交流励磁フライホイール発電機の制御法と過渡特性

正員 赤木 泰文 (岡山大学)

学生員 高橋 賢司 (岡山大学)

正員 佐藤 皓 (高エネルギー加速器研究機構)

Control Strategy and Dynamic Performance of a Doubly-Fed Flywheel Generator-Motor

Hirofumi Akagi, Member, Kennji Takahashi, Student-member, and
Hikaru Sato, Member (High Energy Accelerator Research Organization)

A doubly-fed flywheel generator-motor consists of a wound-rotor induction machine and a cycloconverter or a voltage-source PWM rectifier-inverter which is used as an ac excitor. Adjusting the rotor speed makes the generator-motor either release the kinetic energy to the power system or absorb it from the power system. Thus, the generator-motor has the capability of achieving, not only reactive power control, but also active power control based on a flywheel effect of the rotor. A 200-MJ flywheel generator-motor for the purpose of line-frequency regulation on a 132-kV bus has been installed and commissioned by the Okinawa Electric Power Company. However, little literature has been published on control strategy and dynamic performance analysis of doubly-fed flywheel generator-motors. This paper proposes a new control strategy for a doubly-fed flywheel generator-motor, which is characterized by the combination of vector control and decoupling control. The control strategy enables the flywheel generator-motor to perform active power control independent of reactive power control even in transient states. The validity of the theory developed in this paper, along with the effectiveness of the control strategy, is confirmed by computer simulations using EMTDC. In addition, this paper discusses the transient behavior of a magnetizing current of the flywheel generator-motor. The flywheel generator-motor based on leading edge power electronics and electric machine technologies shows promise as a versatile power conditioner, in particular, being capable of repetitively absorbing or releasing electric energy for a short period of time less than a minute.

キーワード：交流励磁フライホイール発電機，巻線形誘導機，EMTDC，非干渉制御，ベクトル制御，瞬時有効電力，瞬时无効電力

1. まえがき

現在，高エネルギー加速器研究機構が中心になって設計を進めている次世代の陽子シンクロトロンには，55 MWの大容量・高精度電磁石電源が必要となる⁽¹⁾。図1に示すように電磁石電流は，繰り返し周期が4秒で，フラットトップが0.7秒の励磁パターンを繰り返すため，有効電力は+55 MWから-55 MWまで大きく変動する。このような電力変動は，周辺の配電系統だけでなく上位の電力系統への影響も大きく，有効電力の平滑化を目的としたエネルギー貯蔵装置の設置が検討されている。

交流励磁フライホイール発電機（以下，フライホイール発電機と略す。）は，機械入力为零の発電電動機であり，文献(2)と(3)では可変速調相機とも呼ばれている。これは，巻線形誘導機の回転子（二次）巻線を交流励磁することで安定した可変速運転を可能にし，電源から固定子（一次）

巻線に流入する有効電力と無効電力の高速制御を実現しようとするものである。交流励磁用電力変換器には，サイクロコンバータや電圧形PWMコンバータ・インバータが一般的である。このようなフライホイール効果による有効電力の平滑化は，変動周期が数秒～数10秒という比較的短い周期の変動負荷に適しており，超電導エネルギー貯蔵システム（SMES）と比較して，大容量化も容易である。しかもハードウェア技術はほぼ確立しており，交流励磁に必要な電力変換器容量を発電機容量の数分の一に低減できることなどから，経済性や早期実現性の面で優れている。

フライホイール発電機に関する論文^{(2)～(12)}も多数発表されており，実用化例も報告されている。沖縄電力は，200 MJ（充放電エネルギー）のフライホイール発電機^{*}を設置し，

^{*}文献(10)では，ROTES(ROTary Energy Storage system)と呼んでいる。主な仕様は以下のとおりである。発電機容量 26.5 MVA，交流励磁用サイクロコンバータ容量 6.55 MVA，速度制御範囲 510-690 rpm，はずみ車効果(GD²) 710 t-m²，単位慣性定数 6.7 MWs/MVA。

