

# 発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおける 入出力制御の統合に関する一考察

春名 順之介\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## A Consideration about Combination of Input / Output Control for a Matrix Converter using Generator and Motor

Junnosuke Haruna\*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses about a combination of input and output control for a matrix converter with a generator and a motor. When an input stability control and an output current control are applied independently, the operation of the matrix converter becomes unstable because the controller interferes with each other. To solve this problem, this paper proposes the output current control including damping factor for input filter oscillation. In this paper, the stability of proposed control using root locus is discussed on a DC equivalent circuit of the matrix converter. In addition, this paper confirms a validity of proposed control of the matrix converter with the generator and the motor by simulation.

**キーワード** : マトリックスコンバータ, 同期リアクタンス, 入力電流安定化制御, 入力電流ベクトル制御, 入出力統合制御, 直流等価回路

(matrix converter, synchronous reactance, input current stability control, input current vector control, combination of input / output control, DC equivalent circuit)

### 1. はじめに

近年, PWM 整流器とインバータからなる Back-to-Back (BTB)システムの小型化, 高効率化の課題解決の一つの方法としてマトリックスコンバータが注目され, 盛んに研究されている<sup>(1)-(10)</sup>. マトリックスコンバータは直流リンクを介さずに商用電源から任意の交流へ直接変換するため, 従来の BTB システムにおける直流リンク部と, エネルギーバッファである大容量の電解コンデンサを必要としない。加えて, BTB システムと同様の機能である出力の VVVF 動作と電力回生, 電源の高調波対策を 1 台の電力変換器で実現できる。以上の特徴から, 従来の BTB システムと比較して小型化, 軽量化, 長寿命化, 高効率化が期待できる。

マトリックスコンバータは, 主にエレベータやポンプ, 空調設備等への応用が主に検討されているが, その他にも多数の応用が考えられている。一例として風力発電やハイブリッド EV への適用が考えられ, こうした用途では, マトリックスコンバータの入力側には発電機が接続される。

発電機は商用電源と比較すると出力インピーダンスが大きく, マトリックスコンバータと同期発電機を接続する場合, 発電機の同期リアクタンスが数十%となり, 入力フィル

タコンデンサとの間で共振が発生し, システムが不安定になる。特に出力電力を一定に制御する場合, 等価的に負性抵抗が現れ, 安定性を悪化させる。

以上の問題に対して筆者らはこれまでに, マトリックスコンバータに発電機を接続したシステムにおける, 入力電流安定化制御<sup>(1)</sup>, および, 入力電流ベクトル制御<sup>(2)</sup>を提案している。入力電流安定化制御はマトリックスコンバータの発電機端子電圧を回転座標変換し, ダンピング制御<sup>(1)</sup>を行って入力電流指令とすることで入力フィルタ共振の抑制と発電機の可変速運転に対応する制御である。一方, 入力電流ベクトル制御はマトリックスコンバータの発電機電流をフィードバックし, 発電機電流を発電機の逆起電力位相情報を元に PID 制御することで, 入力フィルタ共振を抑制する。さらに, 負荷の大小にかかわらず発電機電流位相を発電機の逆起電力と同相に制御できる。いずれの方式においても, 発電機を接続したマトリックスコンバータの実験機によってその有用性を確認している。

しかし, マトリックスコンバータに発電機と電動機を接続し, 入力側発電機で入力フィルタ共振の抑制制御をしながら出力側電動機の電流制御を行う場合, 入出力の制御が干渉し, システムが不安定になる。以上より, マトリック

スコンバータに発電機と電動機を接続したシステムにおいては、入力フィルタ共振の抑制と入出力の制御を何らかの方法で非干渉化することが必要である。

そこで本論文では、入力側のフィルタ共振を抑制する制御と出力側の電流制御を統合する方式について考察する。マトリックスコンバータは出力電流を PWM 制御することで入力電流を生成していることから、入力側のフィルタ共振の抑制手法を出力電流制御に組み合わせることで入力側の安定化と出力電流の制御を同時に達成できる。しかし、マトリックスコンバータの入出力制御の統合や制御系の安定解析を行う場合、三相交流上で考えるのは困難である。そこで、まずは出力電流制御による入力側への影響をマトリックスコンバータの直流回路を用いて解析する。次に、入力電流の安定化と出力電流制御を組み合わせた統合制御を提案し、状態方程式による安定解析を用いて検討する。最後に、発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおける提案制御の動作をシミュレーションにて確認する。

