} &= M_{uw} = \sum_{k=0}^{\infty} M_k \cos 2k\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}$$

と表すことができる。ここで、

- $L_0$  : 各相巻線自己インダクタンスの直流成分
- $L_1$  : 各相巻線自己インダクタンスの2次成分
- $L_{k,k=2,3,\dots}$  : 各相巻線自己インダクタンスの空間高調波成分
- $M_0$  : 各相巻線間の相互インダクタンスの直流成分
- $M_1$  : 各相巻線間の相互インダクタンスの2次成分
- $M_{k,k=2,3,\dots}$  : 各相巻線間の相互インダクタンスの空間高調波成分

である。(6)式の各係数の値については、磁気飽和を無視すれば、回転子位置を固定した状態でU相巻線に商用電源を印加し、流れた電流との関係からインピーダンス法にてU相巻線自己インダクタンスを、またこのとき開放相であるV相巻線の開放電圧を測定することでU-V相間の相互インダクタンスを測定し、この測定を適当な間隔で回転子位置を固定しながら繰り返し行うことで得られる回転子位置対インダクタンス分布特性をフーリエ級数展開して得られる。

同様に、(2)式の永久磁石鎖交磁束は、

$$\begin{aligned}
 \psi_u &= \sum_{l=1}^{\infty} \psi_l \cos l\theta \\
 \psi_v &= \sum_{l=1}^{\infty} \psi_l \cos l\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (7) \\
 \psi_w &= \sum_{l=1}^{\infty} \psi_l \cos l\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}$$

と記せる。ここで、

- $\psi_1$  : 永久磁石磁束鎖交数の基本波成分
  - $\psi_{l,l=2,3,\dots}$  : 永久磁石磁束鎖交数の空間高調波成分
- である。(7)式の各係数の値については磁気飽和を無視すれば、無負荷時の逆起電力波形を積分した磁束波形をフーリエ級数展開して得られる。

(4)式に(6),(7)式を代入することで dq 座標上での電圧方程式は以下のように書き改められる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + L_d p & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \psi \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} L_{h1} p + \omega(L'_{h1} - L_{h2}) & L_{h2} p + \omega(L'_{h2} - L_{h3}) \\ L_{h2} p + \omega(L_{h2} + L_{h1}) & L_{h3} p + \omega(L'_{h3} + L_{h2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
 &- \omega \begin{bmatrix} \psi_{h1} \\ \psi_{h2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)
 \end{aligned}$$

一方、トルクは、

$$\begin{aligned}
 \tau &= \psi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \\
 &+ (2L'_{h2} + L_{h1} - L_{h3}) i_d i_q + (L'_{h1} - L_{h2}) i_d^2 \dots\dots\dots (9) \\
 &+ (L'_{h3} + L_{h2}) i_q^2 - \psi_{h1} i_d - \psi_{h2} i_q \\
 &+ \sum_{j=1}^{\infty} \tau_{hj} \sin 6j\theta
 \end{aligned}$$

で与えられる。ここで、

$$\begin{aligned}
 L_d &= L_0 + \frac{L_1}{2} - M_0 + M_1 \dots\dots\dots (10) \\
 L_q &= L_0 - \frac{L_1}{2} - M_0 - M_1 \\
 L_{h1} &= \sum_{m=1}^{\infty} \left( \frac{L_{3m-1}}{2} + L_{3m} + \frac{L_{3m+1}}{2} + M_{3m-1} - M_{3m} + M_{3m+1} \right) \cos 6m\theta \\
 L_{h2} &= \sum_{m=1}^{\infty} \left( -\frac{L_{3m-1}}{2} + \frac{L_{3m+1}}{2} - M_{3m-1} + M_{3m+1} \right) \sin 6m\theta \\
 L_{h3} &= \sum_{m=1}^{\infty} \left( -\frac{L_{3m-1}}{2} + L_{3m} - \frac{L_{3m+1}}{2} - M_{3m-1} - M_{3m} - M_{3m+1} \right) \cos 6m\theta \\
 L'_{h1} &= -\sum_{m=1}^{\infty} 6m \left( \frac{L_{3m-1}}{2} + L_{3m} + \frac{L_{3m+1}}{2} + M_{3m-1} - M_{3m} + M_{3m+1} \right) \sin 6m\theta \\
 L'_{h2} &= \sum_{m=1}^{\infty} 6m \left( -\frac{L_{3m-1}}{2} + \frac{L_{3m+1}}{2} - M_{3m-1} + M_{3m+1} \right) \cos 6m\theta \\
 L'_{h3} &= -\sum_{m=1}^{\infty} 6m \left( -\frac{L_{3m-1}}{2} + L_{3m} - \frac{L_{3m+1}}{2} - M_{3m-1} - M_{3m} - M_{3m+1} \right) \sin 6m\theta \dots\dots\dots (11)
 \end{aligned}$$