図1 電磁石電源の運転パターン

Fig. 1. Operating pattern of a magnetic power supply

その優れた周波数変動抑制効果を実証している⁽¹⁰⁾。

図1に示す電磁石電源の交流側にフライホイール発電機を並列に接続し、有効電力の変動を完全に補償しようとする、発電機容量が70 MVA、充放電エネルギーが40 MJのフライホイール発電機を設置する必要がある。これは、文献(10)のフライホイール発電機と比較して発電機容量は2.6倍、充放電エネルギーが1/5である。従って、外付けのフライホイールを接続しなくても回転子のフライホイール効果のみで有効電力の平滑化を実現できるが、文献(10)よりも数倍の高速応答を必要とする。しかし、フライホイール発電機の制御法と瞬時有効・無効電力の過渡応答について詳細に解析した論文は、筆者らの知る限り発表されていないように思われる。

本論文では、フライホイール発電機の新しい制御法を提案し、有効電力と無効電力の過渡応答を理論的に解析する。さらに、EMTDC[†]を用いた瞬時値シミュレーション⁽³⁾によって理論の妥当性を確認する。その結果、瞬時有効電力と瞬时无効電力の非干渉化を実現し、フライホイール発電機の瞬時有効・無効電力の過渡応答は一次系となることを理論的に導出する。さらに、フライホイール発電機の励磁電流について考察し、励磁電流は一次電圧と一次電流から定まる従属変数であり、直接制御できないことなどを明らかにする。

2. システム構成

本論文のフライホイール発電機は、図1の電磁石電源のような電力変動を伴う大容量負荷の近傍に設置し、有効電力の平滑化を主目的としている。フライホイール発電機の無効電力制御は、電圧安定化（電圧維持）というよりもむしろ負荷の無効電力を補償し、力率を改善するために導入

図2 静止座標系と回転座標系

Fig. 2. Stationary and rotating coordinates

している。以下の解析とシミュレーションでは、フライホイール発電機の上位系統は無限大母線（電圧一定）と仮定している。

〈2・1〉座標系 図2に本論文で用いた座標系を示す。二相機の固定子座標（静止座標）を α - β 座標、回転子角速度 $\omega_m = d\theta_m/dt$ で回転する座標を d - q 座標、電源角速度 $\omega = d\theta/dt$ で回転する座標を γ - δ 座標としている。図2に示すように、一次電圧ベクトル $\vec{v}_1$ の正方向を γ 軸に一致させているので、一次電流 $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ は瞬時有効電流と瞬时无効電流 i_p と i_q ($i_p = i_{\gamma 1}$, $i_q = i_{\delta 1}$)に対応する⁽¹³⁾。

〈2・2〉システム構成 図3に交流励磁フライホイール発電機のシステム構成を、表1に発電機定数示す。本論文では大河内発電所の可変速揚水発電機の定数を使用した。発電機本体は巻線形誘導機そのものであり、一次側を60 Hzの電力系統に接続している。電圧形PWMインバータを用いて二次側を交流励磁し、発電機に流入・流出する有効電力と無効電力を独立に制御することができる。

図3の巻線形誘導機は簡単化のために2極機とし、 α - β 変換を適用した二相誘導機と仮定している。電源位相 θ と一次電流 $i_{\alpha 1}$, $i_{\beta 1}$ を検出し、 γ - δ 座標上の $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ に変換する。これらと指令値電流 $i_{\gamma 1}^*$ と $i_{\delta 1}^*$ を比較してPI制御を行う。一次電圧 $v_{\gamma 1}$ と $v_{\delta 1}$ 、一次電流 $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ 、二次電流 $i_{\gamma 2}$ と $i_{\delta 2}$ 、回転子角速度 ω_m の検出値を用いて次節の非干渉制御を適用し、 γ - δ 座標上の二次電圧指令値 $v_{\gamma 2}$ と $v_{\delta 2}$ を得る。回転子位置 θ_m と電源位相 θ を用いて、