## 2. マトリックスコンバータの直流等価回路

図 1 にマトリックスコンバータに発電機と電動機を接続したシステム構成図を示す。マトリックスコンバータの双方向スイッチは逆阻止 IGBT を逆並列に接続した構成を用いる。本システムでは発電機の同期リアクタンスをフィルタリアクトルとし、入力フィルタをフィルタコンデンサのみで構成する。一般的に、マトリックスコンバータの入力フィルタには共振を抑制するためのダンピング抵抗を接続する。ダンピング抵抗の接続方法は損失低減の観点から、フィルタリアクトルに並列接続するのが望ましい。しかし、本システムではフィルタリアクトルに発電機の同期リアクタンスを利用するため、ダンピング抵抗を並列接続することができない。従って、本システムでは入力フィルタ共振を抑制するための制御が必要となる。

入力側の安定化と出力側電動機の電流制御の統合を考える場合、図 1 の三相回路で動作を解析するのは困難である。従って、ここでは解析の簡単化のために、マトリックスコンバータの入出力位相をある瞬間で固定した直流モデルとし、さらに、出力 1 相を入力 2 相によって制御する場合を想定した直流等価回路を用いて解析を行う。

図 2 に図 1 において、電源位相をある一定値でとどめ、入力 R, S 相と出力 U 相を抜き出したマトリックスコンバータの直流等価回路を示す。図 2 において、入力側発電機の逆起電力(相電圧)をそれぞれ  $V_r, V_s$ 、発電機の同期リアクタンスを  $L_x$ 、入力フィルタコンデンサを  $C_f$ 、発電機の線間端子電圧を  $V_c$ 、発電機電流(線電流)をそれぞれ  $I_r, I_s$ 、フィルタコンデンサに流入する電流を  $I_f$ 、マトリックスコンバータの入力電流をそれぞれ  $I_{mcr}, I_{mcs}$ 、マトリックスコンバータの U 相出力電圧を  $V_{mcs}$ 、出力電流を  $I_u$ 、フィルタコンデンサ中点  $o$  と入力側中点  $n$  の間の電位差を  $V_{on}$  と定義する。図 2 より、マトリックスコンバータの出力電圧  $V_{mcs}$  と

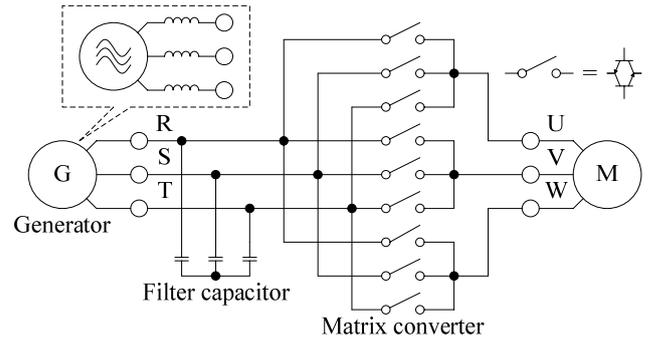


Fig. 1. System configuration diagram of the matrix converter with the generator and the motor.

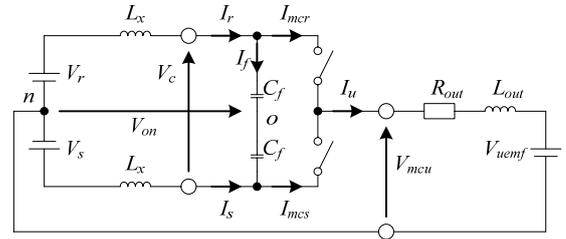


Fig. 2. Single phase equivalent circuit of the matrix converter.

入力電流  $I_{mcr}$  を状態平均化法に基づき線形化し、入出力の関係をブロック図で表す。 $V_{mcs}$ 、 $I_{mcr}$  の関係をそれぞれ(1)、(2)に示す。ただし、 $\lambda$  は変調率である。

$$V_{mcs} = \frac{1}{2} \lambda V_c + V_{on} \dots \dots \dots (1)$$

$$I_{mcr} = \frac{1}{2} (\lambda + 1) I_u \dots \dots \dots (2)$$

図 3 にマトリックスコンバータの図 2 のブロック図を示す。図 3 では、出力電流指令と電流制御に応じて変調率  $\lambda$  が制御されて各部の電圧電流が決定するため、適用したい制御方式に応じた変調率  $\lambda$  を図 3 に入力することで主回路のブロック図を変化することなく制御の応答を観測できる。従って、図 3 に制御方式を適用して状態方程式を導出することで種々の制御方式に対して安定解析ができる。

