

# 発電機電源時のマトリックスコンバータにおける 入力電流ベクトル制御の特性検証

学生員 春名 順之介 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Evaluation of an Input Current Vector Control of a Matrix Converter with a Generator as Input

Junnosuke Haruna, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member

This paper discusses characteristics of an input current vector control of a matrix converter with a generator as input. The line impedance is larger than the power grid and the resonance between the synchronous reactance of the generator and the input capacitance results in unstable behavior operation of the matrix converter. One of the solutions of this problem, an input current stability control was proposed by the authors. However, the efficiency of the generator is decreased by the conventional control at light-load. The proposed method can achieve a stable operation of the input current by the PID control, and optimize the input power factor according to pole position of the generator. This study confirms the validity of the proposed control strategy with experiments. The proposed control achieves stable operations at a RL load and the THD of 4.74% is obtained for the input current.

キーワード : マトリックスコンバータ, 発電機電源, 同期リアクタンス, 入力電流ベクトル制御, 入力電流安定化制御

**Keywords** : Matrix converter, Generator power supply, Synchronous reactance, Input current vector control, Input current stability control

### 1. はじめに

近年, PWM 整流器とインバータからなる Back-to-Back システムの小形化, 高効率化の課題を解決可能な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)-(14)</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可能であり, 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ため, 従来の BTB システムに対して, 小形化, 軽量化, 長寿命化, 高効率化が期待できる。また, 双方向スイッチを実現するために逆耐圧を持つ IGBT が開発され, 様々な用途へのマトリックスコンバータの適用が考えられている。

マトリックスコンバータは, 主にエレベータやポンプ, 空調設備等に使用されているが, 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部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不安定を助長し, 安定性を悪化させる。システムのインピーダンスや入力フィルタの安定性についてはこれま

で議論されているが<sup>(8)(12)</sup>, 発電機のような大きいインピーダンスをもつ電源を接続した場合の特性については, これまであまり検討されていない。

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と発電機を組み合わせたシステムにおいて, 発電機の同期リアクタンスの影響を考慮した入力電流の制御法を提案している<sup>(1)</sup>。この方式は, 発電機の端子電圧を回転座標変換し, ダンピング制御<sup>(8)(15)</sup>を行うことで, 入力フィルタの共振抑制と発電機の加減速運転を実現する入力電流安定化制御と, 入力電流位相を発電機の逆起電力位相と同相に制御することで, マトリックスコンバータの電圧利用率を最大にする最適入力力率制御から構成される。以上の制御(以下, 従来法)を用いて, 電動機を V/f 制御で駆動し, その有用性を確認している。

一方, 従来法は, 発電機の端子電圧から入力電流指令を演算するオープンループ制御で構成されている。オープンループ制御は制御が簡単であるが, 入力電流情報を用いないために, 入力電流の振幅が小さい軽負荷時において, フィルタコンデンサに電流が流れ込むため, 発電機内部力率が悪化することが予想される。また, フィードバック制御と比較すると, 従来制御は外乱に対する影響を受けやすいと考えられる。

そこで本論文では, 軽負荷時における従来法の入力電流とフィルタコンデンサの電流について考察し, 従来法にお

ける発電機内部力率の悪化について議論する。次に、従来法の解決手段として、マトリックスコンバータの入力電流をフィードバックし、発電機側の制御にベクトル制御を応用した入力電流ベクトル制御(以下、提案法)を提案する。提案法では、フィードバックした入力電流を発電機の逆起電力位相情報を元に PID 制御を適用することで、入力フィルタの共振を抑制し、さらに入力電流位相を発電機の逆起電力と同相に制御する。入力を同期発電機としたマトリックスコンバータに提案法を適用し、実験機にてその有効性を検討する。提案法を用いることにより、発電機側の電圧、電流が安定に制御できることを確認するとともに、従来法と比較して軽負荷時の入力力率を改善できることを示す。

## 2. 軽負荷時の入力力率

図 1 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図を示す。本システムは発電機の同期リアクタンスをフィルタリアクトルとすることで、入力フィルタをフィルタコンデンサのみで構成できる。一般的に、マトリックスコンバータの入力フィルタはフィルタリアクトルにダンピング抵抗を並列に挿入するが、本システムでは同期リアクタンスを利用するため、ダンピング抵抗を挿入することができない。