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_m) & -\sin(\theta - \theta_m) \\ \sin(\theta - \theta_m) & \cos(\theta - \theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\gamma 2} \\ v_{\delta 2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

d - q 座標上の二次電圧指令値 v_{d2} と v_{q2} に変換し、PWMパターンを決定する。図3の直流電圧源は、実システムでは電圧形PWMコンバータを用いて実現することになる。この場合は、巻線形誘導機の一次側とPWMコンバータ・インバータとの有効電力の授受を無視できない。しかし本論文では、巻線形誘導機の一次電流 $i_{\alpha 1}$, $i_{\beta 1}$ ($i_{\gamma 1}$, $i_{\delta 1}$)の制御法と過渡特性を研究の対象としているので、PWMインバータの直流側は電圧源とした。なお、本論文の理論解析ではPWMインバータを理想的な電圧制御電圧源と仮定している。

〈2・3〉フライホイール発電機のシミュレーションモデル EMTDCは巻線形誘導機の標準モデルをサポートしていな

[†]EMTPと同様な解析原理に基づくが、独自に開発された汎用解析ツールであり、グラフィカルユーザインターフェースを装備している。

図3 交流励磁フライホイール発電機のシステム構成

Fig. 3. System configuration of the doubly-fed flywheel generator-motor

表1 フライホイール発電機定数

Table 1. Machine constants of the flywheel generator-motor

電源周波数	60 Hz
定格容量	395 MVA
定格電圧	18 kV
定格電流	12.6 kA
単位慣性定数	3.4 MWs/MVA
同期速度	360 rpm
極数	20
一次抵抗 r_1	0.0013 pu
二次抵抗 r_2	0.0013 pu
一次自己インダクタンス L_1	2.9 pu
二次自己インダクタンス L_2	2.9 pu
相互インダクタンス M	2.6 pu

い。そこで本論文では、EMTDCのモデル構築機能を用いて、フライホイール発電機のシミュレーションモデルを独自に作成した。巻線形誘導機（2極機）については、 d - q 変換を適用した電圧電流方程式と運動方程式をベースにしたシミュレーションモデルを採用した。電圧形PWMインバータのGTOサイリスタとダイオード（各6個）については、EMTDCの標準モデルを使用した。

3. フライホイール発電機の制御法

本章では、フライホイール発電機の制御法としてベクトル制御と非干渉制御を併用した新しい制御法を提案し、EMTDCを用いた瞬時値シミュレーションにより理論の妥当性を確認する。

〈3・1〉 非干渉制御 ベクトル制御をベースにした巻線形誘導機（2極機）の非干渉制御は、 γ - δ 座標上で検討する。

巻線形誘導機の γ - δ 座標上での電圧・電流方程式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma 1} \\ v_{\delta 1} \\ v_{\gamma 2} \\ v_{\delta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + \frac{d}{dt}L_1 & -\omega L_1 \\ \omega L_1 & r_1 + \frac{d}{dt}L_1 \\ \frac{d}{dt}M & -(\omega - \omega_m)M \\ (\omega - \omega_m)M & \frac{d}{dt}M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma 1} \\ i_{\delta 1} \\ i_{\gamma 2} \\ i_{\delta 2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

(2)式の1行目と3行目の式から $di_{\gamma 2}/dt$ を、2行目と4行目の式から $di_{\delta 2}/dt$ を消去すると次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} l \frac{d}{dt}i_{\gamma 1} \\ l \frac{d}{dt}i_{\delta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M}v_{\gamma 1} - \frac{L_2 r_1}{M}i_{\gamma 1} + r_2 i_{\gamma 2} \\ \frac{L_2}{M}v_{\delta 1} - \frac{L_2 r_1}{M}i_{\delta 1} + r_2 i_{\delta 2} \\ + \omega i_{\delta 1} + \omega_m(M i_{\delta 1} + L_2 i_{\delta 2}) - v_{\gamma 2} \\ - \omega i_{\gamma 1} - \omega_m(M i_{\gamma 1} + L_2 i_{\gamma 2}) - v_{\delta 2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$l = (L_1 L_2 - M^2)/M \quad \dots \dots \dots (4)$$