図 3 より、一相分回路における状態変数  $v_c$ 、 $i_u$ 、 $x_1$ 、 $x_2$  はそれぞれ(3)、(4)、(5)、(6)式となる。ただし、 $p$  は微分記号、 $x_1$  は  $(I_r - I_s)$  の項であり、 $x_2$  は  $I_s$  の微分項を線形化したものである。また、 $a$  は微分項を線形化するときの時定数である。

$$pv_c = -\frac{1}{C_f} \lambda i_u + \frac{1}{C_f} x_1 \dots \dots \dots (3)$$

$$pi_u = \frac{1}{2L_{out}} (\lambda + 1) v_c - \left( \frac{R_{out}}{L_{out}} + \frac{L_x}{2aL_{out}} \right) i_u + \frac{L_x}{2aL_{out}} x_1 - \frac{1}{L_{out}} x_2 + \frac{1}{L_{out}} v_s - \frac{1}{L_{out}} v_{uemf} \dots \dots \dots (4)$$

$$px_1 = -\frac{1}{L_x} v_c + \frac{1}{L_x} v_r - \frac{1}{L_x} v_s \dots \dots \dots (5)$$

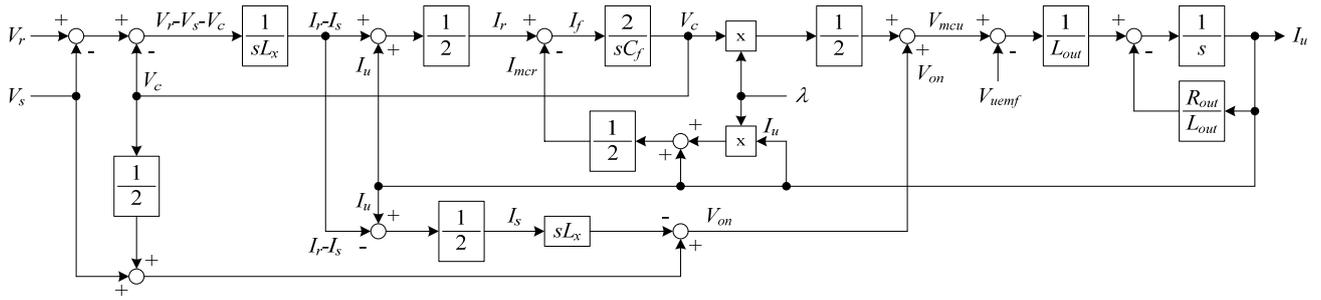


Fig. 3. Block diagram of the single phase circuit of the matrix converter.

$$px_2 = -\frac{L_x}{2a^2}i_u + \frac{L_x}{2a^2}x_1 - \frac{1}{a}x_2 \dots\dots\dots(6)$$

(3)式と(4)式には変調率 $\lambda$ と状態変数  $v_c$ ,  $i_u$ の積が存在する。状態変数同士の積はブロック図上では表せず、また、動作が非線形化するため、それぞれの状態変数を定常状態近傍で線形化する。変調率 $\lambda$ を定常成分と変動成分に分けて線形化すると(7)式となる。ただし、サフィックス  $s$ は各状態変数の定常成分、 $\Delta$ は変動成分を表す。

$$\lambda = \lambda_s + \Delta\lambda \dots\dots\dots(7)$$

(7)式と  $i_u$ の積は(8)式となる。

$$(\lambda_s + \Delta\lambda)(i_{us} + \Delta i_u) = \lambda_s i_{us} + i_{us} \Delta\lambda + \lambda_s \Delta i_u \dots\dots\dots(8)$$

(8)式では、変動成分 $\Delta$ 同士の積は微小変化の積であるため無視している。また、定常成分の微分はゼロになるため、状態方程式の導出では定常成分の微分項も省略できる。以上をふまえて、(7)、(8)式と(3)、(4)式より、(9)、(10)式が得られる。

$$p\Delta v_c = -\frac{1}{C_f}\lambda_s \Delta i_u - \frac{1}{C_f}i_{us} \Delta\lambda_s + \frac{1}{C_f}\Delta x_1 \dots\dots\dots(9)$$

$$p\Delta i_u = +\frac{1}{2L_{out}}\lambda_s \Delta v_c + \frac{1}{2L_{out}}v_{cs} \Delta\lambda - \left(\frac{R_{out}}{L_{out}} + \frac{L_x}{2aL_{out}}\right)\Delta i_u + \frac{L_x}{2aL_{out}}\Delta x_1 - \frac{1}{L_{out}}\Delta x_2 + \frac{1}{L_{out}}\Delta v_s - \frac{1}{L_{out}}\Delta v_{uemf} \dots\dots\dots(10)$$

