交流励磁フライホイール発電機システムの 直流偏磁発生原理とその抑制法

正員 藤田 英明* 学生員 丹 光義**
正員 小笠原 悟司** 正員 赤木 泰文*

The Occurrence of DC Magnetic-Flux Deviation, and its Suppression, in a Doubly-Fed Flywheel Generator System

Hideaki Fujita*, Member, Mitsugi Tan**, Student Member, Satoshi Ogasawara**, Member,
Hirofumi Akagi*, Member

This paper points out that dc magnetic-flux deviation may occur in a doubly-fed flywheel generator with primary-current feedback control. The flux deviation discussed in this paper, which is different from the common flux deviation caused by a dc output voltage of a PWM converter, is induced by an ac output voltage of the PWM inverter operated at the angular frequency of the rotor. It may be impossible to detect such a dc flux from the primary current and/or voltage, because the dc flux induces no voltage on the primary windings.

This paper reveals that the primary-current control induces a dc flux in the primary windings and prevents the dc flux from decaying. A new control method for suppressing the dc flux deviation, which is based on calculating the exciting current from the primary and secondary currents, is proposed. Experimental results verify the viability of the control method proposed in this paper.

キーワード：直流偏磁，励磁電流制御，交流励磁フライホイール発電機，非干渉制御

Keywords: dc magnetization, exciting-current control, doubly-fed flywheel generator, decoupling control

1. まえがき

近年、アーク炉，鉄鋼圧延プラント，陽子シンクロトロン，核融合実験装置等が発生する電力変動が問題となっている。これらの大容量変動負荷は，周囲の配電系統だけでなく，上位の電力系統にも瞬時電圧低下や周波数変動といった悪影響を及ぼす恐れがある。このような問題を解決するためには，無効電力補償だけでなく，有効電力の平滑化が可能な電力変動抑制装置が必要となる。

交流励磁フライホイール発電機^{(1)~(4)}は，電気エネルギーを回転エネルギーとして貯蔵し，負荷の電力変動に応じてエネルギーを高速に充放電して電源側の電力変動を抑制する装置である。回転機の二次巻線を電力変換器で交流励磁

することによって可変速運転を行い，フライホイール発電機に流入・流出する有効電力を制御する。二次側交流励磁に必要な電力変換器容量はフライホイール発電機容量のすべり倍程度でよいので，大容量システムを比較的容易に構築できる。一般に，フライホイール発電機の単位慣性定数が1~10程度であるので，数秒から数十秒周期の電力変動の平滑化に適している。

これまでに，電力変動の抑制を目的とした交流励磁フライホイール発電機システムとその制御法が報告されている^{(1)~(4)}。文献(1)では，発電機の一次側が系統に接続されるため励磁電流は一定であると仮定し，発電機の二次電流をフィードバック制御する，つまり一次電流を間接的に制御する方式が提案されている。これに対して，フライホイール発電機の制御対象は一次電流であるので，発電機の一次電流を直接検出してフィードバック制御を行う方式^{(2)~(7)}が外乱の抑制や制御応答の点で，より優れていると考えられる。文献(2)では，フライホイール発電機の一次電流フィードバック制御に速度起電力項の非干渉制御を適用し，有効無効電流の独立制御が可能であることをシミュレーションによって明らかにしている。また，文献(6)では，一次電

* 東京工業大学 電気電子工学専攻

〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1

Dept. of Electrical Engineering, Tokyo Institute of Technology
2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

** 岡山大学 工学部 電気電子工学科

〒700-8530 岡山県岡山市津島中 3-1-1

Dept. of Electrical Engineering, Okayama University
3-1-1, Tsushimanaka, Okayama 700-8530

図 1 交流励磁フライホイール発電機の実験システム構成

Fig. 1. System configuration of the doubly-fed flywheel generator used in this experiment.

流の予測制御を適用した高速な有効・無効電流制御法が提案されている。

筆者らは、一次電流フィードバック制御に干渉項だけでなく巻線抵抗の電圧降下をも補償した制御法を提案し、有効・無効電流の独立制御と時定数 2 ms の高速応答が可能であることをシミュレーションにより示した⁽⁵⁾。しかし、この制御法を実験機に適用した場合、フライホイール発電機に直流偏磁が発生し、過電流を生じることがあった。この直流偏磁は、電力変換器のオフセット電圧により発生する一般的な直流偏磁とは異なり、一次電流フィードバック制御を介して電力変換器が回転子速度成分の電圧を出力した場合に、発電機の一次側に直流磁束を生じる現象である。これは、巻線抵抗の電圧降下を補償するために生じた現象であるが、巻線抵抗の低い大容量フライホイール発電機に一次電流フィードバック制御を適用した場合にも同様の直流偏磁を生じる可能性がある。

