

# マトリックスコンバータの系統直入れモードを用いた フライホイール式瞬停補償装置の制御法

学生員 五十嵐 寿勝 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Control Method of Flywheel Type Short Interruption Compensator Using Direct Grid Connection Mode in Matrix Converter

Hisakatsu Igarashi, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses for a control method of flywheel type short interruption compensator using direct grid connection in a matrix converter. In standby compensation, a motor of flywheel drives on direct grid connection, then, standby power is reduced in comparison to conventional method. However, sharp current fluctuation occurs in transition to direct grid connection because voltage utilization of the matrix converter is 0.866. In this paper transition control to direct grid connection is proposed. As a simulation result, mode transit by 0.36sec in transition control to direct grid connection without sharp current fluctuation. In addition, compensation energy is regenerated instantly when short interruption occurs.

キーワード : フライホイール, 瞬停補償装置, マトリックスコンバータ, 系統直入れ運転

Keywords : Flywheel, Short interruption compensator, Matrix converter, Direct grid connection driving

### 1. はじめに

現在, 瞬停補償装置のエネルギーバッファにはバッテリーや EDLC 等が一般的に用いられているが, 短寿命, 環境負荷が大きいなど, いまだ多くの問題を抱えている<sup>(1)(2)</sup>。一方, フライホイールは充放電に対する特性劣化がなく, 寿命が長い。また, 周囲温度に出力特性が依らないので, 砂漠や極寒地などの環境の悪い地域でも使用可能である<sup>(3)(4)</sup>。

フライホイールはモータを用いて駆動するため, システムにはモータ駆動用の電力変換器が必要である。その中でもマトリックスコンバータが注目を集めている<sup>(5)(6)</sup>。マトリックスコンバータは直流部に大容量の電解コンデンサを必要としないため, 長期間メンテナンスフリーなシステムが構築できる。

一方, 従来の PWM 整流器と PWM インバータから構成される Back-to-Back システムの問題点として, 瞬停補償待機時もスイッチングを行う必要があり, 待機電力が増加する問題がある。軽負荷時の効率改善には MOSFET の適用など様々な手法があるが, 根本的にスイッチングを行うことから, 待機電力削減が困難である。

本論文では, マトリックスコンバータを用いたフライホイール式瞬停補償装置を対象とし, 系統直入れ運転への移行制御を提案する。交流-交流変換器をマトリックスコンバータ, モータを誘導機とし, 誘導機を系統に直接接続する

ようにスイッチを操作することで, 瞬停補償待機時にスイッチングを行うことなく誘導機を駆動することができる。この方法によれば, 瞬停補償待機時の変換器損失を大幅に抑えることができる。

しかし, 通常運転から系統直入れ運転への切り替えにおいて, 単純に切り替えるだけでは, マトリックスコンバータの電圧利用率が 0.866 に制限されることから, 切り替えた瞬間に誘導機の入力電圧が急変する。その結果, 誘導機に流れる電流が大きく変動し, 過電流や余計な損失が生じる可能性がある。また, マトリックスコンバータは入出力間のエネルギーバッファが無いため, 誘導機側の電流変動が系統側にも悪影響を及ぼす。そこで, 通常運転から系統直入れ運転への切り替えには, 誘導機の入力電圧を系統電圧に緩やかに一致させる移行制御を導入する。本稿では, その動作原理を示すとともに, 動作をシミュレーションより検証し, 有用性を確認したので報告する。

### 2. システム構成

図 1 に提案する連系システムの構成を示す。ここで, 電力系統側をマトリックスコンバータの入力とし, フライホイール側を出力と定義する。また, 入力をマトリックスコンバータの電流形変換器側(入力フィルタ側), 出力を電圧形変換器側とする。