(5)、(6)、(9)、(10)式に変調率 $\lambda$ の定常成分、変動成分を代入することで、各出力電流制御方式における一相分回路の安定性を検討することができる。

### 3. 入出力の統合制御

入出力の制御の統合を考える場合、入出力を独自に制御するのではなく、入出力のどちらか一方に制御器を持たせ、片方をオープンループで制御すると、入出力の制御が干渉することなく動作が可能である。負荷を電動機と仮定すると、電動機側の制御が必須となるため、本章では出力側電動機の制御に、入力フィルタの共振を抑制する制御を付加する方法について考察する。

マトリックスコンバータは入力電圧を PWM 制御することで出力電圧を得ると同時に、出力電流を PWM 制御して

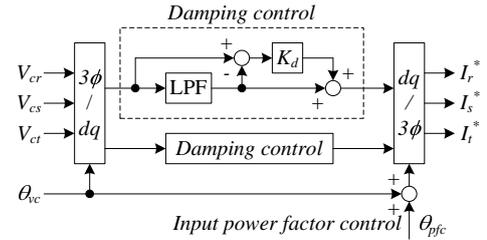


Fig. 4. Conventional input current stability control of the matrix converter.

入力電流を得る。提案システムでは入力フィルタの共振により発電機の端子電圧が振動し、結果として出力電圧にも振動が発生して出力電流に共振ひずみが生じる。従来制御では、発電機の端子電圧を検出し、端子電圧位相情報を用いて回転座標変換し、回転座標上で波形の振動を抑制するダンピング制御を行い、三相入力電流指令値を得る<sup>(1)</sup>。以上の制御により入力電流、および、発電機の端子電圧の振動を抑制する。入力側の振動が抑制された結果、出力電圧は共振ひずみのない正弦波に制御され、出力電流にもひずみが生じない。

そこで、本章ではこれまで入力側で行ってきた入力フィルタ共振の振動を抑制するダンピング制御を出力電流制御に付加することで、出力電流に発生する入力フィルタ共振を抑制する。以上の制御を行うと、出力側の振動が抑制されるため、出力電流の共振ひずみに起因する、入力電流の振動も抑制できる。結果的に、入力電流、および、発電機の端子電圧の振動も抑制でき、目的である入力フィルタの共振抑制制御と電流制御が達成できる。また、制御器が出力側に統一されるので制御定数の設計が容易になる。以下に詳細を説明する。

図4に従来の入力電流安定化制御<sup>(1)</sup>のブロック図を示す。従来法では回転座標上で入力側の振動抑制制御を行う。回転座標上では入力波形は交流から直流へ変換されるため、制御器の入力信号は常に直流ベースとなり、発電機の回転数に依存しない。これは、出力側へ適用した場合も発電機と電動機の回転速度に関係なく制御できることを意味し、非常に有用である。

図5に電動機の電流制御に入力電流の安定化制御を加えた提案制御のブロック図を示す。ただし、 $I_n$ は定格電流値、 $T_{lpf}$ はローパスフィルタ(LPF)の時定数[s]、 $K_p$ は比例ゲイン[pu]、 $T_i$ は積分時間[s]、 $K_d$ はダンピングゲイン[pu]である。

また、比例ゲイン、ダンピングゲインは定格出力電圧と定格電流で基準化している。提案制御は従来の回転座標上におけるPI制御の前段にLPFを持つ。出力電流  $I_u$  は入力フィルタ共振の影響で共振ひずみが重畳しているため、指令値との比較後にLPFを用いて直流成分と振動成分に分離する。このときのLPFのカットオフ周波数は入力信号の基本波が直流であるため、直流成分と共振ひずみを分離できる程度の大きな時定数とすればよい。LPF通過後の直流成分はPI制御器に入り所望の電流に制御される。一方、元の波形とLPF通過後の直流成分との差分をとることで振動成分のみが得られる。得られた振動成分を抑制するためのダンピングゲインを乗算し、PI制御の出力に加えることで、PI制御による出力電流制御とフィルタ共振の抑制を同時に達成する。