図 2(a)にマトリックスコンバータの一相分等価回路を、(b)にその入力フィルタ部のブロック図を示す。図 2において、発電機の同期リアクタンスを  $L_x$ 、フィルタコンデンサを  $C_f$ 、発電機の逆起電力を  $V_g$ 、発電機の端子電圧を  $V_c$ 、マトリックスコンバータの入力電流を  $I_{in}$ 、フィルタコンデンサに流入する電流を  $I_c$ 、マトリックスコンバータの制御する入力 PWM 電流を  $I_{mc}$ 、出力電圧を  $V_{mc}$ 、出力電流を  $I_{out}$  と定義する。また、入力力率を端子電圧  $V_c$  と入力電流  $I_{in}$  の位相差より定義し、発電機の逆起電力  $V_g$  と入力電流  $I_{in}$  の位相差より、発電機内部力率を定義する。

図 2(b)より、入力フィルタの伝達関数は(1)式となる。

$$\frac{I_{in}}{I_{mc}} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{L_x C_f}} \dots \dots \dots (1)$$

(1)式には減衰項が存在しないため、本システムでは入力フィルタの共振が持続し、動作が不安定となるのが確認できる。

図 3 に従来の入力電流安定化制御のブロック図を示す。従来法では、発電機の端子電圧  $V_c$  を回転座標変換し、ローパスフィルタ(LPF)を用いて入力フィルタの共振成分を抽出した後、ダンピングゲイン  $K_d$  を掛けて元の信号に重畳し、三相変換をして入力電流指令  $I_{in}^*$  とする。また、三相変換する時の位相情報を入力電流位相指令  $\theta_{pfc}$  を加えることによって入力力率を調整できる。

マトリックスコンバータは直接電力変換器であるため、出力電圧は入力力率によって変動する。出力電圧  $V_{mc}$  は発電機の逆起電力  $V_g$ 、入力電流  $I_{in}$ 、変調率  $\lambda$  より(2)式で表され

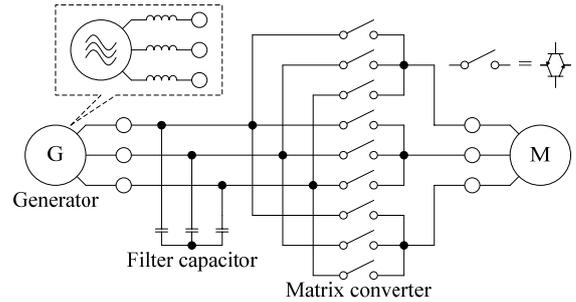
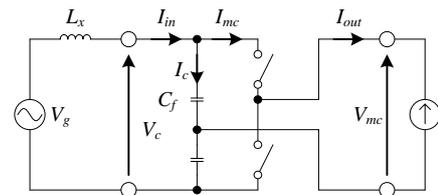
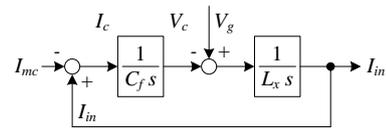


Fig. 1. System configuration diagram of the matrix converter with the generator as input.



(a) Single phase equivalent circuit.



(b) Block diagram of input filter.

Fig. 2. Configuration of input filter.

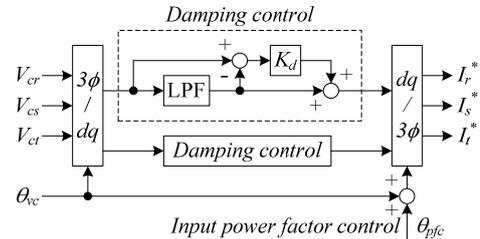


Fig. 3. Conventional input current stability control.