提案システムではフライホイールを誘導機で駆動し, マト

リックスコンバータを介して系統の連系点に接続する。瞬停発生時にフライホイールは発電機として働き、負荷に電力を供給する。

また、瞬停補償待機時は誘導機を系統直入れ運転することで、スイッチング無しで誘導機を駆動する。しかし、マトリックスコンバータの出力電圧は入力電圧の 0.866 倍までしか出力できないことから、いきなり系統直入れ運転すると電圧の大きさが急変する。さらに、入力電圧位相と出力電圧位相が異なると大きな突入電流が発生し、過電流が生じるおそれがある。そこで、通常運転から系統直入れ運転への移行に移行制御を導入する。

### 3. 提案制御

図 2 に制御モードの状態遷移図を示す。提案制御は 4 つの制御モードを持つ。速度制御モード(モード 1)は、フライホイール始動時や瞬停補償後に誘導機の回転数を定格回転数まで加速させるモードである。回転数が定格回転数まで加速すると、状態は系統直入れ運転移行モード(モード 2)に移行し、出力電流を急峻に変動させず、緩やかに系統直入れ運転モード(モード 3)に移行する。瞬停補償待機時は系統直入れ運転で待機電力を抑える。瞬停が発生すると瞬停補償モード(モード 4)に移行して負荷に電力を供給する。瞬停が復帰した後は再び速度制御モードに移行し、同様の状態遷移を繰り返す。

図 3 誘導機の入力電圧と回転数の関係を示す。誘導機の定格電圧は系統直入れ運転を想定して系統電圧と同じ電圧とする。速度制御モード及び瞬停補償モードにおいて、マトリックスコンバータの電圧利用率は最大 0.866 であるため、高速領域では電圧指令値が飽和しないように誘導機を弱め磁束制御する。従って、高速領域でモータ電圧は弱め磁束電圧で一定となる。速度制御モードから系統直入れ運転モードに移行するには、系統直入れ運転移行モードを介して、モータ電圧を定格電圧、すなわち系統電圧まで上昇させる。

図 4 に誘導機の制御ブロック図を示す。制御は誘導機のベクトル制御を基本として、4 つのモードに応じて q 軸電流

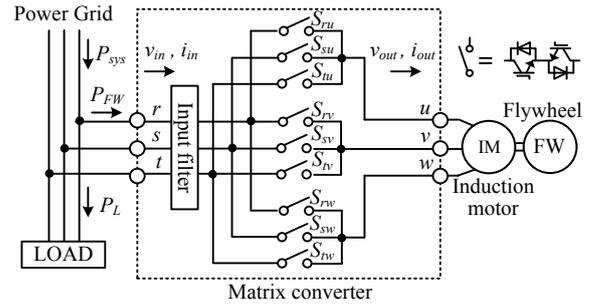


Fig. 1. Proposed system using flywheel energy storage with matrix converter

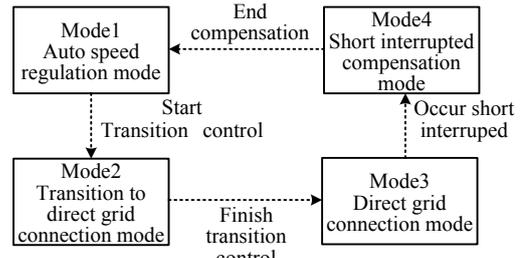


Fig. 2. State transition diagram of the control mode

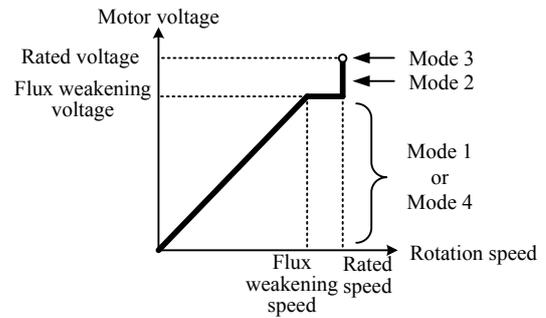


Fig. 3. Relationship between motor voltage and rotation speed

制御器(以下 ACR)の指令値  $I_q^*$  とマトリックスコンバータへのスイッチング信号を切り換える。ここで、 $\theta_{ref}$  は系統直入れ運転移行モードの位相制御に用いる位相指令値であるが、その他のモードでは位相制御を行わないので、 $\theta_{ref}$  に  $\theta_{FW}$  を入力する。以下に各モードにおける誘導機の制御方法について述べる。