本論文では、フライホイール発電機に直流偏磁が発生する可能性があることを指摘し、直流偏磁を抑制可能な励磁電流制御法を提案する。以下では、交流励磁フライホイール発電機に一次電流フィードバック制御を適用した場合にフライホイール発電機に直流偏磁を生じる可能性があることを理論的に明らかにする。次に、電源電圧、一次電流、二次電流から励磁電流の直流成分を検出してフィードバック制御を行う新しい励磁電流制御法を提案する。さらに、動作特性を理論的に検討し、実験によって提案した励磁電流制御法の有効性を確認する。

2. フライホイール発電機

〈2・1〉 システム構成 図 1 に実験に使用したフライホイール発電機のシステム構成を、表 1 に発電機定数を示す。表 1 の発電機定数は、誘導機の無負荷試験と拘束試験により測定した一次換算値である。発電機の一次側は三相 200 V の電源に接続し、二次側は電圧形 PWM インバータに接続して交流励磁する。また、PWM インバータの直流電圧は電源から電圧形 PWM 整流器を介して供給する。PWM 整流器は、直流電圧 v_{dc} と入力電流 i_c 、入力電圧

表 1 7.5kW フライホイール発電機定数

Table 1. Machine constants of the 7.5-kW flywheel generator.

定格容量 P_1	7.5 kW
定格電圧 V_1	220 V
定格電流 I_1	31 A
はずみ車効果 GD^2	3 kgm ²
単位慣性定数 H	0.8 s
定格回転数 n	1150 rpm
極数	6
巻数比	2
一次抵抗 r_1	0.185 Ω
二次抵抗 r_2	0.196 Ω
一次自己インダクタンス L_1	21 mH
二次自己インダクタンス L_2	21 mH
相互インダクタンス M	20.1 mH

v_c を検出し、 v_{dc} を 250 V 一定電圧に制御する。

PWM インバータ、PWM 整流器の制御には二台の RISC CPU (SH7032 日立) を使用した。検出した電源電圧 v_s 、発電機の一次電流 i_1 、二次電流 i_2 は CPU 搭載の A/D 変換器によりデジタル量に変換して取り込む。誘導機の回転子角速度 ω_m 、回転子位置 θ_m はロータリーエンコーダにより検出してデジタル量のまま取り込む。RISC CPU に取り込み座標変換を施した後、後述の非干渉制御、励磁電流制御を適用し、発電機に流入・流出する一次有効電流、一次無効電流を制御する。また、CPU 内部のタイマを PWM モードで使用し、キャリア周波数 2 kHz、分解能 1/5000 のインバータの PWM パターンを出力する。デッドタイムは、キャリア周波数に対して 1% (5 μ s) とした。

〈2・2〉 非干渉制御 本論文では、発電機固定子の静止座標を α - β 座標、回転子角速度 ω_m で回転する座標を d - q 座標、電源角速度 ω で回転する座標を γ - δ 座標とする。この時、電源電圧ベクトルの正方向を γ 軸に一致させれば、一次電流 $i_{1\gamma}$ 、 $i_{1\delta}$ はそれぞれ瞬時有効電流、瞬时无効電流に相当する。

γ - δ 座標における巻線形誘導機の状態方程式から二次電流

図 2 制御ブロック図

Fig. 2. Block diagram of control part.

微分項を消去し、一次電流の微分項は次式で与えられる⁽⁵⁾。

$$\begin{bmatrix} l \frac{d}{dt} i_{1\gamma} \\ l \frac{d}{dt} i_{1\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M} v_{1\gamma} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{1\gamma} + r_2 i_{2\gamma} \\ \frac{L_2}{M} v_{1\delta} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{1\delta} + r_2 i_{2\delta} \\ + l \omega i_{1\delta} + \omega_m (M i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta}) - v_{2\gamma} \\ - l \omega i_{1\gamma} - \omega_m (M i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma}) - v_{2\delta} \end{bmatrix} \dots (1)$$

ただし、 $l = (L_1 L_2 - M^2)/M$ である。フライホイール発電機の制御は、基本的には一次電流を検出して二次電圧を操作するフィードバック制御である。式 (1) で表される一次電流は、式 (1) の右辺第 1~5 項の影響を受けている。そこで、非干渉化のため、PWM インバータの二次電圧指令値 $v_{2\gamma}^*$ 、 $v_{2\delta}^*$ を次式で与える。

$$\begin{bmatrix} v_{2\gamma}^* \\ v_{2\delta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M} v_{1\gamma} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{1\gamma} + r_2 i_{2\gamma} + l \omega i_{1\delta} \\ \frac{L_2}{M} v_{1\delta} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{1\delta} + r_2 i_{2\delta} - l \omega i_{1\gamma} \\ + \omega_m (M i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta}) - K(i_{1\gamma}^* - i_{1\gamma}) \\ - \omega_m (M i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma}) - K(i_{1\delta}^* - i_{1\delta}) \end{bmatrix} \dots (2)$$