フライホイール発電機の制御対象は $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ であり、操作量は $v_{\gamma 2}$ と $v_{\delta 2}$ である。そこで、 $v_{\gamma 2}$ と $v_{\delta 2}$ を次式のように表す。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma 2} \\ v_{\delta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2}{M}v_{\gamma 1} - \frac{L_2 r_1}{M}i_{\gamma 1} + r_2 i_{\gamma 2} + \omega i_{\delta 1} \\ \frac{L_2}{M}v_{\delta 1} - \frac{L_2 r_1}{M}i_{\delta 1} + r_2 i_{\delta 2} - \omega i_{\gamma 1} \\ + \omega_m(M i_{\delta 1} + L_2 i_{\delta 2}) - K(i_{\gamma 1}^* - i_{\gamma 1}) \\ - \omega_m(M i_{\gamma 1} + L_2 i_{\gamma 2}) - K(i_{\delta 1}^* - i_{\delta 1}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5)式の右辺第1～5項が干渉項である。巻線形誘導機では γ - δ 座標上の一次電圧 $v_{\gamma 1}$ 、 $v_{\delta 1}$ と一次電流 $i_{\gamma 1}$ 、 $i_{\delta 1}$ に加えて

図4 フィードバックゲインと応答時定数

Fig. 4. Feedback gain and time constant

二次電流 $i_{\gamma 2}$, $i_{\delta 2}$ も容易に検出できる。これらの電圧・電流検出値、回転子角速度 ω_m の検出値とフライホイール発電機の定数を用いて干渉項を演算し、フィードフォワード的に補償する。一方、第6項は一次電流 $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ のフィードバック制御を行うための操作量であり、 K は比例ゲインである。文献(4)と(5)では、 d - q 座標上で二次電流のフィードバック制御系（電流マイナーループ）を構成し、二次電流 i_{d2} , i_{q2} を検出してフィードバックし、二次電流指令値と突き合わせて二次電圧（操作量） v_{d2} , v_{q2} を決定している。これに対して本論文の図3は、 γ - δ 座標上で一次電流のフィードバック制御系を構成している。(5)式の $v_{\gamma 2}$ と $v_{\delta 2}$ を(3)式に代入し、整理すると次式を得る。

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{\gamma 1} \\ \frac{d}{dt} i_{\delta 1} \end{bmatrix} = \frac{K}{l} \begin{bmatrix} (i_{\gamma 1}^* - i_{\gamma 1}) \\ (i_{\delta 1}^* - i_{\delta 1}) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6)式の両辺をラプラス変換して変形すると

$$\begin{bmatrix} I_{\gamma 1}(s) \\ I_{\delta 1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+sT} I_{\gamma 1}^*(s) \\ \frac{1}{1+sT} I_{\delta 1}^*(s) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

1次系となり、しかも $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ の非干渉化を実現している。ここで、 $i_{\gamma 1}$ と $i_{\delta 1}$ の応答時定数 T は

$$T = l/K \quad \dots\dots\dots (8)$$

で表される。なお、文献(7)の制御回路には微分器を含むが、本論文の(5)式をベースにした制御回路は微分項を含まない点に特長がある。

〈3・2〉 応答時定数のシミュレーション 理論の妥当性を確認するために、EMTDCを用いた瞬時値シミュレーションを行う。シミュレーションはPWMインバータの出力を理想電圧源とし、比例ゲイン K を変化させて i_p^* のステップ応答 ($i_q^* = 0$) を解析する。

図4に K と応答時定数 T の関係を示す。図4より理論値とシミュレーション結果がよく一致しており、 T は K に反比例しているのがわかる。

〈3・3〉 パラメータ変動による干渉項の影響 フライホイール発電機のパラメータが変動すると、(5)式のフィードフォワード制御の補償項に誤差が発生する。パラメータ変