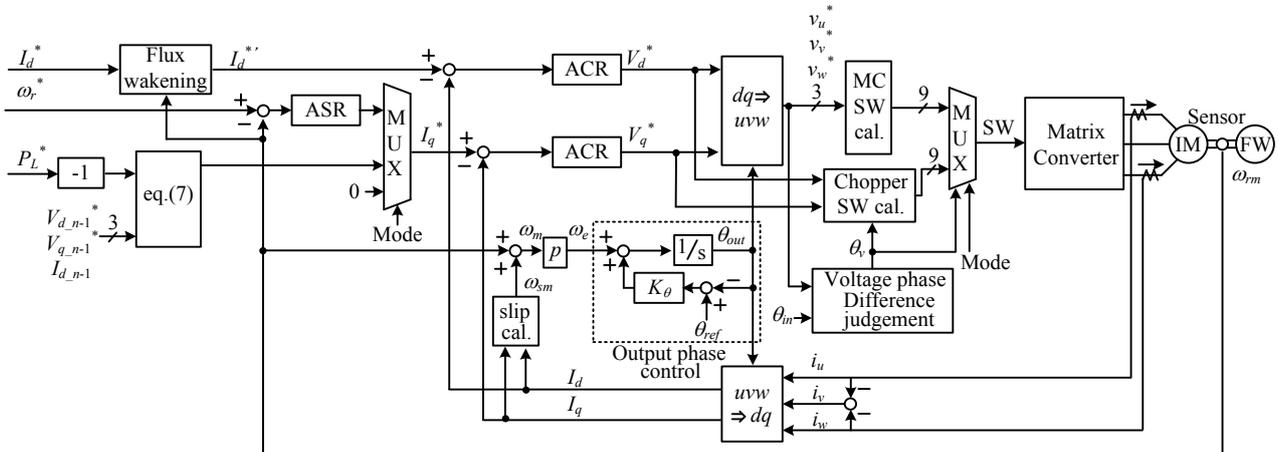


Fig. 4. Control block diagram for the proposed system

### 〈3・1〉 モード1 速度制御モード

速度制御モードは一般的な誘導機ベクトル制御を行い、回転数を定格回転数(システムに対して同期回転数)まで加速させるモードである。q 軸 ACR 指令値  $I_q^*$  には速度制御器(ASR)で演算した値が入力される。

### 〈3・2〉 モード2 系統直入れ運転移行モード

系統直入れ運転移行モードは、速度制御モードから系統直入れ運転モードまでの移行制御を行うモードである。マトリクスコンバータの入出力の電流を急峻に変化させないように系統直入れ運転に移行するには、系統直入れ運転への切り替え時に入力電圧と出力電圧の位相及び振幅を一致させる必要がある。本モードは、まず出力位相制御で入出力の電圧位相を一致させた後、マトリクスコンバータを AC チョップ動作させ、入出力の電圧振幅を一致させる。

出力位相制御は、出力位相  $\theta_{out}$  を位相指令値  $\theta_{ref}$  に一致させる制御である。まず、 $q_{in}$  軸 ACR 指令値  $I_q^*$  に 0 を入力する。次に出力位相  $\theta_{out}$  をフィードバックし、位相指令値  $\theta_{ref}$  との偏差に位相制御比例ゲイン  $K_\theta$  を乗じて電気角速度演算値  $\omega_e$  に加算する。ここで、 $\theta_{ref}$  から  $\theta_{out}$  までの位相伝達関数  $G_\theta(s)$  は(1)式となる。(1)式は一次遅れ系であるため、 $\theta_{out}$  は時定数  $1/K_\theta$  で  $\theta_{ref}$  に追従する。

$$G_\theta(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_\theta} s} \dots\dots\dots(1)$$