図5より、提案制御の変調率  $\lambda$  を求め、定常成分と変動成分に分離し、(9)、(10)式に代入することで状態方程式を得る。提案方式による変調率  $\lambda$  と積分器の出力  $x_3$ 、および、LPFの出力  $x_4$  はそれぞれ、(11)、(12)、(13)式で表される。

$$\lambda = \lambda_s + \Delta\lambda = \left\{ -\frac{K_d}{I_n} i_{us} + x_{3s} + (K_p - K_d)x_{4s} + K_d I_{us}^* \right\} - \frac{K_d}{I_n} \Delta i_u + \Delta x_3 + (K_p - K_d) \Delta x_4 + K_d \Delta I_u^* \quad (11)$$

$$x_3 = x_{3s} + \Delta x_3 = K_i x_{4s} + K_i \Delta x_4 \dots \dots \dots (12)$$

$$x_4 = x_{4s} + \Delta x_4 = -\frac{1}{T_{lpf} I_n} i_{us} - \frac{1}{T_{lpf} I_n} x_{4s} + \frac{1}{T_{lpf}} I_{us}^* - \frac{1}{T_{lpf} I_n} \Delta i_u - \frac{1}{T_{lpf} I_n} \Delta x_4 + \frac{1}{T_{lpf}} \Delta I_u^* \dots \dots (13)$$

(11)から(13)式を(5)、(6)式に代入し、さらに(9)、(10)式とあわせることで状態方程式が得られる。(14)、(15)式に提案制御を用いた場合の状態方程式を示す。また、(16)、(17)式に状態方程式のA行列、C行列を示す。状態方程式より、直流等価回路の安定解析、および、状態変数の変動成分の動特性を観測する。

図6に(14)から(17)式を用いた直流等価回路のステップ応

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \left\{ -\frac{2K_d}{I_n} i_{us} + x_{3s} + (K_p - K_d)x_{4s} + K_d I_{us}^* \right\} & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{i_{us}}{C_f} & -\frac{(K_p - K_d) i_{us}}{C_f} \\ \frac{1}{2L_{out}} \left\{ 1 - \frac{K_d}{I_n} i_{us} + x_{3s} + (K_p - K_d)x_{4s} + K_d I_{us}^* \right\} & -\left( \frac{R_{out}}{L_{out}} + \frac{L_x}{2aL_{out}} + \frac{K_d v_{cs}}{2L_{out} I_n} \right) & \frac{L_x}{2aL_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} & \frac{v_{cs}}{2L_{out}} & \frac{(K_p - K_d) v_{cs}}{2L_{out}} \\ -\frac{1}{L_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L_x}{2a^2} & \frac{L_x}{2a^2} & -\frac{1}{a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_i \\ 0 & -\frac{1}{T_{lpf} I_n} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{lpf}} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{K_d}{I_n} i_{us} + x_{3s} + (K_p - K_d)x_{4s} + K_d I_{us}^* \right\} & -\left( \frac{L_x}{2a} + \frac{K_d v_{cs}}{2I_n} \right) & \frac{L_x}{2a} & -1 & \frac{v_{cs}}{2} & \frac{(K_p - K_d) v_{cs}}{2} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (17)$$

答結果を示す。ここでは、0.1sにおいて、出力電流指令を0.3puから0.4puにステップ変化し、応答を観測する。(a)はPI制御、(b)が提案制御である。(a)ではステップ変化が発生すると入力フィルタ共振による大きな振動が各波形に発生する。時間の経過とともに各波形の振幅が増大することから、システムは不安定である。一方、(b)の提案制御ではステップ変化によって各波形に振動が発生するが、時間の経過とともに抑制され、定常的には発電機の端子電圧や入力電流に大きなひずみが発生することなく、収束しているのが確認できる。以上より、ダンピング制御を導入した結果、入力フィルタ共振を抑制できることがわかる。

図7に(15)式によるPI制御と提案制御の根配置を示す。PI制御( $\times$ )では、実部が正の根があるためにシステムが不安定であるのがわかる。一方、提案制御( $\bullet$ )では、PI制御

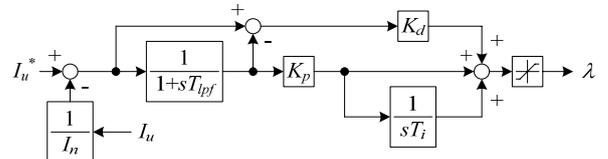


Fig. 5. Proposed output current control.

$$p \begin{bmatrix} \Delta v_c \\ \Delta i_u \\ \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Delta v_c \\ \Delta i_u \\ \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{K_d i_{us}}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_{out}} & -\frac{1}{L_{out}} & \frac{K_d v_{cs}}{2L_{out}} \\ \frac{1}{L_x} & -\frac{1}{L_x} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{lpf}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_r \\ \Delta v_s \\ \Delta v_{uemf} \\ \Delta I_u^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_c \\ \Delta i_r \\ \Delta i_s \\ \Delta v_{mcu} \\ \Delta i_u \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \Delta v_c \\ \Delta i_u \\ \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_d v_{cs}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_r \\ \Delta v_s \\ \Delta v_{uemf} \\ \Delta I_u^* \end{bmatrix} \dots \dots \dots (15)$$