図5 相互インダクタンスの誤差と定常偏差

Fig. 5. Mutual inductance and steady-state errors

動の主な原因として考えられるは、磁気飽和によるインダクタンスの変動やパラメータの測定誤差などであり、フィードバック制御系がP制御の場合には一次電流 i_p と i_q に定常偏差を生じる。

本節では、一次と二次の漏れインダクタンスは変化しないと仮定し、相互インダクタンス M が変動した場合を検討する。シミュレーションは制御系をP制御として、 i_p^* をステップ的に変化させた場合の一次電流の定常偏差を検討する。P制御のゲインは $K_P = 1$ V/A とした。

図5にパラメータ誤差 E_M と i_p の定常偏差 E_{ip} の関係を示す。図において E_M [%] は相互インダクタンス M の誤差を表し、 E_{ip} [%] は定格電流を100%とした場合の i_p の偏差の割合を表している。図5より E_M の絶対値が大きいかほど E_{ip} の絶対値も大きくなるのがわかる。同様に、二次抵抗 r_2 を20%増加させた場合の定常偏差は約1%であった。

〈3・4〉 PI制御による定常偏差の補償 定常偏差を補償するために、制御系をPI制御に変更してシミュレーションを行う。ここでは、P制御のゲインは $K_P = 1$ V/A、PI制御のゲインと時定数は $K_P = 1$ V/A, $T_I = 10$ ms とした。

図6に相互インダクタンス M が5%減少した場合(図5の $E_M = -5\%$)の i_p^* のステップ応答 ($i_q^* = 0$) と i_q^* のステップ応答 ($i_p^* = 0$) のシミュレーション波形を示す。(a)と(b)では定常偏差が現れているが、(c)と(d)では定常偏差は生じていない。(c)と(d)のオーバーシュート(約7%)はPI制御の時定数 T_I の設計で調整できる。

4. フライホイール発電機の励磁電流の考察

〈4・1〉 等価回路の導出 一次(固定子)と二次(回転子)の電圧、電流、磁束の瞬時値を図2の α - β 座標上で観測し、列ベクトルを用いて巻線形誘導機の電圧・電流方程式を表すと次のようになる⁽¹⁴⁾。

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_1 \\ \vec{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + \frac{d}{dt} L_1 & \frac{d}{dt} M \\ \frac{d}{dt} M - \vec{J} \omega_m M & r_2 + \frac{d}{dt} L_2 - \vec{J} \omega_m L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

図6 相互インダクタンス M が 5% 減少した場合のシミュレーション波形

Fig. 6. Simulated waveforms when the mutual inductance decreases by 5 %

ただし,

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

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

$$\vec{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (10)$$

ここで, (9) 式の二行目は

$$\vec{v}_2 = \frac{d}{dt} M \vec{i}_1 + \frac{d}{dt} L_2 \vec{i}_2 + r_2 \vec{i}_2 - \vec{J} \omega_m \times (M \vec{i}_1 + L_2 \vec{i}_2) \quad (11)$$

となり, (11) 式の右辺第 4 項は速度起電力に相当する項であるので, これを $\vec{v}_e$ を用いて

$$\vec{v}_e = -\vec{J} \omega_m \times (M \vec{i}_1 + L_2 \vec{i}_2) \quad \dots \dots \dots (12)$$

とする。ここで, $\times$ はベクトル積を表す。次に, $\vec{v}_2'$ と $\vec{i}_2'$ を次式で定義する。

$$\vec{v}_2' = \frac{L_1}{M} (\vec{v}_2 - \vec{v}_e - r_2 \vec{i}_2) \quad \dots \dots \dots (13)$$

$$\vec{i}_2' = \frac{M}{L_1} \vec{i}_2 \quad \dots \dots \dots (14)$$

図7 一次巻線鎖交磁束に着目した巻線形誘導機の等価回路

Fig. 7. Equivalent circuit for the wound-rotor induction machine, with the focus on the total linkage flux of the primary windings