図 5 に入出力の電圧位相を一致させた時の回転座標系のベクトル図を示す。ここで、入力  $d_{in}$ 、 $q_{in}$  軸は入力電圧  $v_{in}$  が  $d_{in}$  軸に一致するように定義する。ベクトル制御の  $q_{out}$  軸 ACR 指令値  $I_q^*$  にゼロを入力することで、出力電流  $i_{out}$  を出力  $d_{out}$  軸に一致させる。この時、出力電圧  $v_{out}$  は  $i_{out}$  より  $\theta_{IM}$  だけ進む。 $\theta_{IM}$  は(2)式で表される。

$$\theta_{IM} = \tan^{-1} \frac{2\pi f_m L_s}{R_s} \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 $f_m$  は系統周波数、 $L_s$  は誘導機の固定子自己インダクタンス、 $R_s$  は誘導機の固定子巻線抵抗である。従って、出力位相制御の指令値  $\theta_{ref}$  を(3)式にすれば、出力電圧位相が入力電圧位相に一致する。

$$\theta_{ref} = \theta_{in} + \tan^{-1} \frac{2\pi f_m L_s}{R_s} \dots\dots\dots(3)$$

入出力の電圧位相差  $\theta_v$  は、出力電圧  $v_{out}$  を入力位相  $\theta_{in}$  で回転座標変換し、得られた  $v_d'$  と  $v_q'$  より(4)式で求まる。

$$\theta_v = \tan^{-1} \frac{v_q'}{v_d'} \dots\dots\dots(4)$$

入出力の電圧位相差  $\theta_v$  がゼロに等しくなる時、マトリクスコンバータを AC チョップ動作させる。

図 6 にマトリクスコンバータを AC チョップ動作させた時のスイッチングパルスの演算を示す。デューティ指令は初期値  $D_{int}$  から 1 まで徐々に大きくする。AC チョップ動作に切り替わった瞬間に電圧が変化しないよう、 $D_{int}$  は切り替えの瞬間の dq 電圧指令値  $V_{d\_int}$ 、 $V_{q\_int}$  より、(5)式で求めて

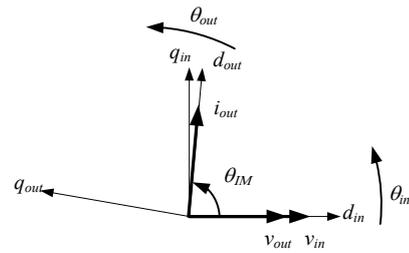


Fig. 5. Vector diagram when the output voltage phase corresponds the input voltage phase

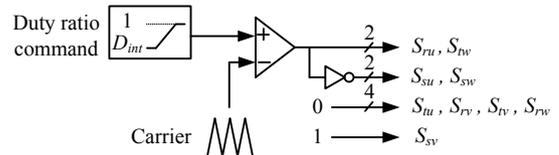


Fig. 6. AC chopper switching pulse calculation

設定する。

$$D_{int} = \frac{\sqrt{V_{d\_int}^2 + V_{q\_int}^2}}{\sqrt{2}V_{in}} \dots\dots\dots(5)$$

デューティ指令が 1、すなわちベタオンになったとき、系統直入れ運転モードに移行する。

### 〈3・3〉 モード3 系統直入れ運転モード

系統直入れ運転モードは瞬停補償待機時に誘導機を系統に直接接続し、待機電力を最小に抑えるモードである。マトリクスコンバータのスイッチは  $S_{ru}$ 、 $S_{sw}$ 、 $S_{rw}$  が常時導通、それ以外のスイッチは常時開放となり、誘導機は系統に直接接続される。なお、このとき、損失低減の観点から電力変換器をバイパスするコンタクトを挿入しても良い。ただし、コンタクトを用いると瞬停補償する際にコンタクト動作の遅れにより電圧補償遅れが生じるので注意が必要である。