る。ただし、 $v_g$  は逆起電力  $V_g$  の q 軸成分(振幅に等しい)、 $i_d$ 、 $i_q$  は入力電流の d、q 軸成分である。

$$V_{mc} = \lambda v_g \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \dots \dots \dots (2)$$

(2)式より、 $i_d=0$  と制御することで出力電圧が最大となり、また、電流が最小になるため、発電機の効率も最大となる。このとき、発電機の逆起電力  $V_g$  と入力電流  $I_{in}$  の位相は等しいため、発電機内部力率は 1 となる。つまり、発電機が電源の場合は、発電機内部力率が 1 となるように制御するとよい。

一方、従来法はオープンループ制御であるため、マトリックスコンバータの入力 PWM 電流  $I_{mc}$  は入力電流  $I_{in}$  に対する外乱などの影響を考慮することができない。図 2(a)より、入力電流、入力 PWM 電流、フィルタコンデンサ電流の関係

は(3)式となる。

$$\dot{I}_{in} = \dot{I}_{mc} + \dot{I}_c \dots\dots\dots(3)$$

(3)式より、入力電流  $\dot{I}_{in}$ 、入力 PWM 電流  $\dot{I}_{mc}$ 、フィルタコンデンサ電流  $\dot{I}_c$  の関係をフェーザ図で表し、軽負荷時の特性を検討する。

図 4 に負荷が大きい場合と小さい場合の入力電流ベクトル  $\dot{I}_{in}$ 、PWM 電流  $\dot{I}_{mc}$ 、フィルタコンデンサ電流  $\dot{I}_c$  の関係を示す。負荷が大きい場合は入力電流  $\dot{I}_{in}$  の振幅が大きいため、フィルタコンデンサ電流  $\dot{I}_c$  の影響は小さく、入力 PWM 電流  $\dot{I}_{mc}$  と入力電流  $\dot{I}_{in}$  の位相差はほぼゼロとなり、発電機内部力率をほぼ 1 に制御できる。しかし、負荷が小さい場合、入力電流  $\dot{I}_{in}$  の振幅が小さくなるため、相対的にフィルタコンデンサ  $\dot{I}_c$  の振幅が大きくなり、入力 PWM 電流  $\dot{I}_{mc}$  と入力電流  $\dot{I}_{in}$  の位相差が大きくなる。すると、発電機の逆起電力  $\dot{V}_g$  と同相に制御しても、発電機内部力率が 1 にならず、電圧利用率が低下するとともに、発電機の損失が増加する。

たとえば、電気自動車のような軽負荷での効率が重要な用途を考えると、軽負荷時の発電機内部力率の改善が求められる。

### 3. 発電機電源時の入力電流ベクトル制御

前章にて軽負荷時における提案法の力率特性を検討し、その問題点を挙げた。本章では、従来法の課題を解決可能な入力電流ベクトル制御について説明する。

図 5 に入力電流ベクトル制御のブロック図を示す。提案法では、入力電流指令  $I_{in}^*$  と入力電流  $I_{in}$  の偏差を計算し、電流フィードバックによって入力電流の安定化を行う。

提案法の特徴は、入力電流指令  $I_{in}^*$  を発電機内部力率が 1 となるように与え、かつ入力電流をフィードバックすることで、フィルタコンデンサ電流  $I_c$  の影響を考慮した制御が可能な点にある。

図 6 に発電機内部力率を 1 に制御した場合の入力フィルタのベクトル図を示す。提案法では入力電流  $\dot{I}_{in}$  を直接制御可能なため、入力 PWM 電流  $\dot{I}_{mc}$  はフィルタコンデンサ電流  $\dot{I}_c$  を考慮した方向に制御される。従って、入力電流振幅によらず、常に発電機内部力率を 1 に制御できる。

電流制御にはフィルタコンデンサと同期リアクタンスの共振による入力電流の振動を抑制しなければならない。そこで、以下に PID 制御における入力電流の安定化について考察する。

図 5 より、入力電流指令  $I_{in}^*$  から入力電流  $I_{in}$  までの伝達関数を求めると、(4)式が得られる。

$$\frac{I_{in}}{I_{in}^*} = \frac{\frac{K_d}{L_x C_f} s^2 + \frac{K_p}{L_x C_f} s + \frac{K_i}{L_x C_f}}{s^3 + \frac{K_d}{L_x C_f} s^2 + \frac{1+K_p}{L_x C_f} s + \frac{K_i}{L_x C_f}} \dots\dots\dots(4)$$

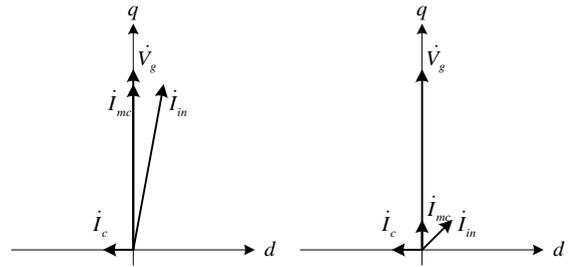


Fig. 4. Relationship among the input current, the input PWM current and the input filter current of the matrix converter.