の正の根がすべて不側に移動し、システムが安定となっているのが確認できる。

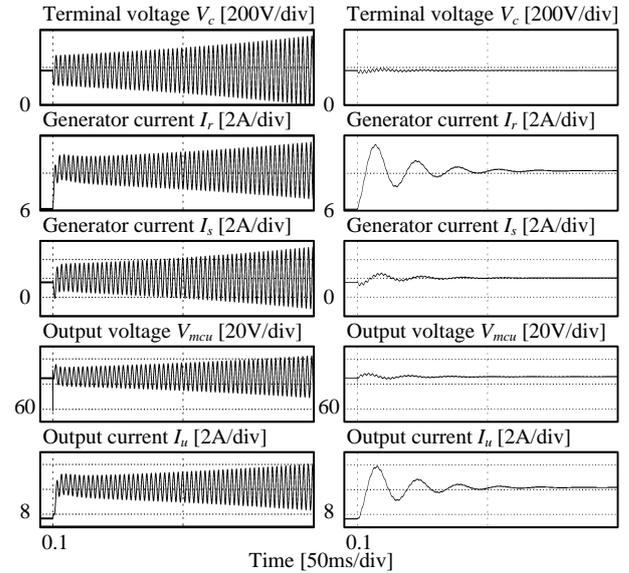
図 6, 図 7 の結果より, 出力電流制御に提案制御を導入することによって, 入力フィルタ共振による入出力の振動の抑制が可能であること, および, 振動の抑制によってシステムが安定になることがわかった。

#### 4. 三相交流上での提案制御の動作確認

図 8 に発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおける提案制御の構成図を示す。出力側電流制御の比例ゲイン, 積分時間は電動機のベクトル制御の設計方針<sup>(12)</sup>に基づいて設計する。発電機を電源とする場合, 発電機の逆起電力と発電機電流を同相に制御することで, 逆起電力と発電機電流からなる発電機内部力率が最大となり, 発電機側の無効電流低減による発電機の最適効率運転, および, 発電機の逆起電力と出力電圧からなる電圧利用率の最適化が可能となる<sup>(2)</sup>。発電機の逆起電力位相上は磁極位置センサにより検出する。なお, 位相情報は発電機の発電機電流と発電機の端子電圧, 発電機の同期リアクタンス, および, 発電機の運転周波数より推定が可能である。磁極位置センサの出力は発電機の運転周波数に応じた矩形波であるため, これに PLL を用いて, 入力周波数  $f_{in}$ , および, 逆起電力の位相  $\theta_m$  を検出する。入力電流ベクトル制御ではフィルタ共振の抑制と発電機内部力率の最適制御のために発電機電流をフィードバックして制御しているが, 提案制御では発電機内部力率の制御のみでよいいため, オープンループで構成できる。

図 9 にマトリックスコンバータにおけるシミュレーション結果を示す。表 1 に発電機と電動機のパラメータ, および, その他のシミュレーション条件を示す。図 9(a)は電動機の電流制御に PI 制御のみを用いた結果, (b)は提案制御による結果である。(a)ではステップ変化後に入力フィルタ共振の影響で発電機の端子電圧が大きくひずんでいることが確認できる。また, 端子電圧のひずみにより出力電圧・入力電流ともに大きくひずむ。dq 軸電流の応答をみると, 指令値に追従しているがフィルタ共振による変動が大きい。このとき, 入力周波数の 40 次までの入力電流ひずみ率は 63.2%となった。従って, 出力電流の PI 制御のみでは入力フィルタ共振を抑制できないことが確認できる。一方, (b)では, 指令値の立ち上がり時に振動が発生しているがすぐ

に抑制し, 入出力波形が正弦波に制御されているのが確認できる。また, ステップ変化に対しても端子電圧や出力電流に急峻な変化が発生せず, 安定に制御されている。dq 軸電流も指令値に追従し, 入力フィルタ共振の影響が見られない。入力電流のひずみ率は 3.43%となり, PI 制御の約 1/20 に抑制できる。以上より, 三相交流上においても提案制御が入力フィルタ共振を抑制し, かつ, 出力電流も制御できることが確認できる。



(a) PI control. (b) Proposed control.