ただし、 K は一次電流のフィードバックゲインである。PWM インバータが理想的な電圧を出力したとすると、式 (2) の右辺第 1~5 項は式 (1) の干渉項を打ち消し、一次電流は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} l \frac{d}{dt} i_{1\gamma} \\ l \frac{d}{dt} i_{1\delta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} i_{1\gamma}^* - i_{1\gamma} \\ i_{1\delta}^* - i_{1\delta} \end{bmatrix} \dots (3)$$

式 (3) をラプラス変換して整理すると、

$$\begin{bmatrix} I_{1\gamma}(s) \\ I_{1\delta}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+sT} I_{1\gamma}^*(s) \\ \frac{1}{1+sT} I_{1\delta}^*(s) \end{bmatrix} \dots (4)$$

となる。ただし、 $T = l/K$ である。つまり、非干渉制御を導入すると、一次有効電流、一次無効電流を独立に制御でき、しかもそれぞれの応答は一次系となる。

図 2 に、制御ブロック図を示す。図 2 の上部が非干渉制御を適用した一次電流制御部であり、破線部は 4 章で説明する励磁電流制御部である。検出した電源電圧、一次電流、二次電流に三相二相変換を施した後 γ - δ 座標に変換する。一次電流 $i_{1\gamma}$ 、 $i_{1\delta}$ を一次電流指令値 $i_{1\gamma}^*$ 、 $i_{1\delta}^*$ と比較してゲイン K 倍し、一次電流のフィードバック制御を行う。さらに、電源電圧、一次電流、二次電流から式 (1) の干渉項を演算し、一次電流のフィードバック制御に加えて非干渉化を行う。二次電圧指令値 $v_{2\gamma}^*$ 、 $v_{2\delta}^*$ を d - q 座標に変換し、二相三相変換して PWM インバータの電圧指令値として与える。フライホイール発電機システムの制御量である一次電流のフィードバック制御に非干渉制御を適用することにより、フライホイール発電機に流入、流出する一次有効・無効電流の独立制御、時定数 2ms の高速応答が可能となる。

3. フライホイール発電機の直流偏磁

図 3 に、フライホイール発電機の座標系を示す。 ω_1 、 ω_2 は、それぞれ α - β 座標、 d - q 座標から見た励磁電流 i_0 の角周波数である。表 2 に各座標系から見た ω_1 、 ω_2 の対応関係を示す。以下では、 $\omega_m \neq \omega$ という条件で説明する。巻線形誘導機の一次側 (α - β 座標) は三相交流電源に接続し、二次側 (d - q 座標) は PWM インバータに接続する。通常動作時には、PWM インバータはすべり角周波数 $\omega - \omega_m$ の電圧を出力する。すべり角周波数の電圧を α - β 座標で観測すると、電源角周波数 ω となる。

〈3・1〉 PWM インバータの出力電圧に直流成分を含む場合 一般に、誘導電動機や変圧器に PWM インバータを接続する場合、出力電圧にオフセットなどによる僅かな直流電圧が含まれていても、過大な直流励磁電流が流れこみ直流偏磁を生じることは良く知られている。しかし、フ

図3 α - β 座標, d - q 座標から見た励磁電流

Fig. 3. Exciting current vector on α - β and d - q coordinates.

表2 図3の対応関係表

Table 2. Table related to Fig. 3.

	d - q 座標 (回転子) 上の励磁電流の 角周波数 ω_2	α - β 座標 (固定子) 上の励磁電流の 角周波数 ω_1
インバータ出力電圧に 直流成分を含む場合	$\omega_2 = 0$	$\omega_1 = \omega_m$
インバータ出力電圧に $-\omega_m$ 成分を含む場合	$\omega_2 = -\omega_m$	$\omega_1 = 0$

ライホイール発電機システムの場合、二次巻線に直流電流が流れたとすると、回転子は角速度 ω_m で回転しているため、発電機一次側には回転子角速度 ω_m の起電力が生じる。この起電力によって一次電流には脈動が生じるが、一次電流のフィードバック制御はこの脈動を低減するように動作し、PWM インバータの出力電圧の直流成分を低減する。従って、一次電流フィードバック制御を適用している場合には、PWM インバータの出力電圧の直流オフセットなどによる直流偏磁は生じない。