瞬停発生時には系統直入れ運転モードから瞬停補償モードに移行する。切り替え時に出力電圧は系統電圧から弱め磁束制御時の電圧まで低下するが、瞬停補償モードでは ACR により出力電流を制御するため、急峻な電流変動は発生しない。従って、系統直入れ運転モードから瞬停補償モードの移行では移行制御を行う必要はない。

### 〈3・4〉 モード4 瞬停補償モード

瞬停補償モードは、瞬停発生時に負荷に一定電力供給するモードである。q 軸 ACR 指令  $I_q^*$  は負荷電力指令  $P_L^*$  に対応する電流となる。ここで、有効電力 P は回転座標系の電圧  $V_d$ 、 $V_q$ 、電流  $I_d$ 、 $I_q$  を用いると(6)式で与えられる。

$$P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \dots\dots\dots(6)$$

(6)式の 3/2 は相対変換で回転座標変換した時の変換係数である。(6)式を変形することで、負荷電力指令  $P_L^*$  に対応する q 軸 ACR 指令  $I_q^*$  が(7)式で求まる。

$$I_q^* = \frac{1}{V_{q\_n-1}^*} \left( \frac{2}{3} P_L^* - V_{d\_n-1}^* I_{d\_n-1}^* \right) \dots\dots\dots(7)$$

ここで、 $V_{d,n-1}^*$ はd軸電圧指令値前回値、 $V_{q,n-1}^*$ はq軸電圧指令値前回値、 $I_{d,n-1}$ はd軸電流前回値である。瞬停補償モードは瞬停復帰後に速度制御モードに移行する。

#### 4. シミュレーションによる検証

提案制御の有用性を確認するため、シミュレーションを行った。表1に想定した誘導機とフライホイールのパラメータを示す。シミュレーション条件は系統電圧を誘導機の定格電圧に合わせるために188V、50Hzとし、マトリックスコンバータのスイッチング周波数を10kHzとした。また、ベクトル制御の各制御器の応答時間を、電流制御器は4000rad/sec、速度制御器は400rad/secで設計している。なお、各シミュレーション結果はモータの定格値で基準化する。

図7に速度制御モードから系統直入れモードまでのシミュレーション結果を示す。0.1secで速度制御モードから系統直入れ運転移行モードに移行する。ここで、位相制御比例ゲイン $K_\theta$ は100とする。図7より、0.39secで入出力電圧位相が一致し、その後マトリックスコンバータがAC降圧チョップ動作をしている。また、0.46secで出力電圧が入力電圧に一致し、マトリックスコンバータが系統直入れ運転に移行している。以上より、移行制御開始から0.36secで系統直入れ運転に移行することを確認した。さらに、制御の切り替えにおいて、電圧が緩やかに変化し、電流に急峻な変動が起きていないことが確認できる。

図8に系統直入れモードから瞬停補償モードまでのシミュレーション結果を示す。0.1secから0.2secにかけて瞬停が起きたと想定し、出力q軸電流指令を-0.3p.u.とする。図8より、モード切り替え後にd軸電流とq軸電流が指令値に追従し、直入れ運転からベクトル制御に状態が復帰していることが分かる。また、移行時に出力電流に急峻な変動が起きていないことが確認できる。

#### 5. 結論

本論文では、マトリックスコンバータを用いたフライホイール式瞬停補償装置を対象とし、瞬停補償待機時にフライホイール駆動用の誘導機を系統直入れ運転することで待機電力損失を最小限に抑える手法を提案した。シミュレーションにより、速度制御モードから系統直入れ運転モードの移行時(フライホイール充電時)に、出力電流を急変化させず0.36secで移行でき、また瞬停補償時は直ちにエネルギーを放出できることを確認した。今後、実機による検証を行っていく。なお、本研究の一部はNEDO平成23年度課題設定型産業技術開発費助成事業の支援を受けており、関係者各位に感謝の意を表します。