$$\psi_{h1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{z=1}^{\infty} [(3z-1)\psi_{3z-1} + (3z+1)\psi_{3z+1}] \sin 3z\theta \dots\dots\dots (12)$$

$$\psi_{h2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \sum_{z=1}^{\infty} [(3z-1)\psi_{3z-1} - (3z+1)\psi_{3z+1}] \cos 3z\theta$$

$$\psi = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_1$$

である。

(8)式の右辺第3,4項が、それぞれインダクタンス分布、磁石磁束鎖交分布の空間高調波によって生じる電圧で、電流制御においては外乱電圧に相当する。(11)式から第3項による外乱電圧は6の倍数次成分となり、(12)式から第4項は3の倍数次成分となることが分かる。

トルクの脈動成分は、(9)式の第3項以降であり、第8項はコギングトルク成分である。コギングトルクは、極数と固定子スロット数との最小公倍数を極対数で除したものの整数倍の成分であり、通常は(9)式に示されるように6の倍数次成分となる。

図1は、集中巻の供試機の線間無負荷誘起電圧波形である。この波形が歪んでいるのは、電流は流れていないのでインダクタンスの空間高調波成分には関係なく、永久磁石磁束鎖交

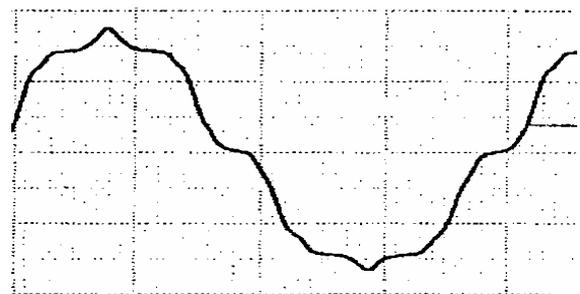


図1 集中巻 IPMSM の無負荷誘起電圧波形 (2ms/div, 57.1V/div)

Fig.1 EMF waveform of IPMSM

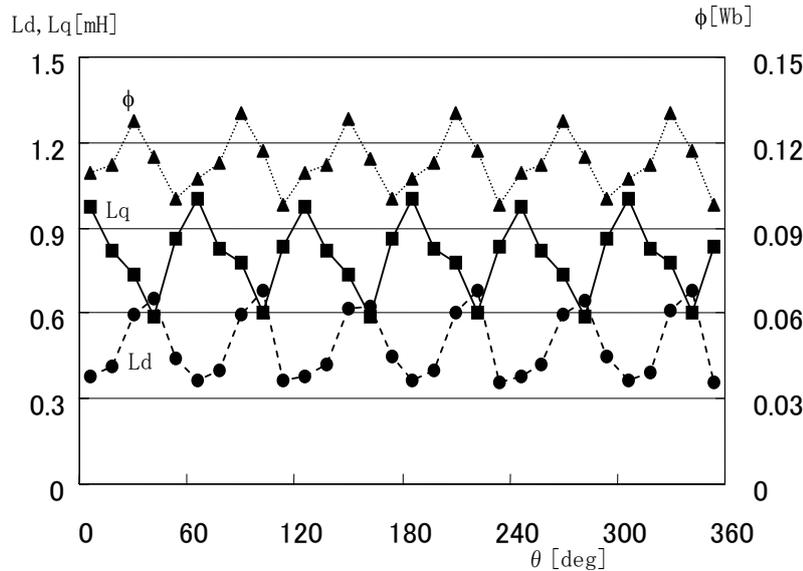


図2 集中巻 IPMSM の磁界解析結果

Fig.2 Magnetic field analysis result of IPMSM

数の空間高調波成分によるものと考えられる。有限要素法によるこのモータの磁界解析によって得られた回転子位置によるインダクタンス分布(Ld,Lq)と永久磁石磁束鎖交数( $\phi$ )を図2に示す。どれも回転子位置の6倍の次数で変動していることから、(11)式及び(12)式で表される空間高調波成分が妥当であることが分かる。