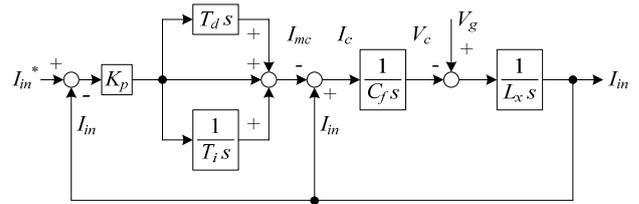


Fig. 5. Block diagram of input current vector control.

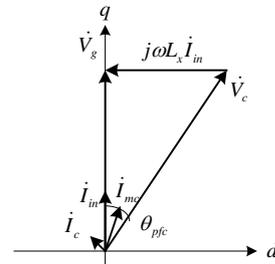


Fig. 6. Relationship among input current, input PWM current and input filter current of input filter with proposed input current vector control.

ただし、 $K_i$  は積分ゲインで、 $K_f = K_p/T_i$ 、 $K_d$  は微分ゲインで  $K_d = K_p T_d$  である。

$K_i=0$ 、 $K_d=0$ (P 制御)のとき、(4)式は、一次の  $s$  項が現れないため、制動係数がゼロであることが明らかである。また、これに積分器を加え( $K_i \neq 0$ )PI 制御とした場合も、二次の  $s$  項(PI の積分器があるため、制動係数の項の次数は 2 次となる)が現れず、PI 制御でも安定化できない。しかし、 $K_i=0$  でも  $K_d$  を追加することによって(PD 制御)、一次の  $s$  項が現れ、制動係数を設定できる。よって、回転座標上で構成される入力電流制御系において、 $K_d$  は安定性を確保し、 $K_i$  は定常偏差をなくす働きがあることがわかる。

(4)式より提案法の状態方程式を導出し、(5)、(6)式を得る。ただし、 $x_1$ 、 $x_2$ 、 $x_3$ 、は(4)式における各ゲインの状態変数である。

$$p \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_i}{L_x C_f} & \frac{1+K_p}{L_x C_f} & \frac{K_d}{L_x C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} I_{in}^* \dots\dots\dots(5)$$

$$i_{in} = \begin{bmatrix} -\frac{K_i}{L_x C_f} & -\frac{K_p}{L_x C_f} & -\frac{K_d}{L_x C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

(4)式を用いて、PI 制御、PID 制御での根軌跡を比較し、微分要素の働きを定量的に評価する。

図 7 に(4)式における、比例ゲイン  $K_p=0.1pu$ 、積分時間  $T_i=1ms$ 、微分時間  $T_d=1ms$  としたときの PI 制御、および PID 制御の根配置を示す。PI 制御では根配置の実部が正となり、かつ、虚数部の値が大きいため、振動的で不安定となる。これは、PI 制御においては、制動係数の項が存在しないためである。対して、PID 制御の場合、すべての根の実部が負となり、また、虚数部の値も PI 制御より小さいため安定となる。これは、微分要素を追加することで制動係数の項が出現し、制動係数を設定できることを表す。以上より、PID 制御によって入力フィルタの共振現象を抑制できることがわかった。また、図 7 より、応答と安定性が所望の値になるように各根を配置することで比例ゲイン、積分時間、微分時間を設計できる。

図 8 に入力電流ベクトル制御の構成図を示す。提案法では、入力電流位相を発電機の逆起電力  $v_g$  と同相に制御する必要があるため、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入力電流  $i_{in}$  と発電機の端子電圧  $v_c$ 、発電機の同期リアクタンス  $L_x$ 、及び、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。入力電流指令値は dq 軸をそれぞれ  $i_d=0$ 、 $i_q=1$  とし、 $\theta_m$  を用いて入力電流を回転座標変換することで、入力電流位相と逆起電力位相を常に同相に制御可能になり、電圧利用率の最適化できる。