〈3・2〉 PWM インバータの出力電圧に $-\omega_m$ 成分を含む場合 これに対して、 d - q 座標で角周波数 $-\omega_m$ の成分、すなわち回転子とは逆回転する三相電圧成分が PWM インバータの出力電圧に含まれた場合を考える。このとき、回転子は ω_m で回転しているため、角周波数 $-\omega_m$ の成分を発電機固定子の α - β 座標で観測すると直流成分となる。つまり、固定子に直流磁束が発生することになる。しかし、直流磁束が発電機一次巻線に鎖交しても起電力を発生しないので、電源電圧、一次電流を観測しても直流磁束を検出することはできない。このとき、発電機固定子側の直流磁束が変化すると、一次巻線に起電力が生じ一次電流に変化が生じるが、一次電流フィードバック制御は電流変化を抑制しようとするので、直流磁束が変化しないように PWM 変換器に電圧指令値を与える。その結果、一次電流フィードバック制御は、直流偏磁を抑制できないだけでなく、巻線抵抗などによって直流磁束が減衰するのを妨げるように作用する。

特に、式 (1) の右辺第 5 項は励磁電流によって発生する速度起電力項であり、式 (2) の非干渉制御では速度起電力をフィードフォワード補償している。固定子側 (α - β 座

図4 一次鎖交磁束に着目した巻線形誘導機の等価回路

Fig. 4. Equivalent circuit for the wound-rotor induction machine, with the focus on the total linkage flux of the primary windings.

標) の直流磁束は、 d - q 座標上では $-\omega_m$ 成分、 γ - δ 座標では $-\omega$ 成分となる。固定子側に直流磁束が発生すると、式 (1) に $-\omega$ の速度起電力を生じ、式 (2) の非干渉制御の電圧指令値に $-\omega$ 成分が現れる。このとき、二次巻線 (d - q 座標) に接続された PWM インバータは $-\omega_m$ の電圧を出力し続け、固定子側の直流磁束は蓄積されることになる。

以上より、一次電流フィードバック制御と非干渉制御を適用した場合には、過渡時や検出・演算の誤差のために PWM インバータの出力電圧に僅かな $-\omega_m$ の成分が生じると、直流磁束が蓄積される。従って、一次電流のみをフィードバック制御する式 (2) の非干渉制御法では直流偏磁を生じると結論できる。また、式 (2) の非干渉制御法を用いた場合だけでなく、大容量フライホイール発電機に一次電流のフィードバック制御を適用した場合にも巻線抵抗による直流偏磁の抑制効果は小さいため、直流偏磁を生じる可能性がある。

4. 直流偏磁抑制法

〈4・1〉 励磁電流フィードバック制御 前章の直流偏磁を抑制するためには、 α - β 座標上の励磁電流の直流成分が零となるようにフィードバック制御を行えばよい。しかし、前述したように、一次電流を検出しただけでは本論文の直流偏磁を検出できないので、一次電流と二次電流から励磁電流を検出する。

図4に、 α - β 座標における一次鎖交磁束に着目した巻線形誘導機の等価回路⁽⁵⁾を示す。ただし、

$$\vec{v}_1 = [v_{1\alpha}, v_{1\beta}]^t, \quad \vec{v}_2 = [v_{2\alpha}, v_{2\beta}]^t$$

$$\vec{i}_1 = [i_{1\alpha}, i_{1\beta}]^t, \quad \vec{i}_2 = [i_{2\alpha}, i_{2\beta}]^t, \quad \vec{i}_0 = [i_{0\alpha}, i_{0\beta}]^t$$

である。図4より、誘導機の励磁電流 $\vec{i}_0$ は、

$$\vec{i}_0 = \vec{i}_1 + \vec{i}_2' = \vec{i}_1 + \frac{M}{L_1} \vec{i}_2 \dots \dots \dots (5)$$

で与えられる。

励磁電流 $\vec{i}_0$ には、変動成分だけでなく、電源電圧による基本波成分を含むため、励磁電流の変動成分抽出には電源周波数成分を除去する必要がある。まず、励磁電流の電源周波数成分 $\vec{i}_0$ を算出する。図4より、電源電圧、一次電

流, 励磁電流には,

$$\vec{v}_1 = L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_0 + r_1 \vec{i}_1 \dots \dots \dots (6)$$

の関係がある。ここで、電源電圧 v_1 は振幅と角周波数 ω が一定の平衡交流であるとする、式 (6) より、定常状態の励磁電流はほぼ一定であると考えることができる。このとき、式 (6) は、

$$\vec{v}_1 = \mathbf{J} \omega L_1 \vec{i}_0 + r_1 \vec{i}_1 \dots \dots \dots (7)$$

と表せる。ただし、 $\mathbf{J}$ は位相を 90 度進める行列、

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (8)$$

である。式 (7) を $\vec{i}_0$ について整理すると、

$$\vec{i}_0 = -\frac{\mathbf{J}}{\omega L_1} (\vec{v}_1 - r_1 \vec{i}_1) \dots \dots \dots (9)$$