### 3. 周期外乱オブザーバによる電流制御

図3は従来の電流制御のブロック図であり、図4はその電流制御で集中巻の供試機(7.5kW, 1800min<sup>-1</sup>, 190V, 29A, 8Pole)を100%トルク指令,1500min<sup>-1</sup>の状態に運転したときの電流波形である。図5はそのFFT解析結果である。

図4, 5より、従来の電流制御では電流に5次及び7次の高調波成分があることがわかる。よって、インダクタンス分布及び磁石磁束鎖交分布の空間高調波の主成分は6次((11)(12)式の $m=1, z=2$ )であることが分かる。つまり図3において、実際のモータがGなる既知の特性式((8)式の右辺第2項まで)とおりであれば問題ないが、空間高調波による主に6次の外乱電圧((8)式の右辺第3項以降)  $v_{dqh}$  が存在するために電流波形が歪んだものと推測される。

そこで、電流制御のPIゲインを大きくすることが考えられるが、サンプリング制御であるのでゲインを大きくすると不安定になってしまう。また、図6のような外乱オブザーバを構成し、それによって外乱電圧を推定し補正する手法が考えられる。しかし外乱オブザーバには低域通過フィルタLPFを必ず必要とするので、外乱電圧の周波数が高いと振幅及び位相の両方で外乱推定が正しくできなくなってしまいます。それを避けるためにLPFの時定数を小さくするとPIゲインを大きくすると同様に不安定になってしまう。

以上の問題を解決するために、図7に示されるような周期外乱オブザーバを提案する。図6の通常のオブザーバと異なり、低域通過フィルタをLPF1~LFPnのn個用意し、それらを補正対象次数の高調波の位相 $\theta_h$ に応じて選択する。 $\theta_h$ は、

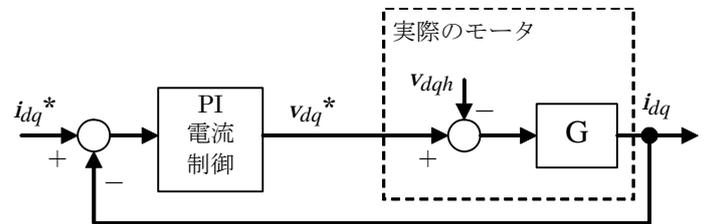


図3 従来の電流制御ブロック図

Fig.3 Block diagram of conventional current control

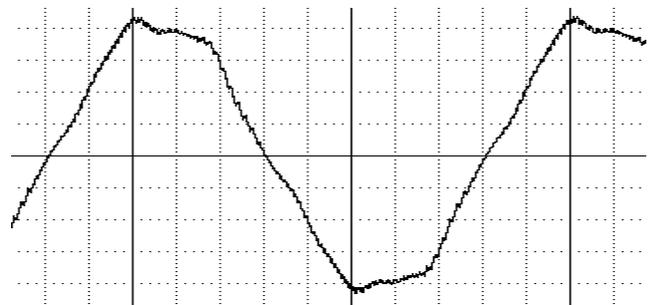


図4 従来制御による電流波形(1ms/div, 10A/div)