#### 文 献

- (1) 小西：「NAS電池式瞬低補償装置」, 電学誌, Vol. 128, No. 9 (2008)
- (2) 坂井：「電気二重層キャパシタ式瞬低補償装置」, 電学誌, Vol. 128, No. 9 (2008)
- (3) 加藤, 程, 炭谷, 嶋田：「フライホイール誘導機式瞬低保護装置の貯蔵容量設計と50kW機による実験的検証」, 電学論D, Vol. 129, No. 4 (2009)
- (4) 高橋, 安東, 伊東, 鉛井：「電解コンデンサレスコンバータ/インバ

Table 1. Induction motor and flywheel parameter

Motor rating		Motor and Flywheel parameter	
Rated power	3.7kW	Stator resistance	0.334Ω
Rated speed	1500r/sec	Rotor resistance	0.266Ω
Rated voltage	188V	Stator leakage inductance	0.998mH
Rated current	18A	Rotor leakage inductance	0.580mH
Rated frequency	51Hz	Mutual inductance	28.8mH
Pairs of poles	2	Excitation current	11.6A
		motor moment of inertia	0.0163kgm <sup>2</sup>
		Flywheel moment of inertia	0.608kgm <sup>2</sup>

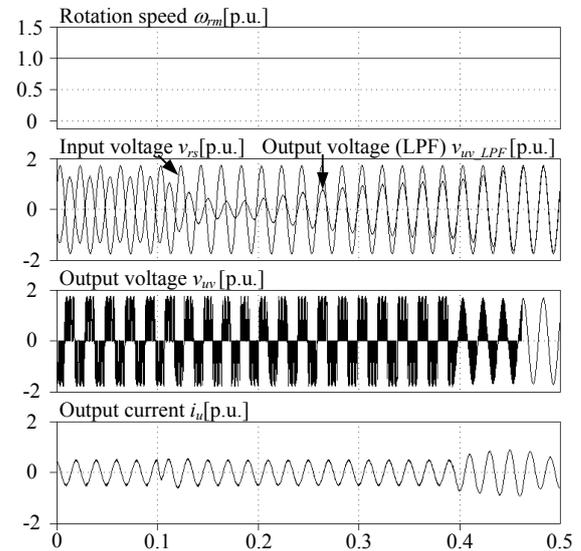


Fig. 7. Simulation result of transition from auto speed regulation mode to direct grid connection mode

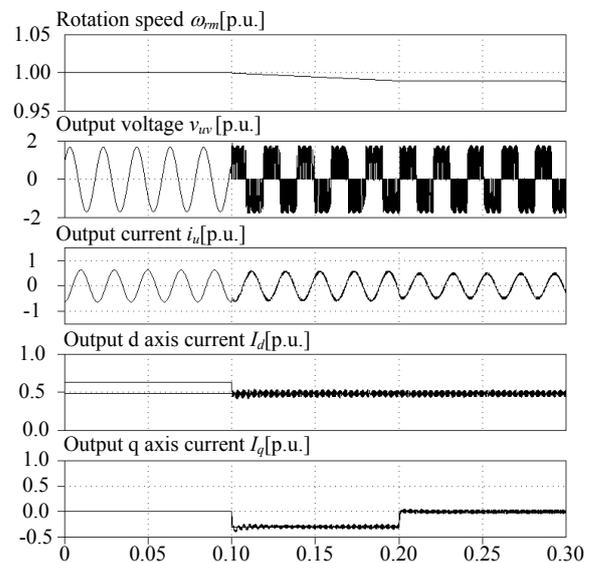


Fig. 8. Simulation result of transition from direct grid connection mode to short interrupted compensation mode

ータを用いた長寿命フライホイール式UPSの開発」, 電学論D, Vol. 118, No. 2 (1998)

- (5) 伊東, 佐藤, 大口, 佐藤, 小高, 江口：「キャリア比較方式を用いた仮想AC/DC/AC変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」, 電学論D, Vol. 124, No. 5 (2004)
- (6) 玉田, 伊東：「マトリックスコンバータを用いた電力障害補償の提案」, 電学論D, Vol. 128, No. 7 (2008)