となる。従って、励磁電流の変動成分 $\Delta \vec{i}_0$ は次式となる。

$$\begin{aligned} \Delta \vec{i}_0 &= \vec{i}_0 - \vec{i}_0^* \\ &= \vec{i}_1 + \frac{M}{L_1} \vec{i}_2 + \frac{\mathbf{J}}{\omega L_1} (\vec{v}_1 - r_1 \vec{i}_1) \dots \dots \dots (10) \end{aligned}$$

図 2 の制御ブロック図の破線部が励磁電流制御部である。励磁電流制御部では、 α - β 座標で励磁電流の変動成分 $\Delta i_{0\alpha}$, $\Delta i_{0\beta}$ を抽出する。次に、 γ - δ 座標に変換し、ゲイン K_0 倍して一次電流制御の二次電圧指令値に加える。従って、二次電圧指令値 $v_{2\gamma}^*$, $v_{2\delta}^*$ を次式で与える。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{2\gamma}^* \\ v_{2\delta}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M} v_{1\gamma} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{1\gamma} + r_2 i_{2\gamma} + l \omega i_{1\delta} \\ \frac{L_2}{M} v_{1\delta} - \frac{L_2 r_1}{M} i_{1\delta} + r_2 i_{2\delta} - l \omega i_{1\gamma} \end{bmatrix} \\ &\quad + \omega_m (M i_{1\delta} + L_2 i_{2\delta}) - K (i_{1\gamma}^* - i_{1\gamma}) - K_0 \Delta i_{0\gamma} \\ &\quad - \omega_m (M i_{1\gamma} + L_2 i_{2\gamma}) - K (i_{1\delta}^* - i_{1\delta}) - K_0 \Delta i_{0\delta} \end{aligned} \dots \dots \dots (11)$$

ただし、 K_0 は励磁電流制御のフィードバックゲインである。さらに、 d - q 座標へ変換し二相三相変換して、PWM インバータの電圧指令値として与える。

〈4・2〉 励磁電流制御特性 まず、式 (1) に式 (11) を代入して、一次電流の微分項を消去すると、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} l \frac{d}{dt} i_{2\gamma} \\ l \frac{d}{dt} i_{2\delta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{l}{M} v_{1\gamma} + \frac{K_0}{\omega M} v_{1\delta} + \left(-\frac{r_1 l}{M} + \frac{L_1 K}{M} - \frac{L_1 K_0}{M} \right) i_{1\gamma} \\ -\frac{K_0}{\omega M} v_{1\gamma} + \frac{l}{M} v_{1\delta} + \left(\frac{r_1 l}{M} + \frac{L_1 K}{M} - \frac{L_1 K_0}{M} \right) i_{1\delta} \end{bmatrix} \\ &\quad - \left(\frac{r_1 K_0}{\omega M} - \frac{\omega l L_1}{M} \right) i_{1\delta} + l \omega i_{2\delta} - \frac{L_1 K}{M} i_{1\gamma}^* - K_0 i_{2\gamma} \\ &\quad + \left(\frac{r_1 K_0}{\omega M} - \frac{\omega l L_1}{M} \right) i_{1\gamma} - l \omega i_{2\gamma} - \frac{L_1 K}{M} i_{1\delta}^* - K_0 i_{2\delta} \end{aligned} \dots \dots \dots (12)$$

となる。励磁電流制御を行った場合にも式 (4) と同じ一次電流制御の応答が得られると仮定する。式 (4) を用いて一次電流を消去し、ラプラス変換を適用すると、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{2\gamma} \\ I_{2\delta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{L_1}{1+sT} I_{1\gamma}^* + \frac{1}{(s+K_0)^2 + l^2 \omega^2} \left\{ -\frac{r_1 l K_0 s + r_1 K_0^2 + r_1 l^2 \omega}{\omega M} I_{1\delta}^* \right. \\ \left. - \frac{L_1}{1+sT} I_{1\delta}^* + \frac{1}{(s+K_0)^2 + l^2 \omega^2} \left\{ \frac{r_1 l K_0 s + r_1 K_0^2 + r_1 l^2 \omega}{\omega M} I_{1\gamma}^* \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{r_1 l^2}{1+sT} s I_{1\gamma}^* + \left(\frac{K_0 l}{\omega M} s + \frac{K_0^2}{\omega M} + \frac{l^2 \omega}{M} \right) V_{1\delta} + \frac{l^2}{M} s V_{1\gamma} \right\} \right. \\ \left. \left. - \frac{r_1 l^2}{1+sT} s I_{1\delta}^* - \left(\frac{K_0 l}{\omega M} s + \frac{K_0^2}{\omega M} + \frac{l^2 \omega}{M} \right) V_{1\gamma} + \frac{l^2}{M} s V_{1\delta} \right\} \right\} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (13) \end{aligned}$$