Fig.4 Current waveform with conventional control

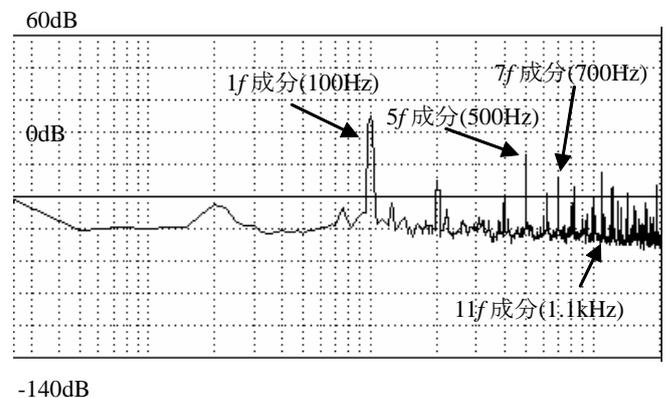


図5 従来制御による電流波形のFFT解析結果

Fig.5 FFT analysis result of current with conventional control

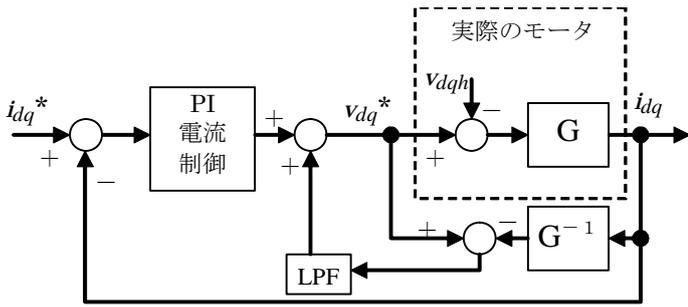


図6 外乱オブザーバ付き電流制御ブロック図  
Fig.6 Block diagram of current control with disturbance observer