マトリックスコンバータの入力電流の振幅は有効電力で決まるため、絶対的な振幅は制御できない。そこで、有効電力を用いて入力電流の規格化を行い、検出電流を規格化する。入力電流の振幅は、変換器の損失を無視すれば入力電力と出力電力の関係から導出できる<sup>(5)</sup>。このとき、(7)、(8)式にそれぞれ出力電力  $p_{out}$  と入力電力  $p_{in}$  を示す。ただし、 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  は出力電圧指令、 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  は出力電流、 $v_{gr}$ 、 $v_{gs}$ 、 $v_{gt}$  は発電機の逆起電力、 $i_r^*$ 、 $i_s^*$ 、 $i_t^*$  は入力電流指令、 $I_{amp}$  は入力電流振幅である。

$$p_{out} = v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w \dots\dots\dots (7)$$

$$p_{in} = I_{amp} (v_{gr} i_r^* + v_{gs} i_s^* + v_{gt} i_t^*) \dots\dots\dots (8)$$

従って、(7)、(8)式より、入力電流の振幅は(9)式で得られる。

$$I_{amp} = \frac{v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w}{v_{gr} i_r^* + v_{gs} i_s^* + v_{gt} i_t^*} \dots\dots\dots (9)$$

(9)式において、発電機の端子電圧  $v_c$  にはスイッチング周波数成分のリプルが含まれるため、入力電圧には発電機の端子電圧  $v_c$  を使用せず、発電機の逆起電力  $v_g$  を使用する。また、発電機の逆起電力  $v_g$  は直接検出することができないが、発電機の運転周波数に比例するため、逆起電力位相から推定できる。

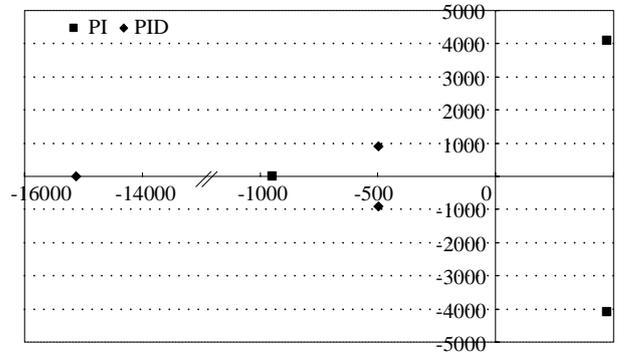


Fig. 7. Block diagram of input current vector control.

Table 1. Parameters of the synchronous generator.

Rated power	3.7 kW	Stator resistance	0.695 Ω
Rated rotational frequency	1800 rpm	d-axis inductance	6.2 mH
Rated Voltage (line-to-line)	180 Vrms	q-axis inductance	15.3 mH
Back e.m.f. (line-to-line)	150 Vrms	Number of pole	6

Table 2. Experimental conditions.

Filter capacitor	6.6 μF	Output frequency	30 Hz
Modulation index	0.866	Carrier frequency	10 kHz
Modulation method	Virtual AC/DC/AC conversion <sup>(2)</sup>		
Commutation	Voltage commutation		
Commutation time	2.5 μs		
RL load	12.5 Ω, 5 mH		

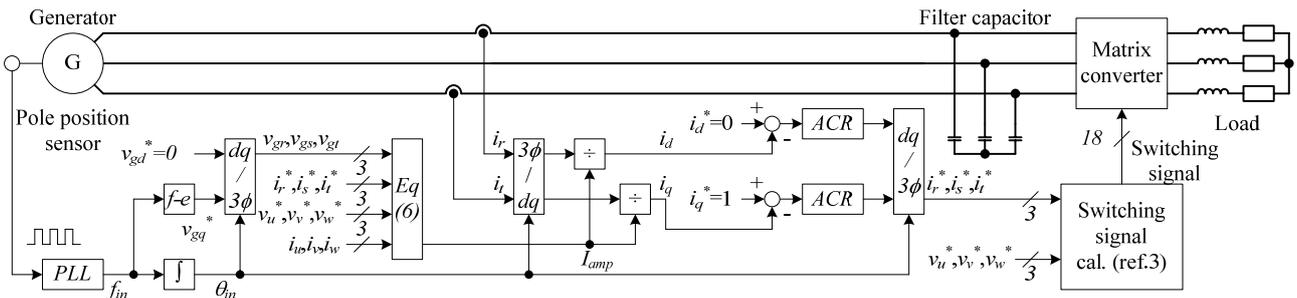


Fig. 8. Configuration diagram of input vector control.