となる。式 (6) の関係を適用した場合の励磁電流は、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{0\gamma} \\ I_{0\delta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{(s+K_0)^2 + l^2 \omega^2} \left\{ -\frac{r_1 l^2}{1+sT} s I_{1\gamma}^* - \frac{r_1 l K_0 s + r_1 K_0^2 + r_1 l^2 \omega}{\omega L_1} I_{1\delta}^* \right. \\ \left. \frac{1}{(s+K_0)^2 + l^2 \omega^2} \left\{ \frac{r_1 l K_0 s + r_1 K_0^2 + r_1 l^2 \omega}{\omega L_1} I_{1\gamma}^* - \frac{r_1 l^2}{1+sT} s I_{1\delta}^* \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{K_0 l}{\omega L_1} s + \frac{K_0^2}{\omega L_1} + \frac{l^2 \omega}{L_1} \right) V_{1\delta} + \frac{l^2}{L_1} s V_{1\gamma} \right\} \right. \\ \left. \left. - \left(\frac{K_0 l}{\omega L_1} s + \frac{K_0^2}{\omega L_1} + \frac{l^2 \omega}{L_1} \right) V_{1\gamma} + \frac{l^2}{L_1} s V_{1\delta} \right\} \right\} \end{bmatrix} \dots \dots (14) \end{aligned}$$

となる。ここで、励磁電流制御を適用しない $K_0 = 0$ の場合は、励磁電流は $s = -j\omega$ に極を持つ。すなわち、励磁電流は $-\omega$ 成分で安定限界にあると言える。この状態で、過渡時や検出、演算の誤差により、PWM インバータの出力電圧に $-\omega_m$ の成分が僅かでも含まれると、励磁電流の直流成分が蓄積され、フライホイール発電機に直流偏磁を生じる。励磁電流制御を適用し K_0 を増加させると、励磁電流の極は s 平面上の左半面に移動し、 $-\omega$ 成分に対しても安定になる。従って、励磁電流制御を適用すれば、フライホイール発電機の直流磁束は減衰し、直流偏磁は生じることはない。

5. 実験結果

〈5・1〉 直流偏磁抑制効果 励磁電流制御法の直流偏磁抑制効果を検討する。図 5, 6 は励磁電流制御を行わない場合 ($K_0 = 0$) の実験波形であり、一次電流制御を開始してから約 300 ms 後に二次側過電流を生じるまでを示している。一次電流制御開始前はフライホイール発電機の二次電圧は 0 V にしており、一次電流のフィードバック制御は機能していない。このとき、フライホイール発電機は無負荷の誘導機として動作するので、ほぼ同期速度で回転していた。また、 $i_{1\gamma}$ は 0 A, $i_{1\delta}$ はフライホイール発電機の励磁電流 -27 A であった。一次電流フィードバック制御開始に伴う影響を軽減するために、 $i_{1\gamma}^*$ を 0 A, $i_{1\delta}^*$ を -27 A とし、制御開始前の電流と一致させた。

図 5 は、 α - β 座標 (固定子) で演算した励磁電流の変動成分である。一次電流制御を開始すると、励磁電流の変動成分がしだいに増加しており、直流偏磁を生じている。励磁電流制御を適用していないため、励磁電流の変動成分は増加し続け、フライホイール発電機の二次側に過電流を生じて PWM インバータは停止している。二次側の過電流により停止する直前の励磁電流の変動成分は、定格電流の 15%

 図 5 励磁電流波形 (α - β 座標) ($K_0 = 0$)

Fig. 5. Experimental waveforms of the detected exciting current on the α - β coordinates with $K_0 = 0$.

 図 7 励磁電流波形 (α - β 座標) ($K_0 = 6$ V/A)

Fig. 7. Experimental waveforms of the compensated exciting current on the α - β coordinates with $K_0 = 6$ V/A.

 図 6 二次電流波形 (γ - δ 座標) ($K_0 = 0$)

Fig. 6. Experimental waveforms of the secondary current on the γ - δ coordinates with $K_0 = 0$.

 図 8 二次電流波形 (γ - δ 座標) ($K_0 = 6$ V/A)

Fig. 8. Experimental waveforms of the secondary current on the γ - δ coordinates with $K_0 = 6$ V/A.