上式を (9) 式に代入して整理すると

$$\vec{v}_1 = L_1 \frac{d}{dt} (\vec{i}_1 + \vec{i}_2') + r_1 \vec{i}_1 \quad \dots \dots \dots (15)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} (\vec{i}_1 + \vec{i}_2') - \vec{v}_2' = \left(\frac{L_1}{M} \right)^2 \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1} \frac{d}{dt} \vec{i}_2' \quad \dots \dots (16)$$

$$\vec{v}_2' = L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_1 + \left(\frac{L_1}{M} \right)^2 L_2 \frac{d}{dt} \vec{i}_2' \quad \dots \dots \dots (17)$$

となる。

図 7 は (9)~(17) 式から導出した等価回路であり, これは過渡時においても適用できる。ここで, 一次側と二次側を $L_1/M:1$ の理想変圧器で結合し, $\vec{v}_e$ は速度起電力に相当する電圧源である。また, L_1 は一次自己インダクタンス, $(L_1/M)^2 (L_1 L_2 - M^2)/L_1$ は一次と二次の漏れインダクタンスを一次側に換算した等価漏れインダクタンス⁽¹⁵⁾である。図中の $\vec{i}_0$ は一次鎖交磁束に相当する励磁電流であり, 以下に検討する。

〈4・2〉 一次鎖交磁束に相当する励磁電流 $\vec{i}_0$ の検討

簡略化のために, 一次と二次の巻線抵抗 r_1 と r_2 を無視する。巻線形誘導機の磁束は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \vec{\phi}_1 \\ \vec{\phi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (18)$$

(18) 式より, 一次鎖交磁束 $\vec{\phi}_1$ は

$$\vec{\phi}_1 = L_1 \vec{i}_1 + M \vec{i}_2 \quad \dots \dots \dots (19)$$

となり, (19) 式に (14) 式を代入すると

$$\vec{\phi}_1 = L_1 (\vec{i}_1 + \vec{i}_2') = L_1 \vec{i}_0 \quad \dots \dots \dots (20)$$

となり, $\vec{i}_0$ は一次鎖交磁束に相当する励磁電流⁽¹⁶⁾である。また, 一次電圧 $\vec{v}_1$ は

$$\vec{v}_1 = \frac{d}{dt} \vec{\phi}_1 = L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_0 \quad \dots \dots \dots (21)$$

となり, $\vec{i}_0$ は一次電圧 $\vec{v}_1$ から定まる電気量である。

〈4・3〉 ギャップ鎖交磁束との関係 ギャップ鎖交磁束と一次鎖交磁束の関係を検討する。巻線形誘導機の一次漏れ

インダクタンスを l_1 とすると一次鎖交磁束ベクトル $\vec{\phi}_1$ は次式で与えられる。

$$\vec{\phi}_1 = l_1 \vec{i}_1 + \vec{\phi}_g \quad \dots\dots\dots (22)$$

ここで、 $\vec{\phi}_g$ はギャップ鎖交磁束ベクトル⁽¹⁷⁾である。また、(22)式より

$$\vec{\phi}_g = M \vec{i}_g = \vec{\phi}_1 - l_1 \vec{i}_1 \quad \dots\dots\dots (23)$$

となる。ここで、 $\vec{i}_g$ はギャップ鎖交磁束に相当する励磁電流ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\vec{i}_g = \frac{L_1}{M} \vec{i}_0 - \frac{l_1}{M} \vec{i}_1 \quad \dots\dots\dots (24)$$

ここで(23)式に着目すると、 $\vec{\phi}_1$ は $\vec{v}_1$ のみで定まり、 $\vec{i}_1$ は制御対象であることから、 $\vec{\phi}_g$ と $\vec{i}_g$ は一次電圧と一次電流から定まる従属変数である。