Fig. 6. Simulation results of equivalent circuit of the matrix converter.

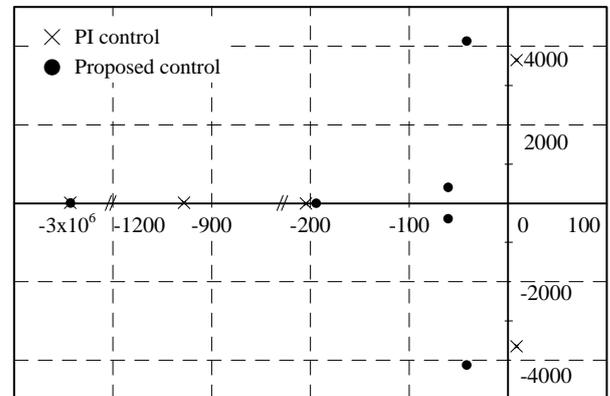


Fig. 7. Root locus of the PI control and proposed control.

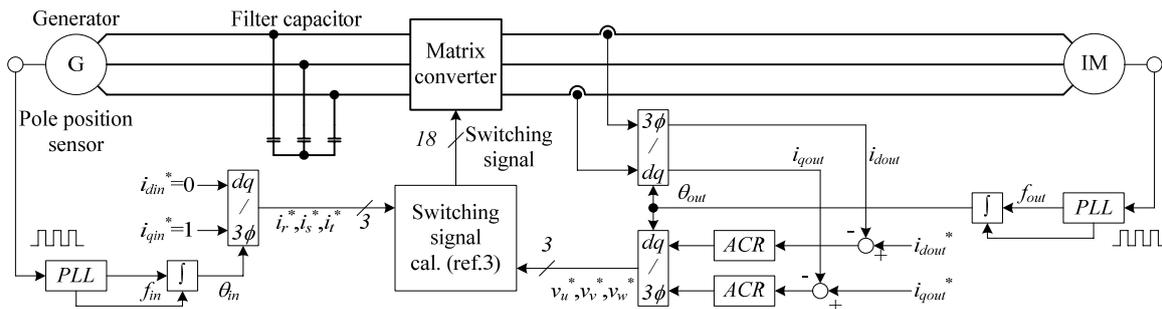


Fig. 8 Block diagram of the equivalent circuit of the matrix converter.

Table 1. Simulation conditions including the parameter of the generator and the motor.

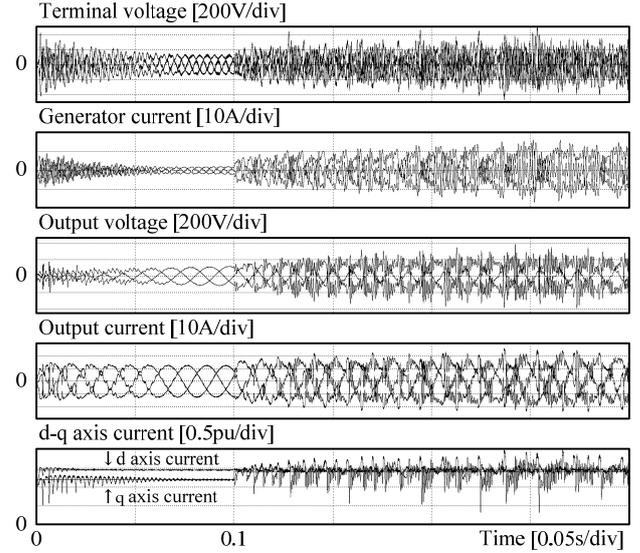
3.7 kW IPMSM Generator			
Rated rotational frequency	1800 rpm	Stator resistance	0.693 $\Omega$
Rated Voltage (line-to-line)	180 Vrms	d-axis inductance	6.2 mH
Back e.m.f. (line-to-line)	150 Vrms	q-axis inductance	15.3 mH
Rated current	14 Arms	Number of pole	6
3.7 kW Induction motor			
Rated rotational frequency	1500 rpm	Stator resistance	0.414 $\Omega$
Rated Voltage (line-to-line)	188 Vrms	Stator inductance	1.24 mH
Back e.m.f. (line-to-line)	146 Vrms	Rotor resistance	0.423 $\Omega$
Rated d-axis current	8.11 Arms	Rotor inductance	1.24 mH
Rated q-axis current	15.69 Arms	Mutual inductance	34.3 mH
Rated current	18 Arms	Number of pole	4
Other simulation conditions			
Filter capacitor	6.6 $\mu$ F	Carrier frequency	10 kHz
Generator frequency	1800rpm (rated)		
Modulation method	Virtual AC/DC/AC conversion <sup>(3)</sup>		
Commutation	Ideal commutation		
Kp	2.42 [pu]	Ti	5.9 [ms]
$I_{dout}^*$	0.45 [pu] (constant)	Kd	0.3 [pu]
$I_{qout}^*$	0.2 to 0.4 (0.1s step) [pu]	Constant speed load	1000 [rpm]