に相当する 8 A であった。図 6 では直流偏磁により、二次電流 $i_{2\gamma}$, $i_{2\delta}$ (γ - δ 座標) には 30 A にも及ぶ過大な電流が流れている。このとき、磁束に飽和を生じるため $i_{2\gamma}$, $i_{2\delta}$ の電流リプルの頂点が尖っている。また、 $i_{2\gamma}$, $i_{2\delta}$ に 60 Hz の電流リプルが生じているが、これは α - β 座標の直流成分を γ - δ 座標で観測すると、逆相の 60 Hz として現れるためである。

図 7, 8 に一次電流制御と励磁電流制御を適用した場合の実験波形を示す。励磁電流制御を適用した場合は、連続動作が可能であるため、一次電流制御中の定常状態を示している。 $i_{1\gamma}^*$ は 0 A, $i_{1\delta}^*$ は -27 A とし、図 5, 6 と同じ電流指令値とした。また、励磁電流制御のフィードバックゲイン K_0 は 6 V/A に設定した。図 7 では励磁電流の直流成分はほぼ零であり、図 8 の $i_{2\gamma}$, $i_{2\delta}$ に 60 Hz の電流リプルは含まれていない。 $i_{2\gamma}$, $i_{2\delta}$ の 120 Hz のリプルは、電源電圧の逆相成分によるものである。以上より、本論文の励磁電流制御は直流偏磁を良好に抑制していることが分

かる。

〈5・2〉フライホイール発電機の動作特性 励磁電流制御を適用した場合のフライホイール発電機の動作を確認する。図 9, 10 に、非干渉制御と励磁電流制御を導入した場合の実験波形を示す。一次電流のフィードバックゲイン K は一次換算値で 3 V/A, 励磁電流制御のフィードバックゲイン K_0 は一次換算値で 6 V/A とした。また、一次電流はフライホイール発電機に流入する方向を正とした。図 9, 10 は上から一次有効電流指令値 $i_{1\gamma}^*$, 一次有効電流 $i_{1\gamma}$, 一次無効電流指令値 $i_{1\delta}^*$, 一次無効電流 $i_{1\delta}$, フライホイール発電機の回転数 N , PWM インバータの直流電圧 v_{dc} である。

図 9 に、一次有効電流 $i_{1\gamma}$ を変化させた場合の実験波形を示す。一次有効電流指令値 $i_{1\gamma}^*$ は振幅 ± 37.5 A (定格), 周期 1.0 秒, duty 50% の方形波とした。このとき、励磁電流が一次側と二次側から約 50% ずつ供給され、一次電流、二次電流の振幅が小さくなるように、一次無効電

図9 一次有効電流制御時の実験波形

Fig.9. Experimental waveforms in case of active-current control.

流指令値 $i_{1\delta}^*$ は -12 A とした。 $i_{1\gamma}$ は $i_{1\gamma}^*$ によく追従しており、フライホイール発電機の定格電流まで制御されている。 $i_{1\gamma}$ が正のときフライホイール発電機に有効電力が流入し、電気エネルギーを回転エネルギーとして貯蔵するため、フライホイール発電機の回転数 N は 1325 rpm まで上昇している。また $i_{1\gamma}$ が負のとき、回転エネルギーを電気エネルギーに変換してフライホイール発電機から放出するため、 N は 1075 rpm まで減少している。一方、一次無効電流 $i_{1\delta}$ は $i_{1\gamma}$ を変化した際の干渉は $\pm 3.5\text{ A}$ 程度である。また、インバータの直流電圧 v_{dc} は、PWM 整流器によりほぼ 250 V の一定電圧に保たれている。

図 10 に $i_{1\delta}$ を変化させた場合の実験波形を示す。 $i_{1\delta}^*$ は振幅 $\pm 18.8\text{ A}$ (定格電流の 50%)、周期 1.0 秒、duty 50% の方形波、 $i_{1\gamma}^*$ は 0 A とした。 $i_{1\delta}$ は $i_{1\delta}^*$ に追従して定格電流の 50% 制御されている。このとき、 $i_{1\gamma}$ は約 $\pm 4\text{ A}$ 変化しており、図 9 が定格電流の 100% 変化を行っていることを考えると、図 10 の方が大きな干渉を生じていることになる。これは電源のインダクタンスに無効電力の変化に伴って電源電圧が約 3% 程度変動しており、 γ - δ 座標変換に用いる位相情報に影響したものと考えられる。なお、図 9 の場合の電源電圧はほとんど変動していなかった。この場合、有効電力は融通されないため、 N は定格回転数 1200 rpm でほぼ一定となっている。

6. むすび

本論文では、フライホイール発電機の励磁電流制御法と直流偏磁抑制効果について検討した。フライホイール発電機の直流偏磁について述べ、直流偏磁抑制を目的とした励磁電流制御法を提案した。電源電圧、一次電流、二次電流から励磁電流の直流成分を検出してフィードバック制御を

図10 一次無効電流制御時の実験波形

Fig.10. Experimental waveforms in case of reactive-current control.