〈4・4〉 過渡特性 過渡時の $\vec{i}_0$ と $\vec{i}_g$ の挙動をシミュレーションにより検討する。図8に各部の波形を示す。シミュレーションでは $\vec{v}_1$ の振幅は 1 pu(一定)とし、一次と二次の巻線抵抗 r_1 と r_2 を考慮している。指令値電流 i_p^* と i_q^* は 50 ms ごとにステップ的に変化させている。期間IIでは、定常時に $i_{\alpha 2} = i_{\beta 2} = 0$ となるように $i_p^* (= i_{r1})$ と $i_q^* (= i_{s1})$ を逆に計算し、 $i_p^* = 0$ と $i_q^* = -0.35$ pu を得ている。 $\vec{i}_1$ や $\vec{i}_g$ が変化すると、 $\vec{i}_g$ の振幅は変化しているが、 $\vec{i}_0$ の振幅は 0.35 pu で一定である。 $\vec{i}_0$ の位相は $\vec{v}_1$ より常に 90° 遅れている。期間Iは $\vec{i}_1$ が 0 であるので、 $\vec{i}_0$ は二次側から供給されている。期間IIは逆に $\vec{i}_2$ が 0 であり、 $\vec{i}_0$ は一次側から供給されている。このように $\vec{i}_0$ は、定常時のみならず過渡時においても i_p と i_q の値に応じて一次側もしくは二次側から自動的に供給されている。

以上により、 $\vec{\phi}_1$ は $\vec{v}_1$ から定まり、 $\vec{i}_1$ は制御対象であることから、 $\vec{\phi}_g$ は一次電圧と一次電流のみから定まる電気量である。従って、有効電力の平滑化と無効電力の補償を目的としたフライホイール発電機の $\vec{i}_g$ は従属変数となり、 $\vec{i}_g$ を直接制御することはできない。

5. PWM インバータのスイッチング動作を考慮した瞬時値シミュレーション

フライホイール発電機の制御系は PI 制御(時定数は $T_f = 100$ ms)とし、 i_p と i_q の応答時定数が $T = 2.5$ ms となるようにゲイン $K (= 0.5$ V/A) を設定した。三相電圧形 PWM インバータのキャリア周波数は 1 kHz、インバータの直流電圧は 0.2 pu とした。

フィードバック制御系の過渡応答をステップ応答から評価する場合、ステップ幅を大きく設定するとシステムが飽和し、その飽和値が過渡応答を支配することになり、制御系固有の過渡応答を評価することができない。そこで図9では、インバータの出力電圧が飽和しないように i_p^* と i_q^* のステップ変化幅を ± 0.25 pu とした。

図9にシミュレーション波形を示す。 i_p と i_q の応答時定数は 2.5 ms ($\omega_c = 400$ rad/s) であり、 i_p と i_q の非干渉制御

図8 過渡時における α - β 座標上の電圧と電流
Fig. 8. Voltage and current waveforms on the α - β coordinates in transient states

が有効に作用しているのがわかる。フライホイール発電機の回転数 ω_m は、(a) の場合は瞬時有効電流 i_p の入出力に応じて変化しており、(b) の場合は $i_p = 0$ なので ω_m は一定である。

6. むすび

本論文では、有効電力の平滑化と無効電力の補償を目的とした交流励磁フライホイール発電機(機械入力为零)の制御法と過渡応答について、理論解析と EMTDC を用いた瞬時値シミュレーションにより検討した。

交流励磁フライホイール発電機は、急速充放電を繰り返すことが可能なエネルギー貯蔵システムであり、現在運転中の系統周波数変動抑制装置⁽¹⁰⁾としてだけでなく、周期が数秒~1分程度の電力平滑化を目的としたエネルギー貯蔵システムとしての実用化が期待されている。

図9 電圧形PWMインバータのスイッチング動作を考慮した場合の過渡応答

Fig. 9. Dynamic performance in case of considering the switching operation of the voltage-source PWM inverter

本論文は、電気学会半導体電力変換研究会で発表した資料⁽¹⁸⁾を加筆・修正したものであり、貴重なご助言を賜りました東芝電力事業部主幹野原眞一氏、水力プラント技術部主査工藤健司氏、東京工芸大学工学部電子工学科助教授松井幹彦先生をはじめ関係各位に厚くお礼申し上げます。