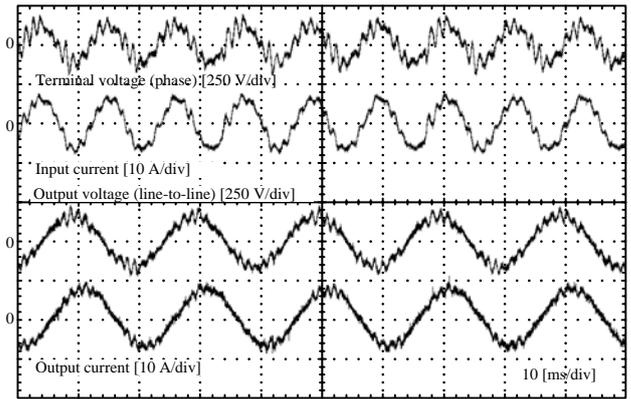
#### 4. 実験結果

本章では、表 1 の同期発電機を電源とするマトリックスコンバータの実験機を制作し、表 2 の実験条件にて実験を行い、提案法の有効性を確認したので報告する。

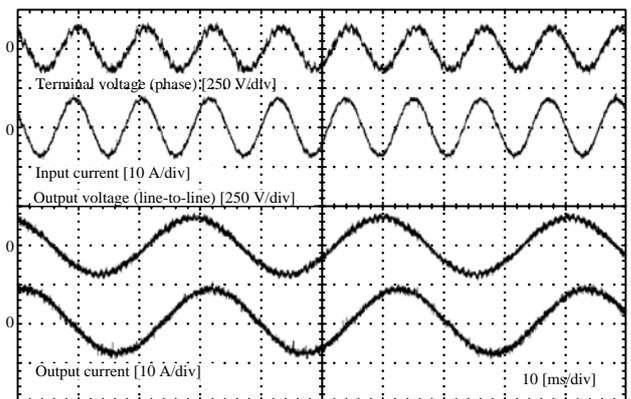
図 9(a)に入力側の安定化制御を用いない場合の、(b)提案法を用いた場合の RL 負荷時の実験結果を示す。(a)より入力フィルタの共振によって端子電圧、入力電流に大きな振動、ひずみが発生し、それによって出力側も歪んでいるのが確認できる。(b)より、提案法を用いることによって、入力電流、端子電圧に大きな振動などが発生せず、正弦波に制御されているのが確認できる。また、入力側が安定しているため、出力電圧、電流も正弦波に制御されている。このとき、提案法を用いない場合の入力電流ひずみ率は 10.69%、出力電流ひずみ率は 4.20[%]であるのに対し、提案法を用いた場合の入力電流ひずみ率は 2.80%、出力電流ひずみ率は 1.65[%]となり、入力電流ひずみ率は 7.8 ポイント、出力電流ひずみ率は 2.5 ポイント改善できた。

図 10 に従来法の入力電流安定化制御のみを適用した場合(□)と提案法(■)を適用した場合における、電力の変化による入力力率の変化を示す。従来法は力率の制御を行っていないため、負荷が大きくなるにつれて入力力率(発電機の端子電圧と入力電流による力率)が 1 に制御される。一方、提案法は負荷が大きくなるにつれて入力力率が低下するが、これは、発電機内部力率を 1 に制御するために入力力率が進み制御されているためである。一方、軽負荷時の動作について考察すると、軽負荷時では入力電流の振幅が小さいので端子電圧と逆起電力の位相差が小さくなり、発電機内部力率を 1 に制御すると入力力率も 1 に近づくはずである。しかし、従来法では入力力率が大きく悪化している。これは、オープンループ制御では、軽負荷時にフィルタコンデンサ電流の影響を大きく受け、入力力率が制御されないことを示している。対して、提案法では、軽負荷時でも入力力率が従来法より改善されている。125W 時の入力力率が急に低下しているのは、転流などの影響で入力電流がひずみ、力率が悪化したと考えられる。以上より、提案法は入力電流をフィードバックすることでフィルタコンデンサ電流の影響を考慮した入力電流の制御が可能であることを確認できた。