行う励磁電流制御法の励磁電流制御特性を検討した。また、励磁電流制御を付加することにより、直流偏磁を良好に抑制できることを実験により明らかにした。さらに、励磁電流制御を適用した場合のフライホイール発電機の動作を確認した。

最後に、本研究にご協力いただいた岡山大学大学院修士課程 有田吉宏氏 (現在、中国電力) に感謝いたします。本研究は、平成 12~14 科学研究費 (基盤研究 (B)) の援助を得て行われたものである。

(平成 14 年 5 月 29 日受付, 平成 14 年 9 月 24 日再受付)

文 献

- (1) I. Takahashi and M. Nishitoba: "Universal Power Distortion Compensator Using Secondary Excitation of a Rotating Machine", *T. IEE Japan*, Vol.107-B, No.2, pp.73-80 (1987-2) (in Japanese)
高橋・西島羽:「回転機二次励磁方式を用いた万能障害電力補償装置」, 電学論 B, **107**, 2, pp.73-80, (1987-2)
- (2) 細川・小滝:「二次励磁誘導機を用いた電力、無効電力制御の検討」, 半導体電力変換研究会資料, spc-86-51, (1986)
- (3) H. Chikaraishi, M. Arimura, Y. Wang, S. Uemura, and R. Shimada: "Fast Response Power Stabilizer using the AC-Excited Flywheel Generator", *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.11, pp.1245-1261 (1993-11) (in Japanese)
力石・有満・王・上村・嶋田:「交流励磁フライホイール発電機による高速変動負荷の補償」, 電学論 D, **113**, 11, pp.1245-1261 (1993-11)
- (4) T. Nohara, H. Senaha, T. Kageyama, and T. Tsukada: "Successful Commercial Operation of Double-Fed Adjustable-Speed Flywheel Generating System", *CIGRE/IEE Japan Joint Colloquium*, No.2-2 (1997)
- (5) H. Akagi, K. Takahashi, and H. Sato: "Control Strategy and Dynamic Performance of a Doubly-Fed Flywheel Generator-Motor", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.11, pp.1308-1314 (1998-11) (in Japanese)
赤木・高橋・佐藤:「交流励磁フライホイール発電機の制御法と過渡特性」, 電学論 D, **118**, 11, pp.1308-1314 (1998-11)
- (6) K. Toyama, T. Takeshita, and N. Matsui: "Impediment Cur-

rent Compensation Scheme of Wound Rotor Induction Motor with Flywheel using Low Power Converter", *T. IEE Japan*, Vol.119-D, No.4, pp.451-457 (1999-4) (in japanese)
外山・竹下・松井:「低容量変換器制御フライホイール付巻線形誘導電動機による障害電流補償」, 電学論 D, **119**, 4, pp.451-457 (1999-4)

- (7) 有田・渡辺・藤田・赤木・佐藤:「交流励磁フライホイール発電機システム—陽子加速器用電磁石電源の電力変動抑制効果—」, 電学会半導体電力変換研資, spc-00-1 (2000)

藤田 英明 (正員) 昭和 40 年 9 月 10 日生。平成 2 年 3

月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年 4 月同エネルギー環境工学専攻博士課程入学。平成 3 年 4 月岡山大学工学部電気電子工学科助手。平成 14 年 4 月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻助教授。博士 (工学)。高周波インバータ, 電力用アクティブフィルタに関する研究に従事。1990,

1995, 1998 IEEE/IAS IPCC First Prize Paper Award。

丹 光 義 (学生員) 昭和 53 年 1 月 5 日生。平成 14 年 3

月岡山大学大学院自然科学研究科博士前期課程電子情報システム工学専攻修了。同年 4 月中国電力入社。現在に至る。在学中は, 交流励磁フライホイール発電機システムに関する研究に従事。

小笠原 悟 司 (正員) 昭和 33 年 7 月 27 日生。昭和 58 年 3 月長

岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年 4 月同大学工学部電気系助手, 平成 4 年 8 月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 平成 5 年 4 月同助教授, 現在に至る。工学博士。モータ制御, PWM インバータなどパワーエレクトロニクスの研究に従事。1996, 1997 IEEE/IAS IPCC Prize Paper Award。1999 IEEE/PELS

Society Prize Paper Award。IEEE Senior Member。

赤 木 泰 文 (正員) 昭和 26 年 8 月 19 日生。54 年 3 月東京

工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。同年 4 月長岡技術科学大学工学部電気系助手, 59 年 10 月同助教授。62 年 3 月~12 月 MIT 客員研究員。平成 3 年 8 月岡山大学工学部電気電子工学科教授。平成 12 年 1 月東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻教授。モーター

ドライブ, 電力用アクティブフィルタ, 高周波インバータなどの研究に従事。昭和 60 年, 平成 3 年, 9 年電気学会論文賞。1991 年 IEEE/IAS Transactions Prize Paper Award, 1998 年 IEEE/PELS Transactions Prize Paper Award, IEEE/IAS Committee Prize Paper Award を 7 回受賞。1998, 1999 年 IEEE/IAS 及び IEEE/PELS Distinguished Lecturer。IEEE Fellow。