## 5. 結論

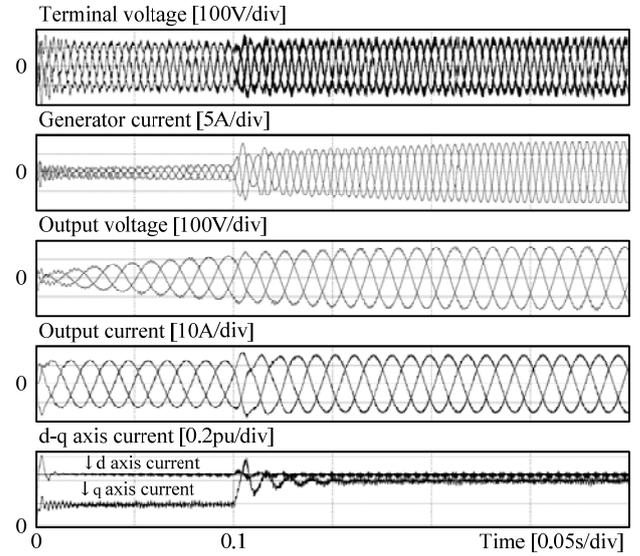
本論文では発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおける、入力側発電機の安定化制御と出力側電動機の制御を統合する方法について考察した。統合方法を検討するにあたり、マトリックスコンバータの入力 R, S 相と出力 U 相を接続した一相分回路にて安定解析を行い、電流制御に PI 制御を適用した場合にシステムが不安定になることを確認した。さらに、入力側安定化制御と出力電流制御を組み合わせた提案制御により一相分回路上でシステムが安定になることを確認するとともに、発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおいて、入力フィルタ共振の抑制と電動機の駆動が同時に行えることを確認した。

## 文 献

- (1) J. Haruna and J. Itoh: "Control Strategy of a Matrix Converter with a Generator as Input", IEEJ Trans., Vol.129-D, No.5, pp.482-489 (2009)
- (2) J. Haruna and J. Itoh: "Evaluation of an Input Current Vector Control of a Matrix Converter with a Generator as Input", JIASC IEEJ, pp.I-203-I-208 (2009)
- (3) A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi, Y. Tamai, H. Mine and J. Itoh: "A PAM Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Method", IEEJ Trans., Vol.126-D, No.9, pp.1185-1192 (2006)
- (4) T. Nunokawa and T. Takeshita: "Resonance Suppression Control on Complex Plane for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters", SPC-07-80, pp.33-38 (2007)
- (5) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A. Odaka and H. Mine: "An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances", IPEC-Niigata, pp.546-551 (2005)
- (6) H. Nikkhajoei and M. Reza Iravani: "A Matrix Converter Based Mivro-Turbine Distributed Generation System", IEEE Trans., Vol.20, No.3, pp.2182-2192 (2005)
- (7) E. Wiechmann, P. Burgos and J. Rodriguez: "Continuously



(a) PI control.



(b) Proposed control

Fig. 9. Simulation results of the matrix converter with the generator and the motor.

- Motor-Synchronized Ride-Through Capability for Matrix-Converter Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans., Vol.49, No.2, p.390 (2002)
- (8) F. Blaabjerg, D. Casadei, Christian Klumpner and M. Matteini: "Comparison of Two Current Modulation Strategies for Matrix Converters Under Unbalanced Input Voltage Conditions", IEEE Trans., Vol.49, No.2, pp.289-296 (2002)
- (9) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare and L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Trans. on Industry Electronics Vol.49, No.2, pp.274-288, (2002)
- (10) P. W. Wheeler, J. C. Clare and P. Zanchetta: "A Three-Phase Utility Power Supply Based on the Matrix Converter", IAS, pp.1447-1451 (2004)
- (11) J. Itoh, J. Toyosaki, and H. Ohsawa: "High performance V/f control method for PM Motor", IEEJ Trans., Vol.122-D, No.3, pp.253-259 (2002)
- (12) 杉本英彦・小山正人・玉井伸三:「AC サーボシステムの理論と設計の実際-基礎からソフトウェアサーボまで-」, (1990)