図 11 に従来法と提案法を行わない場合(×)、従来法の入力電流安定化制御を用いた場合(□)、提案法を用いた場合(■)の入力電流ひずみ率の変化を示す。安定化制御がない場合はダンピング要素は発電機の巻き線抵抗のみであり、負荷が大きくなるにつれて入力フィルタ共振の影響が大きくなるため、入力電流ひずみ率は増加する。対して、従来法、及び、提案法を用いた場合では、入力電流ひずみ率が全負荷領域において改善できることが確認できる。しかし、重負荷時には従来法の入力電流ひずみ率が増加している。これは、入力電流の振幅は重負荷になるにつれて大きくなるので、入力力率を 1 に制御する場合は(2)式にお



(a) Without stability control.



(b) Proposed input current vector control.

Fig. 9. Experimental results with RL load.

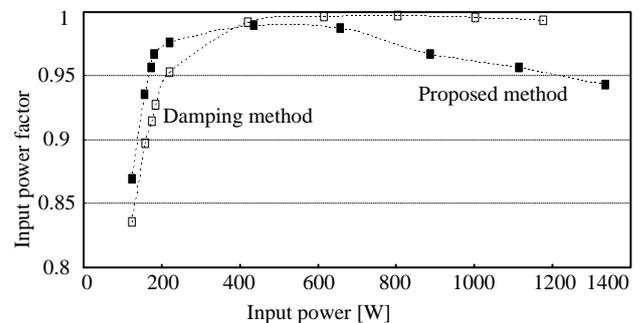


Fig. 10. Relationship between input power and input power factor by proposed method and conventional method.

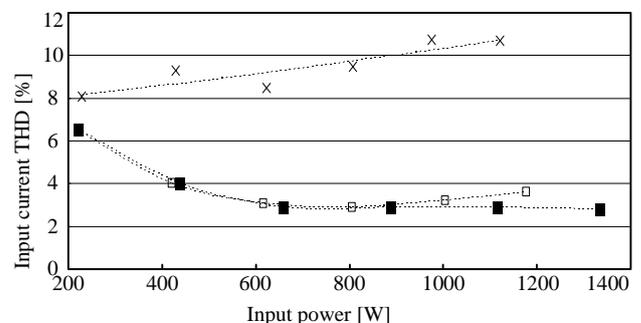


Fig. 11. Input current THD characteristic by conventional method and proposed method.

る d 軸電流が増加し、出力可能な電圧の振幅が指令値より小さくなり過変調となるためである。一方、提案法では重

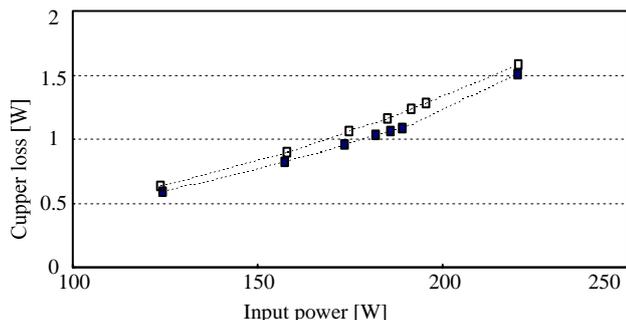


Fig. 12. Experimental results of the input current vector control with induction motor load.

負荷であっても入力電流ひずみ率は抑えられている。これは、提案法が発電機内部力率を1に制御するため、(2)式のd軸電流は常にゼロとなり、電圧利用率が最大となるので波形ひずみが生じないためである。

以上の結果より、提案法では軽負荷時、重負荷時のいずれにおいても入力電流のひずみを激減できることと、発電機内部力率を1に制御し、ひずみが生じることなく最大電圧を出力できることを確認できた。

図12に従来法と提案法の軽負荷時の入力電流による巻き線抵抗の損失比較を示す。提案法は従来法に対してどの領域においても同じ電力に対して損失が小さい。これは、提案法はフィルタコンデンサ電流の影響を考慮した入力電流の制御を行っているためであり、少ない電流値で同じ電力を伝送していることから、発電機の銅損が従来法より小さく、発電機の効率を改善できたといえる。