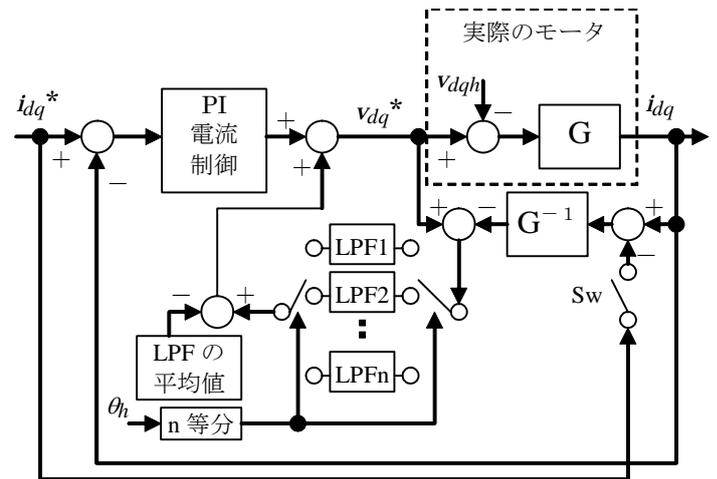


図7 周期外乱オブザーバ付き電流制御ブロック図  
Fig.7 Block diagram of proposed current control

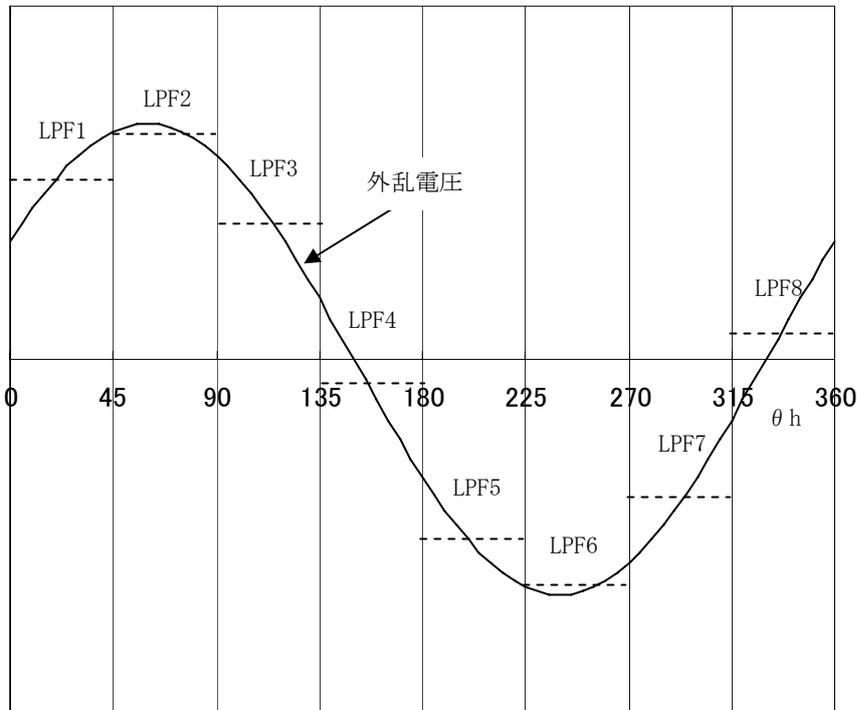


図8 周期外乱オブザーバの外乱電圧と各LPFとの関係(n=8)  
Fig.8 Relation between Disturbance voltage and LPF of the periodic disturbance observer

d 軸位置  $\theta$  に必ず同期しているので、 $\theta$  を補正対象次数で等分することで得られる。低域通過フィルタは、選択されたもののみフィルタ動作し、選択されていないものはデータを保持する。例えば高調波の補正対象次数を6次とし  $n=8$  とすると、6次の外乱電圧の位相が  $0^\circ \leq \theta_h \leq 45^\circ$  の時 LPF1 が選択され、 $45^\circ \leq \theta_h \leq 90^\circ$  の時 LPF2 が選択され、順に選択されて  $315^\circ \leq \theta_h \leq 360^\circ$  の時 LPF8 が選択されることになる。空間高調波に起因する外乱は周期的なものでその位相と等価なものに応じて各 LPF を切り替えるので、各 LPF の入力はいつでも同じような値となる。図8は、 $n=8$  の場合の各 LPF の入力となる外乱電圧(実線)と各 LPF の出力(破線)を模擬したものである。図に示されるように、各 LPF は外乱電圧

の各々の位相における外乱電圧の平均値を求めるように動作し、外乱電圧の位相に応じて各 LPF の出力を切り替えるので、周期外乱オブザーバの出力は図8の破線を接続した階段状の波形となる。よって LPF の数を多くすれば、補正対象次数の高調波の周波数が高く、LPF の時定数が長くても、周期外乱オブザーバは補正対象次数の高調波外乱を位相遅れなく推定できることになる。選択された LPF の出力が外乱オブザーバの出力となるが、外乱オブザーバでは交流分のみ補正させるために全ての LPF の平均値つまり直流分を引いて外乱オブザーバの出力としている。

図9は、図7の周期外乱オブザーバ付き電流制御により図4の場合と同じ条件で電流制御した結果であり、図4と比較し

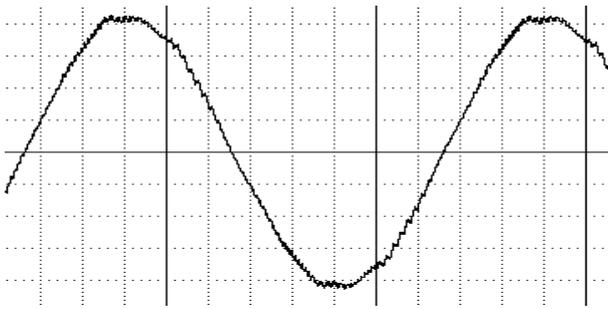


図9 周期外乱オブザーバ付き電流波形(1ms/div, 10A/div)  
Fig.9 Current waveform with proposed control

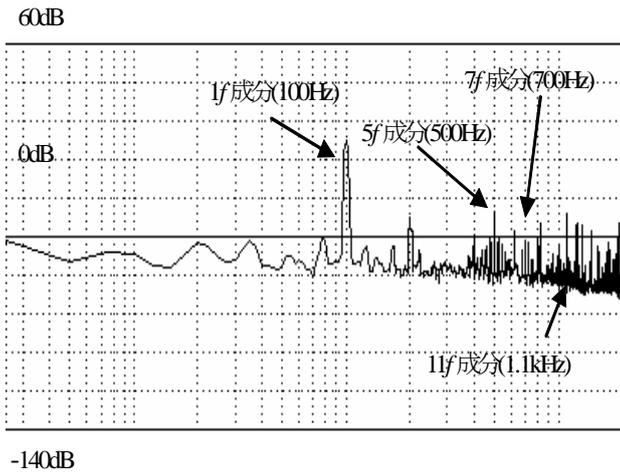


図10 周期外乱オブザーバでの電流波形のFFT解析結果  
Fig.10 FFT analysis result of current with proposed control