(平成10年2月23日受付、同10年7月13日再受付)

文 献

- (1) 武藤:「JHP 50 GeV Ringの電磁石と電源について」JHP大強度陽子シンクロトロン電磁石電源研究会, p.6, 平9
- (2) 古矢, 松本, 野原, 小柳, 高梨:「可変速調相機による系統安定化について」電気学会電力技術研究会, PE-92-56, 平4
- (3) 赤木, 高橋, 小林, 杉原, 甲斐:「可変速調相機の系統安定効果とその理論解析」電学論B, 118巻10号, 平10(掲載予定)
- (4) W. Leonhard, "Control of Electric Drives," Springer-Verlag, pp.244-259, 1985
- (5) 高橋, 西鳥羽:「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巻2号, p.73, 昭62
- (6) 金城, 宮城, 野原, 山本, 高梨:「フライホイール発電システムによる系統周波数変動抑制について」電気学会電力技術研究会, PE-92-114, 平4
- (7) 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巻11号, p.1254, 平5
- (8) 萩森:「フライホイール発電機による過渡安定度向上のEMTP瞬時値解析」電学論B, 117巻9号, p.1245, 平9
- (9) Yuzo Itoh, Nobuhito Nozawa, "The Design of Control Configuration of Variable Speed Generator System", IEEE/IEEJ PCC-Nagaoka'97, pp.751-754, 1997

- (10) T. Nohara, H. Senaha, S. Nohara, T. Kageyama, T. Tsukada, "Successful Commercial Operation of Double-Fed Adjustable-Speed Flywheel Generating System," CIGRE/IEE Japan Joint Colloquium, No. 2-2, 1997
- (11) 西尾, 西満, 真岡, 樋口:「可変速フライホイール型系統安定化システムの実証試験装置」平成9年電気学会電力エネルギー部門大会予稿155
- (12) 林田, 西尾, 西満, 一瀬, 二見, 久保, 本部:「可変速フライホイール機(FW機)の制御特性」平成9年電気学会電力エネルギー部門大会156
- (13) 赤木, 金澤, 藤田, 難波江:「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」電学論B, 103巻7号, p.483, 昭58
- (14) インバートドライブハンドブック編集委員会:「インバートドライブハンドブック」第一編, 第7章, 7.1, p199, 平9
- (15) 中野, 赤木, 高橋, 難波江:「二次巻線鎖交磁束に着目した誘導電動機の新しい等価回路とその定数決定法」電学論B, 103巻3号, p.66, 昭58
- (16) 小笠原, 赤木, 難波江:「磁束フィードフォワード形ベクトル制御の一般化理論」電学論B, 106巻3号, p.209, 昭61
- (17) 難波江, 黒沢:「誘導電動機のトルク伝達関数定数化制御」電学論B, 98巻3号, p.303, 昭53
- (18) 高橋, 赤木, 佐藤:「可変速調相機の制御法と過渡特性」電気学会半導体電力変換研究会, SPC-98-26, 平10

赤 木 泰 文

(正員) 1951年8月19日生。79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助手。同助教授を経て, 91年8月岡山大学工学部電気電子工学科教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。85年, 91年, 97年電気学会論文賞。91年IEEE/IAS First Prize Transactions Paper Award, 96年IEEE Fellow。98年IEEE/IAS Distinguished Lecturer。

高 橋 賢 司

(学生員) 1973年4月14日生。96年3月岡山大学工学部電気電子工学科卒業。98年3月同大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年4月四国電力(株)入社。

佐 藤 皓

(正員) 1946年2月21日生。69年京都大学理学部物理学科卒業。74年同大学院理学研究科中退, 高エネルギー物理学研究所加速器研究系助手, 現在高エネルギー加速器研究機構(97年より組織替えて名称変更)加速器研究施設教授。加速器物理学, 電磁石電源と制御に関する研究に従事。理学博士。日本物理学会, 低温工学協会の各会員。