## 5. 結論

本論文では、発電機をマトリックスコンバータに接続したシステムにおいて、従来法における軽負荷時の課題を明らかにし、その解決策として、入力電流をフィードバックする入力電流ベクトル制御を提案した。提案法の伝達関数より状態方程式を導出し、電流制御の微分要素について安定性解析を行い、その有用性を検討した。

以上の検討に対し、発電機を接続したマトリックスコンバータによる実験を行い、以下の項目について確認した。

- (1) 提案法を適用することで、入力電流ひずみを1/2以下に改善し、安定に制御できること
- (2) 従来法と比較して、フィルタコンデンサ電流の影響を考慮した入力電流制御が行えるため、軽負荷時の効率を改善できること
- (3) 発電機内部力率を1に制御し、重負荷時の入力電流ひずみ率の増加を抑制できること

以上より、提案法が従来法より有効であることを確認した。今後の課題として、負荷を電動機としたときの制御の高性能化が挙げられる。なお、本研究は平成17年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

## 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)  
春名順之介・伊東淳一:「発電機を電源とするマトリックスコンバータの制御法」, 電学論 D, Vol.129, No.5, pp.482-489 (2009)
- (2) J. Itoh, H. Kodachi, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi and H. Umida: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion", IASCI IEEJ, pp.I-303-I-308 (2004)  
伊東淳一・小太刀博和・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・海田英俊:「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」, 平成16年電気学会産業応用部門大会, pp.I-303-I-308 (2004)
- (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)  
小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・玉井康寛・美根宏則・伊東淳一:「仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づいたマトリックスコンバータのPAM制御法」, 電学論 D, Vol.126, No.9, pp.1185-1192 (2006)
- (4) J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, K. Kuroki, E. Yamada and T. Koga: "VVVF On-line Control of Matrix Converter", IEEJ Trans., Vol.116-D, No.6, pp.644-651 (1996)  
小山純・夏曉戒・樋口剛・黒木恒二・山田英二・古賀高志:「PWM サイクロコンバータのVVVF オンライン制御」, 電学論 D, Vol.116, No.6, pp.644-651 (1996)
- (5) T. Takeshita and H. Shimada: "Matrix Converter Control Using Direct AC/AC Conversion Approach to Reduce Output Voltage Harmonics", IEEJ Trans., Vol.126-D, No.6, pp.778-787 (2006)  
竹下隆晴・島田大志:「出力電圧高調波を低減する AC/AC 直接変換方式マトリックスコンバータ制御」, 電学論 D, Vol.126, No.6, pp.778-787 (2006)
- (6) Y. Tadano, S. Hamada, S. Urushibata, M. Nomura, Y. Sato and M. Ishida: "A Space Vector Modulation Scheme for Matrix Converter that Gives Top Priority to the Improvement of the Output Control Performance", IEEJ Trans., Vol.128-D, No.5, pp.631-641 (2008)  
只野裕吾・濱田鎮教・漆畑正太・野村昌克・佐藤彦彦・石田宗秋:「出力制御性能の向上に着目したマトリックスコンバータの空間ベクトル変調法」, 電学論 D, Vol.128, No.5, pp.631-641 (2008)
- (7) 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)  
布川智康・竹下隆晴:「複素座標変換を用いた三相/三相マトリックスコンバータの共振抑制制御」, 半導体電力変換研究会, pp.33-38 (2007)
- (8) 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)
- (9) H. Nikkhajoei and M. Reza Irvani: "A Matrix Converter Based Mivro-Turbine Distributed Generation System", IEEE Trans., Vol.20, No.3, pp.2182-2192 (2005)
- (10) E. Wiechmann, P. Burgos and J. Rodriguez: "Continuously Motor-Synchronized Ride-Through Capability for Matrix-Converter Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans., Vol.49, No.2, p.390 (2002)
- (11) J. Lettl: "Matrix Converter Induction Motor Drive", EPE-PEMC, pp.787-792 (2006)
- (12) 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)
- (13) 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)
- (14) 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)
- (15) 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)  
伊東淳一・豊崎次郎・大沢博:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, Vol.122, No.2, pp.253-259 (2002)