表1 高調波成分の比較(基本波に対する割合)  
Table 1 Harmonic component of current

次数	従来制御	提案制御
5	5.9%	1.4%
7	1.2%	—
11	1.8%	1.2%

て高調波の少ないより正弦波に近い波形となっている。そのFFT解析結果を図10に、図5の場合と比較した高調波成分値を表1に示す。補正対象次数の6次(3相電流波形では5次及び7次)の成分が激減していることが分かる。なお5次成分が残っているのは、簡単のため  $n=4$  で実験をしたことによるものと推測され、LPFの数を増やすことで減らすことができるものと考えられる。

#### 4. トルク脈動の低減

(9)式に示されるように、トルク脈動は空間高調波によって生じる成分とコギング成分がある。図11は、100%トルク指令、 $200\text{min}^{-1}$ でのトルク波形をFFT解析した結果であり、6次の成分が最も大きく、12次や3次の成分も存在することが分かる。最も大きい6次の成分を抑制するためにトルク

に寄与するq軸電流指令に6次の交流成分を重畳する方法が考えられる。しかし、その周波数は比較的高いので、PI制御だけでは応答させることが困難となる。対策としてフィードフォワードを追加すればよいが、フィードフォワードは微分演算なのでやはり低域通過フィルタを通す必要があり、それによって制御遅れが生じる。そこで、図7のスイッチSwをONした構成とする。フィードフォワードは指令を入力とした逆システム  $G^{-1}$ の交流分を出力すればいいので、SwをONすることで周期外乱オブザーバの出力は、外乱電圧とフィードフォワードとの和の交流分とすることができる。つまりLPF1~LPFnは、外乱オブザーバとフィードフォワードとの両方のフィルタとして動作することになり、外乱オブザーバと同様にLPFによるフィードフォワードの遅れをなくすることができる。

図12は、図7のSwをONした制御でq軸電流指令に  $i_q \sin(6\theta + \alpha)$ の交流分を重畳した結果である。その大きさと位相は調整されたものである。図12では、6次成分が大幅に減少していることが分かる。図13は、その時の電流波形である。これからも分かるように、集中巻永久磁石同期電動機のようにコギングトルクや空間高調波が大きいモータでは、トルク脈動を小さくするために歪んだ電流を流す必要がある。

表2はトルク脈動の各次の成分を示したものである。表中の「補正無」はq軸電流指令に6次の補正項を重畳しないものであり、「補正有」はq軸電流指令に6次の補正項を重畳

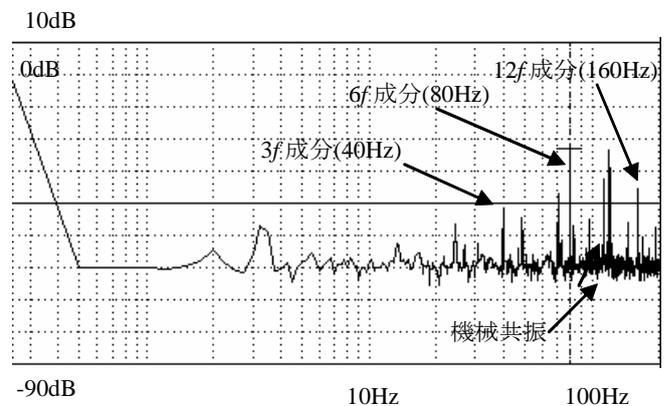


図11 トルク波形のFFT解析結果

Fig.11 FFT analysis result of torque without compensation

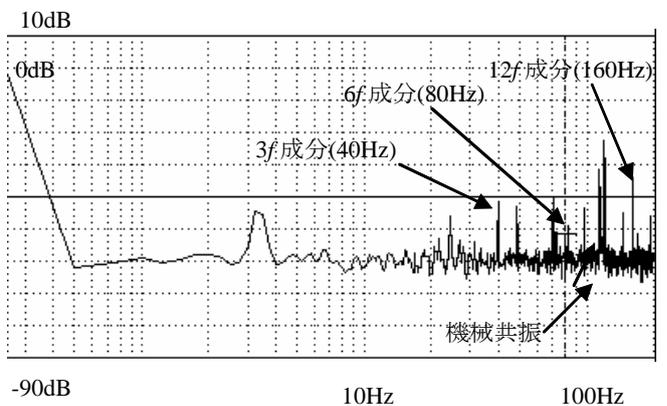


図12 トルク補正+周期FFでのトルクのFFT解析結果

Fig.12 FFT analysis result of compensated torque

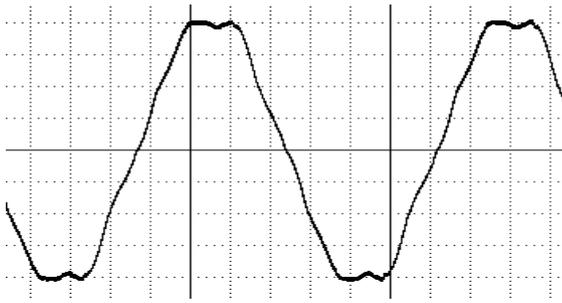


図 13 補正+周期FF時の電流波形 (10ms/div, 10A/div)

Fig.13 Current waveform with torque compensation

ただで図7のSwがOFFの状態であり、「補正有+周期FF」は、q軸電流指令に6次の補正項を重畳してSwをONにした状態である。上記交流分を重畳する補正をすることで6次成分が大幅に減少し、図7のスイッチSwをONすることで補正が遅れることなく行われることで、6次の脈動成分がほぼ完全に抑制されている。

### 5. あとがき

集中巻IPMSMの電圧方程式を導出し、インダクタンス分布の空間高調波が6n次の時間高調波電圧を、磁石磁束鎖交分布の空間高調波が3n次の時間高調波電圧を生じることを示した。比較的高い周波数の時間高調波電圧による電流制御精度劣化を改善するため、周期外乱オブザーバを提案し、電流の主たる歪み成分である5次・7次の低減効果を実験的に検証した。また、q軸電流指令に6次の交流分を重畳することで、トルク脈動の6次成分を低減できることを示した。同時に、電流指令を電流制御の周期外乱オブザーバの入力に加えることで、簡単に位相遅れのないフィードフォワードを構築することができ、それによって主たるトルク脈動成分の6次成分をほぼ完全に抑制できることを実験的に示した。

表 2 トルク脈動成分の振幅 (定格に対する割合)

Table 2 Amplitude of torque ripple component

次数	補正無	補正有	補正有+周期FF
3	0.87%	0.82%	0.87%
6	7.23%	1.97%	0.28%
12	1.70%	2.03%	2.04%

### 参考文献

- (1) 吉本・北島・塚本・篠原：「IPMSMの高調波電流制御」, 産業応用部門全国大会, 1-81, I-419~I-422, 平15
- (2) 小坂・松井・谷口・百目鬼「リラクタンスモータのトルク脈動抑制法の考察」, 電気学会論文誌D, 118, 2, 150-157, 平10
- (3) 北条・大森・萩原・小坂・松井：「集中巻IPMSMのトルク脈動低減制御」産業応用部門全国大会, 1-105, I-499~I-502, 平16

### 執筆者略歴



**大森 洋一**

1987年入社。技術研究所にてモータ制御に関する研究に従事。現在、産業事業部産業工場開発グループにてインバータの開発・設計に従事。  
電気学会会員。



**萩原 茂教**

1996年入社。技術研究所にて永久磁石同期モータ制御に関する研究に従事。現在、産業事業部産業工場開発グループにてインバータの開発・設計に従事。  
電気学会会員。



**北条 善久**

1998年入社。相模製作所電機技術部にてインバータ開発技術に従事。現在、産業事業部産業工場開発グループにてEDモータ制御装置設計に従事。  
電気学会会員。